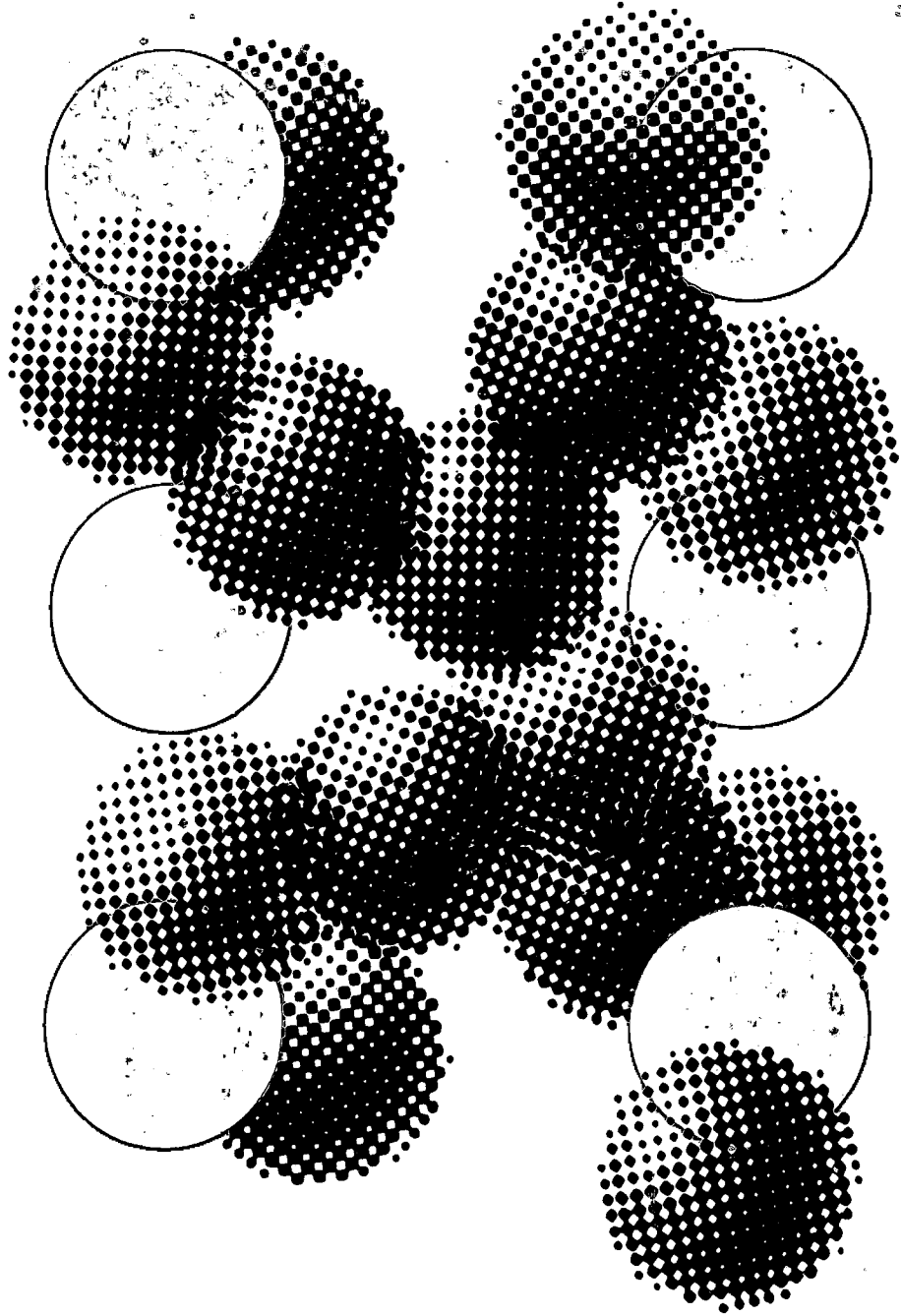


electromagnetic compatibility 1980

part — 1



Glaser

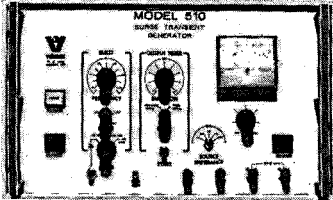
Fifth International
Wroclaw Symposium
on Electromagnetic Compatibility
September 17—19, 1980

Пятый Международный
Вроцлавский Симпозиум
по Электромагнитной Совместимости
17—19 сентября, 1980 г.



CONTROLLED INTERFERENCE GENERATORS

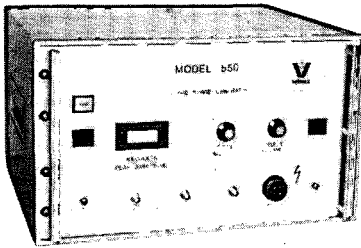
Damped Sine Wave Bursts



Our Model 510 and 515 Surge Transient Generators provide precise standardized repeatable test signals for determining capabilities of various equipments, components, and systems for possible malfunction or damage caused by line transient surges.

Meets and exceeds IEEE Std. 472-1974/ANSI C37.90a 1974. The instrument is all solid state.

Exponential Pulses

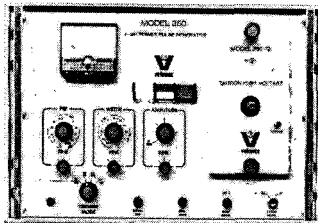


Our Model 550 Voltage Surge Generator provides standard repeatable test signals to verify the capability of components and systems to withstand voltage and current surges without damage, as defined by Part 68 of the U.S. Federal Communications Commission (FCC) Rules and Regulations.

Exponential waveshapes with peak open circuit voltages of 800 V, 1500 V, or 2500 V and currents of 100 A, 200 A, or 1000 A, with rise/fall times of 4 μ s/600 μ s, 4 μ s/250 μ s, and 1.5 μ s/20 μ s, are provided. Pulses of either polarity may be selected.

Polarity and peak amplitude are displayed by a digital panel meter. Shielding and filtering prevent unwanted interference. The unit is all solid state.

Lightning Strikes Again: High-Power Pulse Generators



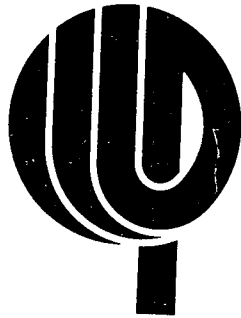
We build a complete line of high power pulse generators that provide radiated or magnetic power-line interference. Our standard generators can produce various combinations of the following:

- > 31 kW peak power
- > 30 kV peak voltage
- > 750 A peak current
- from < 7 ns rise and fall times
- < 25 ns to > 10ms pulse widths
- One shot to megahertz PRF's.



velonex

560 Robert Avenue, Santa Clara, California 95050, U.S.A., (408) 727-7370, TWX 910-338-0114





**ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ
СОВМЕСТИМОСТЬ
1980**

ЧАСТЬ 1

РЕДАКТОР ТРУДОВ: Д.Ю. БЭМ

**ПЯТЫЙ МЕЖДУНАРОДНЫЙ ВРОЦЛАВСКИЙ
СИМПОЗИУМ
ПО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ**

17–19 сентября, 1980 г.



**ELECTROMAGNETIC
COMPATIBILITY
1980**

PART 1

PROCEEDINGS EDITOR: D.J. BEM

**FIFTH INTERNATIONAL WROCLAW
SYMPOSIUM
ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY**

17-19 September, 1980

T.M. Babij

Scientific Papers of the Institute of Telecommunication and
Acoustics of Wrocław Technical University No 46, Conferences
No 12, 1980

Prace Naukowe Instytutu Telekomunikacji i Akustyki Politechniki
Wrocławskiej nr 46, Konferencje nr 12, 1980

All papers are published on responsibility of the authors

Artykuły opublikowane w tym zeszycie przyjęto do druku bez poprawek
merytorycznych i na odpowiedzialność autorów

Wydawnictwo Politechniki Wrocławskiej
Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław

Patron:

Dr. Z. Rudnicki

Minister of Posts and Telecommunications
of the Polish People's Republic

Organizers:

The Association of Polish Electrical Engineers – The Wrocław Technical University –
The Institute of Telecommunications

Under the auspices of:

Polish Academy of Sciences (PAN),
Committee of Electronics and Telecommunications

Cooperating:

International Union of Radio Science (URSI); International Electrotechnical Commission (IEC); International Special Committee on Radio Interference (CISPR) and TC 77 – Electromagnetic Compatibility between Electrical Equipment including Networks; Region 8 (Europe) of the Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE);

Institute of Radioengineering and Electronics
of the Academy of Sciences of the USSR

Scientific and Technical Union of Electrical Engineering – HTC (*Bulgaria*); Czechoslovak Scientific and Technical Society – CSVTS (*Czechoslovakia*); Association of Electrical Engineers – VDE (*Federal Republic of Germany*); Société des électriciens, des électroniciens et des radio-électriciens – SEE (*France*); Scientific Society for Telecommunication – HTE (*Hungary*); Association of Electrical and Electronics Engineers AEI (*Italy*); The Institute of Electronics and Communication Engineers of Japan – IECE (*Japan*); Institute of Electrical and Electronics Engineers, Society on Electromagnetic Compatibility – IEEE S-EMC (*USA*); A. S. Popov Scientific Technical Society for Radio Technology, Electronics and Electrocommunications (*USSR*).

Supporting:

Union of Electronic Industry UNITRA-DOM, *Warsaw*;
Union of Electronic Industry UNITRA-ELEKTRON, *Warsaw*;
Union of Radio and Television Stations, *Warsaw*;
INCO United Economic Groups, *Warsaw*.

Symposium Council:

Chairman:

Prof. W. Rotkiewicz, *Poland*

V-chairman:

Prof. F. E. Borgnis, *Switzerland*

Prof. V. V. Migulin, *USSR*

L. Autesserre, *France*; L. C. Burtz, *CCITT*; P. Dietrich (VDE), *FRG*; Prof. T. Gaj, *Poland*; J. Grzybowski, *Poland*; Dr. G. Hagn, *URSI Com. E*; Dr. M. Joachim, *Czechoslovakia*; Prof. E. Kowalczyk, *Poland*; K. Kozłowski, *Poland*; P. Kurakov, *IFRB*; Dr. I. Laška, *Czechoslovakia*; Prof. P. E. Leuthold, *Switzerland*; W. Moroń, *Poland*; Prof. E. Paolini, *Italy*; Prof. T. Porebski, *Poland*; Dr. L. Rohde, *FRG*; Dr. V. A. Shamshin, *USSR*; Prof. R. Sato (IECE), *Japan*; H. Smoleńska, *Poland*; Prof. A. Smoliński (PAN), *Poland*; W. Stawski, *Poland*; J. C. Toler, *USA*; Prof. J. Trojak, *Poland*; J. Vöge, *France*; Prof. A. Zieliński, *Poland*; J. Ziolkowski, *Poland*.

Scientific Program Committee:

Chairman:

Prof. F. L. Stumpers, *The Netherlands*

V-chairman:

Dr. R. C. Kirby, *CCIR*

Prof. C. Almassy, *Hungary*; Dr. T. Babij, *Poland*; Dr. A. L. Badalov, *USSR*; Prof. C. Egidi, *Italy*; C. Gary, *France*; R. Gressmann, *Belgium*; A. de Jong, *The Netherlands*; Prof. Z. Karkowski, *Poland*; Dr. W. Knopf, *GDR*; O. Larsson, *Sweden*; Dr. V. A. Leonov, *USSR*; Prof. F. Minozuma, *Japan*; Prof. J. Molski, *Poland*; Prof. E. Nano, *Italy*; Dr. A. Piłatowicz, *Poland*; Prof. R. Showers, *USA*; Dr. A. D. Spaulding, *USA*; Prof. A. Wedam, *Yugoslavia*; Prof. J. Wiesinger, *FRG*; Prof. A. Wojnar, *Poland*; Dr. R. Żarko, *Poland*.

Symposium organization:

Symposium chairman: Prof. R. G. Strużak, *Wrocław*

Co-chairman: Prof. D. J. Bem, *Wrocław*

Secretary General: W. Moroń, *Wrocław*

J. Grzybowski, *Warsaw (Coordinator)*; Dr. M. Pietranik, *Wrocław (Techn. excursions)*; Prof. W. Rotkiewicz, *Warsaw (Symposium Council Chairman)*; W. Stawski, *Wrocław (Exhibits)*; Prof. F. I. Stumpers, *Eindhoven (Scientific Program Committee Chairman)*; Dr. R. Żarko, *Wrocław (Arrangements)*.

EMC 80

INTERNATIONAL WROCLAW SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY

CHAIRMAN'S ADDRESS

Honourable Guests, Ladies and Gentlemen,

As the chairman of this conference, I have the pleasure to welcome you cordially on behalf of the Organizers of the Fifth International Symposium and Exhibition on Electromagnetic Compatibility EMC-80, in Wrocław. This event first took place as early as 1972, and since 1976 it has had a truly international flavour.

In 1975, the Swiss EMC conference was organized, and since this time the coordinated Polish and Swiss symposia create an yearly European EMC event. Professor F. Borgnis and Dr. T. Dvorak, the founders of the Swiss gathering, and Mr. T. Dryzek, President of the Association of Polish Electrical Engineers were the main architects of this fruitful cooperation. Now, our conference enjoys the benevolence of the most significant international and national organizations, and many personalities and leading experts around the world actively cooperate in its preparation. As a result, we have more than 100 authors, and many more participants, representing universities as well as other research and industrial organizations from about 20 countries.

At EMC-80 Professor F.L. Stumpers, Member of the Royal Academy of Sciences of the Netherlands, most kindly agreed to head the Program Committee, and Professor W. Rotkiewicz from Warsaw to head the Symposium Council, as they did at previous conferences. Most of the preparation work we owe to Mr. W. Moron, Symposium Secretary General, as we did at previous events.

Our special thanks go to Dr. Z. Rudnicki, Minister of the Posts and Telecommunications of the Polish People's Republic, for his gracious patronage to this conference, and to Professors A. Świt and A. Smoliński, Members of the Polish Academy of Sciences, for their kind support and agreement to convene it under the auspices of the Committee of Electronics and Telecommunications of the Academy. We have a debt of gratitude to Professor T. Porębski, Rector of the Wrocław Technical University, for his most hospitable offer to hold the conference on its premises.

Our symposium differs from other international EMC events in having two languages with simultaneous interpretation which creates a unique opportunity for easy international contacts, but is quite difficult with such a broad discipline. This has been possible thanks to the Ministry of Posts and Telecommunications of

the USSR which most kindly agreed to send their highly qualified interpreters.

I wish also to express our sincere appreciation to the Speakers and Authors, Session Organizers and Chairmen, Members of the Symposium Council and Program Committee, and to all others who have contributed greatly to making this Symposium what it is. In particular we owe a considerable debt of gratitude to our colleagues from outside of Europe. Their efforts and travel difficulties connected with great distance make their appearance here doubly valuable.

Dear Colleagues,

Day by day our societies consume, waste and pollute more and more "electromagnetic - spectrum - space". Day by day the amount of man-made electromagnetic irradiations become larger and larger. Many, if not all, biological and technical systems must operate in this complex environment.

It is we, EMC engineers and scientists, who are responsible for safeguarding society against the detrimental effects of electromagnetic influences. It is also we, who are responsible for optimum use of the electromagnetic spectrum and for safeguarding this unique natural resource for future uses.

The objective of this conference is to bring together engineers and scientists who are interested in a better understanding of the origin, control and measurements of electromagnetic influences on technical and biological systems. Our purpose in doing so is to become better acquainted with our current work, to appraise the status of the field, to stimulate future work, and of course to become better acquainted with each other.

It is up to you to decide to what extent this event and the information presented in this volume, will contribute to those aims.

I wish you a pleasant and fruitful stay here.

Thank you for your participation.

Ronald G. Sturiah

INTRODUCTORY REMARKS FROM THE SCIENTIFIC PROGRAM COMMITTEE CHAIRMAN

It is a source of great satisfaction to me, as program chairman of an international symposium, that more than 120 abstracts arrived, most of them of reasonable to good quality, even if many of them did not meet the original dead-line. One hopes that those who sent in an accepted abstract, can also be welcomed to the opening session of the Symposium. Large numbers of papers came from the USSR and the organizing country, Poland, but the research of many other countries such as USA, Hungary, Italy, Germany F.R., Germany D.R., France, Japan, UK and Yugoslavia is also represented in the papers offered.

The fact that Dr. R. Kirby, director of the CCIR, is vice-chairman of the Program Committee, and that Professor B. Struzak, vice-chairman of Study Group 1 of the CCIR, plays such important role in the organization of this Symposium, may account for the fact that quite a number of papers and even sessions are in the domain of the CCIR. The CCIR's general interest in spectrum management is reflected in the sessions on computer models in EMC studies, in the session on EMC aspects in satellite systems and also in the session on techniques for efficient spectrum utilization. This latter session has been organized by Mr. Mayher. Problems of radio relay links and of MF antennas are discussed in the session on EMI reduction through antenna design. Planning problems in TV and FM broadcasting and in mobile land and sea communication systems are prominent in separate sessions.

In the domain of the CCITT we find a session on EMC and cable communication.

As former president of the International Special Committee on Radio Interference CISPR, it was a pleasure for me to see quite a number of sessions and papers in the area covered by the CISPR. The session on specific EMI sources, the session on statistical aspects of noise and interference and the session on measuring methods and instrumentation are all of importance in this field. I was personally interested in Kalmakov's paper on the interpretation of a CISPR limit, Corsaro's paper on immunity and susceptibility and Paolini's paper on the use of reverberating chambers in field measurements. The papers by Umberto c.s., Kapitonov

and Pilatowicz on high voltage line interference are of importance in the range of the CISPR Subcommittee C. It is quite possible, that between the time of my writing, and the opening of this Symposium, some of the ideas expressed in these papers will have influenced decisions taken at the Tokio, July 1980, Plenary Assembly of the CISPR.

In the International Union of Radio Science, there is an interest in noise of natural origin, in scientific aspects of natural and man-made noise research, and in biological effects of radiation. Here we see the session on power line radiation and its coupling to the ionosphere and magnetosphere /organized by Professor Kikuchi/, the session on lightning and EMC /organized by Professor Wiesinger/, the session on general problems and statistical methods in EMC /organized by Dr. Spaulding/ and the session on the biological effects of rf energy. There is quite a lot of teamwork in EMC but I think a paper in the session on biological effects has set a new record with its eleven authors /N.D. Devyatkov and others/.

One has to admit, that with several sessions in parallel, sometimes the choice may be quite difficult. As a subject for discussion, alternate possibilities might be formulated /e.g. plenary sessions in the morning, parallel sessions in the afternoon; an extra day; acceptance of a smaller number of papers or more poster sessions/. I hope you will think this over and we would like to hear your opinion.

I wish you all a good choice and an interesting and fruitful Symposium.

F. Wiesinger

**SCIENTIFIC
CONTRIBUTIONS**

© COPYRIGHT BY TECHNICAL UNIVERSITY
OF WROCLAW

Applications for reproduction of this book or parts thereof, should be directed to: EMC Proceedings Editor, Technical University of Wrocław, Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, Poland

EMC 80

INTERNATIONAL WROCLAW SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY

Richard C. KIRBY^{x)}
Jerzy T. RUTKOWSKI

ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY GUIDELINES FOR THE NEXT 20 YEARS IMPACT OF THE WARC - 1979

Summary

The results of the World Administrative Radio Conference, Geneva 1979 are discussed, with particular regard to its influence on future policy in the field of EMC.

General guidelines concerning the investigations aiming to reduce the EMC environment pollution, and improve spectrum utilization as given in the conclusions.

1. INTRODUCTION

Utilization of the radio-frequency spectrum, especially in the international scale, has been governed since the very early stages of radiocommunications development by an important instrument of international law, the Radio Regulations.

This document contains the table of frequency allocations to services, includes appendices concerning frequency allotment to areas or countries, and determines the procedural and technical bases of frequency assignment to stations. It also determines the principal parameters of radio-equipment important from the point of view of spectrum utilization, and main operational practices for most important services (especially mobile and safety).

Owing to technical progress, and the increasing number of radiocommunication systems throughout the world due to the advent of new services and new operational methods, the Radio Regulations require to be revised from time to time.

Partial revisions could be and were introduced more easily and more frequently by World or Regional Radio Conferences dealing with particular services, but general revisions embracing the totality of the Radio Regulations could only be undertaken in intervals of about 20 years : Atlantic City 1947, Geneva 1959 and now, Geneva 1979.

The recent World Administrative Radio Conference, for general revision of the Radio Regulations took place in Geneva from 24 September to 5 December 1979.

x) International Radio Consultative Committee (CCIR), Place des Nations,
1211 Geneva 20, Switzerland.

1,800 delegates from 142 member countries participated, and about 10,000 proposals of amendments or completion of Radio Regulations were submitted and discussed during the Conference.

Throughout the Conference, the problems of electromagnetic compatibility of various radiocommunication systems, (even if not always explicitly mentioned) dominated the discussions and greatly influenced the final conclusions.

2. EMC = CO-EXISTENCE

It is perhaps unnecessary to recall the definition of electromagnetic compatibility at a symposium specially convened to discuss the various aspects of EMC. However when presenting the results of a Radio Administrative Conference, the main purpose of which is to determine the principles of co-existence of many radio services in the same (or adjacent) frequency bands and in the same or neighbouring areas, to underline the importance of such a design of radiocommunication systems which facilitates such co-existence is probably not superfluous.

3. PRINCIPAL DECISIONS OF THE CONFERENCE

3.1 Re-allocation of the frequency spectrum

Among the proposals to the Conference, those concerning the re-allocation of the frequency spectrum were the most largely discussed, especially because each change in the frequency band allocation influences heavily the existing investments in the radio-equipment and necessitates the development of new equipment for various radio services.

Before the Conference, opinions were circulated, that the Conference should make available an important part of the HF spectrum already allocated to the long-distance fixed-service for HF sound broadcasting, for maritime and aeronautical mobile services and for the amateur service, since the HF fixed-service could be largely superseded by satellite communications.

Strong views were also expressed that important changes should occur in the spectrum parts allocated to the space services to increase the total bandwidth for the satellite fixed service, and for the rapidly developing Earth-exploration satellite service.

Not all of these hopes have been fulfilled by the Conference. As concerns the HF band, strong opposition has been expressed to the proposals aiming at the reduction of the HF fixed-service especially in the lower frequency bands below about 12 MHz, because of intensive utilization of this part of the spectrum for fixed-service for national purposes by the countries of large territories and by island countries. For this reason the HF fixed service will not be superseded by the satellite fixed service for many years to come.

Only with great difficulty has some agreement been achieved in that respect. The HF broadcasting bands were expanded by about 725 kHz, but no increases were obtained for the most congested lower frequency bands 6 and 7 MHz and the changes will not come into effect immediately upon the date of entering into force of the Final Acts of the Conference, but only after some transitional period.

Only minor changes have been introduced in the allocations for the aeronautical and maritime mobile services, leaving the definitive solution of this problem to the future Administrative Radio Conference for mobile services.

Amateur radio users received three new HF bands at 10, 18 and 24 MHz. The 10 MHz band will be shared with other services (as will the 220 - 225 MHz and 430 - 440 MHz bands).

However the changes in the parts of the spectrum allocated for the satellite fixed service are quite important.

In the bands below 20 GHz, an increase of about 1.1 GHz was allocated for both up-link and down-link frequencies to accommodate an expected increase in traffic. For the first time, the feeder (up-link) frequencies were considered for broadcasting satellites to go along with the down-links provided earlier.

Table 1 shows the principal blocks of a portion of the newly allocated spectrum, from 3.4 - 15 GHz for the fixed and broadcasting satellites. The Table omits for simplicity the sharing arrangements with other services.

TABLE 1

Fixed-satellite service allocations GHz
(Broadcasting Satellite also indicated)

Before WARC-79			After WARC-79		
1	2	3			
3.4 - 4.2 down			3.4 - 4.2 down		
4.4 - 4.7 up			4.5 - 4.8 down		
5.725-5.925 up			5.725-5.850		
5.850-5.925 up			5.850-7.075 up		
5.925-6.425 up					
7.250-7.750 down			7.250-7.750 down		
7.900-8.400 up			7.900-8.400 up		
10.95-11.2 down (also up in R1)			10.7 - 11.7 down (also up in R1)		
11.45-11.7 down			11.7-12.1 down		
11.7-12.2 down shared with broadcast			11.7 - 12.2		
12.5 - 12.75 up (down in R3)			12.1-12.3 down		
			12.2 - 12.5		
			12.5-12.75 down		
			12.5-12.75 up & down		
			12.75-13.25 up (from 12.7 in R2)		
14.0 - 14.5 up			14.0 - 14.8 up		

 Broadcasting Satellite

* Band 12.1 to 12.3 shared with Broadcasting Satellite; 1983 Conference to decide further

The Conference concluded that broadcasting satellite feeder links were best handled on a regional basis (see figure) rather than worldwide. As for down links, the countries of North and South America agreed to provide bands for both broadcasting and fixed-service satellites in the 11 GHz band. The broadcast satellite service will primarily use the 12.3 to 12.7 GHz band and the fixed-satellite service the 11.7 to 12.1 GHz band. A Region 2 conference will decide how to split the 12.1 to 12.3 GHz interval.

Some of the other significant communications satellite decisions included improved coordination procedures for introducing new satellite systems, improved station-keeping and antenna-pointing accuracy requirements, and new criteria to protect the fixed satellite service from nongeostationary satellites.

While the Earth exploration satellite has been recognized in the International Telecommunication Union allocation table since 1972, new status was accorded this service with increases in the allocation of microwave frequency bands for new applications of microwave sensing from space. Communication links for Earth exploration were also improved, especially above 20 GHz. For the first time, frequency bands were allocated for satellite radars for this type of application.

Among other changes and additions to the frequency allocations table at least one more should be cited, of particular interest to EMC experts : new allocations to the industrial, scientific and medical equipment listed in Table 2 below, together with the existing allocations for this purpose.

TABLE 2

Frequency bands for ISM equipment

6 765	-	6 795	kHz ¹⁾
13 553	-	13 567	kHz
26 957	-	27 283	kHz
40.66	-	40.70	MHz
433.05	-	434.79	MHz ¹⁾ 2) 3)
902	-	928	MHz ⁴⁾
2 400	-	2 500	MHz
5 725	-	5 875	MHz
24.0	-	24.25	GHz
61.0	-	61.5	GHz ¹⁾
122.0	-	123.0	GHz ¹⁾
244.0	-	246.0	GHz ¹⁾

- 1) Newly allocated frequency bands in which the radiation also within the band shall be limited (for exception see footnote 3))
- 2) For Region 1 only
- 3) For Federal Republic of Germany, Austria, Liechtenstein, Portugal, Switzerland and Yugoslavia regulations concerning old ISM allocations apply
- 4) For Region 2 only

As may be concluded from footnote 1), these new allocations for ISM equipment have been adopted together with quite severe limitations. CCIR has been requested to undertake as a matter of urgency appropriate studies aimed at determining the necessary limits of radiation from ISM equipment within and outside bands allocated to that kind of equipment so, that no existing services are affected.

It will require close cooperation with other organizations concerned with radio interference : such as IEC TC 12 and 77 and especially with CISPR.

It may also be necessary to look for completely new measures aiming to reduce radio-environment pollution, such as screening of premises where ISM equipment is installed, filtering the interference through the power supply lines etc.

3.2 Increased frequency sharing

One of the most drastic changes resulting from the decisions of the Conference is the increased percentage of the frequency spectrum allocated to various services on a shared basis, as shown in Table 3 below.

TABLE 3

Percentage of shared frequency bands

	0 - 27 500 kHz	27.5 - 10 500 MHz	10.5 - 275(400) GHz
Radio Regulations edition Geneva 1976	32	95.9	64
Radio Regulations Geneva 1979	75.2	97.4	99.2

The percentage of shared frequency bands is more than doubled in that part of the spectrum below 27 500 kHz, it is slightly increased between 27.5 to 10 500 MHz, but the exclusive frequency bands have almost disappeared in that part of the spectrum above 10.5 GHz.

The problem of possible (or impossible) frequency sharing between particular services has been discussed during the CCIR special preparatory meeting prior to the Conference, and the result of these discussions are included in the SPM Report. In many cases the negative opinions of CCIR have, however, been ignored by the Conference, and in some cases the service combinations which were not taken into account by SPM during the sharing considerations have been adopted by the Conference.

In many cases, the additional allocations on a shared basis previously introduced to the frequency allocation table by means of footnotes and considered rather as exceptions for utilization limited to the territories of one or few countries, became non allocations for large areas embracing several (sometimes up to fifty or more) countries.

In some cases such shared allocations are clearly incompatible or impose severe limitations on the radiocommunication systems. CCIR has been requested by several Conference Resolutions and Recommendations to study the problems of frequency sharing as a matter of urgency and to present its conclusions to the future radio conferences.

The following examples of services for which frequency sharing is very difficult may be cited :

- aeronautical mobile and maritime mobile services
- aeronautical and maritime radionavigation services

They belong to the category of services on which the safety of human life depends. So the required protection of signals in these services imposes such severe limitations, that sharing with other services becomes almost impossible in many cases.

As one example of a contradictory decision taken by the Conference, the changes in frequency allocations for the satellite broadcasting service and satellite fixed service in Region 2 may be cited.

Due to the experiences of the 1977 Satellite Broadcasting Conference, where serious difficulties arose concerning the frequency assignment coordination for broadcasting satellites in Region 1 because of possible interference with the fixed satellite service in Region 2 sharing the same frequency bands, it has been decided to subdivide the band for Region 2 into separate exclusive sub-bands for satellite broadcasting and fixed satellite service.

In any case the problem of frequency sharing will be one of the most important and most difficult preoccupations of CCIR for the next decade or two.

It should be pointed out that the multiplicity of frequency sharing combinations provided in the frequency allocations table almost excludes the possibility to determine the sharing criteria on the experimental basis, and the importance of mathematical modelling of radiocommunications systems will be seriously increased.

3.3 Modified sharing and frequency assignment coordination criteria

Together with the changes in the frequency allocation table and also taking into account the continuously increasing spectrum congestion, the Conference adopted various provisions influencing the inter service sharing criteria and also the technical bases for frequency assignment within the particular services, with a view to more efficient spectrum utilization, imposing more severe requirements concerning the equipment parameters, and recommending the utilization of planning methods based on most recent achievements of radio science.

These are the general principles of spectrum utilization determined in Articles 5 and 9 of the new Radio Regulations.

In Article 29 more stringent requirements concerning satellite station-keeping are determined (+ 0.1° instead of 1° as at present).

In Article 36 more protection is given to the radioastronomy service.

In Appendix 7, more stringent requirements concerning the transmitter frequency tolerances are determined (see Table 4), and the frequency limits are extended up to 40 GHz.

In Appendix 8 concerning the maximum permitted spurious emission power levels no changes have been introduced to the existing regulations, but the limits have been extended up to 12.2 and reference to the CCIR Recommendations has been made concerning limits above this frequency (see Table 5).

TABLE 4

Transmitter frequency tolerances
(applicable to new transmitters installed after 1.1.1985 and to all transmitters after 1.1.1990)

	9 to 535 kHz	535 to 1 605.5 kHz	1 605.5 to 4 000 kHz	4 to 29.7 kHz	29.7 to 100 MHz	100 to 470 MHz	470 to 2 450 MHz	2 450 to 10 500 MHz	10.5 to 40 GHz
Fixed stations	100 1) 50 2)		100 3) 50 4)	50 Hz 5) 6) 20 Hz 5) 7) 10 Hz 8) 20 9) 6) 10 9) 7)	30 10) 20 11)	20 10) 10 11)	100 12) 50 13)	200 12) 50 13)	300
Land stations	100 14) 100 15)		100 3) 50 4)	20 14) 100 15) 6) 50 15) 7) 20 16)	20	10 14) 20 15) 15 16) 17) 7 16) 18) 5 16) 19)	20	100	
Mobile stations	200 20) 500 21) 500 22) 100 23)		40 20) 100 21) 100 24) 100 23) 50 25)	10 20) 26) 50 Hz 20) 9) 50 22) 100 23) 40 25)	20	10 20) 22) 27) 50 20) 22) 28) 30 23) 15 25) 17) 7 25) 18) 5 25) 19)	20	100	
Radio determination stations	100		20 3) 10 4)		50	50	500	1 250	5 000
Broadcasting stations	10 Hz	10 Hz	10 Hz	10 Hz	2 000 Hz 29) 500 Hz 30)	2 000 Hz 29) 500 Hz 30)	100 29) 500 30)		100
Space stations				20	20	20	20	50	100
Earth stations				20	20	20	20	50	100

1) 9 to 50 kHz, 2) 50 to 535 kHz; 3) Power \leq 200 W, 4) Power $>$ 200 W, 5) 5SB and 1SB, 6) Power \leq 500 W, 7) Power $>$ 500 W, 8) FLB, 9) Other classes of emissions, 10) Power \leq 50 W, 11) Power $>$ 50 W, 12) Power \leq 100 W, 13) Power $>$ 100 W, 14) Coast stations, 15) Aeronautical stations, 16) Base stations, 17) Band 100 to 235 MHz, 18) Band 235 to 401 MHz, 19) Band 401 to 430 MHz, 20) Ship stations, 21) Ship emergency transmitters, 22) Survival craft stations, 23) Aircraft stations, 24) Emergency position indicating radio beacons, 25) Land mobile stations, 26) AIA emissions 27) Band 156-174 MHz, 28) Outside the band 156-174 MHz, 29) Other than television, 30) Television

Appendix 28 (Method for determination of the coordination area around an Earth station in frequency bands between 1 to 40 GHz allowed between space and terrestrial radiocommunication services) has been completely redrafted and values have been added concerning newly allocated frequency bands. New annexes to this appendix have also been added.

Appendix 29 (Method of calculation for determining if coordination is required between geostationary satellite networks sharing the same frequency bands) has been completely redrafted and new annexes added.

The contents of the Final Acts of the World Broadcasting-Satellite Administrative Radio Conference, Geneva 1977 has been included in the new Radio Regulations as Appendix 30.

Among the numerous Resolutions and Recommendations adopted by the Conference Resolution 703 should be cited here concerning as it does calculation methods and interference criteria recommended by CCIR for sharing frequency bands between space radiocommunications and terrestrial radio-services or between space radio-services.

This Resolution replaces the former Resolution Spa 2-6 and practically maintains the principle of continuous improvement of the above-mentioned criteria on the basis of progress made in technical studies by the CCIR.

4. CONCLUSIONS

The analysis of the results of the WARC-79 from the point of view of its importance to future policy concerning the improvements of the situation in the field of EMC leads to the following general conclusions :

- Increased effort will be made to further improve the technical parameters of the equipment important from the point of view of EMC : frequency statistics, necessary bandwidth, out of band emissions, spurious emission etc
- Special effort in that respect shall be made concerning the limitation of spurious emissions of ISM equipment which may seriously harm the radio communications systems operating on low signal levels.
- The search for modulation systems providing better frequency spectrum utilization shall be enhanced.
- Investigations to determine the sharing criteria for frequency sharing combinations newly adopted by the Conference shall be intensified and considered as a matter of real urgency.
- The investigations regarding better knowledge of propagation aspects, especially in tropical regions, should be developed.
- Cooperation between all entities and organizations involved in EMC problems and especially between CCIR, IEC, TC 12 and 77; CISPR and URSI should be further developed.

TABLE 5

Maximum permitted spurious emission power levels

Frequency band containing the assignment (lower limit exclusive, upper limit inclusive)	For any spurious component the attenuation (mean power within the necessary bandwidth relative to the mean power of the spurious component concerned) shall be at least that specified in Columns A and B below and the absolute mean power levels given shall not be exceeded	
	A	B
	Levels applicable until 1 January 1994, to transmitters now in use and to those installed before 2 January 1985	Levels applicable to transmitters installed after 1 January 1985 and to all transmitters after 1 January 1994
9 kHz to 30 MHz	40 decibels 50 milliwatts	40 decibels 50 milliwatts
30 to 235 MHz — mean power above 25 watts — mean power 25 watts or less 235 to 960 MHz — mean power above 25 watts — mean power 25 watts or less	60 decibels 1 milliwatt 40 decibels 25 microwatts No level is specified for transmitters operating on assigned frequencies above 235 MHz. For these transmitters the power of spurious emissions shall be as low as practicable.	60 decibels 1 milliwatt 40 decibels 25 microwatts 60 decibels 20 milliwatts 40 decibels 25 microwatts
960 MHz to 17.7 GHz — mean power above 10 watts — mean power 10 watts or less		50 decibels 100 milliwatts 100 microwatts
Above 17.7 GHz		Due to the diverse nature of technologies employed by services operating above 17.7 GHz, further study by the CCIR is specification of levels. To the extent possible, the values to be observed should be those shown in appropriate CCIR Recommendations. Until suitable Recommendations have been adopted, the lowest possible values achievable shall be employed

Ричард С. КИРБИ */
Ежи РУТКОВСКИЙ

РЕШЕНИЯ ВАКР-79 - ПРОГРАММА РАБОТ
В ОБЛАСТИ ЭМС НА ПРЕДСТОЯЩИЕ 20 ЛЕТ

Обсуждаются решения Всемирной административной радиоконференции 1979 года с точки зрения их влияния на будущую политику в области ЭМС. В заключении очерчены основные направления работ по уменьшению "загрязненности" радиоспектра и улучшению его использования.

*/ МККР, Женева, Швейцария

Increased Orbit Capacity

Howard L. WEINBERGER^{x/}

COMMUNICATION SATELLITE SPECTRUM CONSERVATION THROUGH ADVANCED TECHNOLOGY

The communication capacity of the geostationary orbit is analyzed as an aid to determining whether the demand for frequency assignments and orbit locations is likely to soon exceed what is available. Capacity is shown to greatly exceed any realistic projection of global needs for the foreseeable future, if effective use is made of the available technology.

1. INTRODUCTION

1.1 Scarcity of Suitable Frequency Allocations

Events at the recent World Administrative Radio Conference (WARC) illustrated the difficulty in providing the spectrum necessary to satisfy the needs for the myriad radio services operating worldwide. Even sharing between space services and terrestrial services (a necessity for essentially all space radio communication allocations) permits only a limited additional allocation for communication satellite systems operating in the desirable bands below 20 GHz. Further, it seems unlikely that any additional spectrum will be allocated for communication satellite systems before the end of the century.

1.2 Demands for Planning

The widely perceived lack of adequate spectrum and orbit space led to a resolution calling for a future WARC concerned specifically with the "use of the geostationary orbit and the planning of the space services

x/ Hughes Aircraft Company, Space and Communications Group, P. O. Box 92919, Airport Station, Los Angeles, Calif. 90009, USA

using it." Further, although the term "planning" can be construed in a very general sense, a large number of Administrations clearly intended that it should be on the basis of country-by-country assignments of orbit locations and frequencies.

Unfortunately, the discussions relative to planning did not include any comparison of the actual communication capacity of the geostationary orbit to the anticipated demand for space-radio services. This was one reason why the terms of reference of the future space conference were purposely made very broad.

1.3 The Role of Technology

The communication capacity of the geostationary orbit is not a fixed quantity. Rather, it is continually increasing as a result of technical innovations. In the past, such innovations have generally been motivated by the desire to reduce costs. More efficient use of the orbit/frequency resource has also been achieved, but only incidentally. In the future, it may be necessary to encourage more efficient use by regulatory means. Time and experience will determine the best way to proceed.

This paper will discuss a method for estimating the communication capacity of the orbit/frequency resource as a function of the extent to which the appropriate technology is used.

2. ORBIT/SPECTRUM CONSERVATION TECHNIQUES

2.1 Frequency Reuse

Geostationary satellite networks can employ frequency reuse in three basic ways: a) a given geographic area can be served from several orbit locations (Figure 1). The angular discrimination of earth terminal antennas limits internetwork interference to an acceptable level; b) a given orbit location can serve several geographic areas (Figure 2). In this case the angular discrimination of the satellite antennas is relied on to limit interference; c) orthogonally polarized transmissions can be used on each transmission path.

The total number of possible reuses is a function of the total number of orbit positions, as well as the total number of geographic areas served. The number of orbit positions is limited by the permissible aperture size of ground antennas. The number of geographic areas is limited by similar considerations relative to

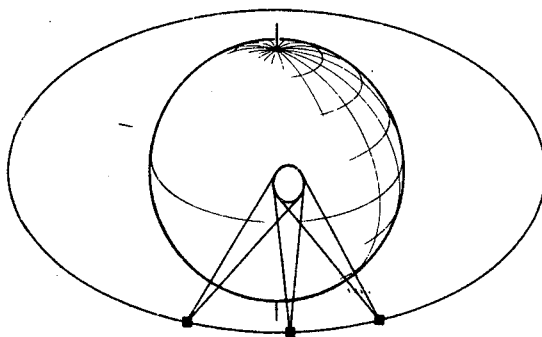


Figure 1. Several satellites can serve the same geographic area

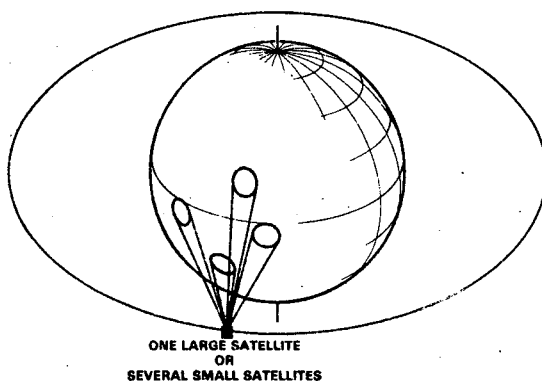


Figure 2. Each satellite can serve several geographic areas

satellite antennas, as well as the added cost and complexity in the satellite related to providing for up and downlink transmissions on different beams.

In general, two geographic areas served from the same orbit position must be separated from each other by a distance more or less equal to their principal dimension in order to achieve an acceptable degree of isolation between the two satellite antenna beams involved. This consideration leads to a convenient model (Figure 3) from which the number of possible frequency reuses can be calculated. The required geographic separation between coverage areas is achieved by dividing them into four groups which are associated with four corresponding groups of orbit locations. The total number of frequency reuses can be found by noting, for each orbit location, how many of the associated geographic zones are visible, and then summing these values over all orbit locations. Table 1 shows the results of such a calculation, based on specific

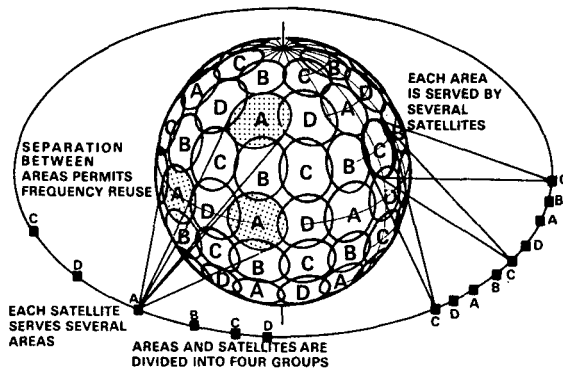


Figure 3. Orbit capacity model

assumptions as to the spacing between adjacent orbit locations, and the size of the coverage zones. The final column of the table shows a more realistic value for the number of reuses, based on providing service to non-ocean areas only. (Fig. 4)

If orthogonally polarized transmissions are used, the number of reuses shown in Table 1 can theoretically be doubled. However, at frequencies above about 15 GHz, the loss of polarization purity caused by rainfall will limit the usefulness of the dual polarization technique.

COVERAGE AREA DIMENSION (MILES)	SATELLITE SPACING (DEGREES)	FREQUENCY REUSES PER BAND (FULL EARTH)	FREQUENCY REUSES PER BAND (LAND AREAS ONLY)
2000	10	210	70
2000	5	425	140
1000	10	850	280
1000	5	1700	560

Table 1. Frequency reuse summary

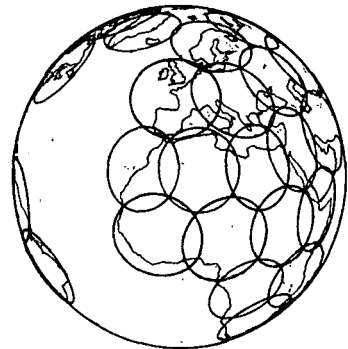


Figure 4. Modified orbit capacity model. Land area coverage only

2.2 Bandwidth Efficient Signal Processing

Signal processing methods which permit increased channel capacity per unit bandwidth will be of interest to satellite network operators in the future as they search for economical ways to serve more users. Aside from cost advantages, these methods are

important from the standpoint of orbit/spectrum conservation. Table 2 summarizes the characteristics of a number of multiple access and signal processing alternatives. The initial entries (in the first three classifications) are representative of current common practice. The other entries represent techniques that are already in use in some networks, or that have been demonstrated on an experimental basis [1,2,3,4]. Capacities are expressed in terms of telephone and TV channels a) since they will constitute the bulk of all traffic for some time to come, and b) since they are customarily used as the basis for demand forecasting. Similarly, 40 MHz has been chosen as the unit of bandwidth since it is widely used for satellite transponders.

SERVICE	OPERATING MODE	CHANNEL CAPACITY PER 40 MHz TRANSPONDER
ANALOG TELEPHONE	SCPC/FDMA	1200
	FDM/FDMA	500
	FDM/FDMA-COMPANDED	1000
	FDM/FDMA-COMPANDED-SPEECH INTERPOLATION	1600
DIGITAL TELEPHONE	PCM SCPC/FDMA	800
	Δ MOD SCPC/FDMA	1600
	PCM/TDMA	1000
	Δ MOD/TDMA	2000
	PCM/TDMA-SPEECH INTERPOLATION	2000
	Δ MOD/TDMA-SPEECH INTERPOLATION	4000
ANALOG TELEVISION	"SMALL" EARTH TERMINALS	1
	"LARGE" EARTH TERMINALS	2
	"SMALL" EARTH TERMINALS-MULTIPLYED	2
	"LARGE" EARTH TERMINALS-MULTIPLYED	4
DIGITAL TELEVISION	DATA COMPRESSION (BROADCAST QUALITY)	3
	DATA COMPRESSION (TELECONFERENCE QUALITY)	10

Table 2. Satellite transponder communication capacity

3. ORBIT CAPACITY CALCULATION

Given the information in the preceding sections, the communication capacity of the orbit can be calculated. Two cases will be considered, one representative of technology appropriate for the immediate future, and the other appropriate for the late 1990's time period.

Capacity is calculated for those bands allocated to the Fixed Satellite Service; bands allocated exclusively to the Broadcasting Satellite Service have not been included. The following general rules are applied: (a) No consideration is given to allocations

above 14.5 GHz in the first case, and above 31 GHz in the second case. (b) The use of dual polarization is assumed only in connection with allocations below 14.5 GHz. (c) In computing the number of possible frequency reuses, it is assumed that service is not provided to ocean areas. (d) The theoretical number of reuses is reduced by 50% in order to allow for nonuniformity of network coverage area, and other factors which may prevent the idealized conditions assumed in the model from being realized in practice. (e) An average satellite spacing is assumed for all frequency bands. (f) No decrease in satellite spacing is assumed in Case II, even though higher frequencies are used, and earth terminal antenna designs with lower sidelobes can be expected.

Table 3 summarizes the calculation, which indicates, in the near term, a capacity some 100 times greater than that of the present Intelsat system and, toward the end of the century, a capacity much greater than that of all long-distance facilities existing in the world today.

COVERAGE ZONE DIMENSION (MILES)	ORBIT SPECING (DEG.)	(1) (2) NUMBER OF FREQUENCY REUSES	(3) ALLOCATED BANDWIDTH (MHz)	(4) EQUIV. 40 MHz XPONDERS	CHANNELS PER XPONDER		TOTAL CHANNELS	
					TP	TV	TP	TV
2000 (5)	5	70	2480	124	750	1	6.5×10^6	8700
1000 (6)	5	280	5980	211.5	2000	3	120×10^6	1.8×10^5

(1) BASED ON COVERAGE OF NON-OCEAN AREAS ONLY

(2) 50% OF THEORETICAL VALUE

(3) ALLOCATIONS FOR FIXED SATELLITE SERVICE FROM FINAL ACTS OF WARC - 1979. FOR SINGLE-REGION ALLOCATIONS. ONE-THIRD OF TOTAL IS COUNTED. MAXIMUM FREQUENCY IS 14.5 GHz FOR CASE 1, 31 GHz FOR CASE 2

(4) INCLUDES EFFECT OF DUAL POLARIZATION BELOW 14.5 GHz

(5) CASE 1: 1980-1985 TECHNOLOGY

(6) CASE 2: 1995-2000 TECHNOLOGY

Table 3. Orbit communication capacity determination

4. INTERFERENCE BETWEEN NETWORKS

4.1 Effect of Antenna Characteristics

Three basic cases of interference can be identified. One involves satellites at the same orbit location as the desired satellite, but which serve other geographic areas. Interference is determined, in this case, by satellite antenna sidelobe levels.

The second case involves cross-polarized transmissions, principally over the same path as the desired transmission. This interference is also determined principally by satellite antenna characteristics. The third case involves satellites which serve the same, or adjacent geographic areas as the desired satellite, but which are not at the same orbit location. This interference is controlled by earth terminal antenna sidelobe levels and inter-satellite spacing.

If the satellite antenna sidelobe levels correspond to those adopted in connection with the 1977 broadcasting satellite plan, and, as in the capacity calculation, if only land areas are served, and only one half of the frequency reuse possibilities are exploited, a worst-case carrier-to-interference ratio of about 23 dB, including all sources of interference, may be calculated. This level of interference is compatible with reasonable satellite link noise budgets. Lower interference levels, resulting from improved antenna performance could result in some saving in equipment cost and might permit more efficient modulation techniques to be used.

To the extent that earth antenna sidelobe levels can be reduced, it will be possible to reduce the spacing between adjacent satellites, thereby increasing orbit capacity for many years, coordinations between satellite networks have been based on the CCIR sidelobe gain equation, $32-25 \log \theta$. It now appears that much lower sidelobe levels are feasible, particularly if configurations without aperture blockage, such as offset-fed reflectors, are used. [5]

Cross-polarization characteristics of antennas do not appear to be a limiting factor with respect to efficient orbit/spectrum use.

4.2 Effect of Transmission Format

Most satellite networks employ a variety of transmission formats, each of which has different interference properties. Ideally, it should be possible to employ any format at any allocated frequency, without regard to transmissions in other networks; however, this often can not be done in practice. For example, interference from TV/FM to narrowband transmissions has often proved to be unacceptable, making it necessary for networks either to adopt frequency plans which avoid this situation, or to forego certain frequency reuse possibilities.

The worst case of this type has involved interference to single-channel-per-carrier transmissions. Recently, however, it has been found that, by modifying the energy dispersal signal that is normally applied to the TV carrier to prevent interference to terrestrial radio system, interference can be reduced by about 9 dB, [6]. In some situations this is sufficient to eliminate the problem.

Use of a digital format for TV transmissions would provide additional interference reduction, since the resulting radio frequency power spectrum is much more uniform.

5. APPROXIMATIONS IN THE ORBIT CAPACITY MODEL

In order not to complicate the orbit capacity calculation, the model simplifies the real-world situation by (a) ignoring global coverage networks, (b) coordinating orbit locations with coverage zone locations in an optimum manner, and (c) making coverage zones equal in size. All of these simplifications tend to lead to an optimistic result. It was for this reason that only half the theoretical number of frequency reuses were counted in the capacity calculation. On the other hand, it is possible that dual polarization will be usable to some extent in the 18/30 GHz bands, e.g. in areas of low rainfall, and that some operations may commence in the bands above 30 GHz before the year 2000. If so, the expected capacity would be more than has been estimated here.

6. CONCLUSIONS

The orbit capacity predicted by the model is extremely large. Even if the capacity realized in practice were much less than the prediction (e.g. 10 percent), it appears adequate to meet the foreseeable needs of the Fixed Satellite Service for the remainder of this century.* For this reason, the general conclusion as to the adequacy of orbit capacity does not appear to depend on the exact assumptions made in the capacity calculation, other than that the great majority of future satellite networks will use limited-coverage antenna beams. Furthermore, the gap between theoretical capacity and likely need is so large that the necessity

* The predicted capacity, in terms of equivalent 40 MHz transponders, is about 60,000. The number now in use worldwide is about 350. At an annual growth rate of 15 percent, the number required in the year 2000 would be about 5700, or less than 10 percent of the predicted capacity.

for detailed planning in order to achieve most efficient orbit usage is not apparent. Nevertheless, it will be advisable to develop new technical standards in order to insure that the potentially large orbit capacity is not degraded unnecessarily. Some examples of such standards are:

- (a) maximum satellite antenna sidelobe levels.
- (b) maximum earth terminal antenna sidelobe levels below the present $32-25 \log \theta$.
- (c) improved energy dispersal for TV/FM transmissions.
- (d) minimum channel capacity per transponder.
- (e) maximum fraction of network traffic assigned to global coverage beams.
- (f) minimum satellite EIRP and G/T applicable to global coverage beams.

There will be no need to introduce these standards immediately. Rather, it will be sufficient to introduce them gradually, in response to developing demand. In this way, the cost to operators of ongoing systems will be minimized, while the interests of operators of future systems will be protected.

7. REFERENCES

- 1 Gibbons, Richard C.: "Preliminary Cost Comparison of Modulation and Multiple Access Techniques for Intelsat V Telephony"; Proc. of Canadian Comm. and Power Conf.; Montreal, Canada; Oct. 1978, pp. 96-98.
- 2 Kaneko, H., et al.: "NETEC-6/3 Video Transmission Equipment for Teleconference"; Intelcom '79 Exposition Proceedings; Dallas, Feb. 1979; pp. 579-582.
- 3 Abbott, L.; "Transmission of Four Simultaneous Television Programs via a Single Satellite Channel"; SMPTE Journal, Feb. 1979.
- 4 Kaneko, H., and Ishiguro, T.: "Digital Transmission of Broadcast Television with Reduced Bit Rate"; NTC '77 Conf. Record, Part 3, Los Angeles, Dec. 1977; pp. 41:4/1-6.
- 5 Harris, A. B. et al.: "Reducing the Sidelobes of Earth-Station Antennas" ICC, Boston, June 1979.
- 6 Technical Bases for the WARC 1979 (Report of the Special Preparatory Meeting), Section 5.2.9.5.2.

Говард Л. Вайнбергер
компания "Хьюз эйркрафт",
Лос-Анджелес, Калифорния, США

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПРОГРЕССИВНОЙ ТЕХНОЛОГИИ ДЛЯ СОХРАНЕНИЯ СПЕКТРА СПУТНИКОВ СВЯЗИ

Проводится анализ коммуникационных возможностей геостационарной орбиты с целью определить вероятность того, что существующие распределения частот и расположение орбит будут достаточны для удовлетворения потребностей ближайшего будущего. Показано, что при эффективном применении существующей технологии коммуникационный потенциал будет в значительной мере превышать любые реалистические прогнозы глобальных потребностей в обозримом будущем.

Рис.1. Несколько спутников могут обслуживать один географический район.

Рис.2. Каждый спутник может обслуживать несколько географических районов.

Рис.3. Модель коммуникационного потенциала орбиты.

Рис.4. Модифицированная модель коммуникационного потенциала орбиты с охватом только наземной территории.

EMC 80

INTERNATIONAL WROCLAW SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY

Radio systems
output performance
EMC criteria

Andrzej WOJNAR ^{x/}

OBJECTIVE EMC CRITERIA FOR RADIO SYSTEMS : DO THEY EXIST?

Complete presentation of the entire family of EMC criteria for radio systems is attempted. The level-spacing rules for signals and distance-spacing rules for stations are discussed. The conventional approach /in CCIR documents/ as well as advanced analyses, elaborated in the USA are outlined. The methods and the terms seem to be noncompatible with each other.

Some methods are regarded as "objectively" formulated. In this respect essential difficulties are emphasized. The inherent obstacle lies in the man-machine interaction at the user's side. Ultimately, information transfer to humans has to be assessed subjectively. Subjective performance scoring is the very basis for the EMC criteria.

x/ Warsaw Academy of Technology, Bemowo,
01-489 Warszawa, Poland.

The objective and subjective aspects of the EMC criteria for radio systems are presented, as dependent on the type of information transferred.

1. INTRODUCTION : THE EMC CRITERIA

The electromagnetic compatibility of radio systems can be interpreted as the state of undisturbed coexistence and proper functioning of equipment, in a given environment. It follows that some measures of radio equipment degradation due to interference are needed. It follows also that quantitative bounds between the state of compatibility and the opposite state of non-compatibility have to be set up.

These bounds are termed the EMC criteria /for radio systems/. In general, criteria are expressed quantitatively in terms of some pertinent electromagnetic space variables: geometric coordinates, time, frequency and signal levels. EMC criteria are indispensable for radio systems engineering. They are also of importance for equipment engineering, spectrum management and standardization.

This paper is aimed at completely presenting the whole family of EMC criteria, partly in a novel form. The objectiveness, i.e. the objective measurability of the criteria will be scrutinized, with reference to the CCIR Report 525 /on protection ratios/ and the Report 526 /on performance measures/.

The author tried to select more difficult and less elaborated problems in the delineated area. Therefore, point-to-area nondirectional radio systems are primarily considered rather than point-to-point directional ones. Major attention is paid to radio systems transmitting analogue information rather than to systems with digi-

tal information. With analog information, many pertinent EMC criteria seem to be objective. It will be shown that the appearances are somewhat deceptive.

2. SYSTEM-ORIENTED STATION-SPACING CRITERIA

With unguided transmission in point-to-area systems, the intentional signal transfer is always accompanied by unintentional interfering action. Although space-frequency slots are utilized to separate various radio links, conflicts do occur due to the reuse of frequency channels and to the spurious spill out of the slot.

Evidently, the interference of co-channel signals constitutes the worst case in EMC analysis of radio systems. The pertinent compatibility criterion is based upon two spatial ranges of a radio station. The service zone, with its service radius d_s , determines the area of correct perception of the transmitted signals. The radius d_s is defined for a given transmitter with respect to a given receiver, with an underlying measure for "correct performance" and with a predetermined probability of exceeding the performance bound.

On the other side, the interference zone /with its radius d_i / is understood as the area ^{beyond} which the interference I is not perceptible even with the weakest /minimum usable/ desired signal S . Similar measures of performance and probability have to be introduced in this case, for the three objects /i.e. two transmitters and one receiver/involved.

Now, the basic system-oriented criterion of co-channel compatibility for a set of radio stations reads: the service zones should not coincide with the interference zones. For any pair of desired/interfering transmitters /see Fig. 1/, the criterion is expressed

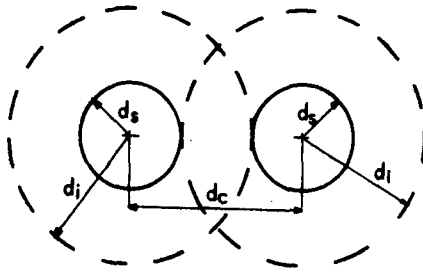


Fig. 1. Two closely spaced co-channel stations. The coordination distance depends on the action radii of the stations.

as a one-dimensional station-spacing bound:

$$d_c \geq d_s + d_i \quad / 1 /$$

where d_c is the coordination distance of co-channel transmitters. Of course, co-site operation of co-channel transmitters is not admissible. Apart from this, the criterion /1/ is quite general, and allows for arbitrary modulations of two transmitters.^{x/}

For radio systems spread over a territory, the station-spacing criterion /1/ is natural and ~~consistent~~. It is nominally measurable

x/ The interference-radius concept can be generalized in the frequency domain. The idea is explained in a paper by this author, submitted to the EMC'81 Symposium in Zürich.

insofar as the action radii of radio transmitters can be assessed by field-strength measurements. Note, however, that two threshold values have to be predetermined:

- the minimum usable signal strength S_{\min} for the desired signal to be perceptible, and
- the minimum signal-to-cochannel-interference S/I ratio, for the interference to be negligible.

In other words, the system-oriented station-spacing criteria are not autonomous, because they rely upon other criteria defined by signal levels at the receiver input /resp. at the receiving antenna/.

In the EMC literature, the receiver-oriented criteria are regarded as fundamental. In the CCIR - documents, e.g. [1,2,3,4], the $(S/I)_{\min}$ "protection ratios" are emphasized, while the station-spacing rules are disregarded. The same applies to the U.S.-borne literature, e.g. [5,6,7], where the term "performance threshold" is used instead.

3. RECEIVER-ORIENTED LEVEL-SPACING CRITERIA

At the receiver input, the desired signal has to dominate the environmental noise, the receiver noise /virtually transferred to the receiver input/ and interfering signals.

The processing of noise in an analogue radio receiver in the "weak-noise, strong-signal" condition can be summarized as follows. Noise power is linearly and additively transferred from input to output terminals of the receiver. The receiver as a whole can be regarded as a two-port "transformer of the S/N ratio". This model, see Fig. 2, is found implicit in the CCIR Recommendation 331 [8],

and has been studied by this author in [9].

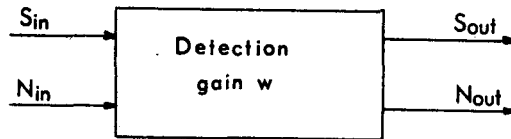


Fig. 2. An analogue radio receiver, processing strong signal and weak noise, can be regarded as the "transformer of S/N ratio".

Denoting the detection gain by w , we arrive at the relation between two signal-to-noise level spacings:

$$(S/N)_{out} = (S/N)_{in} + w \quad / 2 /$$

with median decibel values throughout. The output S/N level spacing is a practical measure for the "noise-only" case. With constant N_{in} and fixed modulation parameters - the S_{min} , responsible for the service radius, depends on the minimum-acceptable $(S/N)_{out}$. The levels and the level spacings here are objectively measurable, and are rather accurately related to subjective performance scoring [3]. Thus, our set of criteria with respect to noise becomes extended, but measurable throughout. These criteria are sufficient for assessing the receiver sensitivity and the station service range.

The simple model of Fig. 2 does not hold for the processing of typical interfering signals in an analogue radio receiver.

As a rule, the level spacing $(S/I)_{in}$ is objectively measurable and serves well for defining the "protection ratio" interference criterion. However, interfering signals produce various additive and non-additive effects /like crosstalk, distortion, masking, etc./ at the receiver output. Therefore, in many cases expressing $(S/I)_{out}$ in terms of power levels can be meaningless. The simple level-spacing relation $(S/N)_{in} \Leftrightarrow (S/N)_{out}$ has usually no counterpart with interfering signals.

It follows that special output performance measures, see later §4, must be employed in the protection-ratio methodology. Nevertheless, the $(S/I)_{in}$ level spacing is commonly used as the main criterion of compatibility with respect to co-channel interfering signals, provided the signal level overcomes the noise level.

Thanks to an enormous effort of the world radio-engineering community, the matrixed tables of RF co-channel protection-ratio values have been compiled and published [3,5,7]. Rows and columns denote the desired/interfering classes of emission /with subclasses added if necessary/. The averaged values of $(S/I)_{min}$ are accompanied by more or less precise description of the performance level, i.e. output-quality degradation due to interference. These levels range from MINIT /minimum interference threshold/ to JUQ /just usable quality/.

Summing up, the receiver input level-spacing criteria with respect to noise appear to be much more objectively founded than those pertaining to the signal interference.

Let us now mention that the simple input-level-spacing approach can be refined in two directions. First, the probability of exceeding a given protection-ratio value can be calculated, taking into account the random variability of propagation losses.

Moreover, spurious properties of radio transmitters and recei-

vers can be allowed for. Then, multiple undesired reception modes are investigated with respect to resulting co-channel S/I ratios at the detector input, so that potentially harmful cases can be extracted and analyzed.

Both directions of the advanced EMC analysis are well represented /with different terminology/ in U.S. literature sponsored by the IEEE, ECAC and the EMC-Institute. Our intention here is to emphasize the very roots of the protection-ratio criteria as depending on the system performance at the user's side.

4. USER-ORIENTED OUTPUT PERFORMANCE CRITERIA

Output terminals of radio systems transmitting analogue information are usually equipped with transducers acting on human operators or users. The ultimate information transfer through human senses into brain is, so far, mathematically untractable. Therefore, special measures of information intelligibility /like articulation score AS and articulation index AI in voice communication/ have been established in order to assess the system performance, compare [47].

Output performance estimates, as affected by noise and interference, result from subjective statistical scoring by "typical observers". Efforts to replace humans by complex machines when detecting the perceptibility of interference or determining the quality impairment cannot be regarded as successful, see [47]. In consequence, different performance levels or impairment grades are strongly subjective as well as all output performance measures and criteria for analogue systems. The same applies to digital systems /PCM, DM/ for digital transmission of analogue primary signals.

As the only exception, the case of interfering noise-like sig-

nals resembles the simple "noise-only" case in an analogue system /considered in §3/. In this instance, EMC can be approximately analyzed with objectively measurable output S/N level spacing. It follows that simple semi-objective criteria are sufficient for determining the protection ratio in this case, i.e. for analyzing the compatibility with respect to noise-like signals.

Contrarily, the analysis of interference caused by typical analogue signals in radio systems has to be based upon subjective performance measures. This can be done in two ways. First, the protection-ratios for analogue radio systems, disturbed by any /analogue or digital/ interference, can be determined with a fixed value of output performance criterion /e.g. 50% AS [5] or 0,7 AI [3] for voice communication, or the minimum interference threshold MINIT for sound broadcasting, see [4] /.

Secondly, subjective performance criteria can be - in some degree - replaced by simplified objective tests and specifications. This is the basic idea of measuring the receiver selectivity or, for instance, susceptibility to intermodulation. However, a reference to the subjectively assessed output performance /like AI/ is always needed to verify the procedures and the numeric criteria.

Note that a radically different situation is encountered in digital systems for text /or alphanumeric data/ transmission. The system output delivers the final product, not necessarily "consumed" by humans. Then, simple unambiguous measures of correctness /e.g. the character error rates/ do exist and serve as the objective reference [3].

The S/N and S/I level-spacing criteria for digital systems can be evaluated objectively for EMC analysis and prediction. Then the main task of the system specialist is to determine the random variability of system parameters; and - next - to calculate the probability of meeting /i.e. exceeding/ the 10^{-n} output error rate, where

n depends on the system objectives and goals.

5. CONCLUSION: THE FAMILY OF EMC CRITERIA

Electromagnetic compatibility of radio systems depends strongly on the subjective properties of human users. Therefore, EMC measures, criteria and specifications are /or have to be/ based upon subjective scoring of system's output performance. The only exception pertains to digital systems transmitting coded primary information /texts or digital data/.

It follows that only in the latter case strictly objective criteria can be formulated and used for EMC analysis and prediction. In all other cases /i.e. with analogue or digital transmission of analogue information/ all EMC criteria are directly or indirectly subjective. The output performance criteria rely directly upon subjective performance scoring. The receiver input S/I protection ratios and the station-spacing criteria for radio systems are closely related to subjective performance criteria.

Let us now visualize the entire family of EMC criteria for radio systems /Fig. 3/. Left side of the figure shows three types ⁶

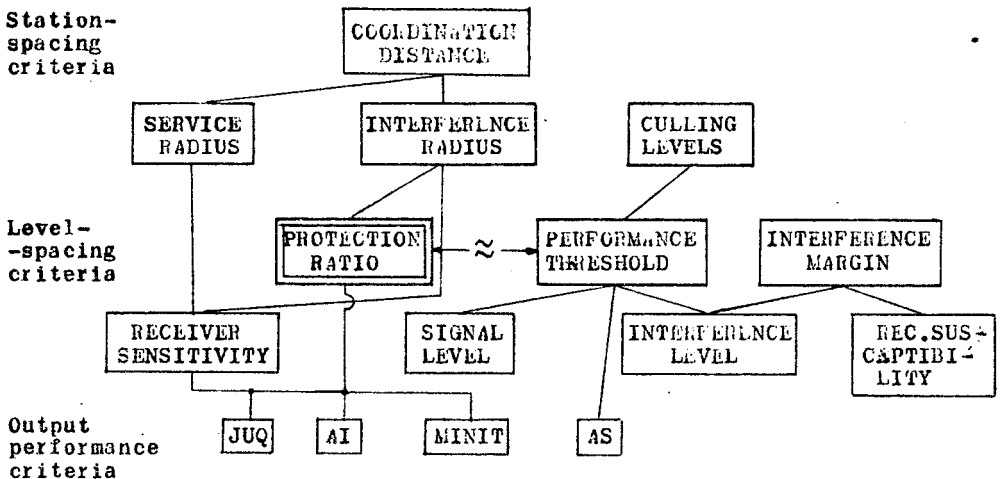


Fig. 3. Three types of the EMC criteria for radio systems. Some signal and performance measures are also shown.

of criteria, considered in §2, §3 and §4 of this paper. Some additional measures /parameters/ used in defining and evaluating of the criteria are also shown. The right side of Fig. 3 is concerned with the U.S.-borne methodology of EMC analysis, which is slightly more detailed and utilizes differently named terms.

It is hoped that the diagram in Fig. 3, as well as the considerations in this paper might aid in classifying and better understanding the EMC criteria and their non-objective character.

6. REFERENCES

- 1 C.C.I.R. Recommendation 240: Signal-interference Protection Ratios. Vol. III, Geneva 1979.
- 2 C.C.I.R. Report 358: Signal-to-interference Protection Ratios... Required in the Mobile Services. Vol. VIII, Geneva 1979.
- 3 C.C.I.R. Report 525: Provisional Signal-to-interference Protection Ratios Required for Spectrum Utilization Investigations. Vol. I, Geneva 1979.
- 4 C.C.I.R. Report 526: Measures of Voice Transmission Performance Applicable for Electromagnetic Compatibility Analysis. Vol. I, Geneva 1979.
- 5 D.R.J. White: Electromagnetic Compatibility Prediction and Analysis Techniques /Vol. V/. Germantown /Md/, 1972, DWCI.
- 6 ECAC Communications/Electronics Receiver Performance Degradation Handbook. Springfield /Va/, 1975, NTIS.
- 7 W.G.Duff. A Handbook on Mobile Communications. Germantown /Md/, 1976, DWCI.
- 8 C.C.I.R. Recommendation 331: Noise and Sensitivity of Receivers. Vol. I, Geneva 1979.
- 9 W.Rotkiewicz /Ed/: Kompatybilność elektromagnetyczna w radio-technice. Warszawa 1978, WKiL.

А. Войнар^{*})

Объективные критерии по ЭМС для радиосистем:
существуют-ли они ?

Делается попытка представить полное семейство критериев по ЭМС для радиосистем. Дискутируются правила расстояния в уровнях для сигналов и правила пространственного расстояния для станций. Упомянутся как традиционный подход /документы МККР/ так и продвинутые методы анализа, разработанные в США. Методы и условия кажутся несовместимы. Некоторые методы считаются "объективно" сформулированными. Подчеркиваются основные трудности в этом отношении. Неотъемлемое препятствие лежит во взаимодействии человек-машина со стороны потребителя. В конечном счете передача информации человеку должна оцениваться субъективно. Удача в субъективной оценке эксплуатационного качества и является истинной базой для критериев по ЭМС.

Рис. 1. Две близко расположенных станции в общем канале. Координационное расстояние зависит от радиусов действия станций.

Рис. 2. Аналоговый приемник обрабатывающий сильный сигнал и слабый шум можно рассматривать как преобразователь отношения сигнал/шум.

Рис. 3. Три типа критериев по ЭМС для радиосистем.

^{*}) Варшавская технологическая академия, Варшава, Польша

S. Caniggia, G. Cardinali, L. Inzoli
ITALTEL - Società Italiana Telecomunicazioni
MILANO - ITALY

EMI PROBLEMS IN THE DESIGN OF TELEPHONE SWITCHING SYSTEM

In experience accumulated in the course of implementing and field testing "PROTEO" system prototypes made by Società Italiana Telecomunicazioni Siemens S.p.A. (SITS), we have found that the high switching frequencies, and the size of row of cabinets have imposed a rational integration of EMC requirements with system technical specifications. In this paper the method adopted for the above mentioned integration is outlined. The method is supported by specific environment measurements and by simulation program for time domain signal analysis.

1. Introduction

The evolution of telephone exchange system which has begun in the 60'S has introduced considerable technological innovations in the traditional systems using electromechanical equipment. The introduction of digital integrated technologies in the switching networks for speech and data has consisted in the use of micro-circuits with medium to high switching rates which had previously been used only in processing units of large computer centres. Furthermore, the telephone switching exchanges must operate with a high degree of reliability and availability well defined in time, and more restrictive as compared to commercial equipment. As a consequence, in the field of Electromagnetics Compatibility it has been necessary to proceed with a rational system design approach from the very beginning of the project, having as starting inputs both the typical electromagnetic environment in which the equipment is installed and the sensitivity of basic components adopted. Particular attention was placed upon the PCM transit exchange, consisting of a Central Control and a Digital Network, where the message switching is actuated; as a matter of fact, in this Exchange there exists a high clock rate (up to 32 MHz) and physical dimensions as large as rows of frames interconnected electrically and logically. An overall view of the row of frames for the "PROTEO" system is shown in fig. 1.

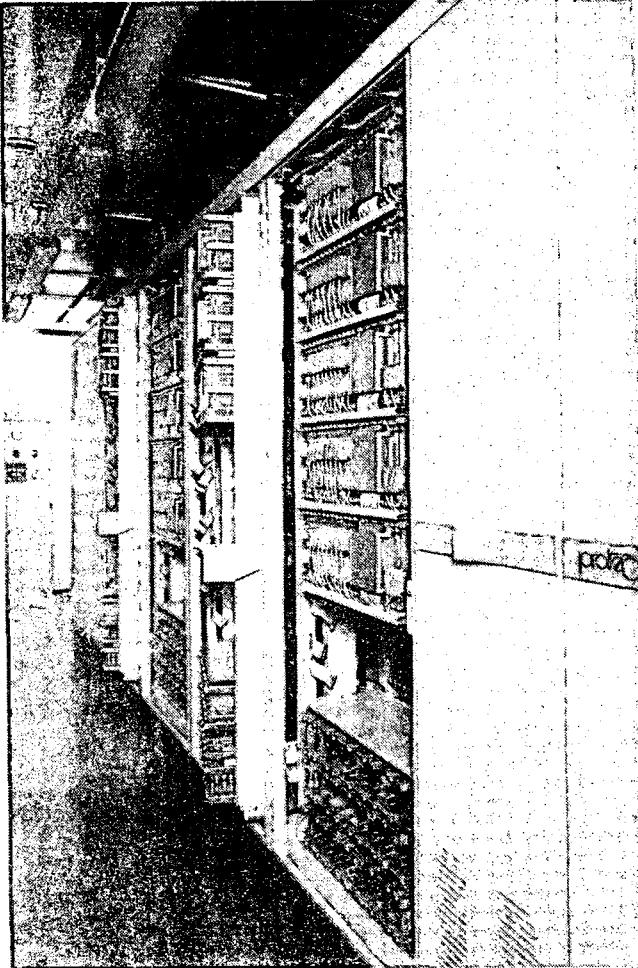
2. E.M.E. Methodology

In a switching Exchange as in all electronic systems, besides the normal flow of power by way of supply bus bars or signals, transfer of energy which doesn't depend on system operation is also present. By using the MIL-STD terminology the effect of extraneous energy may be seen under four angles: RE (Radiated Emitted); RS (Radiated Susceptibility); CE (Conducted emitted); CS (Conducted susceptibility).

S. Caniggia, G. Cardinali, L. Inzoli
ITALTEL Società Italiana Telecomunicazioni c/o SITS
P.le Zavattari, 12 20100 MILANO (Italy)

The propagation path of this interference may be anyone; in any case all the contributions reach the target subsystem mainly by conduction. Each of these contributions has a peculiar characteristic of its own and follows a well understood propagation path towards a final point of interaction, which is a susceptible "elementary component"; upon which the total interference energy $E(t)$ becomes effective. For this to occur, the sensitivity threshold $S(t)$ of the component must be exceeded. In our case the target elementary component is the digital microcircuit in TTL technology (STD-LPS-S and in prototype systems F.A.S.T); the functional subsystems correspond to the mechanical subsystems such as printed circuit boards, panels, racks. The ability of such a system to tolerate the emitted or received interferences depends on the systems, subsystems, interconnections which form an architecture for Electro-Magnetic-Environment, compatible with the functional architecture of the switching Exchange.

As a consequence, as shown in fig. 2, all the connections between systems and subsystems is effected with three kinds of buses: GROUND BUS (GND BUS); POWER SUPPLY BUS (PW BUS); SIGNAL BUS (SGN BUS) in a hierarchical configuration. In fig. 2 it is also



shown that the system is seen under two aspects: interface with environment and with systems; internal compatibility between sub-systems namely "autocompatibility".

The source characteristics of interference, the transfer characteristics of the buses and the thresholds of the digital receivers are partly described within the time domain (t) and partly in the frequency domain (f) - see fig. 2 - . The choice of one of the domains, depends upon the following: in the case of frequency, comparison with the existing EMC standards, transfer characteristics of the wiring as receiving antenna, availability of spectral signatures for external sources; in the case of time, immediate comparison with the signals and digital microcircuits characteristics, greatest precision in forecasting wide band noise. In any case the total interference energy $E(t)$ is expressed in the time

fig. 1 "PROTEO" system

domain for an immediate comparison with the threshold $S(t)$.

The excess error obtained by making a wide-band integration of $dB(f)$ curves, omitting the phase, is typically 10dB depending on the spectrum shape. With time analysis instead a precision $\pm 0,1\%$ of the effective signal is obtained.

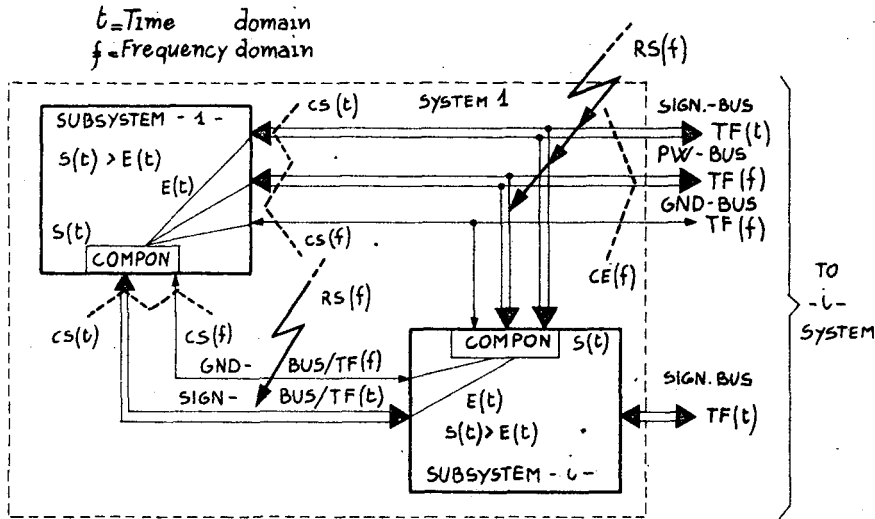


fig. 2

3. System architecture in E.M.E.

According to our experience, four levels of E.M.I architecture are required for switching exchange systems. In this way we can meet the three basic requirements for our equipment: independant uninterruptable, continuous current power supply (-48V or -60V as primary voltage) for all exchange system plants; ground path to the earth sump, housed in the building without floating parts, for safety; redundancy of subsystems and their secondary power supplies in the racks with selective protection from shorts between voltages bus bars and all grounds paths. The whole system is partitioned into different sensitivity areas according to different E.M.E. Each area is characterised at its incoming and outgoing signal terminations, by a decreasing susceptibility threshold $S(t)$, defined by the structure of the interconnecting signal buses. The hierarchical organisation of these areas corresponds to a physical partitioning of the system into subsystems, obtained by their connection to different buses, each bus defining the subsystem's hierarchy level in the structure. As a consequence, the ground and power buses of the higher levels feed and penetrate the lower level subsystems. The signal connections between two elementary components appartaining to different subsystems, meet the requirements of the threshold $S(t)$ requested by area containing the node with higher rank common to both links. With reference to fig. 3 we have:

- **Ground BUS:** consists of a single wire connection structured as a "comb", to the earth sump in the building. It identifies at each stub the highest level subsystems (e.g. transit exchange, peripheral exchanges). It penetrates all the structure connecting all mechanical parts. It is the common mode reference for the unbalanced currents and its impedance is equalized with capacitors with respect to the twin-wire buses of the lower levels. Area Susceptibility: conducted B.B. signal on GND-BUS, $V = 120 \text{ db V/KHz}$, $BW = 0 + 500 \text{ KHz}$.
- **PW BUS1:** consists of a two wire connection feeding the primary supply current to any subsystem determined by the stubs of the GND BUS. It consists of a low impedance star point to supply the impulse sinks and of distribution links of high impedance ($10 \mu\text{H}$) Area Susceptibility: conducted N.B., $V = \text{VDE GR.N}$; conducted B.B., $V = 140 \text{ db}\mu\text{V/KHz}$, $BW (-3\text{db}) = 0 + 20 \text{ KHz}$; radiated B.B., 86dBpT/KHz at 10 KHz with $\text{SLOPE} = 20 \text{ db/dec}$.
- **PW BUS 2:** consists of two-wire connection bringing the primary supply current to specific sub-systems not exceeding a rack in size. Area Susceptibility as PW.BUS 1, but with coupling loop more than ten times little.
- **SIGNAL BUS:** these single or two wire connections determine the lower sub-systems served by a single secondary power supply (e.g. panels and printed circuits, with micro-circuits, inserted in the rack).
- Component susceptibility (TIME) domain: tolerance range for circuit PW. supply: $\pm 5\% V_n$ (TTL); static signal noise margin (e.g. 0.4V worst-case, 1 V typical case for TTL) with 10% dedicated to external radiated noise.
- Area susceptibility (coupling loop is cable wiring) for radiated noise:
 N.B.: $V = 120 \text{ db}\mu\text{V/m}$. $BW = 10 \text{ KHz} + 300 \text{ MHz}$; B.B.: $V = 90 \text{ db}\mu\text{V/m/KHz}$; $BW = 10\text{KHz} + 2\text{MHz}$
 B.B.: $V = 4\text{db}\mu\text{V/m/KHz}$; $BW = 75 + 300 \text{ MHz}$

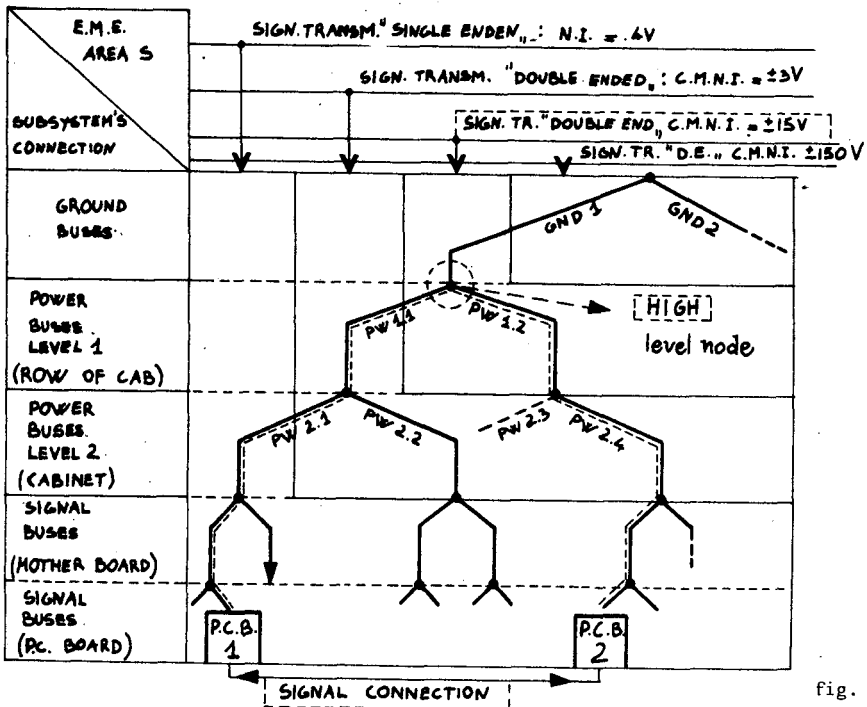


Fig. 3

4. E.M.E. Generation of the System

- Conducted Emitted ambient (C.E. PW BUS1)

Following the direct measurements made with a Spectrum Analyzer and a wide-band current probe, it was seen that the noise emitted by the system is mainly of type N.B.

Fig. 4 shows the typical process encountered at the input of the transit exchange. The intervention (at 2MHz) of the radiofrequency, capacitor equalizers of the GND BUS with respect to the PW BUS 1 is visible. For the lower frequencies, below 150 KHz, the switching frequency harmonics of the DC/DC converters prevail (not visible).

- Radiated Emitted Ambient (RE)

The measurement system adopted was the spectrum analyzer with rod antenna. Particular attention was given to the measurements of those errors due to the presence of standing waves in closed ambients and to the detuning of antenna. The emitted field is shown in fig. 5 measured on open racks at a distance of 1 m. The spectrum is basically of the BB type with limited zones in N.B.

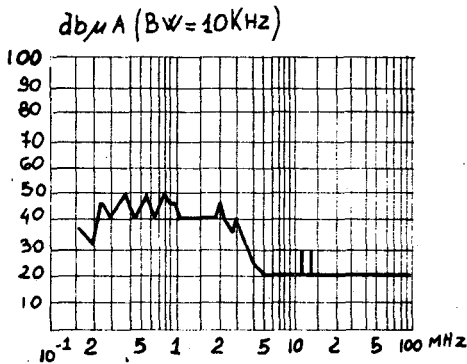


fig. 4

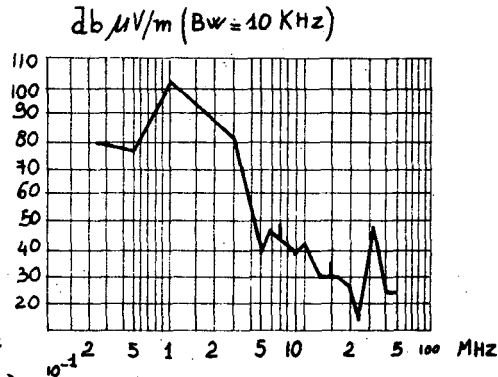


fig. 5

5. Specification Standards

The standards of electromagnetic compatibility for digital switching exchange have not yet been defined for European countries. Therefore in accordance with experience we attempt to proceed as following: limit, following the present commercial standards, the conducted and radiated emissions from the system; define a typical e.m. environment, N.B. and B.B., for the system, accordingly with susceptibility of the areas; ensure at minimum 6dB difference between emission and the E.M. environment.

The relative bandwidths are:

RE: 10 KHz + 300 MHz; CE: 10 Hz + 10 KHz; 10 KHz + 30 MHz

The low-frequency range is considered to respect the present constraints for the phonic band (e.g. CET 105-3 in Italy), particularly significant in the case of introduction of noise, generated by very slow frequency clock rate.

fig. 6 shows the results of a comparative study of the principal CE, RE Standards referred to the same measuring conditions.

The basic Standard used for the our switching system is VDE 0871 Limit A/B according to the areas of susceptibility outlined above.

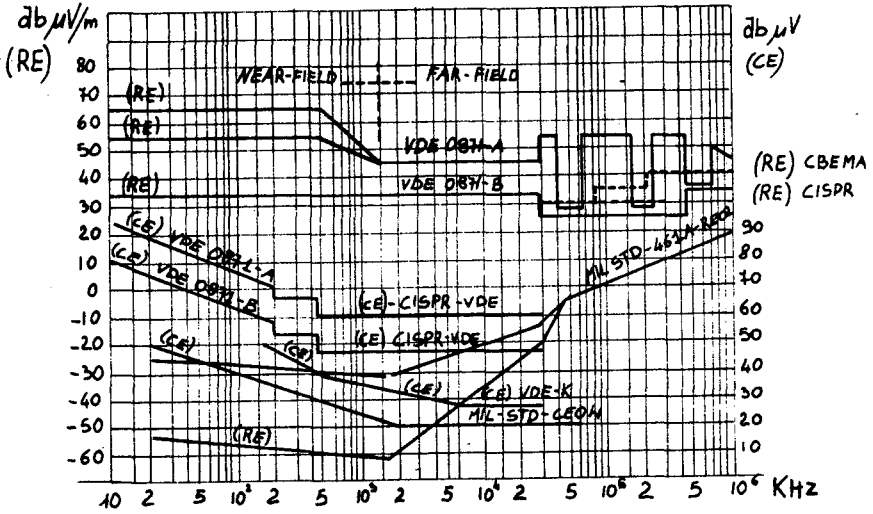


fig. 6

6. Internal compatibility (autocompatibility)

All aspects of noise generation has been extensively analyzed. These sources include cross-talk, power-line noise, transmission-line reflections, EMI susceptibility, ground and power transients, etc. Each of these sources has been correlated with physical design parameters and the total noise margin of digital integrated circuits has been allocated among the individual sources in a manner designed to minimize overall hardware costs.

The accurate prevision of these noise types have been possible by employing a general-purpose-electronic-circuit-analysis program such as ASTAP. The susceptibility of digital integrated circuits to radio frequency interference may also be conveniently analyzed with this program using a modified Ebers-Moll transistor model for RF-interference analysis [1]. However the greatest effort has been taken in reducing the conduct. noises in two ways: minimizing the inductances of the ground and supply lines for the signal current feed-back and current spikes; making an intensive analysis of the reflections and cross-talk by a computers aided design program using macro-models for the lines and devices [2]. A macromodel (MAM) is a simplified mathematical or equivalent circuit model of a portion of a system. The MAM exhibits the same properties at the terminals as the original system portion for the analysis of interest. The properties of the MAM are such that its use leads to saving in both computer time and storage requirements. This simplifies the analysis such that large portions of a system can be analyzes. An example for macromodels is given in fig. 7

where the macromodels of two 50-cm microstrip lines and the macromodels of four 74F00 NAND gates are shown. The voltage generator E0 of the macromodel MAM2 simulates the unloaded voltage in A; the current source J0 and the resistance R0 simulate the output non linear characteristics of the driver for both high and low levels. The current generator MAM4 simulates the input non-linear characteristic. The MAM3 simulates the output characteristics of the gate not switching. The resistances of the MAM1 are a function of the differential and common mode characteristic impedences of the two coupled lines; the generators E are a function of the voltages at the opposite terminals calculated at time $(t - T_d)$ and $(t - T_c)$ where T_d and T_c are respectively the propagation delays of the differential and common mode. The same generator may be used to simulate eventual noises of common and differential mode which may occur on any point of the lines. The experimental and simulated results in the case of no external interference are shown in figg.8, 9.

7. Conclusion

The article only gives an overall view of how the problems involving a transit or peripheral exchange for telephone traffic have been tackled. Most of the choices were conditioned by the industrial realization of the system and will undoubtedly evolve in the future switching systems.

8. Reference

- [1] James J. Whalen, Joseph G. Tront, Curtis E. Larson, James M. Roe, "Computer - Aided Analysis of RFI effects in Digital Integrated Circuits, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. EMC-21, No.4, November 1979.
- [2] H. De Man, "Adequacy of models to simulation programs and introduction to macromodelling", Journées d'Electronique 1977, Modelling Semiconductor Devices, Ecole Polytechnique Fédérale de Lousanne, pagg. 389 - 402.

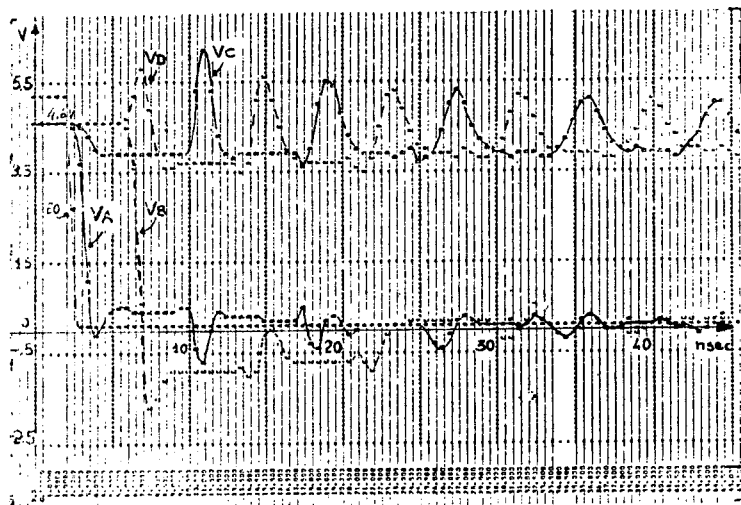


Fig. 8a

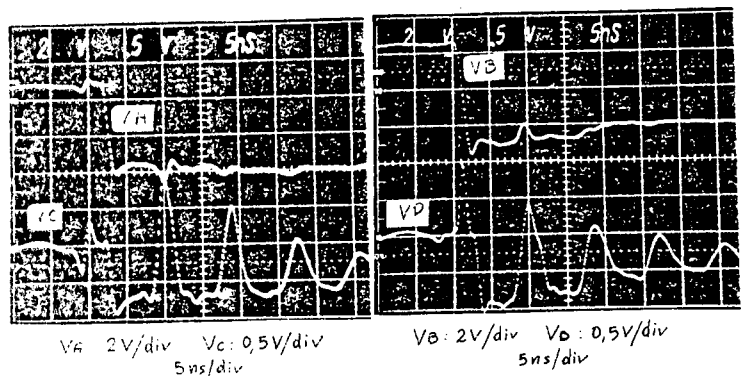


Fig. 8b

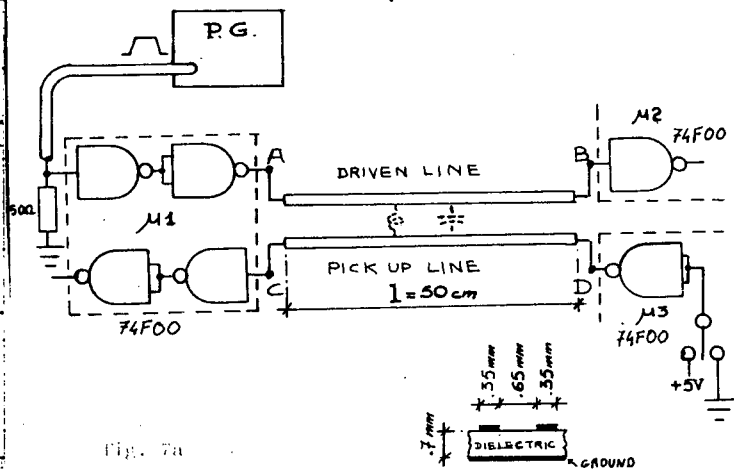


Fig. 7a

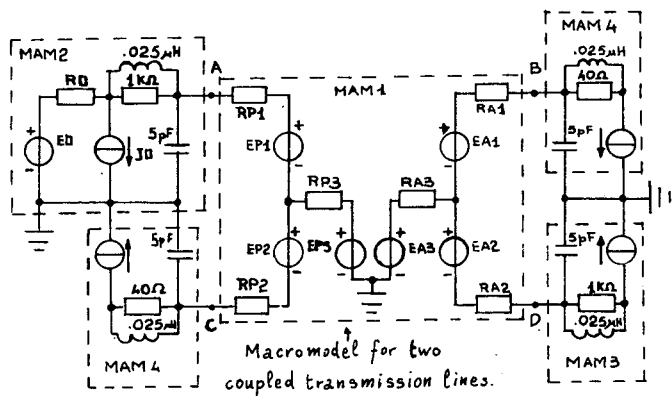
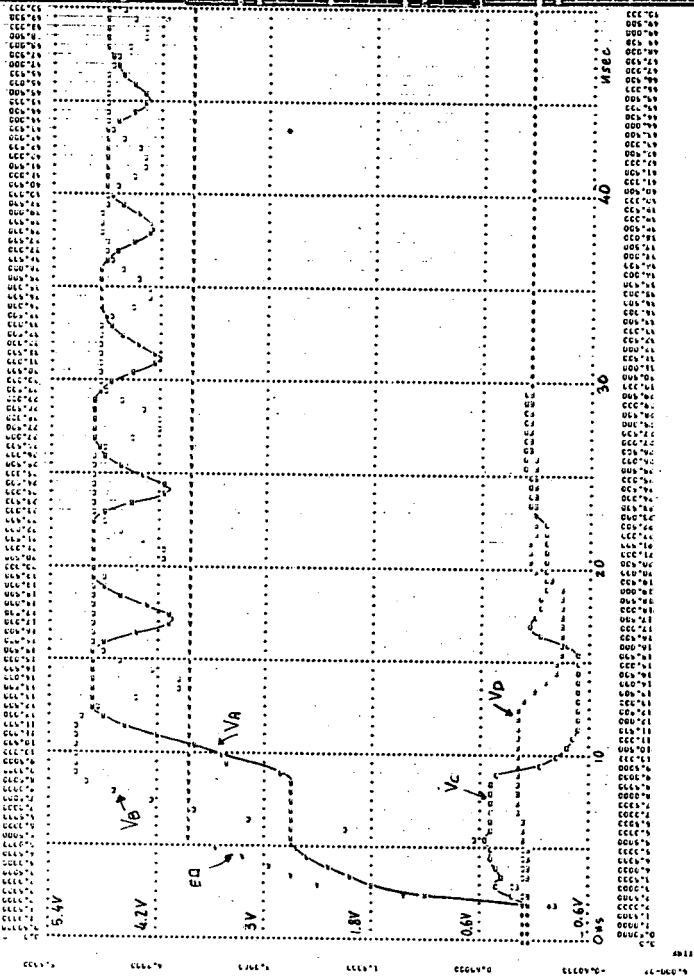
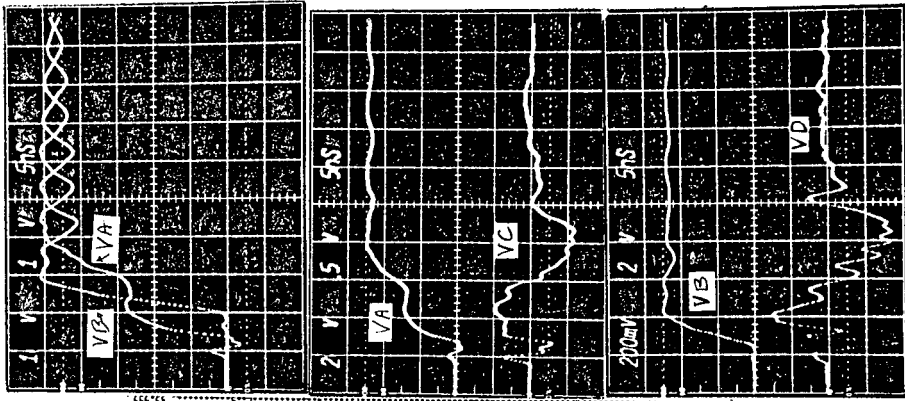


Fig. 7b



1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000

Fig. 9

TITLE: EMI PROBLEMS IN THE DESIGN OF ELECTRONIC SWITCHING SYSTEMS

AUTHORS: S. Caniggia, G. Cardinali, L. Inzoli - ITALTEL Società Italiana Telecomunicazioni s.p.a.

TOPIC : Predicting RFI effects in devices and systems.

ABSTRACT:Recent developments in telephone switching systems using digital integrated circuits, impose reliability specifications which are not particularly akin with previous commercial or military standards; therefore, it is mandatory to take into consideration a specific EMI environment as an essential component in design procedures.

In experience accumulated in the course of implementing and field testing "PROTEO" system prototypes made by Società Italiana di Telecomunicazioni S.p.A. (SITS), with particular relation to the central control and switching network, we found that the high switching frequencies, and the size of row of cabinets, have imposed a rational integration of EMC requirements with system technical specifications. In this paper the method adopted for the above mentioned integration is outlined in its individual steps, which are analysed in relation to the following: system emission and susceptibility; internal compatibility between subsystem with reference to trading off the electrical behaviour of ground buses, power supply buses, and signal buses, external compatibility with systems and EMI environment; noise margin characteristics of digital integrated circuits; observance of specifications typical of telephone exchange. The method is supported by sophisticated simulation programs for time domain signal and power analysis, and measuring system for frequency domain characterization.

С. Каниггиа, Г. Кардинали, Л. Инзоли *)

Проблемы радиопомех при проектировании
телефонных коммутационных систем

Последние достижения в телефонных коммутационных системах, использующих цифровые интегральные схемы, налагают требования по надежности, которые не особо близки используемым до сих пор коммерческим или военным стандартам. Поэтому необходимо принять во внимание определенную помеховую обстановку в качестве существенной компоненты при проектировании. В опыте накопленном во время изготовления и полевых испытаний прототипов системы ПРОТЕО, разработанных в фирме Сименс, было обнаружено, особенно по отношению к центральной управляющей и переключающей схеме, что высокие частоты переключения и размеры ряда шкафов налагают рациональную интеграцию требований по ЭМС и технической спецификации системы. В докладе указан метод принят для осуществления упомянутой интеграции. Указываются отдельные шаги, которые анализируются по отношению к:

- излучению и восприимчивости системы,
- внутренней совместимости между подсистемами относительно сравнительной оценки электрических свойств шин заземления, шин питания, шин сигналов,
- внешней совместимости с другими системами и помеховым окружением,
- запасу характеристик по шуму для цифровых интегральных схем,
- соблюдению спецификации типичных для телефонного трафика.

Метод поддерживается сложными программами моделирования для анализа сигналов и мощности в области времени и измерительной системой для охарактеризования в области частот.

*) ИТАЛТЕЛ, Милан, Италия

POLISH AIRLINES



IF YOU WANT

A LOT OF TRAVEL ENJOYMENT

A LOT OF SPEED

A LOT OF COMFORT

A LOT OF TRADITIONAL
POLISH HOSPITALITY

A LOT OF CONVENIENT
CONNECTIONS

THE WORLD IS CLOSER WITH LOT
CHOOSE LOT YOUR FAVORITE
AIRLINES

Space Services; Geostationary
Satellite Orbit; Planning

Hans J. WEISS*

EMC AND COMMUNICATION SATELLITE SERVICES AFTER WARC-79

The rapid development of the geostationary satellite orbit produces an increasingly unfavorable EMC environment, giving rise to the widely perceived threat of eventual orbit saturation and denial of access to later entrants. GWARC-79 decided that a Planning Conference for space services should seek to guarantee to all nations equitable future access to the orbit. It is examined which of the space services could be planned and which one of three basic forms of planning might be most appropriate in each case.

1. INTRODUCTION

The General World Administrative Radio Conference (GWARC) held in Geneva during the latter part of 1979 had as its major objective the thorough revision of the international Radio Regulations which had undergone only partial revisions since 1959. The purpose of the Radio Regulations is the efficient and equitable use of the radio frequency spectrum by all nations.

To that end the electromagnetic spectrum is allocated to a number of "services" each of which is characterized by its specific type of user, the type of information to be received, and the technical characteristics of systems. To insure that, once allocated, frequencies are used efficiently and equitably, regulations and procedures have been set forth, all relating to two aspects of electromagnetic compatibility:

- a. how, within a given service, can frequencies be used and reused so as to maximize the number of systems and their capacity in the light of growing user demand; and
- b. how, among services having the same allocation ("sharing services"), can frequencies be used and reused by the different services so as to inhibit each other least.

In both cases the problem is the same: a system comprising transmitters and receivers will occupy spectrum space by producing and being sensitive to potentially interfering fields throughout that spectrum space, thereby denying its use to other systems to a degree set by the system characteristics, their physical separation, and other relevant elements.

This mutual denial of spectrum space between systems led to the perhaps most significant decision of the 1979 GWARC with regard to the space services which most administrations perceive as vital to the long-range future satisfaction of their communications needs. The underlying question is very straightforward: Will progressive

*Communications Satellite Corporation, Washington, D.C., USA.

development in certain frequency bands eventually result in the actual denial of access to new systems in the geostationary orbit?

Many administrations believe that, under the current regulatory provisions, this question must be answered in the affirmative and have called for planning of the space services to guarantee all nations equitable access to the geostationary orbit spectrum.

2. THE PLANNING RESOLUTION

The 1979 GARC resolved to convene a World Administrative Radio Conference (hereinafter called "The Conference") with the objective of guaranteeing "in practice" all countries equitable access to the geostationary orbit spectrum (Resolution BP). The Conference is to be held in two sessions, the first (no later than 1984) to

decide which space services and frequency bands should be planned, establish principles, technical parameters and criteria for planning, establish guidelines for regulatory procedures, where appropriate, and consider other possible approaches that could meet the objective,

the second session (within 12 to 18 months after the first) to implement the decisions taken at the first session.

General precedents of planning of one kind or another exist in many services; however, a very specific precedent of planning the geostationary orbit spectrum is reflected in the 1977 satellite broadcasting plan for Regions 1 and 3 which assigned to each nation specific frequencies, orbit locations and coverage areas, to be used in compliance with a complementary agreed set of technical and operational constraints; this form of planning is generally known as "a-priori" planning. In the following it will be investigated on a preliminary basis which space service allocations could be made the subject of planning and which planning methods would be appropriate.

3. CATEGORIZATION OF SPACE SERVICES WITH RESPECT TO PLANNING

The 1979 Table of Frequency Allocations (Article 7) provides for thirteen space services which might be subject to planning, viz:

- | | |
|-----------------------------------|--|
| I. Aeronautical Mobile Satellite, | VIII. Meteorological Satellite, |
| II. Amateur Satellite, | IX. Mobile Satellite, |
| III. Broadcasting Satellite, | X. Radionavigation Satellite, |
| IV. Earth Exploration Satellite, | XI. Space Operations, |
| V. Fixed Satellite, | XII. Space Research, |
| VI. Intersatellite, | XIII. Standard Frequency and Time
Signal Satellite. |
| VII. Maritime Mobile Satellite, | |

In addition, several space services have been defined, but are given recognition only in certain footnote allocations which generally are confined to particular countries or groups of countries. Planning of Table allocations could have an impact on the practical value or the use of footnote allocations.

A first categorization of service allocations in relation to future planning actions can be made on the basis of some fundamental allocation and service characteristics, as follows:

- o Services inherently not amenable to or not requiring planning;
- o Services intended to satisfy predominantly common international demand;
- o Services intended to satisfy, at least to a large part, mutually exclusive domestic demand;

- o Services not clearly falling into any of the two preceding categories;
- o Services having footnote allocations and secondary Table allocations.

4. PLANNING OPTIONS

Planning in this context shall denote any form of international cooperation which is aimed at establishing and maintaining access rights or potential as against regulation which is understood to provide rules for access without maintaining access rights or potential.

Three generic forms of planning can be envisioned, as described below:

- o A-Priori Planning

The firm long-term assignment of frequencies or channels, associated orbit locations, and service areas to individual administrations or certain groups of administrations, and the establishment of technical, implementation and operational parameters or parameter ranges associated with the use of these assignments. A-priori planning is widely held to be the only form of planning capable of providing access guarantees and is therefore viewed as a desirable means to safeguard the domestic access claims of individual countries in services where domestic demand may be high and orbit spectrum is subject to strong development pressure.

- o Access Planning

This is aimed at guaranteeing equitable access by all nations to the geostationary satellite orbit or to systems using the geostationary orbit on the basis of stated access requirements. Implementation of this planning approach would be through ad-hoc or regular periodic, generally regional or bi-regional, convening of planning representatives from all administrations potentially affected. It should function with the broadest authority in deciding on near term temporary operational and on future permanent operational and design changes in all systems, both existing and proposed. This form of planning could take place under the auspices of the ITU.

- o Institutional Planning

This is mainly aimed at guaranteeing equitable access by all nations to services and systems intended to satisfy a common demand which could not or would not likely be satisfiable by the action of individual administrations alone. Since the thrust of such planning is to provide access to real systems, it will almost exclusively be realized through design decisions and therefore should preferably be implemented by an executive organ, such as INMARSAT or INTELSAT. Conceivably, international coordinating organizations such as IMCO or IATA might also implement or aid in such planning. This planning should not take place under ITU auspices but should be compatible with ITU regulations.

Part of access planning would be the establishment and periodic revision of technical and operational standards, based upon advances in technology and operating practices and on the degree of difficulty in maintaining access guarantees.

As regards services and allocations considered premature or unsuitable for any form of planning by the 1984 Conference, it is suggested that the utilization of the geostationary satellite orbit in these services and allocations be monitored through an "implementation watch" by an international (ITU) committee with a view to identifying any emerging problems and making recommendations as to the need or desirability of future planning action.

5. DISCUSSION OF SERVICE CATEGORIES

With the above categorization it will be necessary to identify the services belonging to each, to justify their affiliation, and to examine their suitability for various types of planning at the 1984 Conference.

5.1. Services Inherently Not Amenable to or Not Requiring Planning

The following services or service applications are seen to belong to this category:

- o the earth exploration satellite service (passive),
- o the intersatellite service,
- o the space operations service, and
- o the space research service.

The earth exploration satellite service (passive) does not require planning because no mutual denial of orbital spectrum space between systems would be involved.

Use of the intersatellite service is unpredictable on a medium- to long-term basis. The potential frequency reuse capability in the intersatellite service has been shown to be large and its nature as a complementary service to services allocated between space and earth is not expected to permit planning.

Use of the space operations and space research services tends to be ephemeral, intermittent and generally not predictable on a medium- or long-term basis due to the largely experimental or developmental nature of these services. In addition, they would seem not to be subject to the growth requirements and saturation pressures characteristic of services called upon to satisfy a growing user demand.

5.2. Services Intended To Satisfy Common International Demand

This category of services is seen to include

- o the amateur satellite service,
- o the earth exploration satellite service,
- o the maritime mobile satellite service, and
- o the standard frequency and time signal satellite service.

The amateur satellite service addresses clearly an international community comprising nominally private (non-government, non-commercial) users. Its funding, currently to some degree international, is believed to become more so with time. Planning and implementation is already international in nature.

The earth exploration satellite service whose numerous passive allocations have already been categorized as not requiring planning, is expected for many years to come to develop predominantly in non-geostationary orbits. Data generated by earth exploration satellites is of universal utility, and the objective will be to make these data available to users through appropriate access provisions, not through a proliferation of geostationary satellites.

The overriding characteristic of the maritime mobile satellite service is its essentially global interconnection requirement. While the need for a fairly low-cost earth segment in this service will tend to limit the number of available orbit locations, increasing demand is anticipated to result not in the competitive development, but in a synergic networking of these orbit locations. Although perhaps more than one network will evolve, none will be national in nature.

The predominant characteristic of the standard frequency and time signal satellite service is the nature of its service offering which is completely non-unique from the users' point of view. Growth of the user population does not increase demand on the service. There is no inherent need for the proliferation of satellites; the only requirement is that of access to at least one satellite by all potential users.

All of these services are prime candidates for institutional planning; a-priori planning would not appear to be suitable. No planning for these services would appear to be required in 1984.

5.3. Services Intended To Satisfy Predominantly Discrete Domestic Demand

Such services comprise

- o the broadcasting satellite service,
- o the fixed-satellite service, and
- o the mobile satellite service.

Contrary to the services discussed so far for which a-priori planning would either not be possible or would be irrelevant or damaging to achieving equitable guaranteed access, these services are capable of being planned on an a-priori basis. It is appropriate to give these candidate services for a-priori planning some more detailed individual attention.

5.3.1. The Broadcasting Satellite Service

This service clearly is of an exclusively national nature. Capacity requirements are fairly independent of user population, somewhat dependent on geographical and ethnic factors associated with individual countries. It is subject to orbit saturation pressure due to the availability of relatively few orbital positions at frequencies below 15 GHz.

Allocations to that service are in the frequency bands 2.5-2.69 GHz, 11.7-12.75 GHz, 22.5-23 GHz, 40.5-42.5 GHz, and 84-86 GHz.

Currently, the frequency bands 11.7-12.5 GHz in Region 1 and 11.7-12.2 GHz in Region 3 have been planned on an a-priori basis (1977), and the band 12.1/12.3-12.7 in Region 2 will be so planned in Region 2. Corresponding feeder link plans will be developed in the bands 10.7-11.7 GHz, 14.5-14.8 GHz and/or 17.3-18.1 GHz in Regions 1 and 3, and in the band 17.3-18.1 GHz in Region 2. Thus, a-priori planning in connection with certain 12 GHz allocations is a fait accompli.

The Bands 2.5-2.69 and 12.5-12.75 GHz

In these bands the limited available bandwidth is shared in complex fashion with the fixed-satellite service. No matched feeder link allocations are available. In view of the fact that no implementation pressure has as yet developed in these bands, it is believed to be premature to adopt a-priori planning in 1984. Access planning appears to be possible.

The Band 22.5-23 GHz

In the band 22.5-23 GHz, in which the broadcasting satellite service in Regions 2 and 3 shares allocations with the intersatellite service, no a-priori planning should be introduced because this would render the intersatellite service allocation virtually useless. Access planning would be possible.

The Bands Above 40 GHz

In the frequency bands 40.5-42.5 GHz and 84-86 GHz it is premature to contemplate planning. The most that may be required is an "implementation watch", aimed at monitoring the development of relevant technology and the emergence of factors which might suggest the form of planning, if any, to be adopted in those bands.

5.3.2. The Fixed-Satellite Service

This service is subject to the currently greatest real orbit saturation pressure in the 3.7-4.2 and 5.925-6.425 GHz bands due to the explosive development of international and domestic systems. Since the service is of domestic as well as international interest, since the real demand on system capacity is a complex function of user population, distribution and service requirements, and since the possible range of implementation parameters is extremely broad, it lends itself only with difficulty to a-priori planning. Such planning might guarantee access, but that access may be far from equitable in terms of actual user needs. Nevertheless, the high demand and the resulting orbit saturation pressures coupled with the legitimate potential benefits of this service for the satisfaction of most individual nations' domestic needs suggest that the current adversary access procedures to the geostationary orbit in this service at frequencies below 10 GHz may be inadequate. Hence, planning of some kind would appear to be desirable, and an a-priori experimental planning approach might be worth undertaking in one of the frequency bands.

There are a large number of frequency allocations to the fixed-satellite service. From the outset, it is suggested to disregard any allocations above 15 GHz as candidates for a-priori planning in 1984. There is neither saturation pressure at such frequencies nor even preliminary information regarding the system characteristics and constraints that will develop. It is expected that the development of above-15 GHz fixed-satellite service systems will take place on a very broad basis of fairly advanced technology, not the least of which is the capability to generate extremely narrow satellite antenna beams which would hold the promise of high frequency reuse and a high satellite density on the geostationary orbit.

Bands Intended To Be Used Only for Feeder Links (Earth-to-Space)

Allocations falling into this category are in the bands 10.7-11.7 GHz in Region 1, 14.5-14.8 GHz, and 17.3-18.1 GHz. They are subject to a-priori planning. However, sharing with other space services in two of these three bands is only in the reverse direction of transmission; hence their planning will not impose like planning on the reverse-direction space allocations (at 10.7-11.7 and 17.7-18.1 GHz).

Bands Between 2.5 and 2.69 GHz

These bands, shared in complex fashion with the broadcasting satellite service may, as argued earlier, require access planning but are not suitable for a-priori planning in 1984.

Bands Between 3.4 and 7.025 GHz

Demands for a-priori planning to safeguard the interests of later entrants in these bands is likely to be strong. Existing investments at these frequencies constitute a poor point of departure for a-priori planning; increasingly they tend to satisfy domestic requirements of individual countries on a de-facto joint venture basis, as evidenced by domestic lease arrangements out of the INTELSAT system, the lease arrangements for Malaysia and Thailand out of the Indonesian Palapa system, and the multinational ARABSAT system plans, with others likely to follow. Thus, rather than inhibiting further development through a-priori planning it would appear to be considerably more cogent to enhance the expansion potential through less constrained access to the bands 3.4-3.7 GHz, 4.5-4.8 GHz (space-to-earth) and 6.425-7.025 GHz (earth-to-space). This

would tend to provide economically attractive growth options with the concomitant potential of expanding access offers to satisfy domestic requirements.

However, there is a unique opportunity to test a-priori planning in the fixed-satellite service by the development, in 1984, of an experimental a-priori plan in the frequency bands exhibiting greatest saturation pressure around 4 and 6 GHz but in the reverse direction of transmission, i.e., 3.4-4.2 GHz and 4.5-4.8 GHz to be planned as earth-to-space bands, and 5.925-7.025 GHz to be planned as a space-to-earth band. This would allow a total of two times 1100 MHz to be subjected to an a-priori plan virtually without prior constraints on the orbit spectrum. Since the thrust of a-priori planning is the preservation of access rights for late entrants, the current lack of some readily available hardware required to implement the reverse access plans would not constitute a problem at the time access is invoked. In the meantime, the regular use of these bands allows fairly ready access for many additional domestic networks.

The unmatched earth-to-space allocations 5.725-5.85 GHz in Region 1 and 5.85-5.925 GHz should not be subject to a-priori planning. The former particularly because it is of questionable usefulness in the presence of a shared allocation to the radiolocation service, and the latter because it is unmatched and could well serve as a source of feeder links.

Other Bands Below About 15 GHz

For all other bands below about 15 GHz allocated to the fixed-satellite service it is suggested to consider the adoption of access planning as defined and to develop the mechanism and the guidelines for its implementation at the 1984 Conference.

5.3.3. The Mobile Satellite Service

At frequencies below 1.6465 GHz, Table allocations to the mobile satellite service are limited to safety and distress applications. These allocations are thus not subject to national demand and growth pressures, and the most appropriate form of guaranteeing access is through institutional planning, not through a-priori planning.

There are no Table allocations to this service between 1.6465 and about 20 GHz.

At frequencies above 20 GHz where the allocations are shared with fixed-satellite service, they would have to be planned along with that service. Since, however, it had been suggested that the fixed-satellite service above 15 GHz should not be subject to a-priori planning at the 1984 Conference, no such planning should therefore be undertaken for the mobile satellite service, for the same reasons.

At frequencies above 20 GHz where the mobile satellite service shares allocations with the radionavigation satellite service (see following section), it would be premature to impose a-priori planning upon either service.

5.4. Services Intended To Satisfy Predominantly Common Demand, Possibly Also National Demand

Services so identified are:

- o Aeronautical Mobile Satellite,
- o Meteorological Satellite,
- o Radionavigation Satellite.

These services tend towards common benefit usage and thus should be subject to institutional (worldwide or regional) planning. However, certain individual countries have a fairly large geographical extension, and these countries may find it desirable and economically viable to implement systems in these services for their predominantly or exclusively domestic use. A-priori planning would tend to damage rather than enhance

the equitable access imperatives of most countries. At the same time, however, it must be prevented that the national systems which could evolve in the absence of a-priori planning jeopardize any implementation of systems through the institutional process.

In view of this it may be desirable to follow a hybrid planning approach the major thrust of which should be the protection of common benefit interests. One form such an approach might take is that of a reasonable orbit segmentation plan for those allocations most likely to be implemented in the fairly near future. This would entail the identification of orbital segments which would be protected for institutional planning, the other segments subject to access planning. However, no planning of these services above 10 GHz would appear to be required in 1984.

5.5. Secondary Table Allocations

Secondary Table allocations, by their very status, must not be planned because that would confer primary status upon them. In some cases the adoption of an a-priori plan for space services with which secondary space services share a frequency band could virtually eliminate the sharing option and make the secondary allocation useless, because a-priori planning is likely to close all assignment "gaps". It will have to be investigated whether affected secondary allocations should then be upgraded to primary and incorporated in the a-priori plan, or whether they should be deleted.

5.6. Footnote Allocations

Footnote allocations appear in a variety of forms for a variety of purposes. To the extent that they are and are intended to remain primary allocations, they should be planned in the same form, if planned at all, as the primary Table allocations. They should not be planned if Table allocations which they modify or complement are not also planned. Where they conflict with the planning of Table allocations, they may have to be deleted.

6. SUMMARY AND CONCLUSIONS

An attempt has been made to classify space service allocations in terms of the need for, and the type of, planning by which their use of the geostationary satellite orbit may have to be regulated at the 1984 World Administrative Radio Conference on the Planning of Space Services, as called for in the WARC-79 Resolution BP.

In the process several classes of planning were identified as potentially applicable; these are:

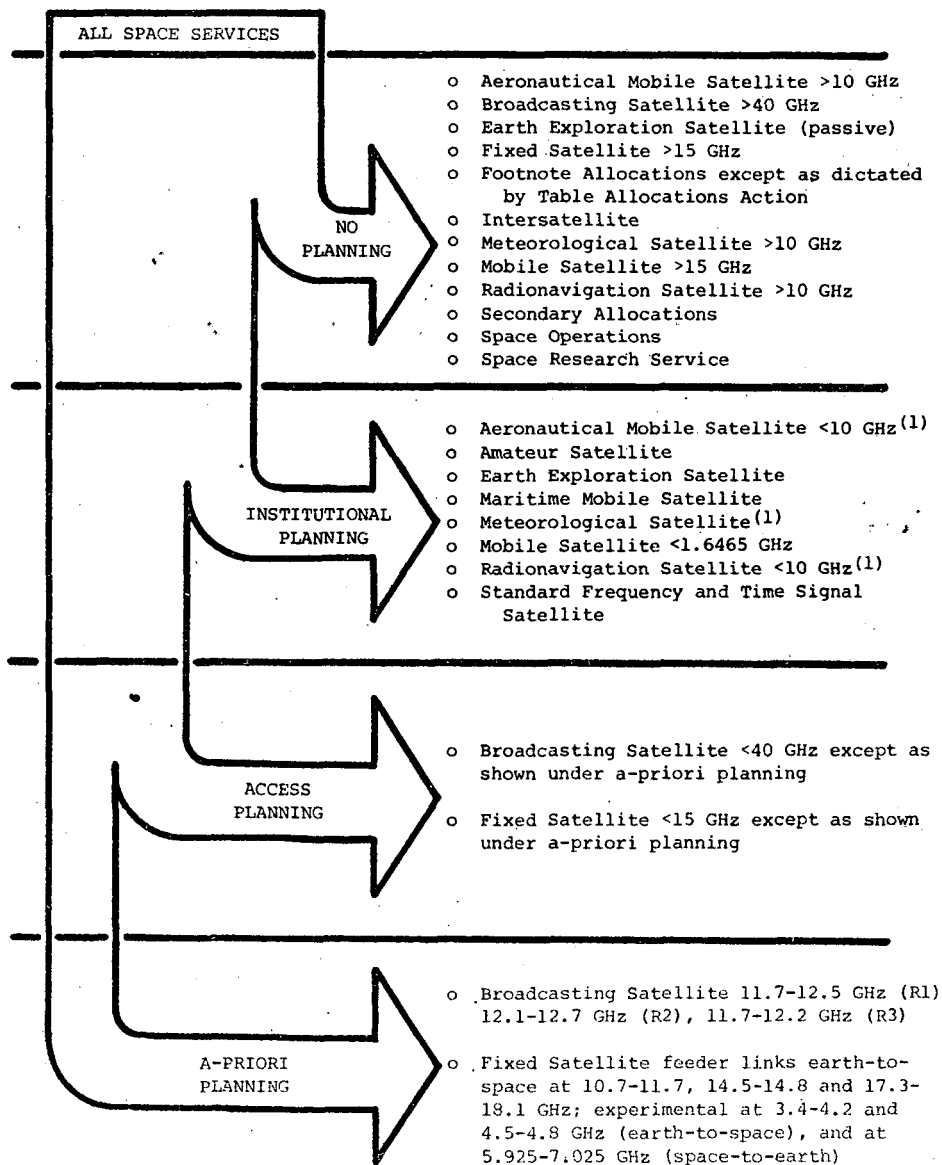
- o A-priori planning,
- o Access planning,
- o Institutional planning.

The results of the categorization of services and allocations in terms of the above planning options and a no-planning option (regulatory approach) are graphically summarized in Figure 1 which represents the conclusions drawn in the text. In connection with Figure 1 it is worth emphasizing that the provision of feeder links for some services may become a critical item when those allocations from which feeder links would be made available were subjected to a-priori planning. Under the planning provisions of Figure 1, sufficient feeder link bandwidth is available; the move towards more a-priori planning would require that very careful attention be given to the feeder link question.

In services and allocations for which planning in 1984 is considered to be premature, development should be monitored by an "implementation watch" so as to identify any emerging problems.

Figure 1

Planning Hierarchy for Space Services



(1) May require provision for national domestic accesses.

Х.И. Вайс*)

ЗМС и спутниковая связь после Мировой административной радиоконференции 1979

Быстрое развитие систем геостационарной спутниковой связи вызывает непрерывное ухудшение ЗМС и широкое ощущение опасности возможного насыщения орбит и последующего отказа доступа более поздним желающим. Радиоконференция 1979 г. решила, что следует созвать специальную конференцию по планированию спутниковых служб, которая должна искать гарантии равноправного будущего доступа к орбитам для всех наций. В докладе анализируются какие спутниковые службы можно было бы планировать и которая из трех основных форм планирования могла бы оказаться наиболее подходящая в каждом из случаев.

*) Комсат, Вашингтон О.К., США

Л.Я.Кантор^{*})ОБ ОЦЕНКЕ ПРЕДЕЛЬНОЙ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ
ГЕОСТАЦИОНАРНОЙ ОРБИТЫ

Сформулирована и решается задача определения предельной пропускной способности геостационарной орбиты при учете только взаимных радиопомех. Анализ выполнен для систем связи с передачей сигналов в аналоговой (FDM/AM) и дискретной (с PSK) форме, а также сделана оценка предела, соответствующая потенциальной пропускной способности каналов связи. Указаны основные пути дальнейшего увеличения пропускной способности геостационарной орбиты.

Проблема эффективного использования геостационарной орбиты для целей связи с использованием ИСЗ привлекает широкое внимание специалистов, поскольку существуют серьезные затруднения в размещении на орбите новых спутников связи. Эта проблема подробно рассмотрена в материалах IV Исследовательской комиссии МККР [1].

Представляется интересным хотя бы приблизительно оценить предел, до которого можно по мере прогресса техники довести пропускную способность всех систем спутниковой связи (ССС), ИСЗ которых размещены возможно более плотно на геостационарной орбите.

Эту величину - назовем ее предельной пропускной способностью геостационарной орбиты $C_{г.о}$ - можно определить при фундаментальном предположении, что энергетические ресурсы каждой ССС достаточно велики, чтобы ее собственные шумы (тепловые и нелинейные) были пренеб-

*)

Научно-исследовательский институт радио,
СССР, г.Москва, ул.Горького, 7.

режимо малы по сравнению с помехами от соседних систем. Иными словами, это предположение означает, что пропускная способность каждой системы целиком определяется помехами от соседних ССС. Такая тенденция уже проявляется на практике: МККР по инициативе СССР приняла рекомендацию об увеличении допустимых шумов от соседних систем с соответствующим уменьшением собственных шумов системы [2]. Сходное предположение сделано в [3].

Соответствующее ограничение плотности потока, создаваемого ИСЗ у поверхности Земли, при эффективном рассеянии энергии несущей не исключает сделанного предположения.

Примем, что используется разделение сигналов ИСЗ по поляризации и что это позволяет двукратно использовать полосу частот и тем самым удвоить величину $C_{г.о}$ (соответствующий коэффициент обозначим $K_{пол}$; $K_{пол} = 2$). Следует также предположить, что выполнено целесообразное (плановое) размещение спутников на орбите так, чтобы рядом располагались ИСЗ, обслуживающие по возможности далеко разнесенные зоны на поверхности Земли, и что диаграммы направленности антенн ИСЗ максимально соответствуют обслуживаемым территориям.

Опыт разработки плана телевизионного спутникового вещания в диапазоне 12 ГГц, принятого ВАКР-77, позволяет принять в качестве грубой оценки двукратный выигрыш по этой причине ($K_{план} = 2$).

Предполагается, что в каждом стволе сообщение передается в односигнальном режиме без собственного ССС многостанционного доступа. Это предположение не следует понимать буквально; оно означает, что многостанционный доступ осуществляется без потерь. Действительно, создаваемые сейчас системы временного многостанционного доступа дают весьма небольшие потери пропускной способности по сравнению с односигнальным режимом 4.

Необходимый разнос между соседними ИСЗ для близко расположенных земных станций (ЗС) соседних систем определяется направленностью антенны ЗС. Усиление антенны вне главного лепестка диаграммы направленности, в соответствии с Рекомендацией МККР № 465-I, обычно принимается равным

$$C_{г.о} = 32 - 25 \lg \theta, \quad 1^\circ < \theta < 48^\circ, \quad (I)$$

где θ - угол, отсчитываемый от оси главного луча антенны.

Однако, учитывая успехи в разработке антенн с вынесенным (несимметричным) облучателем, где уровень боковых лепестков существ-

венно снижен (например, антенна японской национальной ССС диапазона II - I4 ГГц [5], для перспективных оценок следует принять более прогрессивное соотношение, например

$$C_{\text{дБ}} = 22 - 25 \lg \theta. \quad (2)$$

Рассмотрим сначала простейший и широко используемый вариант передачи сигналов многоканальной телефонии в аналоговой форме с обычным частотным уплотнением и ЧМ. В этом случае пределом величины помех от соседних систем следует считать норму для мощности суммарного шума в телефонном канале - 10 000 пВт. Необходимую величину можно рассчитать для надпорогового режима по методике, разработанной в [6].

Поскольку целью статьи является оценка предела пропускной способности орбиты, имеет смысл рассмотреть вариант идеально откорректированного (по амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристикам) тракта передачи, что дает возможность применить увеличенное значение девиации частоты на канал Δf_{κ} . Ограничивающим фактором для увеличения Δf_{κ} в этом случае будет появление собственных шумов в канале, обусловленных отсеканием части спектра; это явление подробно рассмотрено в [6].

Оптимум для $N = 1920$ каналов достигается при $\Delta f_{\kappa} \approx 700 + 800$ кГц ($M_{\Sigma}^2 \approx 0,5$), угловом разносе между соседними ИСЗ $\theta_i = 1,05$ (с учетом нестабильности $\theta_i = 1,25^\circ$). Емкость орбиты при этом достигает $C_{\text{г.о}} = 175$ каналов/МГц·град.

Для числа каналов в стволе $N = 1020, 1920, 3600$ емкость орбиты $C_{\text{г.о}}$ оказывается примерно одинаковой, поскольку рост числа каналов в стволе сопровождается существенным уменьшением оптимальной девиации частоты на канал Δf_{κ} и, как следствие, увеличением углового разноса соседних ИСЗ.

Теперь обратимся к анализу варианта передачи сигналов в дискретной форме с помощью наиболее широко применяемой в этом случае фазовой модуляции (ФМ). По-прежнему полагаем, что собственные шумы системы пренебрежимо малы. Оценку допустимого соотношения полезного и мешающего сигналов можно сделать на основе допустимого значения вероятности ошибки при приеме.

Для четырех одинаково разнесенных и однородных мешающих ИСЗ относительный уровень помехи от ближайшей пары должен составить $\sim -9,8$ дБ, а необходимый разнос между соседними ИСЗ - около $\theta = 0,33^\circ$, а с учетом нестабильности $\theta_i = 0,53^\circ$.

В принятой ранее полосе ствола 35 МГц при $n = 4$ можно передать практически порядка 60 Мбит, или около 1000 телефонных каналов (обычно затрачивается 64 кбит на канал). Тогда предельная емкость геостационарной орбиты $C_{г.о} = 216$ канал/МГц \times град, либо $C_{г.о} = 12,9$ Мбит/МГц \cdot град. Применение более многофазной модуляции ($n > 4$) позволяет увеличить скорость передачи в каждом стволе (пропорционально $\log_2 n$), но вследствие уменьшения ρ требуется увеличение ρ и углового разноса между ИСЗ. Расчет показал, что максимум достигается при $n = 16$ и составляет $C_{г.о} = 22,1$ Мбит/МГц \cdot град, либо 368 каналов/МГц \cdot град.

При использовании дельта-модуляции можно расходовать лишь ~ 30 кбит на канал (хотя телефонный канал при этом не является вполне универсальным), и тогда оценка $C_{г.о}$ по числу телефонных каналов удваивается. Размещение максимума пропускной способности орбиты при $n = 16$ определяется принятой диаграммой направленности антенны и ее диаметром. Например, для худшей антенны максимум достигается при $n = 8$.

В предыдущем изложении не предусматривалось применение помехоустойчивого кодирования, модуляции несущей одновременно по фазе и амплитуде, приема "в целом" и других способов, повышающих пропускную способность системы связи. Конкретный анализ этих мероприятий очень трудоемок. Однако можно весьма просто оценить предел при оптимальной обработке передаваемых сигналов и помехоустойчивом приеме, если предположить, что совокупность нескольких (4 и более) мешающих сигналов, модулированных одновременно по амплитуде и фазе, достаточно близка к обычному флуктуационному шуму с нормальным распределением. Тогда для вычисления пропускной способности ствола при воздействии помех от соседних ИСЗ с общей мощностью $P_{ш}$ можно воспользоваться известной формулой К. Шеннона

$$C = \Pi \log_2 \left(1 + \frac{P_c}{P_{ш}} \right). \quad (3)$$

Оптимум наблюдается примерно при $P_c/P_{ш} \approx 250$, угловым разносом $\theta = 0,44^\circ$, $\theta_1 = 0,64^\circ$ и составляет

$$C_{г.о} = 50 \text{ Мбит/МГц} \cdot \text{град.}$$

или 830 каналов/МГц \cdot град.

Превысить эту оценку можно путем: более чем двукратного использования полосы с помощью планового использования орбиты и остронап-

равленных бортовых антенн ($K_{\text{план}} > 2$); применения земных антенн с более совершенной, чем на рис. I, ДН либо антенн большего диаметра; координации (в частности, синхронизации) сигналов соседних ССС и использования при приеме этой априорной информации.

Заметим, что используемый в данной работе показатель - пропускная способность орбиты (число каналов или дв. единиц на МГц и на градус) - не характеризует полностью эффективность использования орбиты; для такой оценки следует использовать более общий показатель - каналоклометры эквивалентной наземной сети [7] .

ЛИТЕРАТУРА

1. СССР, XIV *Plenary Assembly, Kyoto, 1978*
1978, Д ос. 4/1042-Е, *Report* 453-2.
2. СССР, XIV *Plenary Assembly, Kyoto*
1978, Д ос. 4/1035, *Recommendation* 466-2.
3. Сравнение и оптимизация способов разделения и модуляции сигналов в радиосетях. Экспресс-информация. "Передача информации", №23, 1974 г., либо *D. Mulwijk, "Philips Res. Repst"*
1973, v28, №4.
4. Л.Я.Кантор, В.М.Цирлин. Радиотехника, 1977, т.32, №II.
5. *T. Chu and oth, BSTJ* 1978, v57, №5. См. также *Nippon Telegr. and Teleph. Public Corp., Offset Cassegrain antenna for Earth Station*
6. С.В.Бородич. Искажения и помехи в многоканальных системах радиосвязи с ЧМ. М., "Связь", 1976.
7. Л.Я.Кантор. "Электросвязь", 1976, №I.

L.Ya. Kantor ^{*})

ON THE ESTIMATION OF THE GEOSTATIONARY ORBIT
CAPACITY LIMITS

A problem of the estimation of the geostationary orbit capacity limit with regard to mutual interferences only is put forward and solved. The analysis is carried out for analogue FDM-FM And digital PSK communication systems and the limit is evaluated in terms of potential capacity of ϵ of communication channels. Some basic approaches to a further increase of the geostationary orbit capacity are discussed.

^{*}) Radio Research Institute NIIR
Moscow USSR .

Ключевые слова
Координация
Координационная группа

В.В.Тимофеев, Ю.М.Паянский, А.И.Трофимов ж)

НЕКОТОРЫЕ ПРАКТИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ КООРДИНАЦИИ СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ

Рассматриваются пути облегчения проведения процедуры координации и предлагается новый метод, основанный на проведении координации по некоторой координационной группе телефонных каналов. Изложен метод определения координационной группы и приводятся примеры расчёта.

Бурное развитие национальных и международных систем спутниковой связи и вещания приводит в последнее время к определённым трудностям из-за возможности взаимных помех.

Для того, чтобы избежать недопустимых взаимных помех, Регламентом Радиосвязи предусмотрена специальная процедура заявления, координации и регистрации частотных присвоений, сформулированная в Статье 9А для систем спутниковой связи и в Резолюциях Косм.2-2 и Косм.2-3 для систем спутникового вещания [1].

Для предварительной оценки возможности возникновения вредных помех между заявляемой и существующими или запланированными системами определяется приращение эквивалентной шумовой температуры линии ΔT , вызванное предполагаемым воздействием мешающего сигнала [1], которое относится к эквивалентной шумовой температуре линии T . Результат, выраженный в процентах, сравнивается с заранее определённой величиной, принятой в настоящее время равной 2%. Если $\Delta T/T < 2\%$, то уровень помех считается допустимым и координация между системами не требуется. В противном случае считается, что имеется возможность создания помехи и необходима

ж) Научно-исследовательский институт радио,
СССР, г. Москва, ул. Горького, 7.

координация между системами.

В процессе координации администрации более точно оценивают уровни возможных взаимных помех и вырабатывают обоюдные шаги к решению проблемы. В соответствии с Резолюцией № Косм.2-1 [1] поиски путей решения проблемы являются обязанностью обеих сторон.

Практика координации систем спутниковой связи показывает, что определяющим является допустимый уровень помехи в телефонном канале. Согласно Рекомендации 466 МККР [2] допустимый уровень суммарной помехи в телефонном канале в системах без повторного использования частот составляет 2000 пВт, в системах с повторным использованием частот, - 1500 пВт, а помеха от любой одной системы не должна превышать 400 пВт. Величины, приведённые в этой рекомендации, являются основой для координации систем спутниковой связи, хотя на двусторонней основе администрации могут выбрать другие нормы и критерии, определяемые системными параметрами.

Приведём кратко методику расчёта уровня помех, вызываемых другими системами. В общем случае при передаче аналоговой телефонии можно записать, что

$$10 \lg \frac{I_{\text{МВТ испытательного тона}}}{\text{невзвешенная мощность помех в телефонном канале}} = \frac{C}{I} + B, \quad (1)$$

где C/I - отношение мощностей полезной и мешающей несущих на входе приёмной системы, дБ; B - коэффициент ослабления помехи между входом приёмника космической И/ИЛИ земной станции и выходом приёмника земной станции, дБ.

Приближённые формулы и графики для определения величины B при различных соотношениях параметров модуляции даны в [3]. Если в координируемых системах применяется различный частотный сдвиг между приёмными и передающими частотами на спутниках связи, значения $(C/I)_u$ и $(C/I)_d$ определяются отдельно, рассчитываются уровни помех в телефонном канале, создаваемые на участках "вверх" и "вниз", а затем - суммарная мощность помехи в канале.

Для полезного сигнала в виде ЧМ телевидения обычно условия формулируются непосредственно в виде допустимого отношения сигнал/помеха (C/I) . В этом случае целесообразно пользоваться результатами исследований и обобщёнными кривыми необходимых защитных отношений [4].

Как показывает опыт практической координации между различными системами, помеховая ситуация различна в зависимости от видов передаваемой информации в стволах полезной и мешающей систем спутниковой связи. Во многих случаях администрации, координирующие системы, сообщают

возможные виды и параметры передаваемых сигналов, не указывая и не фиксируя при этом планов распределения загрузки по стволам. Естественно, что в такой ситуации условия координации должны обеспечиваться при наиболее неблагоприятном сочетании загрузок.

В качестве примера на рис. 1 и рис. 2 приведены зависимости уровня шумов в телефонном канале одной системы, вызываемых помехами на участке "ИСЗ - Земля", от углового разнеса между полезным и мешающим ИСЗ. Полезный сигнал модулирован по частоте многоканальным сообщением (12, 24, 96, 252 или 972 - каналные группы), а мешающий - модулирован по частоте либо телевизионным сигналом (рис. 1), либо сигналом 12-канальной группы (рис. 2).

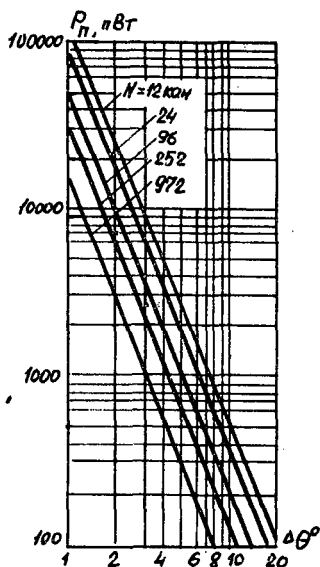


Рис. 1

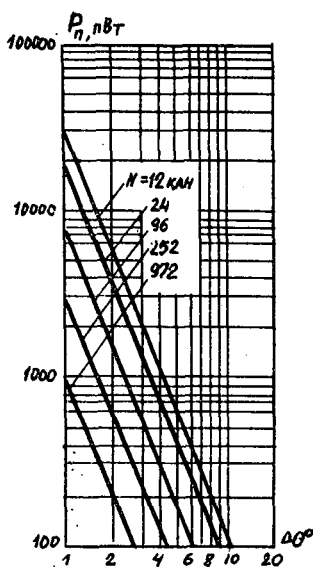


Рис. 2

Очевидно, что расчёты уровня помех, сделанные на наихудшие сочетания, приводят к неоправданно увеличенным угловым разнесам ИСЗ и понижению эффективности использования геостационарной орбиты из-за необоснованного запаса по защитному отношению при других видах загрузки.

Возможны несколько вариантов решения данной проблемы. Например, проведение согласованного планирования загрузки стволов участвующих в координации систем с целью исключения наиболее неблагоприятных сочетаний. Такое согласование загрузок в принципе возможно и довольно легко осуществимо при ограниченном числе координирующихся систем с постоянными нагрузками. В случае же большого числа систем задача становится весьма трудной. В реальных условиях из-за переменных требований трафика некоторые администрации не соглашаются использовать такой вари-

ант координации, так как при этом накладываются ограничения на возможности изменения нагрузок стволов, необходимые для оптимизации пропускной способности системы. Поэтому, несмотря на то, что такой путь являлся бы оптимальным, он не может быть использован во всех случаях.

Другой принципиальной возможностью является предложение внести дополнительные ограничения (кроме имеющихся ограничений по плотности потока мощности) по чувствительности систем к помехам на линии "вверх" и "вниз" [5]. Введение таких ограничений могло бы в будущем несколько изменить ситуацию. Однако, их введение значительно затруднено, так как существующие в настоящее время системы сильно отличаются по чувствительности.

Может быть рассмотрена также возможность разработки и принятия различных норм на допустимые уровни помех для разных видов передаваемых групп таким образом, чтобы в малоканальных группах допускались большие уровни помех, а необходимые угловые разности между полезным и мешающим ИСЗ, рассчитанные для разных групп, были бы близки [6]. Однако, в этом случае администрации, заявляющие системы с малоканальными группами, окажутся в невыгодных условиях по сравнению с администрациями, заявляющими системы с многоканальными группами.

Наконец, возможен совершенно другой, кажущийся наиболее привлекательным подход к решению задачи, заключающийся в следующем. В каждом случае координации систем с необходимой нагрузкой расчётным путём определяется вид сигнала, координация по которому обеспечивает максимальную пропускную способность участка орбиты. При этом, как показывают расчёты, из рассмотрения исключаются наиболее чувствительные к помехам виды сигналов, такие как, например, 12- и 24-канальные группы или ОКН, а максимум пропускной способности дуги орбиты обеспечивается при координации по некоторому сигналу со средней чувствительностью к помехам. Наличие такого оптимального вида сигнала, обеспечивающего максимум пропускной способности, поясняется ниже.

Пусть шумы в телефонном канале распределены в соответствии с рис. 3. Если мощность нелинейных шумов и помех от РРЛ остаётся неизменной, то на величину пропускной способности системы будет оказывать существенное влияние распределение теплового шума по участкам, а также наличие запаса по помехам от других спутниковых систем. Этот запас возникает потому, что при координации по малоканальным группам в группах с большим числом каналов создаются помехи значительно ниже нормы.

Принимая соотношение тепловых шумов в канале и помех от других спутниковых систем на участках "Земля-ИСЗ" и "ИСЗ-Земля" примерно одинаковым, можно проводить приближённую оценку относительной пропускной способности систем связи по уровню тепловых шумов только на участке "ИСЗ-Земля" (P_{T+}), с учётом возможного запаса на помехи от других

спутниковых систем по следующему выражению

$$K_N = \frac{P_{T\uparrow}}{P_{T\downarrow} - \Delta P_{П\uparrow}} \quad (2)$$

где $\Delta P_{П\uparrow} = (P_{П1\uparrow} - P_{П1i}) + (P_{П2\uparrow} - P_{П2i})$,
 $P_{П1\uparrow}$ и $P_{П2\uparrow}$ - нормируемая мощность помех в телефонном канале на участке "ИСЗ-Земля" от одного ближайшего и от всех остальных ИСЗ соответственно (см. рис. 3); $P_{П1i}$ и $P_{П2i}$ - мощность помех в телефонном канале i -канальной группы от одного ближайшего и от остальных ИСЗ, соответствующая угловому разному, при котором в некоторой эталонной группе (ρ_K) мощность помех от одного ближайшего ИСЗ равна 400 пВт.

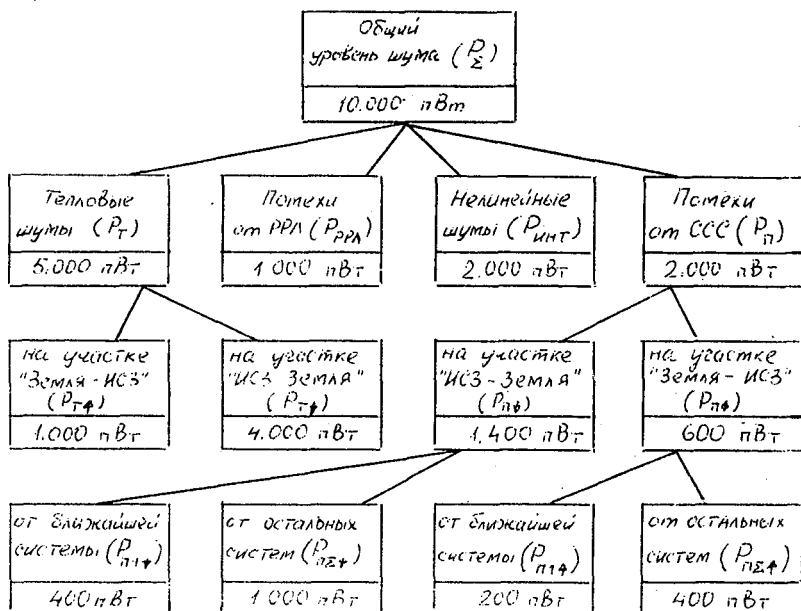


Рис. 3. Пример распределения шумов в телефонном канале

На рис. 4 показаны расчётные зависимости относительной пропускной способности ствола при координации по различным группам. Видно, что при координации по малоканальным группам в группах с большим числом каналов возникает потенциальный запас по пропускной способности ($K_N > 1$), который может быть использован для уменьшения потерь пропускной спо-

способности в малоканальных группах. При проведении координации по группе со средним числом каналов целесообразно осуществлять перераспределение шумов по i -канальным группам, что приведёт к снижению потерь пропускной способности.

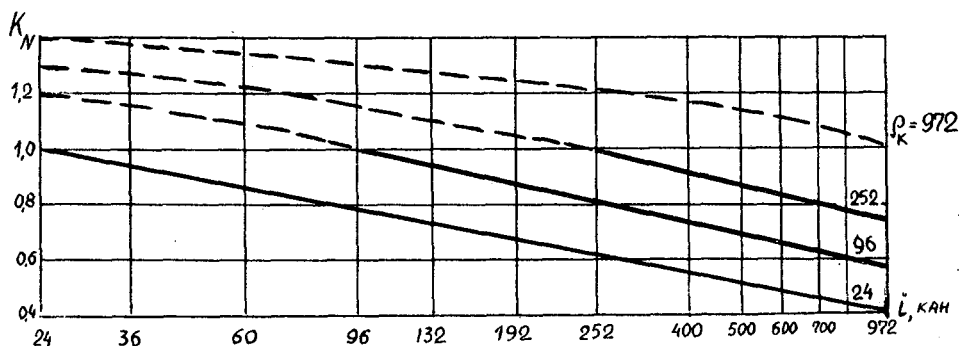


Рис. 4. Относительная пропускная способность ствола

Для двух координируемых систем с известными энергетическими параметрами минимальный угловой разнос между системами $\Delta\Theta_{\min}$ зависит от принятой нормы на допустимый уровень помех от соседней системы ($P_{\text{ПН}}$) и числа каналов в эталонной группе (ρ_K)

$$\Delta\Theta_{\min} = f(\rho_K; P_{\text{ПН}}) \quad (3)$$

Для рассматриваемого примера зависимость (3) приведена на рис. 5 (кривая 1) при $P_{\text{ПН}} = 400$ пВт. Очевидно, что число систем, размещаемых на заданном участке геостационарной орбиты $\Delta\Theta$, равно

$$m(\rho_K) = \frac{\Delta\Theta}{\Delta\Theta_{\min}} \quad (4)$$

Зависимость (4) для $\Delta\Theta = 36^\circ$ представлена на рис. 5 (кривая 2).

Суммарная пропускная способность $N_{\Sigma}(\rho_K)$ заданного участка геостационарной орбиты в этом случае будет определяться пропускной способностью одной системы и количеством систем. Если предположить, что в системе связи загрузка во всех стволах одинаковая, то оценку пропускной способности дуги геостационарной орбиты можно делать по реальной пропускной способности одного ствола.

Оценим пропускную способность дуги орбиты $N_{\Sigma}(\rho_K)$ для нескольких вариантов распределения загрузки в стволе ИСЗ, представленных в таблице I, в которой n_i — количество i -канальных групп, передаваемых в

одном стволе ИСЗ, i - количество каналов ТЧ в группе.

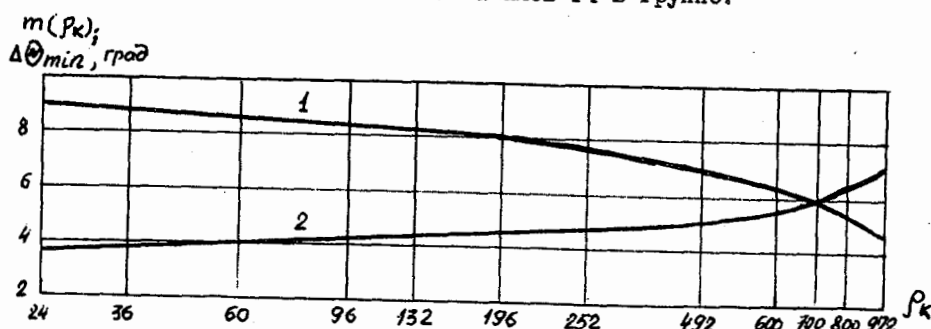


Рис.5. Зависимость минимального углового разнеса между системами (1) и числа систем (2) от количества каналов в эталонной группе.

Таблица I

№ варианта	n_i						
	$i = 24$	$i = 36$	$i = 60$	$i = 96$	$i = 132$	$i = 192$	$i = 252$
1	1	1	1	1	1	1	0
2	10	0	0	1	0	0	1
3	4	0	0	3	0	0	1
4	4	0	0	2	0	0	1

Очевидно, что

$$N_{\Sigma}(\rho_k) = m(\rho_k) \sum_{i=\min}^{i=\max} i n_i K_N(\rho_k; i). \quad (5)$$

Значения $K_N(\rho_k; i)$ в формуле (5) определяются из рис.4.

Результаты расчёта по формуле (5) для перечисленных вариантов загрузки стволов представлены на рис.6, из которого видно, что существует такая группа, называемая в дальнейшем координационной группой, при которой пропускная способность дуги геостационарной орбиты $N_{\Sigma}(\rho_k)$ достигает максимального значения. Число каналов в координационной группе зависит от распределения шумов по составляющим и по участкам радиолинии, а также от характера загрузки ВЧ ствола.

Так как стволы реальных систем содержат различные сочетания

даваемых групп, то для каждого ствола может быть определена своя координационная группа (см. рис.6). В зависимости от перераспределения шумов в канале число телефонных каналов в координационной группе может изменяться от минимального до максимального числа каналов в передаваемых группах.

В частном случае передачи в стволе только одинаковых групп координационная группа совпадает с передаваемой группой.

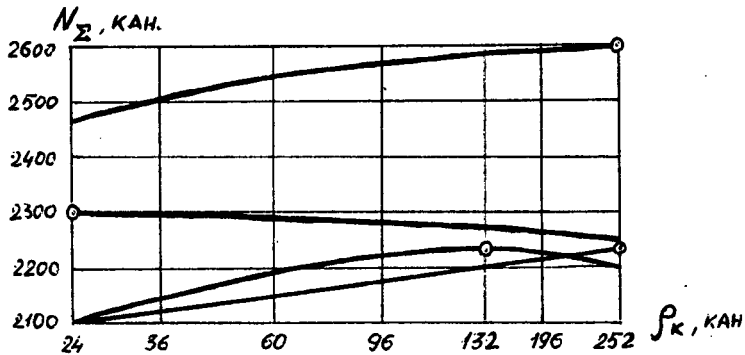


Рис.6. Зависимость пропускной способности дуги геостационарной орбиты от P_k .
Некоторые результаты рассмотренного примера представлены в табл.2.

Таблица 2

№ варианта	Координация				Относительное уменьшение пропускной способности одного ствола системы связи, %	Относительное увеличение числа систем на участке дуги орбиты, %
	по i_{min}		по $i_{коорд}$			
	i_{min}	необх. угловой разнос $\Delta\theta_{min}^\circ$	$i_{коорд}$	необх. угловой разнос $\Delta\theta_{min}^\circ$		
1	24	9,2	132	8,3	6,0	10,8
2	24	9,2	24	9,2	0	0
3	24	9,2	252	7,6	15,0	21
4	24	9,2	252	7,6	14,0	21

Координация систем по координационной группе даёт возможность обеспечить реализацию меньших угловых разносов между системами и повысить эффективность использования геостационарной орбиты. При этом, однако, имеется дополнительная возможность уменьшения потерь пропускной способности каждой системы по сравнению с результатами таблицы 2, которая может быть обеспечена на первом этапе за счёт перераспределения шумов, а в дальнейшем, при необходимости, за счёт уменьшения числа

каналов в группах с меньшим, чем в координационной группе, числом каналов при сохранении среднеквадратичной девиации частоты многоканального сообщения и повышения девиации частоты на канал.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Регламент Радиосвязи. Изд - во Связь. М., 1975 г.
2. Recommendation 466 - 2, CCIR, Doc. 4/I035, Kyoto, 1978.
3. Report 388 - 3, CCIR, Doc. 4-9/III3, Kyoto, 1978.
4. Report 634, CCIR, XIII Plenary Assembly, Geneva, 1974, Vol XI.
5. CCIR Study Groups Special Preparatory Meeting (WARC - 89)
§5.3.5.8. Doc. XP/I086, Geneva, 1978.
6. Relating the Single Entry Interference Criterion for FDM/FM Telephony Systems in the Fixed Satellite Service to the Occupied Bandwidth of the Wanted Carrier. India, Doc. P/269, CCIR, Special Preparatory Meeting, Geneva, 1978.

V.V.TIMOFEEV, Y.M.PAYANSKY, A.I.TROFIMOV^{*})

SOME PRACTICAL ASPECTS OF SATELLITE COMMUNICATION
SYSTEMS COORDINATION

Some approaches which simplify the coordination procedure are discussed and a new method of coordination based on specially chosen telephone channel group is proposed.

The method of the determination of a coordination group is presented and the appropriate calculation examples are given.

Fig.1 - The relationship between telephone channel noise level and the angular separation (unwanted signal - FM television).

Fig.2 - The relationship between the telephone channel noise level and the angular separation (unwanted signal - I2-channel telephony).

Fig.3 - An example of a telephone channel noise budget.

Fig.4 - A relative transponder capacity.

Fig.5 - The dependancy of the minimum angular separation (1) and number of systems (2) from the channel number in a reference group.

Fig.6 - The geostationary orbit arc capacity as a function of β_k .

^{*}Radio Research Institute NIIA
Moscow, USSR

Спутниковое телевизионное вещание
на 12 ГГц, промышленные радиопомехи,
вероятностный прогноз мешающего действия,
пути профилактики

Ю.М.Абрэмсон, А.Я.Сенчило, х)
В.С.Акимов хх)

ПРОГНОЗ И ПРОФИЛАКТИКА ШИРОКОПОЛОСНЫХ ИНДУСТРИАЛЬНЫХ РАДИОПОМЕХ ПЛАНИРУЕМОЙ СИСТЕМЫ СПУТНИКОВОГО ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ НА 12 ГГц

На основе заданных и рассчитанных параметров системы спутникового телевизионного вещания на 12 ГГц СТВ-12 ГГц, материалов МККР и результатов исследований, проведенных ЛОНИИР, прогнозируется вероятность мешающего действия широкополосных помех от автотранспорта приёмным установкам системы СТВ-12 ГГц для коллективного и индивидуального приёма. Выносятся соображения по мерам повышения надёжности высококачественного приёма, особенно для индивидуальных приёмных установок.

В связи с предлагаемым широким использованием частотной полосы от 11,7 до 12,5 ГГц для создания национальных систем высококачественного телевизионного вещания актуален вопрос исследования, прогнозирования и профилактики мешающего действия промышленных радиопомех этой системе.

х) Ленинградское отделение НИИ радио, СССР

хх) Главное научно-техническое управление Министерства связи СССР

Из материалов МККР [1,2,3] известно, что полоса частот от 11,7 до 12,5 ГГц, выделяемая для системы СТВ-12 ГГц, не свободна от аддитивных радиопомех индустриального происхождения,

Исследования показали, что основными группами источников индустриальных радиопомех на частотах выше 1 ГГц являются автотранспорт и высокочастотные установки промышленного, научного, медицинского и бытового назначения (ПНМ ВЧ установки). Как известно, СИСПР уже принял нормы на радиопомехи от ПНМ ВЧ установок в полосе частот от 1 до 18 ГГц, одной из задач которых является защита системы СТВ-12 ГГц. На основе норм СИСПР в СССР разработаны нормы на радиопомехи от ПНМ ВЧ установок в частотной полосе от 1 до 12,5 ГГц с целью защиты системы СТВ-12 ГГц и других систем спутникового телевизионного вещания и связи.

В докладе прогнозируется вероятность мешающего действия системе СТВ-12 ГГц широкополосных индустриальных радиопомех от автотранспорта на основе технических характеристик системы, установленных Всемирной административной конференцией радиосвязи (ВАКР-77), материалов МККР и проведенных исследований. Высказываются соображения в отношении возможных путей профилактики и уменьшения загрязнения радиоспектра на частотах выше 1 ГГц и предотвращения снижения качества и надежности приёма.

Результаты изучения этого вида радиопомех в диапазонах дециметровых и сантиметровых волн применительно к коллективному и индивидуальному телевизионному приёму в городах изложены в материалах МККР [3]. Показано, что с ростом частоты приёма все больше сказывается импульсная структура радиопомех от автотранспорта и их мешающее действие определяется не усредненными, а пиковыми значениями, средним числом импульсов помех сверх заданного уровня в единицу времени. Поэтому, несмотря на то, что с ростом частоты усредненные значения радиопомех становятся все менее значительными, мешающее действие радиопомех от автотранспортных средств может проявляться еще и в диапазоне рабочих частот системы СТВ-12 ГГц.

Приведенные в [3] номограммы позволяют по основным параметрам системы приёма телевизионных программ с ЧМ и по требуемому качеству телевизионного изображения в условиях воздействия радиопомех от автотранспорта установить, какой вид помех (собственные тепловые шумы приёмной системы или радиопомехи от автотранспорта) является определяющими при выборе необходимого значения мощности полезного сигнала. Номограмма для частоты 12 ГГц приведена на рис. 1

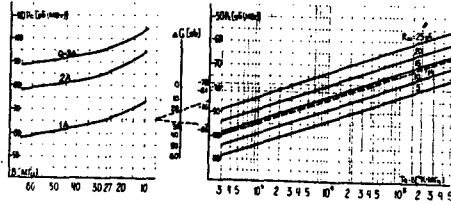


Рис. I Номограмма для определения необходимой мощности полезного сигнала на входе приёмных устройств I и II классов системы СТВ-12 ГГц

Для пользования номограммой нужно знать следующие параметры земных приёмных установок:

эффективную шумовую температуру T_e ($^{\circ}\text{K}$)

полосу пропускания по ВЧ B (МГц)

отношение сигнал-шум на входе $R_{ш}$ (дБ)

коэффициент пространственной помехозащитности приёмных антенн ΔG (дБ).

Согласно [4,5] ВАКР-77 заданы следующие параметры земных приёмных установок и системы СТВ-12 ГГц:

полоса пропускания по ВЧ $B=27$ МГц;

коэффициент качества приёмных установок $(G_c - T_e)_I = 14$ дБ

- для установок I класса, и $(G_c - T_e)_{II} = 6$ дБ - для установок II класса;

плотность потока мощности полезного сигнала на краю освещаемой с ИСВ зоны обслуживания в течение 99% времени наилучшего месяца:

$\Pi_{с_I} = -111$ дБ ($\text{Вт}/\text{м}^2$) - для установок I класса и

$\Pi_{с_{II}} = -103$ дБ ($\text{Вт}/\text{м}^2$) - для установок II класса.

Эталонная диаграмма направленности земных приёмных антенн представлена на рис.2

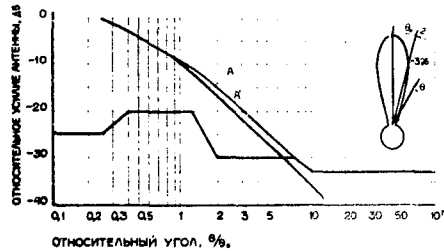


Рис.2 Эталонная диаграмма направленности земных приёмных антенн

На рис.2 представлена также зависимость относительного усиления антенны ΔG от относительного угла θ/θ_0 для составляющих с совпадающей и с перекрестной поляризацией.

Здесь θ угол, измеренный относительно направления максимума усиления антенны, а θ_0 - ширина основного лепестка диаграммы направленности на уровне половинной мощности. Кривые А и А' - для составляющей с совпадающей поляризацией в антеннах приёмных установок II и I класса, соответственно. Кривая В - для перекрестной поляризации в антеннах установок обоих классов.

В приёмных установках I класса применяются параболические антенны с диаметром зеркала $D_I = 1,5$ м, а в установках II класса - с диаметром $D_{II} = 0,9$ м.

Используя выражение, связывающее коэффициент усиления параболической антенны с эффективной площадью раскрытия отражателя [6], получим для коэффициента усиления земных приёмных антенн при приёме сигнала

$$G_c = \eta \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2, \quad (1)$$

где η - коэффициент использования поверхности отражателя
 λ - длина волны принимаемого сигнала.

Принимая для антенн обоих классов $\eta = 0,5$, а несущую частоту сигнала с ИСЗ $f_c = 12$ ГГц, получим

$$G_{c_I} = 43 \text{ дБ}; \quad G_{c_{II}} = 38 \text{ дБ}$$

При планировании системы в качестве минимального значения угла места земных приёмных антенн принято $\beta = 20^\circ$ [4,5], причем указывается, что для зон приёма, расположенных в высоких широтах, угол места может иметь и существенно меньшие значения (в районах Крайнего

Севера СССР минимальное значение $\beta = 7^\circ$). Ширина основного луча для антенн приёмных установок I класса принята $\Theta_{0I} = 1^\circ$, а для установок II класса $\Theta_{0II} = 2^\circ$. При этом из рис. 2 следует, что при $\beta = 7^\circ$ и отношении $\Theta/\Theta_0 \gg 3$, то есть при $\Theta \gg 6^\circ$, для антенн приёмных установок II класса коэффициент пространственной помехозащищённости составляет $\Delta G_{II} = 20$ дБ. В тех же условиях при $\Theta/\Theta_0 \gg 6$, то есть при $\Theta \gg 6^\circ$ коэффициент помехозащищённости антенн приёмных установок I класса составляет $\Delta G_I = 30$ дБ.

На основании полученных значений ΔG определим значение мощности полезного сигнала на входе приёмного устройства, необходимой для обеспечения заданного качества телевизионного приёма в условиях радиопомех от автотранспорта ($P_{с.п}$). Так, для приёмных установок I класса, расположенных в районах Крайнего Севера (60-70 широты), считая $\Delta G_I = 30$ дБ, отличное качество приёма (помеха не заметна) будет иметь место при $P_{с.п} = -96$ дБ (мВт). В тех же условиях для приёмных установок II класса, при $\Delta G_{II} = 20$ дБ $P_{с.п} = -86$ дБ (мВт).

Мощность шумов на входе приёмного устройства определяется соотношением

$$P_{ш} = K \cdot T_e \cdot B \quad (2)$$

где K - постоянная Больцмана.

Исходя из заданных значений коэффициента ($G - T_e$) дБ, получим значения шумовой температуры:

$$T_{eI} = G_{с.п} - 14 = 43 - 14 = 29 \text{ дБ (}^\circ\text{К)}, \text{ или } T_{eI} = 790^\circ\text{К};$$

$$T_{eII} = G_{с.п} - 6 = 38 - 6 = 32 \text{ дБ (}^\circ\text{К)}, \text{ или } T_{eII} = 1580^\circ\text{К}$$

Тогда мощность шума на входе приёмного устройства

$$P_{шI} = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 7,9 \cdot 10^2 \cdot 27 \cdot 10^6 = 2,94 \cdot 10^{-13} \text{ Вт или } P_{шI} = -125,3 \text{ дБ (Вт)}$$

$$P_{шII} = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 1,58 \cdot 10^3 \cdot 27 \cdot 10^6 = 5,9 \cdot 10^{-13} \text{ Вт или } P_{шII} = -122,3 \text{ дБ (Вт)}$$

Мощность сигнала на входе приёмного устройства (P_c) может быть найдена из формулы

$$P_c = \frac{P_e \cdot 4\pi \alpha}{G_c \cdot \lambda^2}, \quad (3)$$

где α - коэффициент ослабления антенного фидера, принимаемый далее равным единице.

Выражая P_c в дБ, из (3) получим:

$$P_c = P_e + G_c - 43 \quad (4)$$

Тогда

$$P_{сг} = -111 + 43 - 43 = -111 \text{ дБ (Вт)}$$

$$P_{сн} = -103 + 38 - 43 = -108 \text{ дБ (Вт)}$$

Отношение сигнал-шум на входе приёмного устройства обоих классов составит при этом

$$R_{ш} = P_{сг} - P_{шг} = P_{сн} - P_{шн} = 14,3 \text{ дБ}$$

Исходя из произведений $T_e \cdot B$ для каждого класса приёмных установок

$T_{eI} \cdot B = 2,1 \cdot 10^4 \text{ }^\circ\text{К} \cdot \text{МГц}$; $T_{eII} \cdot B = 4,2 \cdot 10^4 \text{ }^\circ\text{К} \cdot \text{МГц}$ и $R_{ш} \approx 14 \text{ дБ}$, находим из правой части номограммы значения необходимой мощности сигнала на входе, обусловленной собственными шумами системы ($P_{сш}$):

$$(P_{сш})_I = -81 \text{ дБ (мВт)}; \quad (P_{сш})_{II} = -78 \text{ дБ (мВт)}$$

Таким образом расчет и номограмма показали, что в рассмотренных вариантах $P_{сн} < P_{сш}$ то есть что при выбранных параметрах земных приёмных установок системы СТВ-12 ГГц качество приёма и реализуемая чувствительность установок согласно [3] определяется собственными шумами, а не помехами от автотранспорта.

.. Однако сделанная выше оценка базируется на условии, что величина полезного сигнала (выбранная исходя из уровня собственных шумов приёмной установки) превышает не более, чем $N = 10^3$ имп/мин радиопомех от автотранспорта, что соответствует измеренному пиковому значению напряженности поля радиопомех от автотранспорта

$E_n = 60 \text{ дБ (мкВ/м МГц)}$. Указано также, что при $N = 10^5$ имп/мин качество приёма становится едва удовлетворительным. В [3] приведены зависимости $N = \varphi(E_n)$, полученные в определенных условиях. Эти условия в действительности меняются во времени и в пространстве, при этом меняется и сверхзаданных уровней E_n .

.. В [3] показано, что не считаться с радиопомехами от автотранспорта можно при условии, что $P_{сш} > P_{сн}$. Однако, не указана допустимая разность (в дБ) $P_{сш} - P_{сн}$ не учитывается вероятность соблюдения некоторого достаточного значения этой разности.

Представляется, что такая оценка не является достаточно достоверной, так как не учитывает случайный характер радиопомех от автомобилей в местах их возникновения, в точке приёма и на входе приёмного устройства (последнее, в частности, из-за разброса значений коэффициентов ΔG). Оценка должна учитывать случайный характер величин и определять с некоторой гарантируемой вероятностью (α_r) выполнение указанного ниже достаточного условия (в дБ):

$$R_c = P_{сш} - P_{сн} \geq R_{сг} \quad (5)$$

где R_c и $R_{сг}$ соответственно, фактическое и допустимое отношение мощностей сигнала на входе приёмного устройства, определяемых собственными шумами системы ($P_{сш}$) и радиопомехами от автотранспорта ($P_{сн}$).

Представляется, что пренебрегать радиопомехами от автотранспорта можно при условии, что $R_c = 10 (\lg P_{сш} - \lg P_{сн}) \gg 1$ дБ

Примем, что $R_{сг} = 1$ дБ.

В то время, как $P_{сш}$ можно считать детерминированной величиной (определяющие её параметры $T_e, B, R_{ш}$ выбираются при планировании системы и контролируются при её эксплуатации), $P_{сн}$ является величиной случайной, зависящей от ряда факторов. Определяющие $P_{сн}$ основные случайные величины E_n и ΔG с параметрами распределения, соответственно:

$$M_{E_n}; \sigma_{E_n} \quad \text{и} \quad M_{\Delta G}; \sigma_{\Delta G}$$

Проведенное исследование пиковых значений напряженности поля радиопомех вдоль трасс движения автотранспорта показало, что на частотах выше 1 ГГц, как и на частотах в полосе от 30 до 1000 МГц, распределение измеренных значений излучаемых радиопомех достаточно хорошо аппроксимируется логарифмически-нормальным законом распределения. Обработка результатов измерений с учетом усечения снизу распределения из-за недостаточной чувствительности измерительной аппаратуры показало, что $\sigma_{E_n} = 10$ дБ, как и на частотах в полосе от 30 до 1000 МГц.

Распределение значений ΔG также достаточно хорошо подчиняется логарифмически нормальному закону [7].

$$\text{Так как } \Delta G = G_c - G_n, \quad \text{то } \sigma_{\Delta G}^2 = \sigma_{G_c}^2 + \sigma_{G_n}^2$$

Из [7] известно, что для антенн СВЧ вне рабочей области пространства (при $G_n < G_c - 10$ дБ) и при максимальном коэффициенте усиления 25 дБ значения среднеквадратических отклонений коэффициентов усиления по основному лучу и по боковым направлениям приёма составляют соответственно: $\sigma_{G_c} = 2$ дБ; $\sigma_{G_n} = 14$ дБ.

В то же время, для параболических антенн станций "Орбита"

$\sigma_{G_n} = 10$ дБ. Представляется, что для параболических антенн небольшого диаметра при их серийном выпуске и широком применении можно в первом приближении принять следующие значения дисперсии коэффициента помехозащищенности $(\sigma_{\Delta G}^2)_I = 100$; $(\sigma_{\Delta G}^2)_II = 200$

Из [5] следует, что $R_c (M_{R_c}, \sigma_{R_c})$ — также случайная величина, значения которой распределены достаточно близко к нормальному закону при их выражении в дБ.

Необходимо, чтобы условие достаточности (5) выполнялись с определенной надежностью (α_r) то есть

$$\int_{R_{cy}}^{\infty} \varphi(R_c) dR_c = 1 - \Phi \left(\frac{R_{cy} - \mu R_c}{\sigma_{R_c}} \right) \geq \alpha_r \quad (6)$$

Из (6)

$$\mu R_c = R_{cy} + \sigma_{R_c} \Phi^{-1}(\alpha_r) \quad (7)$$

где $\Phi^{-1}(\alpha_r)$ - нормированный аргумент функции распределения вероятности значений, соответствующий выбранной надежности α_r .

Значение мощности сигнала на входе приёмного устройства, при котором с определенной надежностью можно пренебречь помехами от автотранспорта (при данных параметрах приёмной установки) можно найти из выражения

$$(P_{cn})_g = P_{cш} - P_{cг} - \Phi^{-1}(\alpha_r) \sqrt{\sigma_{E_n}^2 + \sigma_{\Delta C}^2} \quad (8)$$

Надежность выполнения условия $R_c \geq R_{cy}$ при данном значении P_{cn} , определяемом из левой части номограммы (рис.1), находится из формулы

$$\Phi^{-1}(\alpha_r) = \frac{P_{cш} - P_{cn} - R_{cy}}{\sqrt{\sigma_{E_n}^2 + \sigma_{\Delta C}^2}} \quad (9)$$

Так при приведенных выше значениях членов (9) для приёмных установок I и II классов получаем, соответственно: $\Phi^{-1}(\alpha_r)_{\underline{I}} \approx 1$ и $\Phi^{-1}(\alpha_r)_{\underline{II}} \approx 0,4$ что по таблице интегральной функции нормального распределения дает значения надежности $(\alpha_r)_{\underline{I}} \approx 0,84$ и $(\alpha_r)_{\underline{II}} \approx 0,65$.

Представляется, что если полученное значение $(\alpha_r)_{\underline{I}}$ для приёмных установок I класса является приемлемым (с учетом дополнительной возможности повышения надежности за счет рационального размещения антенн пунктов коллективного приёма), то для индивидуальных приёмных установок значение $(\alpha_r)_{\underline{II}}$ оказывается недостаточно высоким и можно ожидать определенного ухудшения качества приёма и реализуемой чувствительности приёмных устройств, то есть сокращения зоны уверенного приёма.

Для повышения надежности обеспечения высококачественного приёма, особенно с применением приёмных установок II класса, требуется уменьшить среднее число импульсов радиопомех от автотранспорта в единицу времени N . При неизменной интенсивности движения это возможно лишь за счет принятия мер по подавлению и контролю излучаемых радиопомех. Важное значение, на наш взгляд, имеет введение эффективного контроля за радиопомехами от автотранспортных средств, находящихся в эксплуатации.

Совершенствование средств снижения уровня радиопомех в нормируемой в настоящее время полосе частот от 30 до 1000 МГц, улучшение контроля помех при выпуске и введение контроля при эксплуатации автотранспортных средств безусловно способствовали бы улучшению помеховой обстановки и на более высоких частотах. Этот вопрос, на наш взгляд, требует дальнейшего исследования и практической проработки, применительно к условиям разных стран, с учетом перспективы. Представляется, что в пределе целесообразно стремиться к тому, чтобы надежность обеспечения категории обслуживания телевизионным вещанием в системе СТВ-12 ГГц, соответствующей отличному качеству приёма, не снижалась из-за радиопомех от автотранспорта, то есть стремиться к достижению $\alpha_r = 0,99$.

Y.M.Abramson, A.Y.Senchilo, V.S. Akimov*)

PREDICTION OF AND POTENTIAL TROUBLE
MEASURES AGAINST BROADBAND MAN-MADE
RADIO INTERFERENCE TO A SCHEDULED
SYSTEM OF SATELLITE TELEVISION BROAD-
CASTING AT 12 GHz

On the basis of prescribed and calculated parameters of a 12 GHz satellite television broadcasting system (CTB 12 GHz system), CCIR materials and results of investigations made in the Leningrad Branch of Radio Research Institute the present Report predicts a probability of interfering effect of broadband interference from motor transport on receiving installations of a CTB 12 GHz system for community-antenna and individual reception. Some considerations are given concerning the measures for improvement of reliability of high-fidelity reception, especially in case of individual receiving installations.

Fig.1. A nomograph for determination of a necessary power of a desired signal at the input of class I and class II receiving installations of the CTB 12 GHz system.

Fig.2. A reference radiation pattern of ground-based receiving antennas.

Along the X-axis: Relative angle, θ/θ_0 .

Along the Y-axis: Relative antenna gain, dB.

*) Radio Research Institute LONIIR
Leningrad, USSR

Lightning, Radio Noise, Interference,
Radio Propagation, Satellites

John R. HERMAN^{x/}

NOISE SOURCES IN NEAR-SPACE SPECTRUM POLLUTION

Global monitoring of thunderstorm activity and lightning detection have important scientific and practical applications. Of several monitoring techniques, space platforms still offer considerable promise if the difficulties encountered in past rf satellite experiments can be overcome. One of the past major problems was insufficient knowledge of the near-space radio noise and interference environment from which the lightning signatures had to be extracted. In this paper, the characteristics of that environment as presently known are examined in terms of the contributing noise and interference sources, their frequency spectra and relative importance. The radiation characteristics of both natural sources, categorized as terrestrial and extraterrestrial, and man-made sources, categorized as incidental, unintentional and intentional, are considered. The effects of propagation through the atmosphere and ionosphere are described briefly as they affect the RFI environment at the satellite receiver. In considering the probable magnitudes of rf lightning signatures received at satellite altitudes compared to the RFI background, it becomes obvious that monitoring frequencies must be chosen in portions of the radio spectrum unoccupied by deliberate transmissions.

1. INTRODUCTION

Monitoring of thunderstorm occurrence is an important activity for both practical and scientific reasons. On the practical side, thunderstorms with their accompanying lightning discharges pose a hazard for forestry, air traffic, storage and handling of explosive materials, electric power distribution networks, space launches, and so on. On the scientific side, the role of thunderstorms in relation to the global atmospheric electric circuit, the importance of electrical activity in the

^{x/} Radio Sciences Company, 624 Tulane Avenue, Melbourne, Florida 32901, U.S.A.

formation of rainclouds, and the possible effects of equatorial thunderstorm activity as a driver for global atmospheric circulation, among other things, are all poorly understood.

The possibility to use satellites for global monitoring of thunderstorm activity has been considered by several researchers [1-5]. However, only two satellite experiments have been deliberately carried out to monitor radio noise from lightning discharges to deduce the global distribution of thunderstorms [6,7]. Additional attempts have been made using satellite data from radio receivers designed for other purposes [1, 8-11].

The results of these studies have identified several problem areas. First, the lack of spatial resolution for pinpointing specific lightning sources is a severe limitation in both high and low orbits. Angular resolution is sacrificed in high orbits selected to obtain broad geographical coverage. In low orbits the satellite moves a considerable distance in the time required to obtain a meaningful sample of atmospherics. Further, the amplitude of the lightning signature decreases as the satellite is moved to higher orbits, so that detectability above the instrument threshold becomes more difficult. The most important factor is the noise and interference background from which the lightning signature must be extracted.

This paper therefore addresses the noise sources and propagation effects as they pertain to the near-space noise and interference environment. The environment itself as presently known is described in terms of satellite measurements.

2. NOISE SOURCES AND PROPAGATION EFFECTS

A summary of the overall problem is given in Table 1. The radio noise and interference (RFI) environment can, in principal, be deduced from the source radiation characteristics, taking into account the propagation effects on paths between sources and satellite receivers.

As noted in Table 1, there are a number of propagation effects which need to be considered. Not all of them will be applicable at all frequencies, and the dominant effect will change with frequency. Depending upon frequency, the Earth's atmosphere, ionosphere, or both may impose deleterious effects on signals propagating to space.

Atmospheric absorption, for example, is relatively unimportant in the HF and VHF bands, but becomes significant above 10 GHz due to absorption by water vapor and oxygen [12]. At frequencies above the gyrofrequency (about 1 MHz at ionospheric heights), ionospheric absorption decreases as the square of the operating frequency, and is negligible above about 100 MHz [13].

Ionospheric refraction and reflection are most important in the HF band. Terrestrial noise and signals on frequencies less than the ionospheric critical frequency (which ranges from about 2 to 20 MHz) suffer total reflection and do not penetrate to near space.

Scintillation effects (rapid fluctuations in signal phase and/or amplitude) due to ionospheric irregularities have been observed on frequencies from HF to a few GHz.

Table 1. Factors Involved in RF Detection of Terrestrial Thunderstorms in Space.

NOISE SOURCES				
NATURAL		MANMADE		
TERRESTRIAL	EXTRATERRESTRIAL	INCIDENTAL	UNINTENTIONAL	INTENTIONAL
Magnetosphere	Galactic b.g.	Electrical	ISM Equipment	Broadcasts
Lightning:	Radio Stars (eg,	Power lines	Microwave Oven	(TV,AM,FM,SW)
thunder-	Cassiopeia A,	Auto Ignition	Industrial RF	Radar
storms,	Cygnus A)	Electrical	Heaters	Satellite Comm.
tornadoes,	Jupiter	Machinery	Diathermy	Navigation Aids
volcanoes,	Quiet Sun	Appliances	Equipment	Amateur Radio
hailstorms	Disturbed Sun	Electrical	RF Stabilized	Communications
Sky Noise		Switch Gear	Arc Welders	(Civilian & Military)

SOURCE RADIATION CHARACTERISTICS

Spectral Distribution	Spectrum Occupancy	Temporal Variation	Spatial Distribution	Amplitude Statistics
Polarization	Directionality	Waveforms	Time Statistics	

PROPAGATION EFFECTS

Absorption	Refraction	Reflection	Scattering	Scintillation
Focussing	Faraday Rotation	Dispersion	Distance Attenuation	Spatial Variation

Temporal Variations

RECEIVED SIGNAL CHARACTERISTICS

DESIRED SIGNAL		UNDESIRED BACKGROUND	
Modified Spectrum	Directionality	Amplitude and Time Statistics	Waveforms
		Temporal and Spatial Variations	Polarization

The effect is most severe at night in equatorial and auroral latitudes [14]. A fluctuating signal received by a satellite thus does not necessarily mean it emanated from a fluctuating source. Further, the polarization of the radiated signal may be considerably modified by Faraday rotation before it is received at the satellite [13]. The amount of rotation is directly proportional to the total electron content along the propagation path, and decreases with the square of the observing frequency.

Because these various propagation factors are dependent upon the electron density or columnar content distribution of the ionosphere (or upon the water vapor distribution of the atmosphere), they will exhibit temporal and spatial variations.

This is so because the ionosphere undergoes profound regular variations with both time (diurnal, seasonal, solar cycle) and space (latitude, longitude).

3. NOISE POLLUTION IN SPACE

3.1 Natural Sources

The radio signature of lightning (sferic, or "atmospheric") is itself a type of radio noise, but there are other electromagnetic noises and interfering signals in near space constituting unwanted background which may obscure the desired sferic signal.

The spectrum between about 30 kHz and 10 MHz has contributions from magnetospheric emissions, cosmic (galactic) noise, and lightning radiation (Fig. 1). Neglecting any contributions from ground sources via whistler propagation paths, the LF-MF noise up to about 600 kHz is due principally to magnetospheric generation processes. The "broadband" component varies in amplitude with time and spacecraft position, but its spectral index remains approximately constant at -2.8. Cosmic noise background (the "galactic" curve) is dominant over a very narrow range of frequencies from roughly 0.6 MHz to 4 MHz in the illustrated part of the spectrum. It is buried by the terrestrial kilometric radiation "TKR" on the low side and by "terrestrial" noise and interference on the high side up to at least 10 MHz [15].

The TKR peak nominally at 250 kHz is highly variable with time and spacecraft position; its amplitude may vary by a factor of 100 to 1000 and the peak frequency can range from 150 kHz to 500 kHz. A model of the emission regions of magnetospheric noise is given in Fig. 2. Here it can be seen that a thunderstorm monitoring satellite with VLF or LF sensors orbiting at low heights (e.g., 1000 km) would pass through several regions of intense noise. A geostationary satellite would be outside the plasmapause, and be unaffected by locally generated noise.

As the terrestrial noise component penetrates through the ionosphere on frequencies above the critical frequency its amplitude rises above the cosmic noise background by 30 dB and more. The illustrated curve in Fig. 1 is based on data from the RAE-1 satellite fixed-frequency radiometers with 20 kHz bandwidth, and is thus a composite of HF noise from thunderstorms, man-made noise from populated areas, and interfering signals from terrestrial transmitters [9]. Recordings from Alouette 1 show a similar abrupt rise in amplitude just above the critical frequency [16], which indicates the total received noise power is proportional to the surface area visible through the ionospheric iris.

A global distribution of this HF terrestrial noise as derived from RAE-1 data is shown in Fig. 3 for October 1968, 9.18 MHz, morning hours (similar maps for other times are given in refs. 9 and 15). The contours are noise temperatures in dB above 288°K and are thus equivalent to the standard noise power factor F_a . High noise regions can be seen over the continents, where most thunderstorms are presumed to occur but also where man-made sources (e.g., cities) and broadcasting transmitters

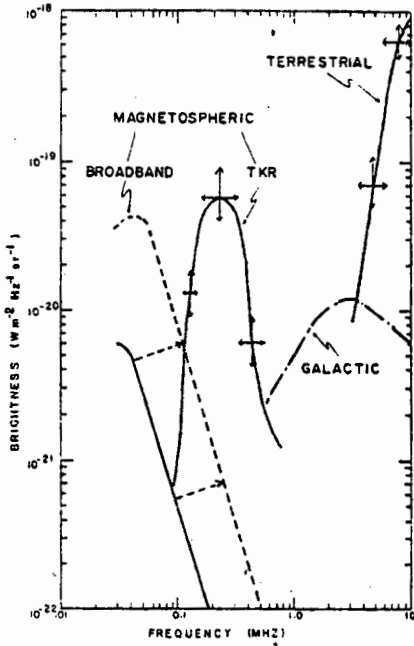


Fig. 1. Spectral distribution of near-space radio noise [15].

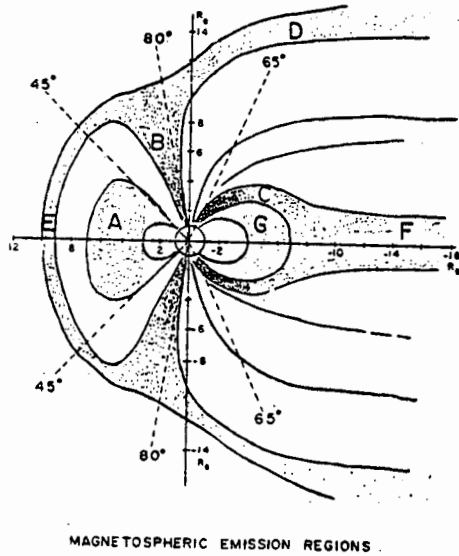


Fig. 2. A model of magnetospheric radio noise source regions.

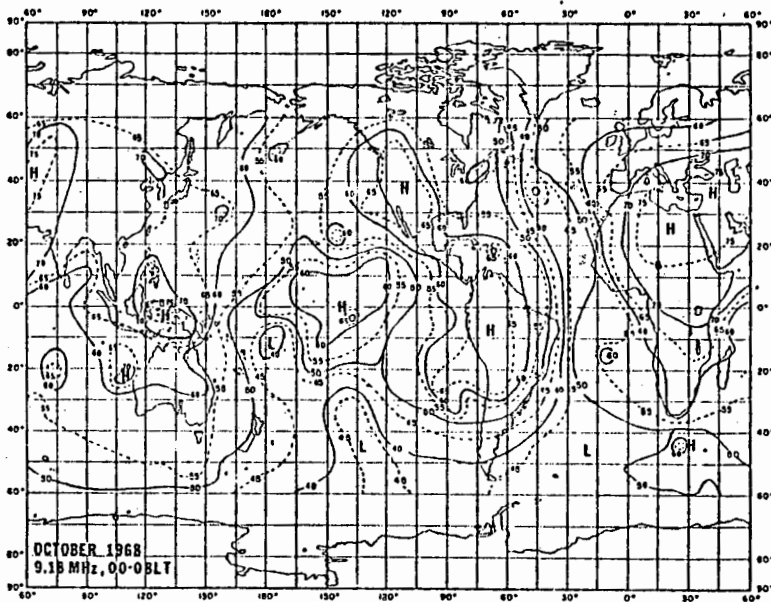


Fig. 3. Global distribution of terrestrial HF radio noise at 6000-km altitude derived from RAE-1 data for October 1968, Morning hours, 9.18 MHz.

are concentrated. Other regions of high noise over the central Indian Ocean, mid-Pacific Ocean near the equator, and south Atlantic Ocean near the African coast are probably due to ocean thunderstorms, similar to those observed optically by Edgar [17] with the DMSP satellite.

At geosynchronous altitude the sferic amplitude exceeds cosmic background on frequencies up to perhaps 400 MHz, but in this part of the spectrum radiation from other natural sources begins to become important (Fig. 4). The major contributors, in addition to cosmic background, are radio stars such as Cassiopeia A and the quiet Sun (Sun Q). Solar emission is much more intense when the Sun is disturbed (Sun D), and major bursts of solar radio noise accompany flare eruptions. The high level radiation accompanying large flares occurs a few times a month in sunspot maximum years, and a few times a year in minimum years, with each event lasting for an hour or two. The sferic curve in Fig. 4 corresponds to the peak radiated power as given by Oh [18], extrapolated to geosynchronous height.

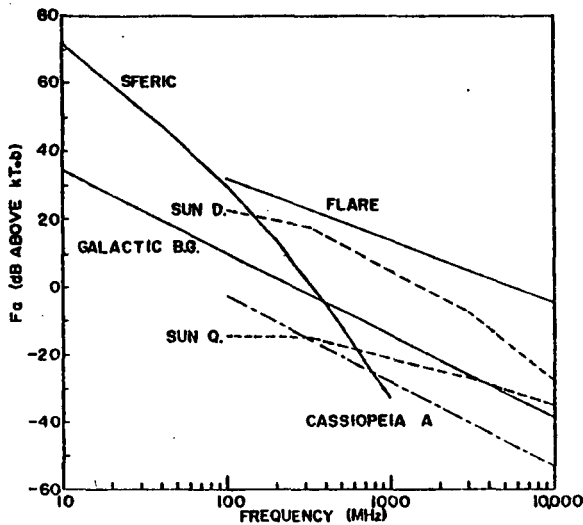


Fig. 4. Spectral signatures of the quiet (Q) and disturbed (D) Sun, a large solar flare, galactic background, and Cassiopeia A [15], compared to lightning spectrum (sferic) as derived from data of Oh [18].

3.2 Man-Made Sources

Sources classified as man made (Table 1) can be grouped as unintentional (including "incidental") and intentional. The former group comprises city noise, which in the worst case would be comparable to the magnitude of "Urban Noise" as predicted by Spaulding and Disney [19], corrected for distance to the satellite. In the geosynchronous orbit, major cities within the antenna beam would contribute only about -52 dB at 30 MHz, which would be about 70 dB below cosmic noise at that frequency. Unintentional sources would therefore be insignificant. Intentional sources, however, are a different matter.

For a geosynchronous satellite positioned over 143°W , the expected interference due to terrestrial transmitters in the range 117-155 MHz is illustrated in Fig. 5. This prediction may not be very accurate because it is based on the distribution, number and power ratings of registered transmitters only, and the data base may otherwise be incomplete [15]. Cosmic noise is significant only in the relatively empty band near 146 MHz. Overall, the predicted signal level averages about 15-20 dB above cosmic noise and would be comparable to the flare level indicated in Fig. 4. Detection of a spheric on an occupied frequency would therefore be unlikely.

These high signal levels can be expected to be maximum over populated areas where transmitters are in use for communication, broadcast, radar, and other purposes.

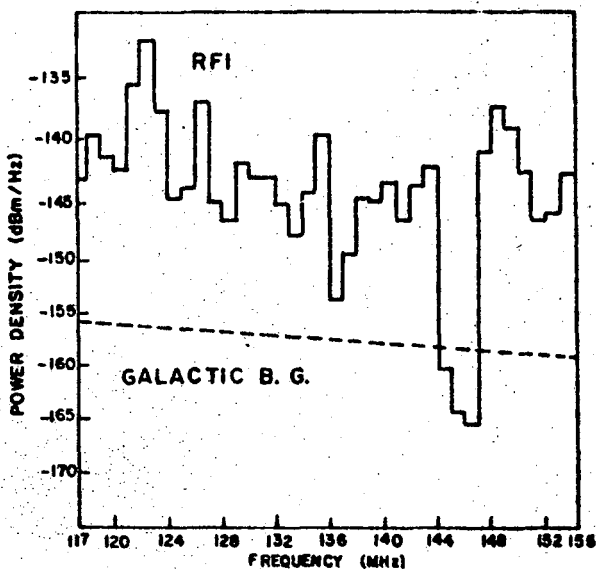


Fig. 5. Predicted RFI power density for synchronous-orbit satellite positioned over 143°W longitude due to terrestrial transmitters.

An example of this is given in Fig. 6, showing the geographical distribution of 466 MHz signals at 1100 km as measured by the Nimbus 4 satellite. As expected, the strongest signal power is found over land areas.

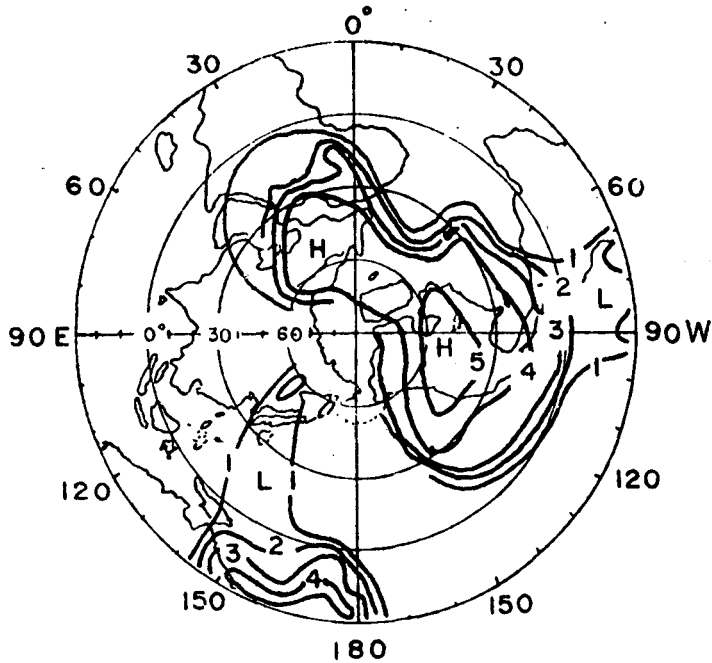


Fig. 6. Measured distribution of 466-MHz interfering signal power at 1100-km altitude. Contour levels (dBm): 1 = -130; 2, -125; ...; 5, -110.

4. CONCLUSIONS

A complete description of the noise and interference environment in near space is beyond the scope of this paper. It can be seen from the foregoing, however, that the characteristics of that environment are a complex function of many variables. By careful selection of observing frequency and definition of operational parameters, it should be possible to utilize the radio signatures of lightning flashes to monitor thunderstorm activity with satellites.

5. REFERENCES

- 1 Horner F.: Radio noise in space originating in natural terrestrial sources, *Planet. Space Sci.*, vol. 13, 1965, p. 1137.
- 2 Horner F.: Thunderstorm location by radio methods, XVIIth General Assembly of International Scientific Radio Union, Warsaw, Poland, 1972.

- 3 Massa R.J., Coroniti S.C.: Locating global thunderstorm activity by satellite, Planetary Electrodynamics, vol. 1 (S.C. Coroniti and J. Hughes, eds.), Gordon and Breach Publishers, New York, 1969, p. 129.
- 4 Pierce E.T.: Monitoring of global thunderstorm activity, Planetary Electrodynamics, vol. 2 (S.C. Coroniti and J. Hughes, eds.), Gordon and Breach Publishers, New York, 1969, p. 3.
- 5 Jean A.G.: Radio noise methods for locating thunderstorms, Progress in Radio Science 1966-1969, vol. 1 (G.M. Brown, N.D. Clarence and M.J. Rycroft, eds.), International Union of Radio Science, Brussels, 1970, p. 261.
- 6 Horner F., Bent R.B.: Measurement of terrestrial radio noise, Proc. Roy. Soc., vol. A311, 1969, p. 527.
- 7 Kuruki I., Kotaki M., Sugiuchi H., Kato C.: Global mapping of thunderstorm activity, XIXth General Assembly of U.R.S.I., Helsinki, Finland, 1978.
- 8 Leiphart J.P., Zeek R.W., Bearce L.S., Toth E.: Penetration of the ionosphere by very-low-frequency radio signals - Interim results of the Lofti I experiment, Proc. I.R.E., vol. 50, 1962, p. 6.
- 9 Herman J.R., Stone R.G., Caruso J.A.: Radio Astronomy Explorer (RAE)-I observations of terrestrial radio noise, Planet. Space Sci., vol. 21, 1973, p. 443.
- 10 Herman J.R., Stone R.G., Caruso J.A.: Radio detection of thunderstorm activity with an earth-orbiting satellite, J. Geophys. Res., vol. 80, 1975, p. 665.
- 11 Chiburis R.L., Jones R.D.: Severe storm observations from the Vela 4B satellite, Proc. Waldorf Conference on Long-Range Geographic Estimation of Lightning Sources, U.S. Naval Research Laboratory Report 7763, 1974, p. 264.
- 12 Guidice D.A.: Radio Astronomy: A Revision of Chapter 22, Handbook of Geophysics and Space Environments, Air Force Surveys in Geophysics No. 199, 1967.
- 13 Kelso J.M.: Radio Ray Propagation in the Ionosphere, McGraw-Hill Book Company, New York, 1964.
- 14 Herman J.R.: Spread F and ionospheric F-region irregularities, Rev. Geophys., vol. 4, 1966, p. 255-299.
- 15 Herman J.R.: Electromagnetic Ambients and Man-Made Noise, vol. 3, Don White Consultants, Inc. Publisher, Gainesville, Virginia, U.S.A., 1979.
- 16 Hartz T.R.: Radio noise levels within and above the ionosphere, Proc. I.E.E.E., vol. 57, 1969, p. 1042.
- 17 Edgar B.C.: Global Lightning Distribution at Dawn and Dusk for August-September 1977 as Observed by the DMSF Lightning Detector, Report No. SSL-78(3639-02)-1, The Aerospace Corporation, Los Angeles, California 90009 U.S.A., August 1978.
- 18 Oh L.L.: Measured and calculated spectral amplitude distribution of lightning sferics, I.E.E.E. Trans. EMC, vol. EMC-11, 1969, p. 125.
- 19 Spaulding A.D., Disney R.T.: Man-Made Radio Noise Part I: Estimates for Business, Residential and Rural Areas, Office of Telecommunications Rpt. No. OT 74-38, U.S. Government Printing Office, Washington, D.C., June 1974.

Д. Р. Херман *)

Источники радиопомех в ближнем космическом пространстве

Глобальные наблюдения за грозами и детектирование молневых разрядов имеют научное значение и практическое применение. Из разных техник наблюдения, космические платформы предлагают значительные преимущества, если трудности имеющиеся в прошлом будут решены. Одна из важнейших проблем в прошлом было недостаточное знакомство шума и помех в ближнем космическом пространстве, из которых и следовало бы извлекать данные о разрядах. В докладе анализируются, на основании сегодняшних знаний, источники шума и помех, их частотные спектры и относительная важность. Рассматриваются характеристики натуральных источников, разделяемых на земные и внеземные, и искусственных источников, разделяемых на случайные, ненамеренные и намеренные. Коротко описываются эффекты распространения в атмосфере и ионосфере с точки зрения их влияния на помеховую обстановку при приемнике спутника. Из рассмотрения возможных сигналов от молневых разрядов на высотах спутников, при сравнении с шумовым фоном становится ясным, что частоты наблюдения следует выбирать в частях спектра свободных от намеренных передач.

Рис. 1. Спектральное распределение радишума в ближнем космическом пространстве.

Рис. 2. Модель районов магнитосферных источников шумов.

Рис. 3. Глобальное распределение земного радишума в.ч. на высоте 6000 км, полученное из данных РАЕ-1 для октября 1968 г. Утренние часы, 9,18 МГц.

Рис. 4. Спектральные характеристики спокойного (α) и возбужденного (D) солнца, большой солнечной вспышки, галактического фона и Космопек А, в сравнении со спектром молнии.

Рис. 5. Предсказываемая плотность мощности помех для синхронной спутниковой орбиты находящейся над 143° западной долготы, вызванных наземными передатчиками.

Рис. 6. Измеренное распределение мощности мешающего сигнала при частоте 466 МГц, на высоте 1100 км. Уровни линий (дБмвт): 1=-130, 2=-125, ... 5=-110.

*) Компания по радионаукам, Мельбурн, США

Системы электросвязи,
вероятность совместимости

Ю.Я. Павалец ^{**)}

ОБ ОДНОМ ВЕРОЯТНОСТНОМ ПОДХОДЕ К ВОПРОСУ
ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ В СИСТЕМАХ
ЭЛЕКТРОСВЯЗИ

Предложено некоторый общий подход к вопросу совместимости в системах электросвязи. Этот подход принимает за основу вероятность совпадения соответствующих друг другу параметров полезного и мешающего сигналов. Статья содержит постановку вопроса и физическое объяснение введенного понятия совместимости путем ее сравнения с помехоустойчивостью.

1. ПРЕДПОСЫЛКИ И ПОЛОЖЕНИЯ

В настоящее время накоплено большое количество экспериментальных и теоретических работ по теме электромагнитной совместимости (ЭМС). Несмотря на большие достижения в этой области, все время чувствуется недостаток публикаций, посвященных проблеме мер электромагнитной совместимости и количественным методам ее оценки. Из нескольких сот статей, доступных автору, лишь некоторые касаются упомянутой выше проблемы, между прочим [1],[2],[3],[4]. С точки зрения темы настоящей работы наиболее интересной является последняя статья [4], предложенная Апоровичем. Автор представляет вопрос ЭМС таким образом.

Вначале вводит следующие положения:

- имеется конечное множество радиосигналов $\{S_i\}, (i = \overline{1, n})$

^{**)}

Научно-исследовательский институт связи, Варшава, Польша.

с характерными признаками /параметрами/ $\{\xi_j\}$, ($j = \overline{1, m}$),

- имеется конечное множество функций плотности вероятности, отвечающее упомянутым сигналам S_i и их параметрам $\xi_j - \{f(\xi_{ij})\}$,
- имеется приемный канал, образованный цепью фильтров /дискриминаторов/, выделяющих сигналы по их параметрам ξ_j и функциям $f(\xi_{ij})$.

Затем, автор вводит меру совместимости $\hat{V}(k)$, как функцию среднего числа сигналов k , проникающих через цепь фильтров. Для независимого и однородного распределения параметров ($\xi_{ij} = \xi_j$) по закону Пуассона эта мера выражается

$$\hat{V}(k) = \exp[-n \prod_{j=1}^m \Delta \xi_j \cdot f(\xi_j^*)] \quad (I)$$

где

ξ_j^* - установленное значение параметра ξ_j /настройка фильтра/,
 $\Delta \xi_j$ - эквивалентная полоса пропускания j - того фильтра.

Для $k=0$, $\hat{V}(k)=1$, что обозначает полную, максимальную совместимость. Для $k > 1$, $0 < \hat{V} < 1$

В данной работе представлено некоторое обобщение подхода, изложенного в [4]. С одной стороны оно заключается в расширении класса функции плотности вероятности $f(\xi_{ij})$ для общего случая, а с другой - в введении новой меры совместимости K , непосредственно выражающей вероятность правильного приема полезного сигнала в преддетекторном канале при наличии данных мешающих сигналов.

Эта мера имеет некоторые сходства с основной мерой $\mathcal{R}(t)$, используемой в теории надежности

$$\mathcal{R}(t) = 1 - \lambda \int_t^0 e^{-\lambda \tau} d\tau$$

2. УРАВНЕНИЯ МОДЕЛИ

Основные положения остаются такими же, как в введении. Вероятность неправильного приема сигнала S_0 , вызванного воздействием сигнала S_i , по отношению к параметру ξ_j , т.е. так называемая параметрическая элементарная несовместимость в точке - определяется следующим образом.

$$P\{\xi_{0j} \in (\xi_{ij} + d\xi_{ij})\} = P\{\xi_{ij} < \xi_{0j} \leq \xi_{ij} + d\xi_{ij}\} = z_{ij} \quad (2)$$

Для сигналов с дискретными распределениями параметров величина z_{ij} выражает относительное количество случаев, для которых параметры

полезного и мешающего сигналов равны друг другу, например, если $j = \omega$ (частота сигнала), тогда ^{*})

$$Z_{ij} = P\{\omega_0 = \omega_i\} \approx 1/L \quad (2a)$$

где

L - число дискретных частот.

Согласно дефиниции, выраженной уравн. (2)

$$Z_{ij} = d\varphi_j \int_{-\infty}^{\infty} f(\xi_{0j}, \xi_{ij}) d\xi_j, (\xi_{ij} = \xi_{0j} = \xi_j) \quad (3)$$

где

$f(\cdot)$ - совместная функция плотности вероятности (определенная для заданного промежутка времени).

Переходя от несовместимости в точке к несовместимости в промежутке, получаем

$$Z_{ij} = \iint_D f(\xi_{0j}, \xi_{ij}) ds dt \quad (4)$$

где

D - область интегрирования, зависящая от способа разделения (дискриминации) сигналов, связанного с данным параметром ξ_j . Для основного способа разностной дискриминации имеется, рис. I

$-\infty \leq s \leq \infty; \Delta t \leq t \leq \Delta t, \xi_{0j} = \sqrt{2}/2(s-t'), \xi_{ij} = \sqrt{2}/2(s+t'), t' = \sqrt{2}/2 \Delta \xi_{0j}$

Коэффициенты $\sqrt{2}/2$ получено в результате интегрирования по диагонали.

Внутренний интеграл в уравн. (4) обозначает совместное поле для параметров ξ_{0j} и ξ_{ij} , рис. Ia. Если это поле умножить на некоторый эквивалентный промежуток $\Delta \xi_j$, полученный в результате интегрирования по внешней переменной dt , получится участок общего пространства вероятности, отвечающий Z_{ij} .

При этом

$$\Delta \varphi_j = \frac{\iint_D f(\xi_{0j}, \xi_{ij}) ds dt}{\frac{\sqrt{2}}{2} \int_{-\infty}^{\infty} f(\xi_{0j}, \xi_{ij}) ds} \quad (5)$$

Предполагая, что параметры ξ_{ij} ($i=1, 2, \dots, m$) независимы друг от друга, общую I -сигнальную несовместимость для всех m параметров можно выразить следующим образом

^{*}) Для некоторых параметров сигналов, таких как: фаза или направленность вместо равенства используется $\xi_{0j} = -\xi_{ij}, \delta_{0j} = \xi_{ij} - \pi$ соответственно.

$$Z_i = \prod_{j=1}^m Z_{ij} \quad (6)$$

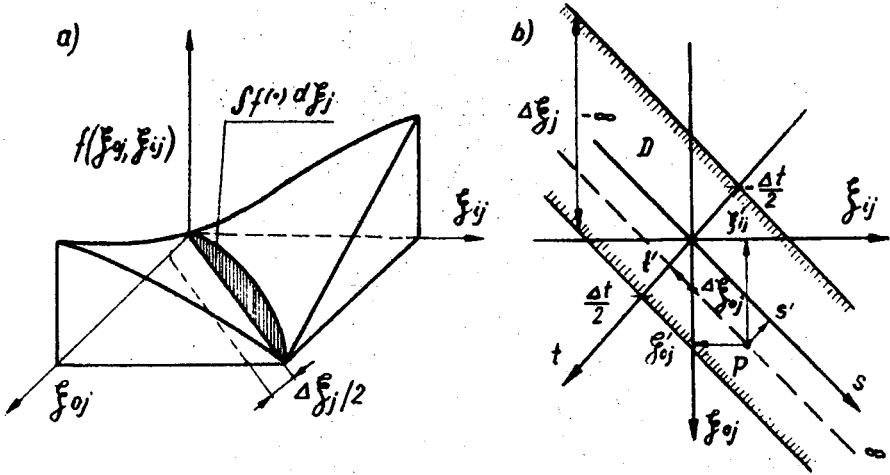


Рис. 1. Геометрическое представление понятия совместности (а) и способа ее вычисления (б)

Понятие совместности будет отождествляться с дополнением несовместности. Итак

$$K_i = 1 - Z_i = \bar{Z}_i \quad (7)$$

Многосигнальная параметрическая совместность для всех сигналов и одного избранного параметра ξ_j определяется следующим образом

$$K_j = P\{\xi_{0j} \in (\xi_{1j} + \Delta\xi_{1j}) \wedge (\xi_{2j} + \Delta\xi_{2j}) \wedge \dots \wedge (\xi_{nj} + \Delta\xi_{nj})\} = P\{\prod_{i=1}^n k_{ij}\} \quad (8)$$

Вероятность произведения событий выражается

$$P\{\prod_{i=1}^n k_{ij}\} = P(k_1) \cdot P(k_2 | k_1) \cdot P(k_3 | k_1, k_2) \cdot \dots \cdot P(k_n | \prod_{i=1}^{n-1} k_{ij}) \quad (9)$$

Используя (9) и введенное ранее понятие односигнальной параметрической несовместности Z_{ij} получаем

$$K_j = [1 - \frac{\sqrt{2}}{2} \Delta\xi_j \int_{-\infty}^{\infty} f(\xi_{0j}, \xi_{1j}) d\xi_{1j}] \cdot \prod_{i=2}^n [1 - \frac{\sqrt{2}}{2} \Delta\xi_i \int_{-\infty}^{\infty} f(\xi_{0j}, \dots, \xi_{ij} | \xi_{1j}, \dots, \xi_{i-1,j}) d\xi_{ij}] \quad (10)$$

где $\xi_{0j} = \xi_{1j} = \xi_j / \sqrt{2} = -\infty$ $\xi_{0j} = \xi_{ij} = \xi_j / \sqrt{2} = -\infty$

$f(\cdot)$ - условная функция плотности

$$f(1) = f(\xi_{0j}, \xi_{1j}, \dots, \xi_{ij}) / f(\xi_{1j}, \dots, \xi_{i-1,j})$$

$f(\xi_{aj}, \dots, \xi_{bj})$ - краевые функции плотности

$$f(\cdot) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} f(\xi_{0j}, \dots, \xi_{nj}) d\xi_{0j}, \dots, d\xi_{a-1,j} d\xi_{b+1,j}, \dots, d\xi_{nj}$$

Для сигналов независимых уравн. (10) приобретает вид

$$K_j = \prod_{i=1}^n (1 - Z_{ij}) \quad (II)$$

где

$$Z_{ij} = \Delta \xi_{ij} \int_{-\infty}^{\infty} f(\xi_{0i}) f(\xi_{ij}) d\xi_{ij}, \quad (\xi_{0i} = \xi_{ii} = \xi_j) \quad (IIa)$$

Определив многосигнальную параметрическую совместимость K_j , легко выразить при ее посредствии общую совместимость для всех n сигналов и m фильтров, рис. 2

$$K = 1 - \prod_{j=1}^m (1 - K_j) \approx \quad (I2)$$

$$\approx 1 - \prod_{j=1}^m \left[1 - \prod_{i=1}^n (1 - Z_{ij}) \right]$$

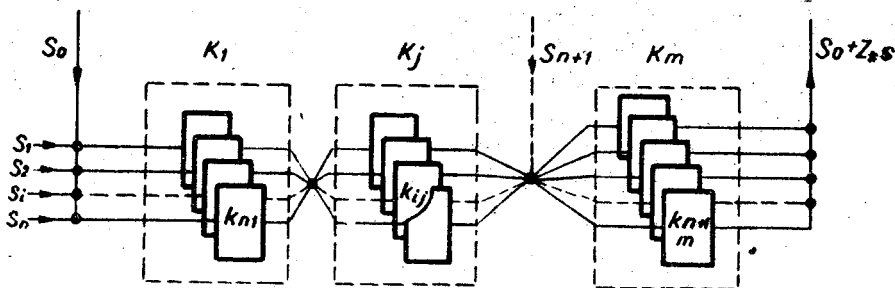


Рис. 2. Цепочная иллюстрация разных видов совместимости: параметрической односигнальной (k_{ij}), многосигнальной (K_j) и общей ($K = 1 - Z$).

3. ФИЗИЧЕСКИЕ РАССУЖДЕНИЯ - СОВМЕСТИМОСТЬ И ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ

Поясним физический смысл введенного понятия совместимости на некоторых примерах. Пусть имеется простая радиотелеграфная система АТ

с непосредственным, некоррелированным приемом и оптимальным порогом детектирования $A/2$, где A - амплитуда полезного сигнала. Пусть сигнал помехи является узкополосным шумом с релейским законом распределения

$$f(u) = \frac{u^2}{\sigma_1^2} \exp(-u^2/2\sigma_1^2)$$

Как известно [6], уровень ошибок для такой системы равен

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-\gamma/2} \quad (13)$$

где

γ - отношение мощности сигнал/шум ($A^2/4\sigma_1^2$).

Если сигнал подвергается релейским замираниям, тогда

$$P_e' = \frac{1}{\gamma_0 + 2} \quad (14)$$

где

γ_0 - среднее отношение мощности сигнал/шум, $\gamma_0 = \frac{\alpha_0}{\alpha_1}$, $\alpha_0 = 2\sigma_0^2$, $\alpha_1 = 2\sigma_1^2$.

Принимая во внимание то, что распределение Релея превращается в экспоненциальное распределение при переходе от амплитудной переменной к переменной, выражающей изменения мощности и учитывая уравн.4, получается следующее выражение для несовместимости

$$Z = \iint_{\Delta p_1, p_0 = p_1} \frac{1}{\alpha_1} e^{-u/\alpha_1} \delta(p_0) dp_0 dp_1 = \frac{1}{\alpha_1} \int_{p_1 = \alpha_0/\Delta}^{\infty} e^{-p_0/\alpha_1} dp_1 = e^{-\gamma/\Delta} \quad (15)$$

где

Δ - порог разрешения (отношение γ , ниже которого прием считается неправильным).

В случае появления замираний Релея выражение для Z в полярных координатах приобретает вид

$$Z = \frac{1}{\alpha_1 \alpha_0} \int_0^{\varphi_0} \int_0^{\infty} e^{-r(\frac{\sin \varphi}{\alpha_1} + \frac{\cos \varphi}{\alpha_0})} r dr d\varphi \approx \frac{\Delta}{\gamma_0 + \Delta} \quad (16)$$

где

$$\varphi_0 = \arctg \Delta \ll \pi$$

После сравнения (13) с (15) и (14) с (16) видно, что для заданных условий и $\Delta = 2$

$$Z = 2 P_e \text{ и } Z' = 2 P_e' \quad (17)$$

т.е. несовместимость Z в этом конкретном случае можем считать удвоением уровня ошибок.

Разумеется, что для других приемников и детекторов уровень ошибок будет выражаться другими формулами, принимая, как правило, более низкие значения. Зато несовместимость Z сохранится постоянной до тех пор, пока не изменятся статические распределения сигнала и помехи или Δ .

Отсюда можно бы сделать ложный вывод, что несовместимость Z является примитивной мерой, определяющей самый плохой случай. Это неправда. Если в рассматриваемом примере будут учтены другие параметры сигналов такие как: частота, время, направление, поляризация и фазовые соотношения модуляции [5], тогда согласно уравн.(12) несовместимость (I-K) тоже изменится (как правило — уменьшится). Обозначает ли это, что несовместимость Z и совместимость K являются параллельными (дублирующими) мерами помехоустойчивости? Нет, это неправда. Надо считать, что \bar{P}_e помехоустойчивость касается лишь цифровых видов сигналов и учитывает только их соотношения на шкале времени, зато несовместимость Z учитывает также пространственные соотношения между сигналами (направление, место излучения, поляризацию) и их аналоговые виды. Очень важно при этом, что несовместимость происходит от простых, первичных видов соотношений между сигналами, имеющих за основу статистику совпадения соответствующих друг другу параметров.

Совместимость согласно уравн.12 может быть использована также для приблизительной оценки реальной пропускной способности канала. Как известно, теоретическая пропускная способность, определенная формулой Шенона (для $C > W$), как правило, не достигается из-за невозможности использования бесконечного кодирования.

Предлагается реальную пропускную способность определять с помощью произведения полосы пропускания канала W и общей совместимости K

$$C \approx W \left[1 - \prod_{j=1}^{m-1} (1 - \prod_{i=1}^n K_{ij}) (1 - K_m) \right] K_m \quad (18)$$

где $K_m = \prod_{i=1}^{n+1} K_{im}$
 K_{im} — шумовая совместимость (рис.2).

Если, например, для системы рассматриваемой выше для канала с замираниями Релея и $\gamma_0 = \Delta = 4$ (6 дБ), все совместимости $K_{ij} = 1$, за исключением $K_{(n+1)m} = 1 - Z'$, тогда

$$C \approx W(1 - Z') = W/2 \quad (19)$$

Аналогично для широкополосной системы без замираний с параметрами $\gamma = 1/25$ (ок. -15 дБ) и $\Delta = 4$, согласно уравн.(15)

$$Z = 1 - K_m \approx 1 - 1/100 \quad \text{и} \quad C \approx W K_m = W/100 \quad (20)$$

При учете других видов совместимости C будет уменьшаться если $K_{ij} < 1$.

4. СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1 Cooper G.: "Is there a communication compatibility theory?", Intern. Communication Conf. Rec., Phil., 19 - 21 June, 1972.
- 2 Гальников В., Харченко И.: "Модель для оценки ЭМС радиолокационного комплекса", ИЗВУЗ - Радиоэлектроника, т.17, № 12, 1974 /также № 6, 1972/.
- 3 Волошин В.: "Метод приближенной оценки ЭМС комплекса радиосредств", Радиотехника, т.31, № II /также №3/, 1976.
- 4 Апорович А.: "К теории электромагнитной совместимости", Радиотехника, т. 31, № 8, 1976.
- 5 Павалец Ю.: "Некоторые замечания по теории совместимости радиотехнических систем", 1980 /в рецензии/, Радиотехника.

J.J.Pawelec ^{*)}

ON SOME PROBABILISTIC APPROACH TO EMC PROBLEMS IN COMMUNICATION SYSTEMS

It is supposed there is a finite number of signals S_0, S_n in an electromagnetic environment. Each i -th signal is assigned by a number of parameters ξ_i, ξ_m and each ij -th parameter - by a corresponding probability density function $f(\xi_{ij})$. The fractional compatibility between two signals S_0 and S_j , with regard to j -th parameter, is /fig.1/

$$K_{ij} = 1 - \int_a^b \int_b^a f(\xi_{0j}, \xi_{ij}) d\xi_{0j} d\xi_{ij}, \quad (a: \Delta \xi_j, b: \xi_{0j} = \xi_{ij})$$

The overall compatibility in an environment, in which the signals are mutually independent, is /fig.2/

$$K = 1 - \prod_{j=1}^m (1 - \prod_{i=1}^n K_{ij})$$

Physically K presents some measure of signals similarity and in simple digital systems may be compared to an error rate complement $1 - P_e$ /. Generally it is more rough and more universal measure.

Fig.1. Geometrical illustration of the K_{ij} EMC /a/ and the method of its calculation /b/.

Fig.2. Circuits illustration of the different modes of EMC: one signal parametric- k_{ij} , m -signal parametric- K_j and general- K .

^{*)} Communication Research Institute
Warsaw, Poland

Электромагнитная совместимость,
источники помех, рецепторы,
критерий совместимости

Г.К.Бороничев,
Г.И.Ильчаев^{х)}

ОПРЕДЕЛЕНИЕ КРИТЕРИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ КОМПЛЕКСА ИСТОЧНИКОВ ПОМЕХИ РЕЦЕПТОРОВ

Предложен критерий для оценки степени электромагнитной несовместимости комплекса, образованного из конечного числа источников помех и рецепторов.

I. Введение. В настоящее время все более актуальным становится вопрос синтезирования критерия для оценки степени электромагнитной совместимости (или несовместимости) комплекса, образованного системой источников помех и рецепторов. Такая задача может возникнуть, например, при определении итогового эффекта от проводимых мероприятий по защите от воздействия помех рецепторов, расположенных совместно с источниками помех на локальном объекте, при сравнении между собой по показателю электромагнитной совместимости различных радиоэлектронных комплексов и т.д. Это обуславливается тем, что обеспечить полную электромагнитную совместимость всех электрорадиосредств комплекса не всегда возможно по техническим или экономическим соображениям. Так, полосы чувствительности к воздействию помех даже однотипных рецепторов имеют определенную дисперсию, среда распространения помех имеет случайную составляющую, на использование временного ресурса могут

х) Ленинградское отделение НИИ радио, СССР

быть наложены ограничения, амплитуды импульсов помех могут подчиняться какому-либо вероятностному закону распределения. Поэтому всегда имеется вероятность, что нормальное функционирование части рецепторов комплекса в некоторые моменты времени будет нарушено.

Все это и вызывает необходимость разработки критерия, с помощью которого можно было бы оценивать качество комплекса указанного типа с точки зрения электромагнитной совместимости.

2. Постановка задачи. Имеется N источников помех и M рецепторов. В общем случае это разделение системы на источники помех и рецепторы условное, так как часть источников помех в свою очередь может рассматриваться как рецепторы и наоборот, часть рецепторов может создавать радиопомехи. Состояние источников помех описывается множеством X . Элементы x этого множества суть все возможные сочетания источников помех C_N^n ($n = 1, \dots, N$). Каждому $x \in X$ соответствует элемент множества $\rho \in R$, где ρ - степень развязки [1] между x и i -ым рецептором. Величину ρ можно рассматривать как вероятность нормального функционирования m -ного рецептора при наступлении события x . Требуется построить критерий K , который бы характеризовал комплекс источников помех и рецепторов в целом с точки зрения электромагнитной совместимости.

3. Требования к критерию. Если K рассматривать как критерий электромагнитной несовместимости, то к нему могут быть предъявлены следующие требования. Величина K должна определяться исходя из элементов множества R . При этом необходимо, чтобы значение K для случая когда комплекс образован одной парой источник помех-рецептор, соответствовало величине $1-\rho$. Критерий должен обращаться в ноль, когда рецепторы комплекса полностью совместимы с источниками помех и наоборот в бесконечность, если хотя бы один элемент $\rho=0$. Кроме того, критерий должен быть чувствителен не только к математическому ожиданию R , но и к энтропии этого множества. Поскольку последнее требование не совсем очевидно, поясним его на простейшем примере. Пусть в комплекс входит один рецептор и два источника помех. Здесь могут произойти следующие события: x_1 - на рецептор воздействует первый источник помех, x_2 - на рецептор воздействует второй источник, x_3 - рецептор подвергается влиянию двух источников помех одновременно, x_4 - работа источников помех и рецептора разнесена во времени. Предположим далее, что каждому событию x_j , имеющему вероятность появления P_j , соответствует величина развязки ρ_j . Рассмотрим два варианта закона распределения величин (табл.1 и табл.2)

Таблица № 1

0,1	0,2	0,81	1,0
0,25	0,25	0,25	0,25

Таблица № 2

0,1	0,2	0,6	1,0
0,1	0,1	0,75	0,05

По данным табл.1 и табл.2 можно найти, что в каждом варианте математическое ожидание ρ составляет величину $M(\rho) = 0,53$. Однако в первом случае вероятность того, что в комплексе будет иметь место недопустимо малая развязка $\rho \leq 0,5$ равна 0,5 и во втором случае 0,2. При этом энтропии систем, описываемых табл.1 и табл.2, равны, соответственно, 2 и 1,2 двоичных единиц. С точки зрения нормального функционирования комплекса по критерию электромагнитной совместимости первый вариант является худшим. Именно поэтому представляется необходимым, чтобы критерий K был чувствителен не только к математическому ожиданию, но и к энтропии множества R .

4. Построение критерия электромагнитной совместимости. Из требований, предъявленных к критерию K , следует, что его величина должна уменьшаться как при снижении энтропии H множества R , так и при увеличении математического ожидания R . Это ведет к тому, что в математическую модель критерия должно быть включено произведение сомножителей $(1+H)M(1-\rho)$. Здесь к величине H добавляется 1 для того, чтобы исключить некорректное значение критерия $K = 0$ при $H = 0$, если $\rho = 0$. Кроме того, полученное значение $(1+H)M(1-\rho)$ необходимо взять с коэффициентом $\frac{\rho_{\max}}{\rho_{\min}}$ (ρ_{\max} и ρ_{\min} соответственно, максимальное и минимальное значение элементов множества R). Вследствие этого критерий K обратится в бесконечность, если хотя бы один элемент $\rho \in R$ будет равняться нулю. Таким образом, математическую модель критерия электромагнитной несовместимости комплекса целесообразно представить в следующем виде

$$K = (1+H) \frac{\rho_{\max}}{\rho_{\min}} M(1-\rho) \quad (I)$$

Нетрудно показать, что представление K в форме (I) удовлетворяет всем предъявленным требованиям. Действительно, если комплекс состоит только из одной пары: источник помех - рецептор, то $H = 0$, $\frac{\rho_{\max}}{\rho_{\min}} = 1$ и значение K становится равным $1 - \rho$.

В случае, когда значения элементов $\rho \in R$ ($\rho \neq 0$) имеют равную вероятность, K принимает максимально-возможное значение, так как в этом случае энтропия H также максимальна. Уменьшение степени неопределенности множества R ведет к снижению величины K . При этом K будет тем меньше, чем ниже значение $M(1-\rho)$. Наконец, если хотя бы один из элементов множества R равен нулю ($\rho_{\min} = 0$),

то значение K становится равным бесконечности, что свидетельствует о том, что в комплексе имеется дуально-несовместимая пара: рецептор-источник помех или их комбинация.

5. Оценки величины критерия K . Для оценки величины критерия электромагнитной несовместимости K можно предложить следующий подход. Выделим i -ый рецептор комплекса и для всех возможных сочетаний источников помех теоретически или экспериментально определим для этого рецептора значение величин $\alpha = 1 - \rho$. Разобьём отрезок существования α ($0 \leq \alpha \leq 1$) на n одинаковых участков и построим гистограмму распределения $W_m(\alpha)$. После этого по формуле

$$H_i(\alpha) = \sum_{j=1}^n P_j \log P_j \quad (2)$$

где n - число возможных сочетаний источников помех, найдем энтропию H_i . Повторяя указанную операцию для остальных рецепторов, можем найти суммарную энтропию H :

$$H = \sum_{i=1}^M H_i(\alpha) \quad (3)$$

Нахождение по полученным данным $M(\alpha)$, ρ_{\max} и ρ_{\min} не представляет затруднений. Следовательно, тем самым определены все параметры, входящие в модель (1).

Чтобы получить верхнюю оценку величины K , можно поступить следующим образом. Предположим, что i -го рецептора комплекса величина α распределена равномерно на участке $(0, \alpha_i \max)$. Задавшись точностью определения α , которую обозначим $\Delta \alpha$. Тогда энтропия H_i множества $\alpha_i \in \mathcal{L}$ будет равна [2]:

$$H_i = \log \frac{\alpha_i \max}{\Delta \alpha} \quad (4)$$

Учитывая, что математическое ожидание α_i в этом случае составляет $\frac{\alpha_i \max}{2}$, получим выражение для верхней оценки критерия K :

$$K = \frac{1 + \log \prod_{i=1}^M \frac{\alpha_i \max}{\Delta \alpha}}{2M(1 - \alpha_{\max})} \sum_{i=1}^M \alpha_i \max, \quad (5)$$

где α_{\max} - максимальное значение $\alpha \in \mathcal{L}$.

5. Заключение. Таким образом, предложен критерий для оценки электромагнитной несовместимости комплекса, образованного системой источников помех и рецепторов. Этот критерий базируется на понятии энтропии множества R , элементами которого являются ρ - степени развязки между рецепторами и любой из возможных комбинаций источников помех (или, что то же самое, на энтропии множества, \mathcal{L} -элементы

которого $I - \rho$). Кроме того, критерий учитывает среднее значение величины $(I - \rho)$ для комплекса в целом. Отсюда следует, что первичной информацией для оценки степени несовместимости рецепторов и источников помех в комплексе может служить параметр ρ . Этот параметр в свою очередь зависит от структуры помехи, генерируемой её источником или их комбинацией, а также от ослабления помех на путях их распространения и от помехозащищенности рецептора.

Литература

1. Г.К.Бороничев, Г.И.Илькеев. "Влияние среды распространения на электромагнитную совместимость радиосредств с источниками промышленных радиопомех. Ч.П. "Радиотехника", 1978, т.33 № 7.
2. Э.С.Венцель. Теория вероятностей. "Наука", С., 1969.

G.K. Boronichev, G.I. Ilkayev *)

DETERMINATION OF A CRITERION FOR A DEGREE
OF ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY OF A COM-
PLEX CONSISTING OF INTERFERENCE SOURCES
AND RECEPTORS

A criterion is proposed for assessment of a degree of electro-
magnetic compatibility of a complex consisting of a finite number
of interference sources and receptors.

*) Radio Research Institute IONIR
Leningrad, USSR

КВ ЛИНИИ СВЯЗИ,
радиопомехи,
меры неискаженности передачи.

Р. Флориньски

КОЭФФИЦИЕНТ ПОКРЫТИЯ СПЕКТРА СИГНАЛА СПЕКТРОМ ПОМЕХИ В КАЧЕСТВЕ МЕРЫ НЕИСКАЖЕННОСТИ ПЕРЕДАЧИ

На основе результатов собственных исследований автор пытался показать уже представляемые в теоретических рассуждениях других авторов [1, 2] связи между степенью искажения полезного сигнала мешающим сигналом и вероятностью правильного приема. Предложено коэффициент покрытия спектра как сумму произведений дискретных значений спектра полезного и мешающего сигналов.

В заключении представлено алгоритм исследования степени занятости канала на месте приема, полезной мерой которого является неискаженность передачи. Использовано при этом дискретную трансформацию Фурье для определения спектра помехи, а также функцию свертки для определения степени покрытия спектра сигнала спектром помехи.

I. ВВЕДЕНИЕ

Знание помех и их свойств в канале передачи является одной из основных информаций необходимых для оценки ожидаемого качества передачи. Во время исследований помех автор стремился к определению:

- мощности помех;
- характера и вида помех;
- влияния помехи на передачу.

Научно-исследовательский институт связи
Варшава, Польша

Применяемые меры помех, характеризующие среднюю мощность и вид помехи не определяют их влияния на избранные виды передачи. Оценка радиоканала на основе ожидаемого значения вероятности ошибки вызывает ряд трудностей, так как требует знания шумовых характеристик всех избранных типов сигналов, видов детектора и предусматриваемых видов помех. Необходимые шумовые характеристики должны быть определены раньше теоретическим и экспериментальным путем. Предлагаемый ниже метод оценки качества передачи в радиоканале с помощью коэффициента покрытия спектра сигнала спектром помехи не зависит от вида передачи и помехи.

2. ОЦЕНКА КАНАЛА НА ОСНОВЕ КОЭФФИЦИЕНТА ПОКРЫТИЯ СПЕКТРА

Так как реальные модели помех и приемные схемы не соответствуют предположенным, необходимо ввести новые, более совершенные меры влияния помех на радиоприем. Особенное значение это имеет в КВ диапазоне, где в качестве помех выступают полезные сигналы других станций.

Коэффициент покрытия спектра полезного сигнала спектром помех Z является суммой произведений дискретных значений спектра сигнала и помех, выступающих на тех же частотах. Это показывает какой процент отдельных дискретных значений спектра сигнала покрыт полосой спектра помехи, выступающей на этой частоте.

В работе представлено проблему на примере приема сигналов АТ, искаженных аналоговыми сигналами АТ, модулируемыми последовательностью RY в фазе или противофазе.

На рис.1 представлено временной пробег модулирующей последовательности RY и рассчитано ее амплитудный спектр в диапазоне низких частот.

На рис.2 представлено два одинаковых спектра сигналов АТ, модулируемых последовательностью RY, и определено для них пробег коэффициента покрытия спектра в функции расстройки мешающего сигнала от полезного .

$$Z = f_1(\Delta f) \quad (1)$$

В ходе проведенных исследовательских работ измерено элементный уровень ошибок принятых передач, модулируемых пробегом RY в фазе и противофазе в функции их расстройки /рис.3/.

$$P_e = f_2(\Delta f) \quad (2)$$

Для представленных выше зависимостей $Z = f_1(\Delta f)$ и $P_e = f_2(\Delta f)$ можно определить пробег кривой регрессии /рис.4/, иллюстрирующий зависимость элементного уровня ошибок P_e от коэффициента покрытия спек-

тра з .

$$P_e = f_3 (z) \quad (3)$$

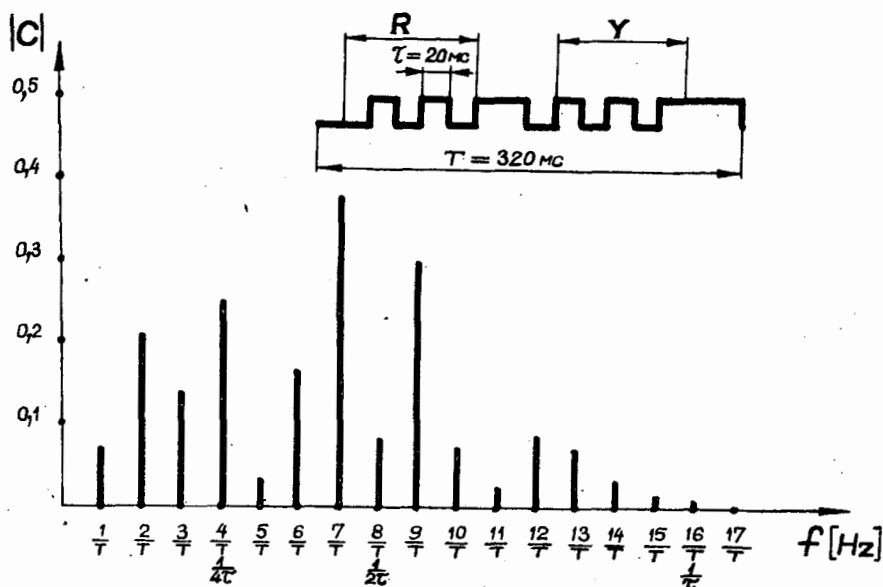


Рис.1. Временной пробег модулирующей последовательности $R\bar{Y}$ и ее амплитудный спектр в н.ч. диапазоне.

Для этого метода характерно то, что определение вероятности приема не зависит от вида полезного и мешающего сигналов. Расстройка обоих сигналов посредством выражается величиной коэффициента покрытия спектра.

На рис.4 вычерчено случаи крайних корреляций двух анализируемых передач. Прямые вычерчено для передачи с совпадающей и противофазой в диапазоне модулирующих сигналов с коэффициентами регрессии 0,98 и 0,92, соответственно.

Прямая регрессии некоррелированных пробегов будет проходить между прямыми, определяющими два крайних примера и будет совпадать с другими некоррелированными пробегими сигналов и помех,

Этот метод позволяет определить предусматриваемое качество передачи на основе одного универсального коэффициента покрытия спектра, который является гипотетической мерой и требует практической проверки.

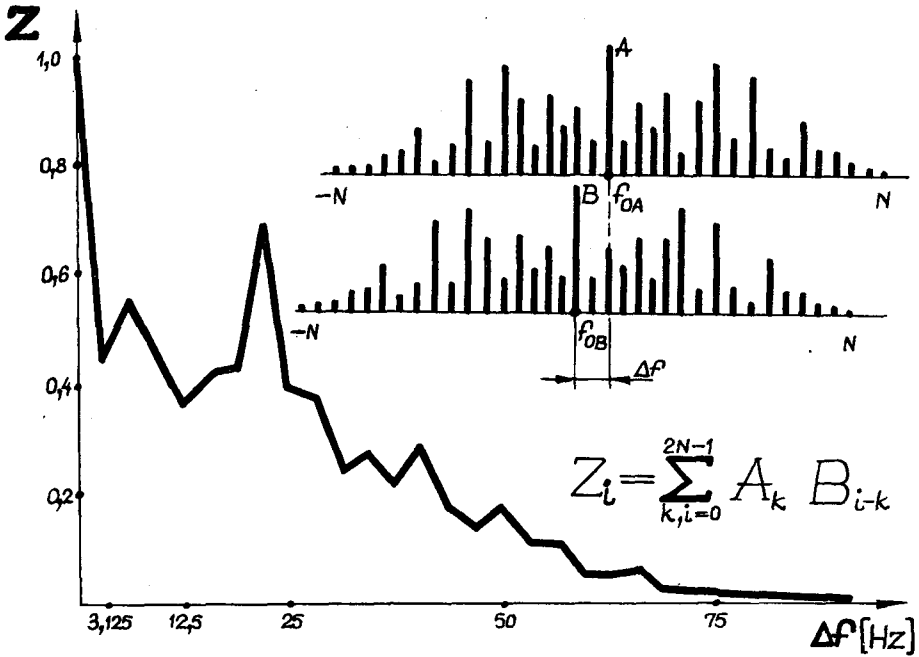


Рис. 2. Коэффициент покрытия спектра Z в функции расстройки мешающего и полезного сигналов.

3. ОЦЕНКА КАЧЕСТВА ПЕРЕДАЧИ НА СТЕНДЕ АНАЛИЗА СПЕКТРА С ПОМОЩЬЮ ПРЕДПОЛАГАЕМОГО КОЭФФИЦИЕНТА ПOKРЫТИЯ СПЕКТРА

Стенд анализа спектра состоит из стандартного радиоприемника, мини ЭВМ и устройства селекции оптимального канала - УСОК .

УСОК принимает величины пропорциональные избранным параметрам сигналов, поступающих с антенны приемника и заменяет их из аналоговых в цифровые, приспособляя к дальнейшему преобразованию мини ЭВМ или счетчиком качества каналов.

Для оценки качества канала необходимо измерение следующих величин:

- уровень мешающего сигнала /средняя мощность помех/ оценивается

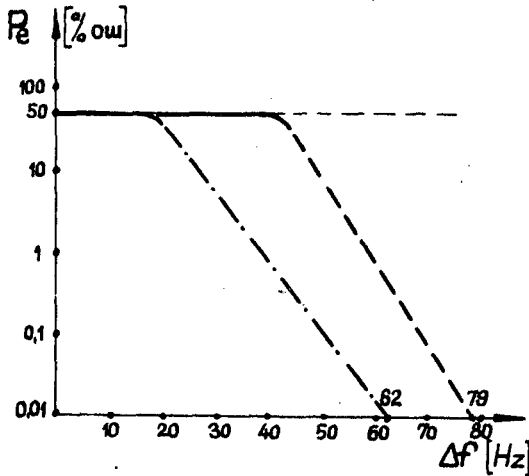


Рис.3. Зависимость элементарного уровня ошибок принятых передач от их расстройки.

— — — сигналы, модулирующие в фазе

— · — · — сигналы, модулирующие в противофазе

на основе измерения напряжения в тракте автоматической регулировки усиления приемника U_{APY} ;

- среднее, эффективное и квазипиковое значение, получаемое путем преобразования напряжения, измеряемого в тракте промежуточной частоты приемника.

Для определения вышеуказанных величин используются детекторы среднего и квазипикового значений, а также преобразователь эффективного значения напряжения промежуточной частоты, которые вместе с напряжением АРУ подключаются вручную или программно на входе преобразователя А/Ц /аналогово-цифровой/.

Опираясь на возможности устройства и предположения представленного метода, для определения вероятности ошибки с помощью коэффициента покрытия спектра принято следующий алгоритм работы стенда анализа спектра в автоматической версии:

- априори определить спектры полезных сигналов, предусматриваемых для передачи по радиоканалам;
- с выхода тракта промежуточной частоты взять образцы огибающей мешающего сигнала, отдаленные друг от друга во времени на про-

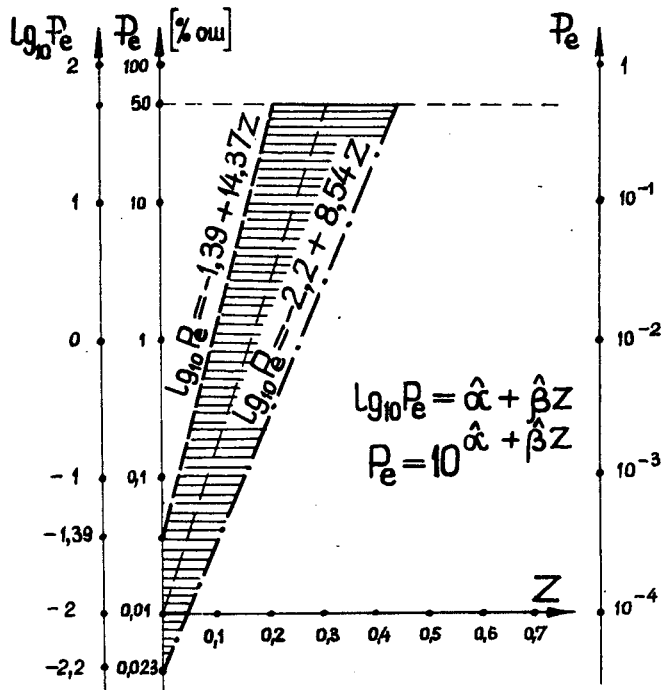


Рис.4. Зависимость элементного уровня ошибок P_e от коэффициента покрытия спектра Z .

- сигналы, модулирующие в фазе,
- сигналы, модулирующие в противофазе,
- · - некоррелированные сигналы.

межуток Найквиста $1/2$ в, необходимое количество образцов составляет $N = 2BT$, где:

B — полоса анализа

T — период анализируемой функции

$\frac{1}{T}$ — основная частота Найквиста

- измерить среднюю мощность мешающего сигнала путем измерения напряжения в тракте автоматической регулировки уровня;
- вычислить спектр сигнала с помощью дискретного изображения Фурье (ДИФ);
- определить коэффициент покрытия спектра Z как свертку спектра полезного и мешающего сигналов;

- в зависимости $P_e = f_3 (Z)$ определить вероятность правильного приема предположенного полезного сигнала при наличии помех.

Кроме того, устройство без участия ЭВМ с помощью счетчика качества каналов автоматически и систематически контролирует средний уровень мощности помех на входе приемника, подавая одновременно медианы, а также верхние и нижние децимы.

4. СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Павелец Ю.Я. О влиянии помех на радиоприем и оценке качества канала, материалы непублик., 1978
2. Косило Т. Методы оценки качества передачи в радиоканале, докторская диссертация, Варшавский Политехнический Институт, 1977
3. Stein S. Jones J.J. Modern Communication Principles , McGraw Hill Book Company , New York. 1967
4. Bendat J.S. Piersal A.G. Analysis and Measurement Procedures , Wiley Interscience , NY 1971
5. Otnes R.K. Enochson L. Digital Time Series Analysis , J. Wiley & Sons , Inc , New York. 1972
6. Papoulis A. Probability , Random Variables and Stochastic Processes, McGraw Hill Book Company , New York. 1965

Ryszard Floryński

SIGNAL AND NOISE SPECTRA SUPERPOSITION - A MEASURE OF
TRANSMISSION PERFORMANCE

The author's investigations have been performed in confirmation of theoretical relationship [1,2] between desired signal pollution and probability of faultless reception. Spectrum coverage ratio as a sum of products of spurious and desired signal spectrum discrete values has been proposed.

In conclusion, the algorithm of channel occupancy checking at the reception point has been presented as well. For this purpose a discrete Fourier transform and a convolution integral have been used in order to find noise spectrum and signal - to - noise coverage ratio, respectively.

Communication Research Institute
Warsaw Poland

Ключевые слова: помеха, аппаратура,
частотный спектр, расчет

В.В. Петров ж/

АНАЛИЗ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ В РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЕ

Рассмотрена методика анализа импульсных помех в аппаратуре, основанная на применении теорем коммутации, предложены расчетные формулы определения спектральной плотности помех и показана возможность применения линейных схем замещения при расчете помех в РЭА.

1. Образование импульсных помех в аппаратуре и методика их анализа

Особенностью проектирования РЭА является применение функциональных узлов различного назначения, которые могут работать в линейном и нелинейном режимах и отличаться частотным диапазоном, восприимчивостью, мощностью, конструктивной реализацией, что принципиально приводит к образованию помех в аппаратуре. В настоящее время в РЭА все шире применяются полупроводниковые импульсные устройства в микросхемном и дискретном исполнении такие, как электронные ключи, мультивибраторы, генераторы пилообразного напряжения и т.д., включая устройства цифровой обработки информации на логических интегральных микросхемах и микропроцессорах. Современные источники питания используют импульсный принцип управления и работают в ключевом режиме.

Рассматриваемые электронные устройства в сочетании с механическими и электромагнитическими коммутаторами представляют наиболее интенсивную и распространенную группу импульсных источников помех в аппаратуре, образованию которых по времени связано с моментами их срабатывания: для ключей - с включением или выключением, цифровых интегральных схем - переходами из одного логического состояния в другое. При этом работа механического коммутатора сводится к частичным или полным

закрыванию участков цепей аппаратуры, приводящим к мгновенным скачкам напряжения или тока на нем [1]. Вид напряжения или тока на электронном коммутаторе определяется конечным фронтом нарастания и спада импульса напряжения или тока, зависящего от особенностей схемно-конструктивного решения устройства, включая инерционные свойства используемых полупроводниковых приборов /диодов, транзисторов, тиристоров/, характеризующие способность к накоплению и рассасыванию несомненных носителей заряда [2, 3].

Анализ возникающих импульсных помех при коммутации цепей аппаратуры может быть выполнен с помощью известных теорем о замыкании и размыкании ключа в линейной схеме [4, 5], согласно которым в отношении вызываемых приращений токов и напряжений:

1. Замыкание ключа эквивалентно введению между соединяемыми точками источника напряжения с задающим напряжением, равным по величине и направлению тому напряжению, которое имело место между данными точками цепи до их замыкания,

2. размыкание ключа эквивалентно введению между размыкаемыми точками источника тока с задающим током, равным по величине и направлению току, протекавшему между указанными точками цепи до их размыкания.

В результате анализа импульсных коммутационных помех в аппаратуре с помощью рассмотренных теорем проводится путем замены электронных ключей соответствующими источниками помех для схемы замещения устройства в заданном частотном диапазоне, составленной на основании эквивалентных электрических схем используемых элементов с учетом принятого способа монтажа. Анализ основывается на допущении о линейности элементов схемы замещения устройства по помехам.

2. Определение спектральной плотности импульсных помех на коммутаторе

Для применения рассмотренных теорем следует определять спектральную плотность импульсных помех напряжения или тока на коммутаторе, которая в общем случае $S(j\omega)$ может быть рассчитана с помощью преобразования Фурье:

$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^0 f(t) e^{-j\omega t} dt, \quad (1)$$

где $f(t)$ - функция возбуждения соответственно напряжения $u(t)$ или тока $i(t)$, определяемая аналитически или экспериментально, отнесенная к моменту коммутации $t=0$.

Учитывая фиксированную полосу пропускания рецептора помех ΔF , определяющую конечное время его отклика, например, для измерителя

радиопомех $\tau \approx 2/\Delta F$, для отыскания спектральной плотности помех достаточно описания функции возбуждения $f_{\tau}(t)$, соответствующей включению или выключению ключа на докоммутиационном интервале равном τ или τ' , если временной интервал функции возбуждения $\tau' < \tau$.

Для вычисления спектральной плотности функции возбуждения по разрывам ее производных может быть применена теорема Котельникова В.А. и обобщение Виткевича В.В. [6]:

$$S(j\omega) = \frac{c_1}{j\omega} \left[A_0 + \frac{A_1}{j\omega} + \frac{A_2}{(j\omega)^2} + \dots + \frac{A_K}{(j\omega)^K} + \dots \right], \quad (2)$$

где

$$A_K = \sum_{i=1}^m \Delta f_{\tau}^{(K)}(t_i) e^{-j\omega t_i};$$

$$\Delta f_{\tau}^{(K)}(t_i) = f_{\tau}^{(K)}(t_i+0) - f_{\tau}^{(K)}(t_i-0) = -f_{\tau}^{(K)}(t_i-0);$$

i - номер точки, в которой производные $f_{\tau}(t)$ претерпевают разрывы ($i = 1, 2, 3 \dots, m$);

K - номер производной ($K = 0, 1, 2 \dots \infty$).

Формула (2) применяется, когда значения A_K , начиная с некоторого K и выше обращаются в нуль, либо когда соответствующий ряд сходится. Другим выражением спектральной плотности является представление в виде степенного ряда, расположенного по возрастающим степеням ω :

$$S(j\omega) = -\frac{1}{j\omega} \left[(j\omega) B_1 + (j\omega)^2 B_2 + (j\omega)^3 B_3 + \dots + (j\omega)^K B_K + \dots \right], \quad (3)$$

где

$$B_K = \sum_{i=1}^m \Delta \left[\underbrace{\int dt \dots \int dt}_K f_{\tau}(t_i) dt \right] e^{-j\omega t_i};$$

$$\Delta \left[\underbrace{\int dt \dots \int dt}_K f_{\tau}(t_i) dt \right] = \left[\underbrace{\int dt \dots \int dt}_K f_{\tau}(t_i+0) dt \right] - \left[\underbrace{\int dt \dots \int dt}_K f_{\tau}(t_i-0) dt \right] =$$

$$= - \left[\underbrace{\int dt \dots \int dt}_K f_{\tau}(t_i-0) dt \right].$$

Пусть функция возбуждения $f_{\tau}(t)$ имеет вид тригонометрического полинома:

$$f_{\tau}(t) = \frac{C_0}{2} + \sum_{n=1}^N C_n \cos(\Omega_n t - J_n). \quad (4)$$

Отметим, что наиболее часто при экспериментальной оценке функций применяется тригонометрический гармонический полином Фурье [7]:

$$f_{\tau}(t) = \frac{C_0}{2} + \sum_{n=1}^N C_n \cos(n\Omega t - J_n), \quad (5)$$

где $\Omega = \frac{2\pi}{T}$ при $T \geq \tau$;

$$t_k = \frac{T}{z} k \quad (k=0, 1, \dots, z-1), \quad z \geq 2N+1;$$

$$c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2};$$

$$\operatorname{tg} \varphi_n = \frac{b_n}{a_n};$$

$$a_n = \frac{2}{z} \sum_{k=0}^{z-1} f_{\tau}(t_k) \cos n \Omega t_k;$$

$$b_n = \frac{2}{z} \sum_{k=0}^{z-1} f_{\tau}(t_k) \sin n \Omega t_k.$$

При экспериментальном определении функции возбуждения $f_{\tau}(t)$ может быть применено известное правило выбора оптимального порядка N подбираемого тригонометрического полинома [7].

Определим спектральную плотность импульсных помех при условии $\frac{\Omega_1}{\omega} < \frac{\Omega_2}{\omega} < \dots < \frac{\Omega_N}{\omega} \ll 1$ путем подстановки выражения (4) в (2), полагая, что образование помех связано с моментом коммутации ключа при $t = 0$, а до коммутации помехи отсутствуют:

$$S(j\omega) = -\frac{1}{j\omega} \left[\frac{c_0}{2} + \sum_{n=1}^N c_n \cos \varphi_n + \frac{1}{j\omega} \sum_{n=1}^N \Omega_n c_n \sin \varphi_n - \frac{1}{(j\omega)^2} \sum_{n=1}^N \Omega_n^2 c_n \cos \varphi_n - \right. \\ \left. - \frac{1}{(j\omega)^3} \sum_{n=1}^N \Omega_n^3 c_n \sin \varphi_n + \frac{1}{(j\omega)^4} \sum_{n=1}^N \Omega_n^4 c_n \cos \varphi_n + \dots \right]. \quad (6)$$

Выполнив преобразования исходя из условия сходимости ряда, получим выражение (6) в виде:

$$S(j\omega) \approx -\frac{1}{j\omega} \left[f_{\tau}(t \rightarrow 0) + \frac{1}{j\omega} f'_{\tau}(t \rightarrow 0) \right]. \quad (7)$$

Таким образом, спектральная плотность помех, возникающих при замыкании и размыкании функциональных узлов аппаратуры на частотах много выше частот, составляющих тригонометрического полинома, описывающего функцию возбуждения, зависит от значений функции возбуждения и ее производной при коммутации. Отметим, что выражение (7) отличается от результата, полученного в [1], учетом влияния производной функции возбуждения.

Аналогично при $\frac{\omega}{\Omega_1} < \frac{\omega}{\Omega_2} < \dots < \frac{\omega}{\Omega_n} \ll 1$, используя (3), а также (7) получим выражение спектральной плотности в виде:

$$S(j\omega) \approx \frac{1}{j\omega} \left\{ -\frac{C_0}{2} + j\omega \int_{t \rightarrow 0} [f_{\tau}(t) - \frac{C_0}{2}] dt + (j\omega)^2 \int_{t \rightarrow 0} [f_{\tau}(t) - \frac{C_0}{2}] dt^2 \right\}. \quad (8)$$

Если функция возбуждения может быть представлена алгебраическим полиномом, например;

$$f_{\tau}(t) = \begin{cases} \frac{A}{-t_1} t & \text{при } 0 \geq t \geq -t_1 \\ A & \text{при } -t_1 \geq t \geq -t_2, \text{ где } t_2 - t_1 \geq \tau, \end{cases}$$

то согласно (2) модуль спектральной плотности помех определяется как:

$$|S(j\omega)| = \frac{2A}{t_1} \frac{|\sin \frac{\omega t_1}{2}|}{\omega^2}. \quad (9)$$

Найдем $|S(j\omega)|$ при условии, что $-t_1 \rightarrow 0$:

$$|S(j\omega)|_{-t_1 \rightarrow 0} = \lim_{-t_1 \rightarrow 0} \frac{2A}{t_1} \frac{|\sin \frac{\omega t_1}{2}|}{\omega^2} = \frac{A}{\omega}. \quad (10)$$

Следовательно, в диапазоне частот, где $\frac{\sin \pi f t_1}{\pi f t_1} \approx 1$ спектральная плотность помех практически не зависит от фронта нарастания функции возбуждения и определяется значением ее скачка.

Аналогично в случае более высокого порядка алгебраического полинома, описывающего функцию возбуждения, могут быть найдены условия понижения порядка ее производных, определяющих в соответствии с (2) спектральную плотность.

3. Определение уровня импульсных помех в аппаратуре

Полагаем, что установка средств помехоподавления и влияние паразитных параметров элементов и монтажа устройства в заданном частотном диапазоне практически не приводит к изменению спектральной плотности функции возбуждения на коммутаторе, тогда спектральная плотность помех, а, следовательно, и их уровень, создаваемый устройством, может рассчитываться с помощью линейной схемы замещения.

Поэтому спектральная плотность помех, вызванных коммутацией ключа, на измерительном сопротивлении $S(j\omega)_п$, например, эквиваленте сети при рассчитанной спектральной плотности помех на коммутаторе

и известном коэффициенте переноса $K(j\omega)$ определяется как:

$$S(j\omega)_n = S(j\omega)K(j\omega). \quad (11)$$

В случае зависимых откликов измерителя помех, от включения и выключения электронного ключа результирующий спектр помех $S(j\omega)_n$ может быть найден на основании принципа суперпозиции с учетом фазовых соотношений спектральных плотностей функций возбуждения включения и выключения или способом замещения элементов цепи с ненулевыми начальными условиями, а также ключей эквивалентными источниками, рассмотренному Зеляком Э.В. [5] и Головной Я.П. [8].

В результате уровень помех, оцениваемый стандартным измерителем радиопомех с квазипиковым детектором, находится как:

$$U_n = 20 \lg |S(j\omega)_n| + \alpha + \beta \quad (A5), \quad (12)$$

где α - слагаемое, учитывающее частоту следования импульсов помех, значение которого определяется по импульсной характеристике измерителя помех;

β - постоянная, определяющая отношение эффективного значения синусоидального напряжения и спектральной плотности напряжения импульсов на входе измерителя помех, вызывающих одинаковые показания индикаторного прибора при частоте следования импульсов помех 100 Гц.

Приведенные результаты могут быть использованы при проектировании системы помехоподавления устройства на основании анализа установки различных вариантов помехоподавителей.

4. Выводы

1. Рассмотрен процесс образования импульсных помех в аппаратуре и предложена расчетная методика их оценки, позволяющая учитывать требования подавления помех на этапе проектирования РЭА.

2. Предложены расчетные формулы определения спектральной плотности помех функции возбуждения, описываемой тригонометрическим полиномом. Приведено условие, позволяющее определить частотный диапазон, в котором спектральная плотность помех практически не зависит от фронта нарастания функции возбуждения, а определяется значением ее скачка.

3. Показано, что если спектральная плотность функции возбуждения практически не зависит от установки помехоподавителей и паразитных параметров элементов и монтажа, то уровень помех, создаваемый устройством, может рассчитываться с помощью линейной схемы замещения.

5. Список литературы

- [1] Карпинский М.А. Эквивалентные схемы источника импульсных помех радиоприему. "Электричество", 1951, № 12.
- [2] Дональд Р.Ж. Уайт. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи. Вып. 2, М., "Сов. радио", 1978.
- [3] Петров Б.В. Анализ помех от выпрямителя радиоэлектронной аппаратуры. ЭМС-78, "Труды 4-го Вроцлавского симпозиума по электромагнитной совместимости", 1978.
- [4] J.R. Carson. *Theory and calculations of variable electric circuit*, *Phys. Rev*, N2, 1921.
- [5] Зелях Э.В. К расчету переходных процессов в электрических цепях с ненулевыми начальными условиями. Труды ЛЭИС, вып. 1 (34), 1958.
- [6] Виткевич В.В. О частотном спектре нерериодических функций. ЖТФ, 1946, т. XVI, вып. 3.
- [7] Румшинский Л.З. Математическая обработка результатов эксперимента. "Наука", М., 1971.
- [8] Головня Я.П. Анализ источников импульсных помех. "Радиотехника", 1967, т. 22, № 11.

B.V. Petrov

AN ANALYSIS OF PULSE INTERFERENCE IN ELECTRONIC
EQUIPMENT

The paper deals with the problem of generation of pulse interference in electronic equipment arising when using pulse units - multi-vibrators, digital processing units and power-supply units for electronic commutators. There is shown the feasibility of the analysis of such interference with the help of well-known theoremas about opening and closing the switch on the assumption of the linearity of the equivalent coupling network of interference generator. This analysis is carried out with the substitution of the corresponding current or voltage generator for electronic commutators, and the equivalent-coupling network is composed for the specified frequency band.

The formulas are given to determine the spectral density of interference with the help of Fourier transform as well as V.A.Kotelnicov's theorem and V.V.Vitckevitch's generalisation in the breaks of the derivative of excitation function (E.F.) on the commutator. The simplified expressions of the spectral density of interference are obtained for practical purposes. For example, it is shown that the spectral density of interference on the frequencies much higher than those of the components of trigonometric polynomial of E.F. is determined by the values of E.F. and its derivative during the commutation. The condition of lowering the order of algebraic polynomial, describing the E.F. is given. Using this condition, the frequency band is found where the spectral density of interference is practically independent from the increase of E.F. and is determined only by the value of its jump.

It is shown that if the use of interference supression devices and the influence of stray parameters of elements and packaging do not result in the change of spectral density of E.F., the level of interference, generated by the facility, changes linearly. This makes it possible to apply the frequency method for evaluation of the spectral density of interference of the E.F. in terms of an equivalent supply line, and also to apply a method of replacement of the commutator and reactancies similar to that suggested by E.V.Zeliach and J.P.Golovnia.

Taketoshi NAKAI

REQUIREMENT ON INSTRUMENTATION FOR THE STATISTICAL MEASUREMENT OF THE MAN-MADE NOISE

SUMMARY

Various apparatuses for the statistical measurement of atmospheric radio noise have been developed up to date, most of which however can be used direct or in a modified way for the statistical measurement of man-made noise. A number of apparatuses for the measurement of atmospheric radio noise are simply described with some explanation on a few results of measurements: those have been developed for (1) synchronous analysis of well-known four distributions and a few moments for the noise, (2) precise measurement of lots of APDs and a few moments and (3) repetition of a small time length of measurements of the threshold amplitude of very-low-probability-value for a long period of time. In the later part of the paper, a new apparatus developed for the measurement of the man-made noise in terms of both APD and CRD is simply described with some explanation of results of measurement executed for a particular man-made noise.

1, INTRODUCTION

Various apparatus for the statistical measurement of atmospheric radio noise have been developed by the researchers over the world in the past 20 over years. What is emphasized, however, is that most of those can be applied in principle for the statistical measurement of man-made noise direct or in a modified way, because both the two kinds of noise are random processes representing two main categories of the impulsive noise observed in practice. From this view point, therefore, Research Institute of Atmospherics, Nagoya University, Toyokawa 442, Aichi, Japan.

some apparatuses for the statistical measurement of the atmospheric radio noise developed at the Research Institute of Atmospheric, Nagoya University, Japan, will be presented with their results of measurements, which can certainly offer some suggestion with respect to requirement on instrumentation for the statistical measurement of the man-made noise.

Greater emphasis in the measurement of the properties of the atmospheric radio noise has been placed up to date on the following four distributions and a few moments, which are considered to be in a good relationship with the interferences on communication systems: (1) the envelope amplitude probability distribution (APD), (2) the envelope crossing rate distribution (CRD), (3) the envelope pulse width distribution (PWD), (4) the envelope pulse spacing distribution (PSD) and (5) the average, rms and the average logarithmic voltage of the noise amplitudes [1].

2. SYNCHRONOUS ANALYSIS OF FOUR DISTRIBUTIONS

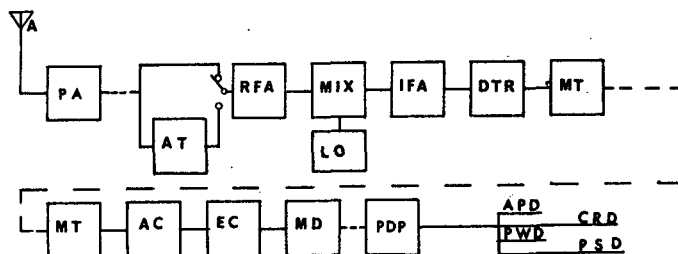
About 80 dB or more of a linear dynamic range of voltage is required for the apparatus for the measurement of the entire variation of voltage of the atmospheric radio noise at a given frequency in VLF, LF, and HF bands encountered at usual times. Therefore, the following arrangement with a combination of two receivers conventionally used has been made in receiving the atmospheric radio noise. Two similar receivers, though one with a 40 dB attenuator and the other without it at the respective input, are connected to a common receiving antenna and arranged so as to be able to measure either one or other of two halved 40 dB ranges of the entire variation of voltage, separately and synchronously, and so the 80 dB range of the voltage variation by combination of two separate measurements.

Corresponding to the reception scheme described above, the waveforms of envelope at the respective output of two receivers are recorded on two different channels of magnetic tape. Then, the waveforms reproduced from individual channels of magnetic tape can be sampled using an AD-converter and resulting digital data can be analyzed by the transaction program for estimating the four distributions and a few moments by the use of a high speed electronic computer.

With the system of the noise reception and data transaction under consideration can be executed simultaneous analysis of four distributions (APD, CRD, PWD, PSD) and a few moments (average, rms etc) for the atmospheric radio noise, which is especially very useful for the study of the detailed structure of transient noise phenomena, because the events oftendo not frequently repeat. Furthermore, possible comparison to each other among four distributions or between APDs and related moments can

often lead a deep insight into the structure of the noise.

The same or similar system of measurement as described so far with respect to the reception of the noise, recording of envelope waveform and transaction of digital data, was used not only for the measurement of the atmospheric radio noise encountered at usual times (for example, measurement frequency, 50 kHz; 3 dB bandwidth, 1 kHz), but also for the measurement of the electric field variation near sources of lightning (measurement frequency, 3 kHz, 50 kHz, 90 kHz and 3 MHz; 3 dB bandwidth, several hundred Hz to 1 kHz). And simultaneous analysis of four distributions, APD, CRD, PWD and PSD, and a few moments related APDs were successfully executed [2], [3]. Fig.1 shows the block diagram of measurement system described in this paragraph.



A: antenna, PA: pre-amplifier, AT: 40 dB attenuator, RFA: RF amplifier
 MIX: mixer, LO: local oscillator, IFA: IF amplifier, DTR: envelope
 detector, MT: magnetic tape recorder, AC: AD convertor, EC: electronic
 computer, MD: magnetic disk, PDP: data transaction, APD, CRD, PWD, PSD:
 output of data transaction.

Fig. 1. Block diagram of measurement and data transaction system for the atmospheric radio noise

3. THE STRUCTURE OF ATMOSPHERIC RADIO NOISE

For the precise measurement of lots of APDs for the atmospheric radio noise can be used a Pulse Height Analyzer (P.H.A.) with two signal channels, each having 100 pulse height bins for counting and storing the number of pulses with compared heights. The envelope waveform applied to the input of the P.H.A. is sampled at 0.1 milliseconds intervals. Then, sampled height values are sorted into various bins, total of 100 per signal channel, each bin is separated at 20 millivolts intervals. The number which fell into each bin is counted at end of each measurement time length and normalized with some sort of procedure.

When only a receiver was used in receiving the noise, an APD and the average, rms and average logarithmic voltage of the noise ampli-

tudes could independently be estimated to a high accuracy by transacting numbers of counts for each of 100 bins(measured with 40 dB attenuation at the input of the receiver) and for each of another 100 bins (measured without attenuation), respectively.

Based upon lots of measured APDs and the corresponding three moments, the following two experimental relations were found: one relation is

$$L_d = 1.60 V_d + 1.19 \tag{1}$$

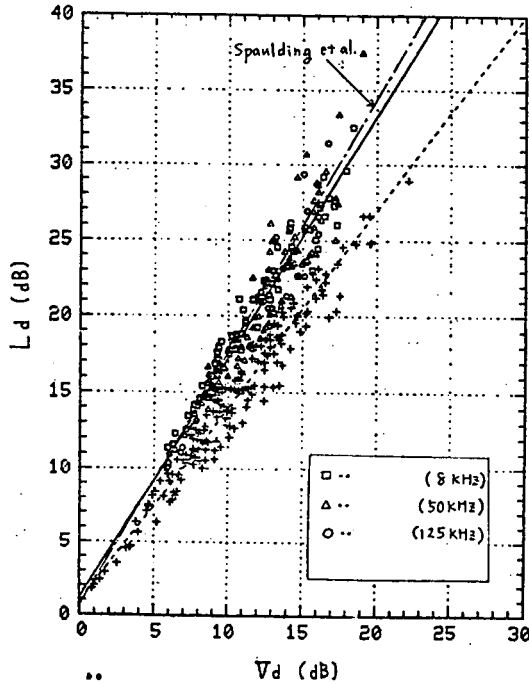
,which is found almost equal to the particular one presented first by Spaulding et al.,e.g.,

$$L_d = 1.69 V_d + 0.72 \tag{2}$$

,where L_d and V_d represent $20 \log(e_{rms}/e_{log})$ and $20 \log(e_{rms}/e_{ave})$, respectively. But, the other relation

$$L_d = 1.30 V_d + 0.92 \tag{3}$$

obviously differs from the relation (2) [4],[5],[6],[7],[8].



+: the Spaulding graphs are unavailable for the noise with the sign "+"

Fig.2 The relation of V_d vs L_d for the atmospheric radio noise

Plots representing the relation of L_d vs V_d are shown in Fig.2. Two different trends on the behavior of plots, as is seen from Fig.2, can be expected from two separated characteristics of measured APDs in

the form, and furthermore, these two different characteristics seem to hold in a more expanded range of the frequency. For the purpose of drawing APDs graphically, the atmospheric radio noise represented by signs "o", "Δ", and "□", which are distributed along relations (1) and (2) in Fig.2, proved that a few number of graphs are available, according to Spaulding et al., e.g., APDs drawn graphically were found to fit the corresponding measured APDs to a good or fair accuracy for the majority case. But, the same graphs were found to be unavailable for the atmospheric radio noise with the sign "+" in Fig.2, because paired values of V_d and L_d are often found to be outside the available range of values on the graphs.

4. THE THRESHOLD AMPLITUDE OF A VERY LOW PROBABILITY

An apparatus for measuring the threshold amplitude of a very low probability, V_n , (n usually is taken 0.1, 0.2 etc) on an APD has been developed for the atmospheric radio noise, with which a part of APD covering from about a few percent through about 0.01 percent can be obtained by direct measurement of the probability values with which the envelope waveform exceeds a set of three threshold amplitudes placed at 10 dB intervals for a measurement frequency. The measurement of such the particular parts of APDs as this are simultaneously executed for all the measurement frequencies with this apparatus. The resulting digital data from direct measurements are first stored on the cassette tape and then managed by the transaction programs for estimating the threshold amplitude, V_n , by the high speed electronic computer[9].

Measurements in practice were almost automatically executed on the daily routine (time length of single measurement = 100 seconds and its repetition rate = 120 seconds) and simultaneously for four measurement frequencies, 2.5 kHz, 3.5 kHz, 5 kHz and 8 kHz (IF of 455 kHz and 3 dB bandwidth of 300 Hz are the same for four measurement frequencies), so that it is possible to study not only the behavior of the threshold amplitude, V_n , for a single frequency, but also the statistical amplitude frequency spectrum in terms of v_n , with respect to both the short and long terms variations for the atmospheric radio noise in ELF-VLF bands covered by all the measurement frequencies.

Remarkable data (short term variation) were measured when thunderstorms are located at about 80 km from the measuring site, which is supposed to display a characteristic very like the source amplitude spectrum in a statistical meaning. And a monthly average (long term variation) of threshold amplitude, V_{01} , is shown in Fig.3 for each of measurement frequencies.

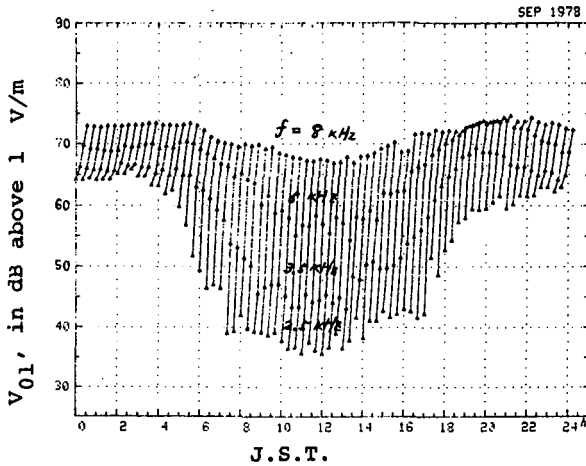


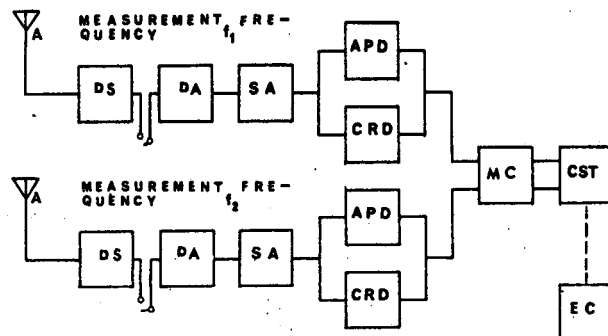
Fig. 3. Monthly average of diurnal variation of threshold amplitude, V_{01}' ,

5. MEASUREMENT OF BOTH APD AND CRD FOR THE MAN - MADE NOISE

A new apparatus for measuring the man-made noise has been developed recently at our Institute, as the block diagram of the measurement system is shown in Fig.4. Both APD and CRD for the man-made noise can simultaneously be measured per one of two measurement frequencies. The selectable range of the measurement frequency covers from 10 kHz to 1,000 kHz. The linear dynamic range of voltage for the spectrum analyzer is about 70 dB, including the case when it is arranged so as to operate as a simple receiver at a given frequency. The output of the respective spectrum analyzer applies the envelope voltage to both the inputs of APD and CRD meters. The 3 dB bandwidth is selected at either one of 100 Hz, 300 Hz, 1 kHz, 3 kHz, 10 kHz and 30 kHz. Of course, before any intended measurement of the man-made noise, a preliminary swept frequency measurement can be made for the purpose of finding any harmful radiation over a wide frequency range, which is certainly useful in making the noise measurement feasible and effective [10].

Both APD and CRD meters are provided with twelve counters for each measurement frequency, respectively, so that twelve time percent values and the same number of crossing rate values are simultaneously measured, when the noise envelope exceeds twelve threshold amplitudes placed at 6 dB intervals. Digital data with APD and CRD are stored on the cassette tape at the end of individual measurement-time-lengths, which can be selected from among 2^s , 10^s , 50^s , 200^s , 400^s and 600^s .

Recently, the measurement of the impulsive noise generated from



A: antenna, DA: pre-amplifier, DS: pre-selector, SA: spectrum analyzer, MC: micro computer, CST: cassette tape recorder, EC: electronic computer, APD: APD meter, CRD: CRD meter

Fig.4. Block diagram of measurement system for the man-made noise

any electric-vehicles train in motion on the New Tokaido Line, known for the highest speed train in Japan, was made with this apparatus using both vertical and horizontal dipole antenna at a distance of 40 m from the track. Both an APD and a CRD were simultaneously measured at two measurement frequencies, 50 and 100 MHz (time length of a single measurement = 2 seconds and its repetition rate = a single measurement per 2 seconds) over several minutes for individual electric-vehicles trains in motion.

Based upon the investigation of measured APDs and CRDs and, in addition, the average, rms of the noise amplitudes and the threshold amplitude, V_{01} , the latter being derived from the former, it has been found that the particular noise can be separated into three groups, which are strongly influenced by the environment of the train speed.

Three curves of APDs and CRDs measured at 50 MHz, each representing one member of three different groups, are shown on two separate graphs in Fig.5, respectively. The environment of train speed is controlled by both the train-type and direction in motion, where large characters, V or H, small characters, H or K, and small characters, E or W, indicate the antenna-type used, train-type and direction in motion, respectively.

Then, a model of the particular noise has been presented, which suppose that any differential line part of overhead electric wire, dx , radiates impulses of various amplitudes for the time interval during which it comes into contact with individual pantographs of vehicles, the distribution of peak voltage of pulses being approximated by a power function or a composite two power functions. And it was found that the variation at 2 seconds intervals of received fields in terms of V_{01} for the period of pass of trains fits in well with the corresponding varia-

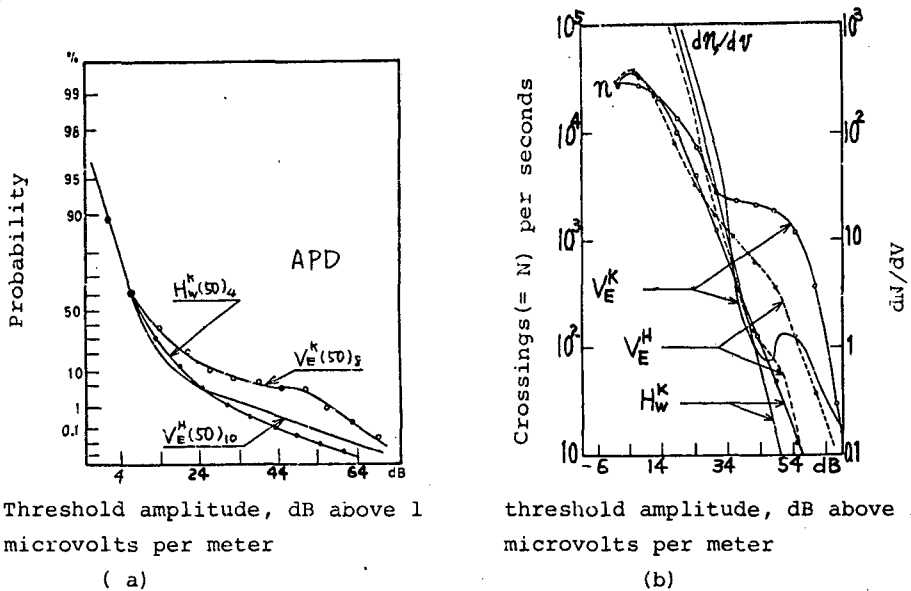


Fig. 5. APDs and CRDs for three groups of the man-made noise (considered)

tion of received field calculated based upon the model[11].

6. CONCLUSION

It is advisable to measure the threshold amplitude of very low probability, for example, V_{01} , as well as the average and rms values of the noise amplitude for the purpose of studying a long term variation of the noise, and still more when the particular parameter is in a good relation with the well known quantity of the noise. The measurement of both an APD and a CRD of the noise is very useful in leading us a good insight into the structure of the noise, as compared with a single measurement of either of an APD and a CRD. Synchronous analysis of four distributions, APD, CRD, PWD and PSD, certainly can lead us to a deep insight into the noise, with respect to not only the amplitude property, but also the time property.

7. REFERENCES

1. Horner, F.: Advance in radio research. Academic Press, London, New York, Vol. 2, 1964, p. 121-204.
2. Nakai T., Nagatani M.: Synchronous analysis of statistical parameters of the atmospheric noise. Proc. Res. Inst. Atmospherics, Nagoya Univ., Vol. 17, 1970, p. 29-41.
3. Nakai T.: On the time and amplitude properties of electric fields

- near sources of lightning in the VLF, LF and HF. Radio Science, Vol. 12, No. 3, May-June, 1977, p. 389-396.
4. Crichlow W.M., Roubique C.J., Spaulding A.D., Berry W.M.: Determination of the amplitude probability distribution of atmospheric radio noise from statistical moments. Journal of the National Bureau of Standard, Vol. 65D, 1961, p. 299-307.
 5. Spaulding A.D., Roubique C.J., Qrichlow W.Q.: Conversion of the amplitude-probability distribution function for atmospheric radio noise from one bandwidth to another. *ibid*, Vol. 66D, No. 6, November-December, 1962, p. 713-720.
 6. Nakai T., Sawakata K.; Nagatani M.: Measurement of the amplitude-probability-distribution and three moments of the atmospheric noise. Proc. REs. Inst. Atmospherics, Nagoya Univ., Vol. 16, 1969, p. 1-16.
 7. Ishida T.: Statistical characteristics of atmospheric noise. Radio Research Laboratories, Ministry of Posts and Telecommunications, Tokyo, Japan, 1969, p. 1-31.
 8. Nakai T., Ohba H.: Result of measurement of APD for atmospheric radio noise and the predicting method (CCIR). Trans. I.E.C.E. of Japan, Vol. EMCJ78-52, January, 1978, p.63-68
 9. Watt A.D., Maxwell E.L.: Characteristics of atmospheric noise from 1 to 100 kc. Proc. IRE, Vol. 45, 1957, p. 787-793.
 10. Nakai T.: Calculated statistical characteristics of atmospheric radio noise. Proc. Res. Inst. Atmospherics, Nagoya Univ., Vol. 10, 1963, p. 13-24.
 11. Nakai T., Kawasaki Z., Nagatani M., Nakada H.: On the method of measuring impulsive noise. Trans. I.E.C.E. of Japan, EMCJ 79-47, November, 1979, p. 39-46.

Т. Накаи *)

Требования к аппаратуре для статистических измерений радиопомех

До сих пор разработаны равные виды аппаратуры для статистических измерений атмосферных помех и большинство из них может применяться, прямо или с небольшими изменениями, для статистических измерений промышленных помех. В докладе описан ряд приборов для измерения атмосферных помех с некоторыми разъяснениями, касающимися результатов на них получаемых. Эти приборы были разработаны для:

- синхронного анализа хорошо известных четырех распределений и нескольких моментов,
- прецизионных измерений вероятности распределения амплитуд и нескольких моментов,
- повторяемых через длительные периоды времени кратковременных измерений граничных амплитуд с очень малым значением вероятности.

Дальше коротко описывается новый прибор разработан для измерения промышленных помех /измерение вероятности распределения амплитуд и распределения количества превышений уровня/. Указаны примеры результатов измерений.

Рис. 1. Блок-схема системы измерения и обработки данных для атмосферных помех.

Рис. 2. Зависимость между L_d и V_d для атмосферных помех.

Рис. 3. Месячная средняя дневных изменений граничной амплитуды $V_{0.1}$.

Рис. 4. Блок-схема измерительной системы промышленных помех.

Рис. 5. Вероятности распределения амплитуд и распределения количества превышений уровня для трех рассматриваемых групп промышленных помех.

*) Университет Нагоя, Аихи, Япония

A. D. Spaulding

National Telecommunications and
Information Administration
Institute for Telecommunication Sciences
Boulder, Colorado, 80303, USA

The Robustness of the Locally Optimum Detectors for Non-Gaussian Noise

Summary

In this paper the performance of various non-linear detection schemes are compared with the performance of the locally optimum threshold (small signal) detector, e.g., that detector which approaches true optimality as the signal vanishes. It is shown that the locally optimum nonlinearity (for a given impulsive noise situation) maintains good performance (i.e., is robust) over a wide range of different noise conditions. It is also shown that, for a wide range of non-Gaussian noise conditions, performance is degraded only slightly by using appropriate suboptimum nonlinearities (e.g., hard limiter and adaptive clipper) in place of the locally optimum nonlinearity, but that some suboptimum nonlinearities are not robust. In this paper, the Middleton models for Non-Gaussian noise environments are used.

1. Introduction

Most currently used receiving systems are those which are optimum in Gaussian noise. Unfortunately, the actual interference environment is almost never Gaussian in character, but usually quite difficult, being impulsive in nature. By impulsive, we mean only that there are small probabilities of quite large instantaneous values of noise, which is a more general definition in that we can, and do, have both broadband (the usual definition) and narrowband "impulsive" processes. When confronted with this real world interference, the usual procedure was to attempt to "change the interference", as seen by the receiver, to look more Gaussian in character. Such attempts usually employed various ad hoc non-linearities preceding the receiving system. While these are occasionally reasonably effective, they are extremely wasteful of spectrum space. Only recently have there been receiving systems designed to match the actual interference [1,2]. These truly optimum systems are usually

difficult to realize physically. It is possible, however, if the desired signal is small, to obtain realizable systems which approach true optimality. These systems are generally termed "locally optimum" systems [2]. The receiving systems must be adaptive, adjusting themselves to changing interference conditions. That is, they must estimate the appropriate parameters for the noise models from which the system was designed. It is the purpose of this short paper to investigate the "robustness" of these locally optimum systems. That is, we want to determine the degree of accuracy required in this parameter estimation procedure. For illustration we will use, initially, two examples of interference, one broadband, and one narrowband, and we will consider the simplest case of coherent signal detection. The noise model used and the two cases used for illustration are presented in the next section. In section three, we then investigate the locally optimum detector, determine its performance and compare this performance with the performance of that detector optimum for Gaussian noise. In addition, we will also determine the performance of the suboptimum nonlinearities, using the hard-limiter as an example, and compare this performance with that of the locally optimum detector.

2. The impulsive noise model

Recent work by Middleton has led to the development of a physical-statistical model for radio noise. This model has been used to develop optimum detection algorithms for a wide range of communications problems [1]. It is this model which we use here for our signal detection problem. The Middleton model is the only general one proposed to date in which the parameters of the model are determined explicitly by the underlying physical mechanisms (e.g., source density, beam-patterns, propagation conditions, emission waveforms, etc.). It is also the first model which treats narrowband interference processes (termed class A), as well as the traditional broadband processes (class B). The model is also canonical in nature in that the mathematical forms do not change with changing physical conditions. For a large number of comparisons of the model with measurements and for the details of the derivation of the model, see [3,4]. We only summarize the results of the model which we need here.

If we denote our received noise process by $Z(t)$, then the probability density function (pdf) for the received instantaneous amplitude is:

$$p_Z(z) = \frac{e^{-z^2/\Omega}}{\pi\sqrt{\Omega}} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^m}{m!} A_{\alpha}^m \Gamma\left(\frac{m\alpha+1}{2}\right) {}_1F_1\left(-\frac{m\alpha}{2}; 1/2; \frac{z^2}{\Omega}\right), \quad (1)$$

$$-\infty \leq z \leq \infty$$

where ${}_1F_1$ is a confluent hypergeometric function. The model has three parameters, α , A_{α} , and Ω . [A more detailed and complete model, involving additional parameters has been developed, but (1) above is quite sufficient for our purposes]. The parameters

α and A_α are intimately involved in the physical processes causing the interference. Again, definitions and details are contained in the references. The parameter Ω is a normalizing parameter. In the references, the normalization is $\Omega = 1$, which normalizes the process to the energy contained in the Gaussian portion of the noise. Here, we use a value of Ω which normalizes the process (z values) to the measured energy in the process. We cannot normalize to the computed energy, since for (1), the second moment (or any moment) does not exist. (i.e., is infinite). This is a typical problem with most such models for broadband impulsive noise. While the more complete model removes this problem, use of (1) in conjunction with measured data, will in no way limit us.

The result corresponding to (1) for the envelope cumulative distribution (APD) is:

$$P(\epsilon > \epsilon_0) = e^{-\epsilon_0^2/\Omega} \left[1 - \frac{\epsilon_0^2}{\Omega} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{(-1)^m}{m!} A_\alpha^m \right. \\ \left. \times \Gamma\left(1 + \frac{m\alpha}{2}\right) {}_1F_1\left(1 + \frac{m\alpha}{2}; 2; \frac{\epsilon_0^2}{\Omega}\right) \right] \quad (2)$$

$0 \leq \epsilon \leq \infty$

It is the envelope distribution in the above form which is usually measured and which we use for validation of the model by comparison with measurements.

The corresponding expressions for the Class A, narrowband "impulsive" noise are

$$p_z(z) = e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m! \sqrt{2\pi\sigma_m^2}} e^{-z^2/2\sigma_m^2} \quad (3)$$

where $\sigma_m^2 = \frac{m/A + \Gamma}{1 + \Gamma} \quad (4)$

and, for the envelope,

$$P(\epsilon > \epsilon_0) = e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} e^{-\epsilon_0^2/\sigma_m^2} \quad (5)$$

The class A model has two parameters, A and Γ . A is termed the impulsive index, and as A becomes large ($\rightarrow 10$), the noise approaches Gaussian (still narrowband) and Γ is the ratio of the energy in the Gaussian portion of the noise to the energy in the non-Gaussian component.

For illustration and to obtain actual numerical results, figure 1 shows an example of measured class A and class B noise. The Class B noise is from [5] and the Class A noise is from [1]. These are typical examples and we will use them throughout the remainder of the paper.

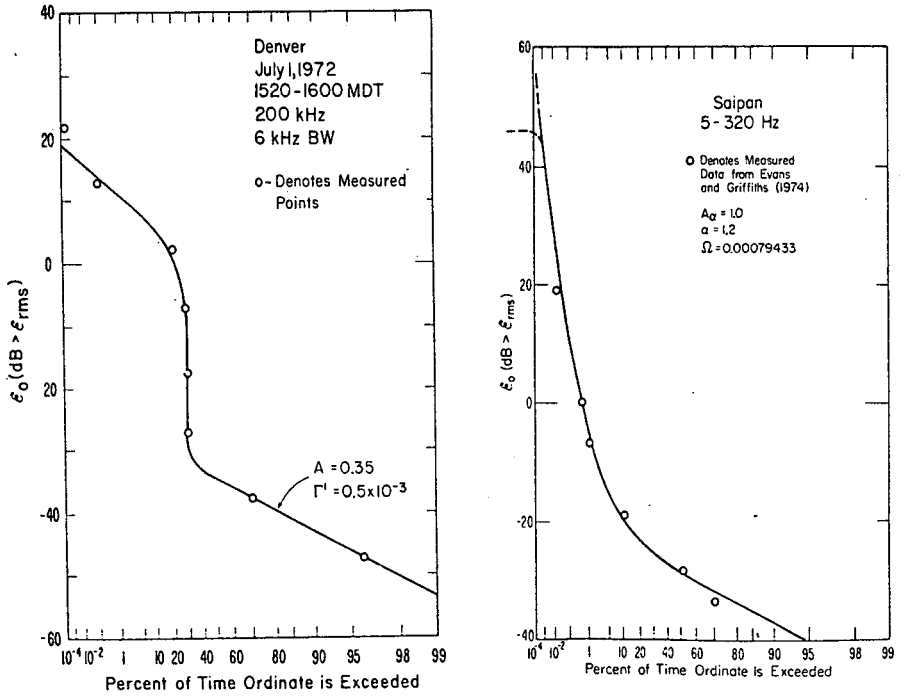


Figure 1. Examples of class A and class B noise.

3. Locally optimum detection

The techniques for deriving the locally optimum detector for various signaling situations are well known and covered in detail in [1,2]. Here we just use the results to investigate robustness using coherent signal detection as an example.

We want to optimally choose between two hypothesis: H_0 , the received waveform is interference alone or H_1 , the received waveform is our desired signal plus interference. Figure 2 shows the locally optimum Bayes detector (LOBD) for this case.

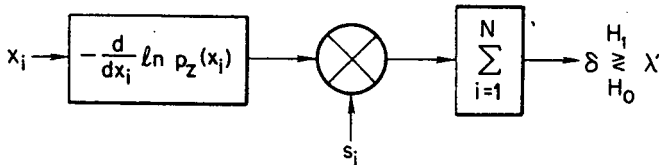


Figure 2. LOBD for detection of a purely coherent signal.

In Figure 2, x_i is a sample of our received waveform, $p_z(\cdot)$ is the pdf of the interference, s_i is a sample of the completely known desired signal, λ is a threshold, and N is the number of independent samples. N is proportional to the total detection time T . We note that the detector is that which is optimum for Gaussian noise, but preceded by a particular non-linearity determined by the pdf of the interference. The detector in Figure 2 approaches true optimality as the signal, $S(t)$, becomes vanishingly small. If our desired signal is $S(t) = \sqrt{2S} \cos \omega_0 t$, then the threshold is given by [1],

$$\beta = \int_{\lambda}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi LNS}} \exp \left[\frac{-\delta^2}{2LNS} \right] d\delta, \quad (6)$$

where L is given by

$$L = \int_{-\infty}^{\infty} \left[-\frac{d}{dz} \ln p_Z(z) \right]^2 p_Z(z) dz = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{[p_Z'(z)]^2}{p_Z(z)} dz, \quad (7)$$

and β is the preselected probability of false alarm. As we shall see, the larger L is the better performance for any given S and N . The performance parameter L is >1 , and is $=1$ iff the noise is Gaussian.

Consider now that $p_Z(z)$ denotes the actual interference and $\hat{p}_Z(z)$ denotes our estimate of $p_Z(z)$: Then performance, in terms of the probability of detection, P_D , is

$$P_D = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\operatorname{erfc}^{-1}(2\beta) - \sqrt{\frac{NS}{2}} \frac{L_{\text{eff}}}{2} \right] \quad (8)$$

where, $L_{\text{eff}} = L_1^2/L_2$,

$$L_1 = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\hat{p}_Z'(z)}{\hat{p}_Z(z)} p_Z'(z) dz, \quad \text{and} \quad (9)$$

$$L_2 = \int_{-\infty}^{\infty} \left[\frac{\hat{p}_Z'(z)}{\hat{p}_Z(z)} \right]^2 p_Z(z) dz. \quad (10)$$

If $\hat{p}_Z(z) = p_Z(z)$, then $L_1 = L_2 = L = L_{\text{eff}}$, and optimum performance is given by (8) ($L_{\text{eff}} = L$).

Likewise, we can quickly compute the performance of any arbitrary non-linearity, $\ell(x_i)$, used in the detector of figure 2. For example, for a hard-limiter, $\ell(x_i) = 1$, if $x_i \geq 0$, and $\ell(x_i) = -1$, $x_i < 0$. We can solve the resulting expression

$$\ell(x) = -\frac{d}{dx} \ln p_Z(x), \quad (11)$$

to obtain the corresponding $\hat{p}_Z(z)$ for use in (8) above. For the hard-limiter case we obtain

$$L_{\text{eff}} = 4 p_Z^2(0), \quad (12)$$

where $p_Z(z)$, of course, is the actual interference.

Reference [1] shows the optimum non-linearity for our class A example and reference [6] shows it for our class B example. The two non-linearities are quite different. Nevertheless, consider the case in which we use the class A non-linearity for the class B noise, etc. The following table shows the results along with the performance of the hard-limiter. Also, the results (L_{eff}) are given for these non-linearities being used in Gaussian noise.

Table 1. L_{eff} for various interference cases (figure 1).

Det Noise	Optimum in B	Optimum in A	Optimum in Gauss	Hard Limiter
Class B A_α, α, Ω	887	848	1	659
Class A A, Γ	1303	1340	1	639
Gaussian	0.033	0.00092	1	0.637

We note that, for this particular example, there is very little degradation obtained by using the class A nonlinearity with the class B noise and visa-versa. This is probably just a result of the particular example used, since, for Gaussian noise, we obtain tremendous degradation. Also, the hard limiter does not result in appreciable degradation (1.3 dB) for the class B example. In fact, for class B noise, the hard-limiter is always within 2 dB of the optimum performance for any A_α and α . Figure 3 shows this, giving the degradation obtained by using a hard-limiter in place of the optimum nonlinearity for a wide range of values of A_α and α . Also given is L for the particular case $A_\alpha = 1.0$ and $\alpha = 1.0$.

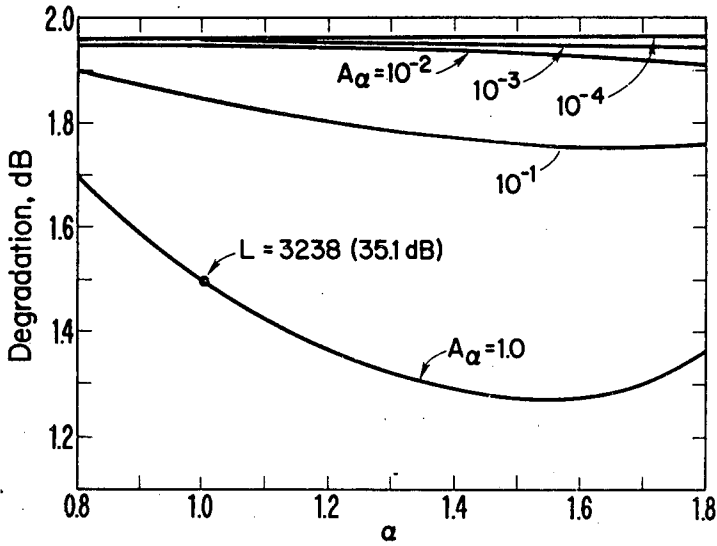


Figure 3. Comparison of the optimum non-linearity for class B noise with the hard-limiter.

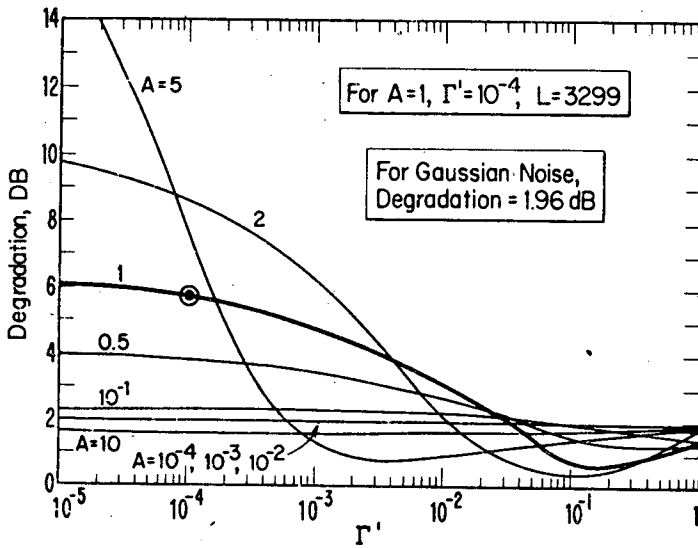


Figure 4. Comparison of the optimum non-linearity for class A noise with the hard-limiter.

For class A noise the situation is quite different as shown in figure 4. This figure shows, as in figure 3 the degradation obtained by using a hard-limiter in place of the optimum non-linearity for class A noise for a range of values of the parameters A and Γ' . Consider the particular example shown by the circled dot, $A = 1$, $\Gamma' = 10^{-4}$. Now the hard-limiter results in a degradation of 6 dB. Next, consider that this point ($A = 1$, $\Gamma' = 10^{-4}$) is the actual interference and we obtain estimates, \hat{A} and $\hat{\Gamma}'$, which are in error. Figure 5 shows the degradation obtained by using the class A non-linearity, but for \hat{A} and $\hat{\Gamma}'$ instead of for A and Γ' . We see that the detection is "robust" in that very little degradation is obtained for a wide range of \hat{A} and $\hat{\Gamma}'$, about the "true" A and Γ' .

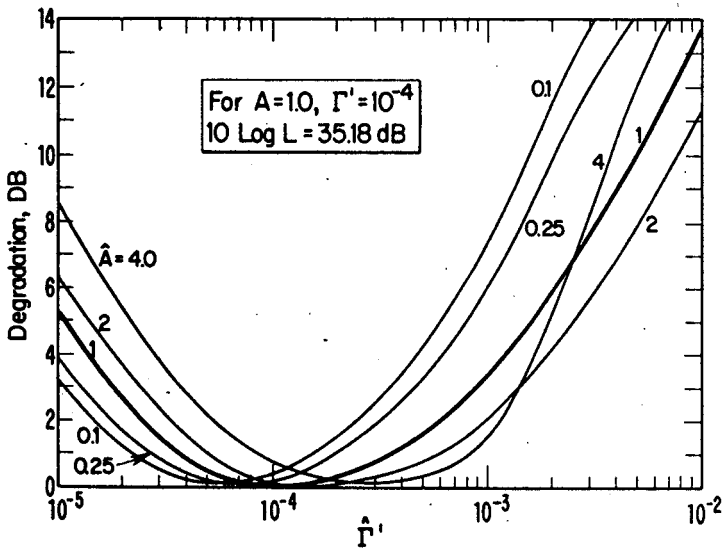


Figure 5. Comparison of class A non-linearities for various estimates \hat{A} and $\hat{\Gamma}'$ with the non-linearity for the particular case $A = 1$, $\Gamma' = 10^{-4}$.

4. Discussion

The results for class B noise would seem to indicate that one may as well use a hard-limiter rather than attempting to implement the much more difficult class B non-linearity. All the results obtained in this paper are limiting results as the signal vanishes (see [1]). Note, for example, from table 1, that if we use the receiver optimum for Gaussian noise (no non-linearity) the limiting performance is

is identical for all types of noise ($L_{\text{eff}} = 1$). While this is certainly true in the limit, we also know that performance of systems, using the Gaussian receiver in non-Gaussian noise can be quite different, even for very small signals (see [1] and references therein for examples), and identical performance is obtained only in the limit. This means that, in this case, at least, the limiting performance may not give a good estimate for real small signal situations. Therefore, the use of the hard-limiter (or similar non-linearities) instead of the class B non-linearity may behave similarly, i.e., similar performance only in the limit. It would appear that further investigations may be required before we can state categorically that the "hard-limiter is almost as good as the locally optimum non-linearity for class B noise".

While the hard-limiter may not be the suboptimum non-linearity one would choose for all class A cases, the results show that the class A non-linearity can substantially out perform the hard-limiter. The results also show that the class A non-linearity is quite robust so that we need not be particularly accurate in estimating the class A parameters.

5. References

- [1] Spaulding, A. D., and D. Middleton, Optimum reception in an impulsive interference environment - Part I: Coherent detection: Part II: Incoherent reception, IEEE Trans. Commun., Vol. COM-25, pp. 910-934, Sept. 1977.
- [2] Middleton, D., Cononical non-Gaussian noise models: Their implications for measurement and for prediction of receiver performance, IEEE Trans. Electromagnetic compatibility, Vol. EMC-21, No. 3, pp. 209-220, Aug. 1979.
- [3] Middleton, D., Statistical-physical models of electromagnetic interference, "IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-19, pp. 106-127, Aug. 1977.
- [4] Spaulding, A. D., Stochastic modeling of the electromagnetic interference environment, Conference Record - International Communications Conference, ICC'77, Chicago, pp. 42.2-114-123. (IEEE Catalog No. 77CH 1209-6C SCB).
- [5] Evans, J. T., and A. S. Griffiths, Design of a Sanquine noise processor based upon world-wide extremely low frequency (ELF) recordings, IEEE Trans. on Comm., COM-22, No. 4, pp. 528-539, April 1974.
- [6] Spaulding, A. D., Optimum threshold signal detection in broadband impulsive noise employing both time and spatial sampling, Proceeding of 3rd Symposium and Technical Exhibition on Electromagnetic Compatibility, pp. 377-385, 1-3 May, Rotterdam.

А.Д. Спольдинг*)

Устойчивость против не-гаусовского шума
локально оптимальных детекторов

В докладе сравнивается поведение равных нелинейных детекторных схем с поведением локально оптимального предельного детектора /детектора малых сигналов/ т.е. такого детектора, который приближается к фактической оптимальности когда сигнал исчезает. Показывается, что локально оптимальная нелинейность /для определенной ситуации с импульсным шумом/ ведет себя хорошо /т.е. является устойчивой/ в широком диапазоне равных шумовых условий. Показано также, что для широких пределов условий негаусовского шума, поведение ухудшается только незначительно при применении соответствующих субоптимальных нелинейностей вместо локально оптимальной нелинейности. Однако некоторые субоптимальные нелинейности не являются устойчивыми. В докладе применяются модели Мидлтона для внешних сред с негаусовским шумом.

Рис. 1. Примеры шума класса А и класса В.

Рис. 2. Локально оптимальный детектор Байеса для детектирования чисто когерентного сигнала.

Рис. 3. Сравнение оптимальной нелинейности для шума класса В с "твердым" ограничителем.

Рис. 4. Сравнение оптимальной нелинейности для шума класса А с "твердым" ограничителем.

Рис. 5. Сравнение нелинейностей классе А для разных оценок \hat{A} и $\hat{\Gamma}'$ с нелинейностью для определенного случая $A = 1$, $\Gamma' = 10^{-4}$.

*) Институт наук по электросвязи, Бульдер, США

Josef Wimmer *)

INTERFACE - EMC FOR DATA AND SIGNAL LINES

In order to assure the electromagnetic compatibility of systems, it is necessary to pay close attention to the interfaces between system components.

The cause of electromagnetic induction is mainly the common-mode interference. Such interference can be avoided in shielded systems in which the equipment is totally enclosed by the shield. When balanced transmission lines are used, it is possible to operate without shielded cables if specially dimensioned interface filters are installed.

1. INTRODUCTION

The number of different systems for collection, processing and distribution of signals and data is growing at an everincreasing rate. They are expected to operate not only in electrically "clean" environments, but also in the immediate vicinity of power engineering installations: the processed levels lie between the picowatt and the megawatt range.

The expectation, often taken for granted, that all installed systems can operate simultaneously without interfering with each other, is today unjustified in many cases.

Two requirements must be stipulated:

*) Siemens AG, Components Group, Werk Induktivitäten-Keramik,
Wernerwerkstr. 2, D-8400 Regensburg, Federal Republic of Germany.

- The emission of noise power must be kept as low as economic feasibility permits, and
- in order to guarantee performance of their intended function, sensitive systems must display adequate immunity to interference.

Although the two measures refer to different systems, the relationship is reversible and the physical processes are identical.

For assurance of electromagnetic compatibility, it is necessary to carry out an overall system analysis. One part of this analysis concerns the following interfaces, which are particularly important:

- device - device
- device - transmission line
- computer - power system
- pc board - pc board, etc.

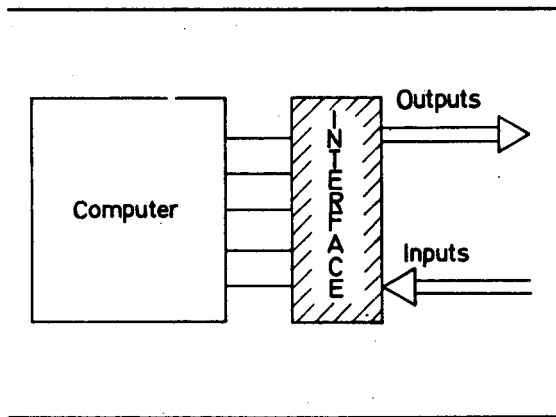


Fig. 1. Computer with data interface

In many cases, a high degree of electromagnetic compatibility can be achieved by taking suitable measures at the interfaces.

2. BASIC THEORY

To illustrate our theoretical considerations, we have chosen the example of a signal circuit, comprising transmitter, transmission line and receiver. Fig. 2 shows, in simplified form, the equivalent circuit diagram.

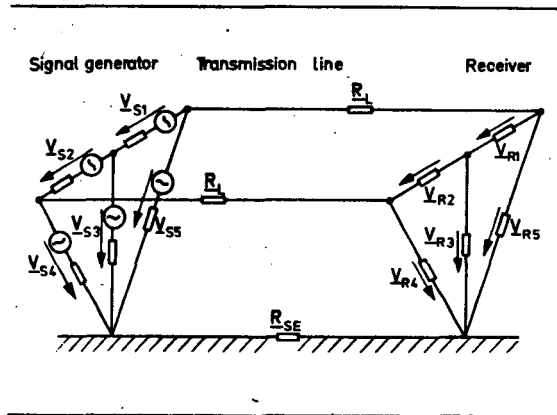


Fig. 2. Equivalent circuit diagram of the signal circuit

The transmitter generates the symmetrical terminal signal voltages, divided into the partial voltages V_{S1} and V_{S2} . Internal coupling gives rise to the V-terminal voltages V_{S3} and V_{S5} . An additional result is the asymmetrical terminal voltage component V_{S4} .

The symmetrical part causes a differential voltage in the outgoing transmission path, the asymmetrical part a common-mode voltage, whose currents flow in the same direction over both lines to the ground point.

The receiver layout corresponds to that of the transmitter.

2.1. Differential-mode voltage

Electromagnetic energy can be transferred practically only via a direct coupling, i. e. when one wire of a two-wire line is used for a further signal circuit and when high line or transfer impedance are present in the line. Capacitively and inductively coupled interference is almost impossible because the lines are run close together and are moreover twisted.

The situation is the same with regard to the propagation and emission of RF interference.

Differential-mode coupling can in almost all cases be minimized by suitable configuration of the transmission path.

2.2. Common-mode voltage

The cause of common-mode interference is the asymmetrical terminal voltage component V_{S3} between the line and the signal ground.

Nearby systems may be influenced by inductive or capacitive coupling or by direct electromagnetic radiation.

Conversely, the receiver may pick up asymmetrical terminal voltages (V_{R3}) that may be superimposed on the wanted signal in the case of unfavorable impedance distribution in the receive network.

The following conditions must therefore be observed:

- Avoidance of common-mode interference:

The asymmetrical terminal voltage caused by the symmetrical wanted signal must be suppressed $V_{S3} = 0$ (asymmetrical component of the wanted signal)

$$\text{for } V_{S5} = -V_{S4}$$

- Avoidance of common-mode coupling:

The symmetrical terminal voltage component emanating from the asymmetrical terminal interference signal must be suppressed

$$V_{R1} + V_{R2} = 0 \text{ (symmetrical terminal voltage component of the common-mode interference)}$$

$$\text{for } V_{R5} = V_{R4}$$

In both cases, the common-mode interference and coupling is at a minimum when the V-terminal voltage components are equal in magnitude or when it is possible to eliminate the effects of asymmetrical terminal voltages.

3. SHIELDED SYSTEMS

In order avoid coupling-in and radiation, the obvious answer is shielding. Shielding is only effective, however, if shield continuity from device to line to periphery is guaranteed.

Whereas adequate device shielding is usually no problem, line shielding, especially of the device-to-line interface, presents difficulty, as experience has shown. Fig. 3 illustrates this.

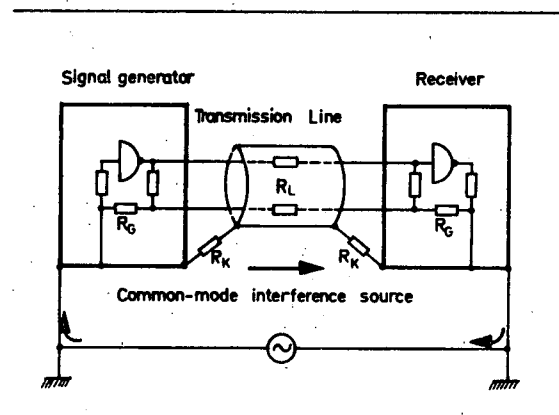


Fig. 3. Equivalent circuit diagram for common-mode interference in a shielded system

In order to avoid common-mode interference, it is necessary to guide the interference current along such a route that the elements in need of protection remain unaffected. In our case, it is therefore necessary to keep the impedance of the ground circuit respectively the signal reference wire as low as possible. The higher the operating frequency or, expressed differently, the shorter the rise and fall times of the pulses, the more nearly must the ground circuit approach a large-area, all-enclosing envelope.

As regards the interface, it is necessary to assure that the sum of the transfer impedances is substantially less than the sum of the system impedances:

$$\sum R_K \ll \sum (R_L + R_G)$$

Not only the dc resistance must be heeded, but above all the accumulative inductive component as the frequency increases.

For example, in order to attenuate external interference on the line by 60 dB in the protected circuit, then the sum of the impedances in the reference circuit must in general not exceed $100 \text{ m}\Omega$ /1/. At a frequency of 10 MHz, however, even a 10 mm length of wire has an impedance of about $500 \text{ m}\Omega$!

The types of interface illustrated in Fig. 4 must be avoided.

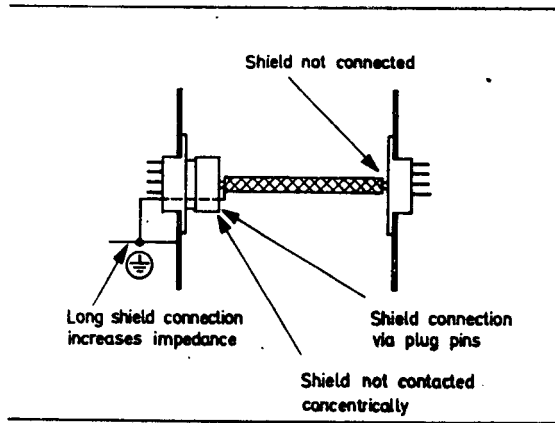


Fig. 4. Incorrect shield connections for RF-circuits

Since, however, not only high-frequency aspects but also low-frequency considerations are in many cases important, for example in computer technology, rigid observation of these requirements is problematic.

To summarize, the following disadvantages have to be coped with in shielded systems:

- Shielded cables are expensive and their installation also involves high costs.
- The shield effect is only complete if the interfaces are designed to fulfill RF requirements.
- The status of the interfaces can only be investigated on site with the aid of complex measuring setups.
- If two devices linked via a shielded line are at different ground potentials, high power-frequency equalizing currents may thermally overload the interface.

4. PARTLY SHIELDED SYSTEMS

While it is indeed possible to shield devices or modules, even at reasonable expense, experience gathered to date shows that it would be preferable if the cable shield could be dispensed with.

A possible answer would be twisted, symmetrically operated line systems. This type of line is insensitive to magnetic interference fields and can also, given suitable interface configurations, be operated at frequencies up to the MHz range.

The requirements of the interface for suppression of common-mode interference can be derived from the section "Basic Theory": Reduction of the asymmetrical terminal voltage component by balancing the lines with respect to signal circuit ground. In order to realize the stated conditions, a filter can be installed at the line-device interface. The filter, as shown in Fig. 5, is designed for wiring to two balanced lines.

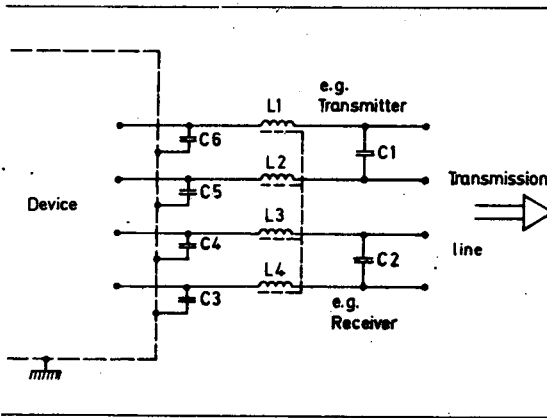


Fig. 5. Circuit diagram of an interface filter

The heart of the filter is formed by a quadruple choke L1...L4. Branches 1 and 2 and branches 3 and 4 are so connected that the sub-fluxes generated by the wanted signal cancel each other out. A homogeneous, reproducible winding construction is able to confine leakage inductance to about 0.05% of the principal inductance. The associated low magnetic flux in the core permits the use of high-permeability materials in order to obtain high unsymmetrical effective inductance while negligibly damping the symmetrical signal flux.

In conjunction with the choke, the capacitors C1 and C2 contribute to the balance, while capacitors C3 to C6 serve to reduce the V-terminal voltage components. The efficiency of the filter is characterized by the insertion loss (see Fig. 6). This shows that the filter satisfies the initially stated requirements: the common-mode attenuation has already attained a value of 60 dB at 0.5 MHz, whereas the differential mode attenuation only exceeds the 6 dB mark above 1 MHz, which means that the filter can be used for data rates of up to several hundred kbit/s.

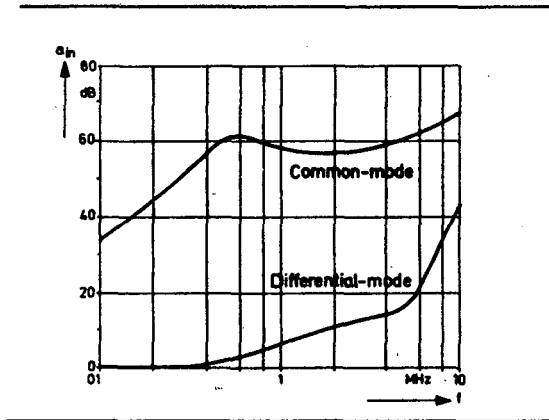


Fig. 6. Insertion loss of the interface filter as a function of the frequency f

Investigations have shown that Fig. 6 is also applicable to impulse attenuation.

In order to conform with pc board technology, the filter has been designed along the lines of a 16-pin dual-in-line package with a maximum installed height of 10 mm.

In conclusion, proof must be given that shielded data circuits can be replaced by unshielded lines with interface filters. With the measuring set-up as per Fig. 7 the electromagnetic energy emitted by the data line is assessed at a distance of 3 m.

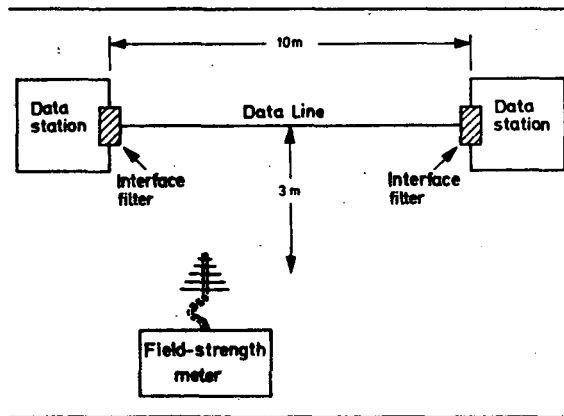


Fig. 7. Test configuration for measuring RFI field strength

The communicating data terminals themselves do not contribute to the emission, as they are adequately shielded. A comparison of curves (2) and (3) in Fig. 8 shows clearly that the shielding of the data line can be replaced by interface filters.

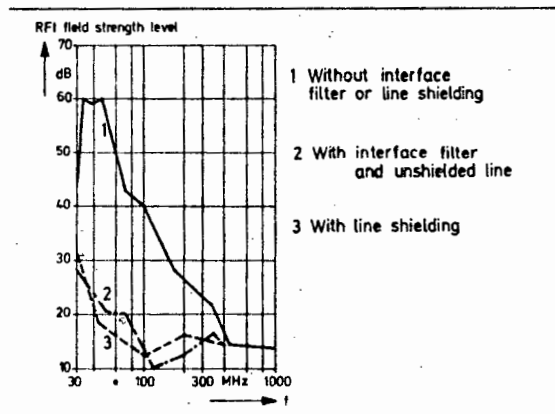


Fig. 8. Comparison of field strength levels

5. REFERENCES

1. Vogl, W.: Problems connected with grounding and shielding in data processing systems. A paper for C.I.G.R.E., Siemens AG, 1977
2. White, D.R.J.: Electromagnetic Interference and Compatibility, Vol. 3, EMI Control Methods and Techniques. Don White Consultants, Inc., Germantown, Md., 1973, pp. 7.6 - 7.9

И. Виммер^{*})

Интерфейс — ЭМС для линий передачи данных

Чтобы обеспечить ЭМС в системах необходимо обратить внимание на интерфейсы между их частями. Причиной электромагнитной наводки в главной мере является симметричная помеха. Такой помехи можно избежать в экранированных системах, в которых устройства полностью находятся в экранах. При применении симметричных линий передач, возможно работать без экранированных кабелей, если применяются специально спроектированные фильтры.

Рис. 1. Компьютер с интерфейсом данных.

Рис. 2. Эквивалентная схема контура сигнала.

Рис. 3. Эквивалентная схема для симметричных помех в экранированной системе.

Рис. 4. Неправильные соединения экранов в контурах в.ч.

Рис. 5. Схема фильтра.

Рис. 6. Вносимое затухание фильтра в функции частоты.

Рис. 7. Установка для проверки напряженности поля помех.

Рис. 8. Сравнение уровней полей.

^{*}) фирма Сименс АГ, Регенсбург, ФРГ

Radio interference, thyristor, motors.

J K HALL *

M W QUELCH †

R.F. INTERFERENCE GENERATED BY A THYRISTOR-CONTROLLED, HAND-HELD DRILL MOTOR

The mechanisms which generate radio-frequency interference (RFI) in a thyristor-controlled, hand-held drill motor are described. An equivalent circuit model incorporating these mechanisms is postulated. The relative importance of the mechanisms, in terms of the interference level which they generate, is established by practical measurements after isolating the individual RFI sources so far as is practicable. It is concluded that the commutator-brush contact resistance variation and the commutation of the armature coils are the main RFI sources. Thyristor control forms an additional source which is particularly important in association with the armature winding.

1. INTRODUCTION

Manufacturers of domestic appliances, along with others, are now legally obliged to ensure that their products conform with the latest standards governing the radio frequency interference produced. The relevant British Standard for semiconductor-controlled equipment is B.S. 800: 1977 which has been harmonised with the appropriate European Standards (CISPR) Publ. 1, 1972, and Official Journal of the European Communities-Legislation, Vol. 19, Dec. 1976).

Universal series commutator motors, of the type used in portable power tools for domestic use, inherently generate unacceptable levels of RFI and require suppression, conventionally by adding capacitors. Thyristor speed control is coming into use increasingly with hand-held drills, and this aggravates the RFI suppression problem, particularly as the connection of capacitors between live parts and the hand-held case is not permissible with double-insulated unearthed equipment, on safety grounds.

In an effort to assist with suppression difficulties, the interference generating mechanisms within the machine have been investigated.

* Department of Electronic and Electrical Engineering, Loughborough University of Technology, Loughborough, Leics, LE11 3TU, U.K.

† Louis Newmark Ltd., 143-149 Gt Portland Street, London, W1N 6BP, U.K.

An earlier paper (ref 1) described methods for predicting the harmonics generated by thyristor-controlled motors of this type, allowing for non-linearities within the machine. Here the higher frequency components of the continuous, conducted interference are considered.

2. INTERFERENCE-GENERATING MECHANISMS

The interference-generating mechanisms within the complete drive system can be divided into:

- a) those associated with the motor
- b) those associated with the thyristor control.

Consider b) first. Apart from the well known noise sources associated with semi-conductors, such as generation, recombination and avalanche multiplication of carriers, which produce relatively low levels of interference, the main cause of thyristor-generated noise above 250 kHz is the random variation of the conduction period in successive cycles, or half-cycles, of the mains supply. This is caused by the small inconsistencies of thyristor triggering pulse timing and, more significantly, the jittering of the zero crossings of the mains supply voltage (ref 2).

This investigation has been mainly concerned with the RFI sources within the motor. However, the introduction of thyristor control has increased the total interference to such a level that the standard suppression components are insufficiently effective to limit the interference to the B.S. 600: 1977 limit at the lower end of the frequency range. Therefore, the complete drive system is considered here, the effect of the thyristor control on generated RFI levels being included where appropriate.

A simplified version of the standard test arrangement for frequencies in the range 0.15-30 MHz is given in Fig 1. It contains symmetric and asymmetric interference voltage sources as shown, the appliance acting as a generator of interference currents through the mains isolating Vee network which presents a 150 Ω source impedance to the appliance over the frequency range.

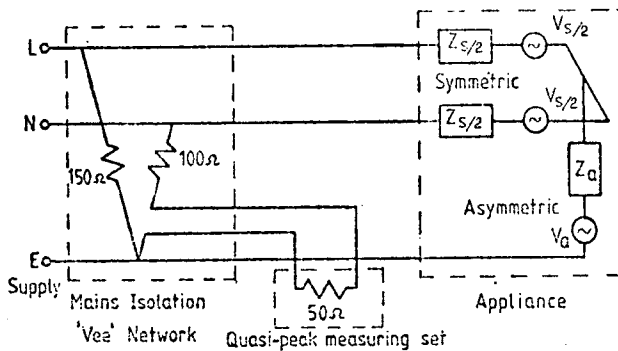


Fig. 1. Simplified equivalent circuit for RFI measurements (0.15- 30 MHz)

The basic mechanisms which can produce RFI current components may be defined as follows:

i) Variation of stored energy by switching (Fig 2a).

Nearly all the stored energy in a drill motor is inductive. A transient change of field energy due to a switch operation causes interference currents to flow which may be directly or inductively coupled to the mains isolating network.

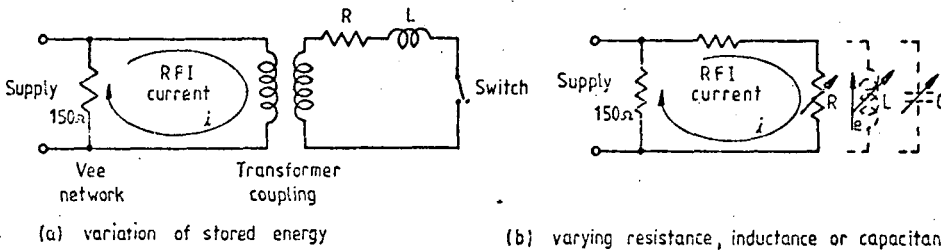


Fig. 2. Interference-generating mechanisms

ii) Circuit parameter variation (Fig 2b)

a) Resistance:

Rapid variation of resistance, often in a random manner in practice, produces RFI current components. Within the drill motor this is caused typically by the brush to commutator contact, including arcing, and the gear-tooth contact through the lubricant film.

b) Inductance:

For an inductor

$$e = - \frac{d}{dt} (Li) = - (L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{dt}) \quad (1)$$

A changing inductance, due to non-linearity of the magnetic path or varying airgap due to rotation of the slotted armature, gives an induced e.m.f. and current variation in the circuit.

c) Capacitance:

For a capacitor,

$$i = \frac{d}{dt} (Cv) = C \frac{dv}{dt} + v \frac{dC}{dt} \quad (2)$$

Variation of capacitance generates a current component. The drill motor contains many stray capacitances, some of which vary with rotation.

iii) Transient applied voltage

A rapid change of the voltage applied to the circuit produces a change of current, so generating interference. The first terms of equations 1) and 2) are relevant here. The mechanism is basically similar to that of i), with changing energy due to switching. The rapid variation of applied voltage can occur in a periodic manner, as with thyristor control, or a random manner, as with mechanical contacts.

3. EQUIVALENT CIRCUIT MODEL

3.1 Description

Fig. 3 shows the equivalent circuit of the test machine. Parameters are lumped and frequently shown in pairs, symmetrical with the rotor, since the two field coils are so connected. The circuit represents:

- a) the physical components of the hand drill motor;
- b) the standard suppression components fitted;
- c) the thyristor control circuit;
- d) the mains isolating network and the 'artificial hand' required for B.S. 800: 1977 tests;
- e) the interference generating sources within the machine.

There are four components of the model that represent the metal parts (excluding windings) which, together with earth, are shown in heavy lines. These are:

- i) the rotor lamination stack having a cylindrical insulating sleeve pressed in the bore;
- ii) the rotor shaft which fits inside the sleeve and connects electrically with the gearbox through the gear teeth and bearing;
- iii) the gearbox which is mounted on the plastic body of the drill;
- iv) the stator lamination stack which is insulated from all other parts of the machine except via the suppression capacitors.

The fixed capacitances - with parallel resistors to allow for lossiness - represent the capacitances of the insulation between the winding and metal parts, or between the metal parts themselves. These capacitances are lumped and represented as follows:

- v) Rotor winding to rotor lamination stack, C_{rw-r} ;
- vi) Rotor winding to rotor shaft, C_{rw-sp} ;
- vii) Rotor shaft to lamination stack, C_{sp-r} ;
- viii) Stator winding to stator lamination stack, C_{sw-s} ;
- ix) Stator lamination stack to gearbox, C_{s-g} .

Other fixed capacitances are discrete components within the suppressor, or the mains isolating network and the artificial hand used for test purposes.

The variable capacitances are:

- x) Rotor lamination stack to stator stack with air dielectric, C_{s-r} , which varies periodically with rotation due to slotting;
- xi) Rotor shaft to gearbox with gearbox lubricant dielectric, C_{teeth} , which varies with rotor angle in a rather random way.

The randomly variable bearing resistance $R_{bearing}$ and brush contact resistances are shown.

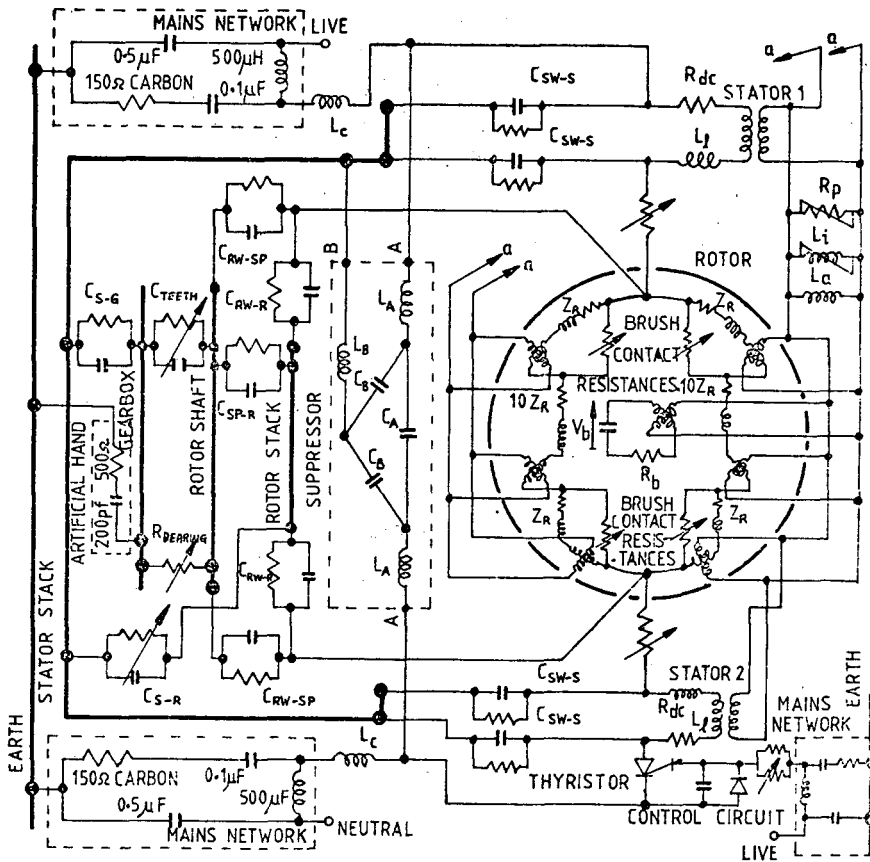


Fig. 3. Equivalent circuit model for RFI

The two stator windings are represented with transformer coupling to the rotor winding with further crossed-coil transformer coupling to allow for the rotationally induced e.m.f.'s. Each stator winding has an associated d.c. resistance R_{dc} and leakage inductance L_l which are assumed constant. The magnetic properties of the iron path are accounted for by a non-linear inductor L_i in parallel with a non-linear resistor R_p . In parallel further is linear inductance L_a representing that due to the airgap. L_i and R_p vary throughout the operating cycle in a manner governed by the hysteresis loop (ref 1).

The rotor winding of the test machine comprises 24 coils wound to form a closed loop, the rotor current flowing between the brushes in two parallel paths. Each brush shorts one or two rotor coils, depending on rotor angle. A pair of coils is shown 'shorted' by the contact resistance of each brush, each coil having an impedance Z_R . The remaining ten coils in each armature path have impedance $10 Z_R$ as shown in Fig. 3. The commutating coils are shown individually rotationally coupled with the stator

winding, while the two groups of ten are shown similarly. The e.m.f. present due to residual magnetism is represented by battery voltage V_b with series resistance R_b .

The wound foil delta-connected RFI suppression capacitors are connected C_A (0.15 μF nominal) between line and neutral with the C_B 's (each 0.01 μF nominal) completing the delta and taken to the stator polepiece lamination stack. L_A and L_B represent the lumped lead and capacitor self inductances.

3.2 Equivalent circuit parameter measurement

The values of resistance, inductance and capacitance of various components in the bridge have been measured using a radio-frequency bridge for the lower frequencies and the attenuation characteristics at higher frequencies to obtain resonance points. The measurements revealed quite complex variations of impedance components with increasing frequency. For example, the relatively simple insulating sleeve between the rotor spindle and core laminations had an approximately constant capacitance of 40 pF over the range 200-1000 kHz but its parallel loss resistance fell from near infinity to 150 Ω . Over most of this frequency range, the resistance offers the lower impedance to the R.F. currents.

The suppressor capacitors C_A and C_B resonated with their self inductances L_A and L_B at 1.5 MHz; the inclusion of a 1 metre length of supply cable reduced the resonant frequency to 0.5 MHz. The field inductance L_i and parallel - resistance R_p vary in a complex way during the current cycle, particularly with thyristor control (ref 1).

These measurements show that it is not meaningful to insert values except relating to a particular frequency, and then L_i is very difficult to model. The high frequency effects of stray capacitance are not included. The equivalent circuit therefore represents the interference generating mechanisms and their interconnection for frequencies up to 1 MHz which includes the troublesome low frequency area. However, it is complicated, and to relate analytically the individual generating mechanisms with the levels of interference they produce is a virtually impossible task. Accordingly, an experimental approach has been adopted.

4. RELATIVE IMPORTANCE OF THE INTERFERENCE-GENERATING MECHANISMS

4.1 Experimental procedure

The technique used for determining the most significant interference sources in the system has been to isolate them as far as possible in order to examine the levels of RFI produced at the various required frequencies. To facilitate this, the test machine was specially mounted to give ready access for changing internal components. It was driven separately through a resilient rubber coupling by a similar drill motor. The physical isolation of the interference sources was effected as follows, and the machine 'built up' in stages:

- a) The commutator brushes were removed and the two stator coils connected in series,

thus eliminating the RFI generated by the rotor winding and commutator. This left only the interference mechanism incorporating the variation of the parameters of the field system, L_f , L_a and R_p , the stator stack to rotor stack capacitance C_{s-r} , and the gearbox to rotor shaft capacitance C_{teeth} , together with their associated interference current paths;

- b) The additional influence of the commutator and brush contact resistance was assessed by using an unwound armature with opposite commutator segments shorted to provide a current path between the brushes. The effects of the e.m.f. induced in the armature coils by transformer action with the field coils, and of coil commutation were therefore absent;
- c) The armature winding was included, connected to the commutator in the usual way;
- d) Thyristor control was introduced;
- e) The 200 pF, 500 Ω 'artificial hand' was connected;
- f) The suppressor was connected.

Components (d), (e) and (f) were used in association with arrangements (a), (b) and (c). Other controlled variables used were supply voltage (current) and speed.

Measurements of RFI levels were made using the standard technique of B.S. 800: 1977, slightly modified where appropriate. The indication given at each set frequency is the quasi-peak interference level in dB relative 1 μ V. Since the equivalent circuit comes less representative for frequencies above 1 MHz, a limited frequency range of 80 - 1000kHz has been used here.

4.2 Experimental results and discussion

i) Without commutator

The physical arrangement conformed to that outlined in (a) above with the rotor driven at 25000 rev/min. Negligible RFI was produced with the machine field unexcited and the mains side of the Vee network shorted, or with the field supplied at low voltage (1.8 V). With the field energised with about rated current using a 30 V a.c. supply, the interference level became significant (Fig 4). There was little difference between measurements on the line and neutral. No suppressor was connected, but the artificial hand was. Increasing the speed to 40,000 rev/min increased the highest interference level from 35 dB to 60 dB. However, introduction of the suppressor attenuated the interference fairly uniformly by 26 dB over the frequency range.

It may be concluded, therefore that the mechanisms of periodically varying capacitance, with rotation, between the metal parts of the machine due to slotting and gearbox lubricant do not generate very high levels of RFI. These are easily suppressed over the frequency range considered.

ii) With commutator

The arrangement was as given in (b) above. Results for a speed of 15000 rev/min are shown in Fig 5. It is evident that even at this lower speed, the commutator generates a high level of interference. Even with the field demagnetised and no supply to the machine, interference was generated by rotation (plot a). With both very low

(1.8 V) and full field current (30 V), the RFI level exceeded the B.S. 800 limit at frequencies below about 350 kHz (plots b and c). The suppressor effectively reduced the interference (plot d) and the artificial hand had little effect. Only the higher of the two RFI readings from the line and neutral lines is given, their being little difference between the two in general. The influence of increasing speed on RFI level produced an increase up to about 25,000 rev/min, but thereafter the RFI level remained almost constant up to 40,000 rev/min (Fig 6). It was found that rotation of the shaft by hand from standstill to a very low speed raised the interference level from zero to quite high values.

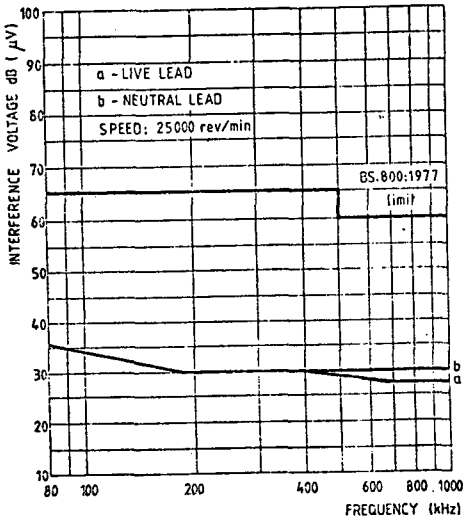


Fig. 4. Measured RFI levels with only the field system energised and the slotted armature core rotated.

It is evident that variation of the commutator brush contact resistance, including that due to any sparking, produces severe interference levels. Since the field system is inductive, there is an associated variation of magnetic energy stored.

iii) With thyristor control

The inclusion of thyristor control gave results which were not greatly different from those without, at 15000 rev/min (Fig 5 plot e). A 5 dB increase is observable at 800-1000 kHz. The interference was suppressed by the standard suppressor, although not as effectively at the lower frequencies as with no thyristor (plot f).

iv) With wound armature

The commutation problem is worsened by the presence of an armature winding. Instead of the brushes having to collect a 'straight through' current as before, the armature coil current reverses during commutation with the associated inductive effects influencing the RFI level. The coils shorted by the brushes are in a transformer relationship with field coils and carry a circulating current which passes through the brushes.

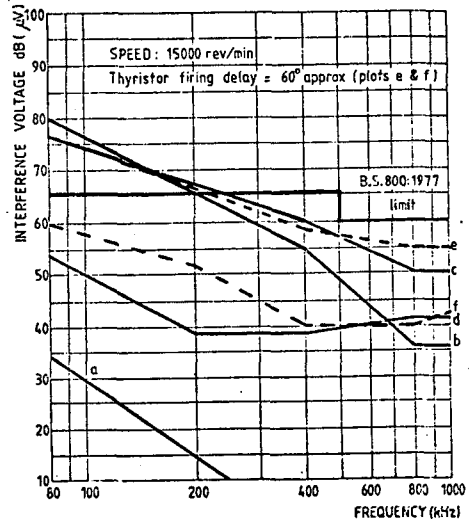


Fig. 5. Measured RFI levels with the field coils connected through the commutator having opposite bars shorted.

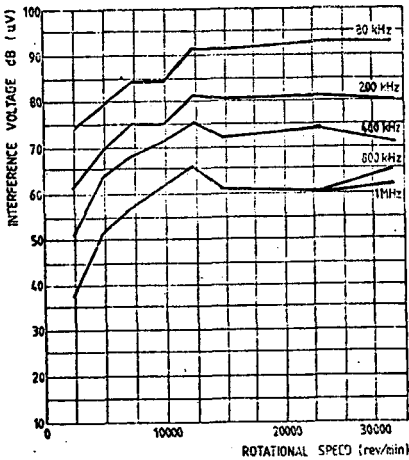


Fig. 6. Effect of speed variation on measured RFI level.

With the full machine, with thyristor and suppressor, the interference level exceeds the 66 dB limit at the lower frequencies (Fig 7).

5 CONCLUSIONS

The interference-generating mechanisms within the thyristor-controlled drill motor drive have been defined and an equivalent circuit postulated. Its complexity has necessitated the use of experimental methods to establish which sources produce the highest RFI levels. The results may be taken as typical, but precise repeatability is virtually unobtainable, with variations between machines of the same type and with the same machine after re-building.

Nevertheless, the following general conclusions may be drawn:

- i) The mechanisms of variation of the R, L and C parameters in the equivalent circuit, excluding the commutator, produce a significant level of RFI, which is easily suppressed however;
- ii) The variation of the commutator brush contact resistance is very important, the RFI level increasing with brush current;
- iii) Armature coil commutation adds substantially to the interference level, although the standard suppressor provides reduction to within B.S. 800 limits;
- iv) The addition of thyristor control to the wound armature machine further increases the RFI level to above the B.S. limit at the lower frequencies and additional suppression measures are necessary.

6 ACKNOWLEDGEMENTS

Acknowledgements are made to the British Science Research Council who financed this work, to the Department of Electronic and Electrical Engineering, Loughborough University of Technology, where it was carried out, and to Black and Decker Ltd for test machines and helpful discussions.

7 REFERENCES

- 1 QUELCH, M.W. and HALL, J.K.: 'The prediction of harmonics generated by a thyristor-controlled domestic series motor', 12th U.P.E.C., Brunel University, April 1977.
- 2 HALL, J.K. and PALMER, D.S.: 'Electrical noise generated by thyristor control', Proc. IEE. Vol. 123, No. 8, 1976, pp 781-786.

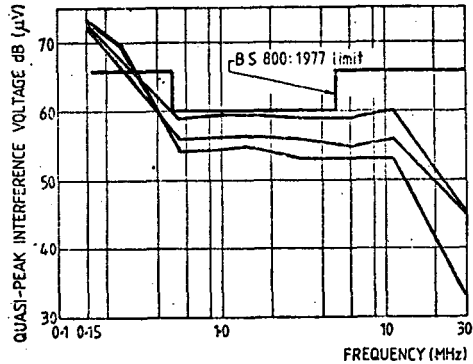


Fig. 7. RFI levels for three similar complete speed controlled drills having standard suppressors.

Ж.К. Холл, М.В. Квельч *)

Радиопомехи создаваемые ручной дрелью с тиристорным управлением

Описываются механизмы генерирования радиопомех и предлагается эквивалентная схема учитывающая их. Устанавливается с помощью измерений относительная важность этих механизмов с точки зрения уровня помех, за который они отвечают; делается это после изолирования отдельных источников помех настолько, насколько это имеет практический смысл. Установлено, что изменения сопротивления контакта коммутатор-щетка и коммутация катушек якоря, являются главными источниками помех. Тиристорное управление составляет добавочный источник, который является особенно важным в соединении с обмоткой якоря.

Рис. 1. Упрощенная эквивалентная схема для измерений помех /0,15-30МГц/.

Рис. 2. Механизмы генерирования помех

а. изменения сохраненной энергии

б. изменяющиеся сопротивление, индуктивность или емкость.

Рис. 3. Эквивалентная схема для помех.

Рис. 4. Измеренные уровни помех при подаче питания только на обмотку возбуждения и вращении сердечника якоря, имеющего пазы.

Рис. 5. Измеренные уровни помех при катушках возбуждения соединенных через коммутатор с противоположными ламельками коротко замкнутыми.

Рис. 6. Влияние на уровень помех изменения скорости вращения.

Рис. 7. Уровни помех для трех похожих дрелей с полным управлением скоростью, снабженных стандартными помехоподавляющими элементами.

*) Технический университет, Лафборс, Великобритания

EM field - ISM devices

Wojciech RUSAKIEWICZ x/

EM FIELD PRODUCED BY FREQUENCY-STABILIZED R.F. PLASTIC WELDERS

Most plastic welders operate in free-radiation ISM bands. The field on the fundamental frequency is then unlimited, and can be harmful to the environment. The paper gives experimental values of the field in the distance of 10 metres from such equipment and describes possibility of diminishing it by simple partial screening.

1. INTRODUCTION

The limiting of EM field produced by ISM devices is carried out long ago. The first modern standard was issued in Poland in 1961. The manufacture of devices of old design in completely non-screened (sometimes even non metallic) cabinets was accordingly abandoned. The present limit for short waves is 54 dB/uV/m in 10 metres from the equipment. The field in the immediate vicinity (on the operators place) was therefore minimized, and values well below these, claimed as safe, were obtained.

The exceptions are: induction heaters, due to big dimensions of some workpieces, with completely non-screened working coil (inductor), and many dielectric heaters working on free radiation frequencies. Present radio regulations allow for non-limited radiation in certain short wave bands.

There are no worldwide used free radiation frequencies, or even restricted radiation frequencies for induction heating. It must be reminded, that the existence of the semiconductor device, or the modern transmitting valve, is possible only due to induction heating. Induction heaters operate on randomly selected frequencies.

x/ Instytut Mechaniki Precyzyjnej, Duchnicka 3, Warsaw, Poland.

2. THE USE OF FREE RADIATION BANDS

The frequency 27,12 MHz with a tolerance of $\pm 0,6\%$ was designated for ISM purposes by the World Administrative Radio Conference in Atlantic City in 1947.

Since then, the progress in the design of self-excited frequency-stable power oscillators enabled the use of this band for many purposes of dielectric heating.

The most obvious exceptions are: cases of very voluminous materials, where, in order to obtain uniform heating, a lower frequency is preferred, and the heating of very good dielectrics, where greater frequency must be used.

The free radiation bands 13,56 MHz $\pm 0,05\%$ and 40,68 MHz $\pm 0,05\%$ are too narrow, and therefore, apart of some special purposes- not used. The manufacturers then prefer unstable frequency.

The change of dielectric properties of the load in the process of heating makes it difficult to maintain the constancy of the useful power, even in the $\pm 0,6\%$ band. In some cases automatic load matching must be used. For very narrow bands, or for very fast changes of the load, this matching may be impossible because of the inertia of the tuning elements.

Among the various industrial devices operating in the 27,12 MHz band, the most widely used in Poland are plastic welders.

3. THE FIELD PRODUCED BY PLASTIC WELDERS

Initially, the heating electrodes of the welder, carrying R.F. potential, were completely unscreened. This was permitted, because of the frequency stabilization.

The difficulty of meeting the limits for harmonics made it necessary to apply partial screening. This helped too to maintain low levels on the operators place, as demanded lately by the health authorities [1].

The partial screens were made either in the form of metallic earthed cap over the electrode [2], or a lattice from copper strips and bars with a space between them 15-25 cm [3]. It is essential, that the movable screen, which is lowered down together with the electrode holder, must contact electrically with the earthed table of the welding press. It may happen, when welding broad sheets of plastic, that the screen is pressed to the table indirectly, through the welded material. Then the partly open screen may form a spurious resonant circuit with

the effect of excessive field. The excess of 40 dB was reported.

The use of partial screens diminishes the field in the distance of 10 metres from the equipment from about 100 dB to about 80 dB. This value is only 24 decibels greater, than the limit for out-of-band radiation (presently 54 dB according to the Polish Standard).

All screening of the workpiece is effective only with complete screening of the oscillator together with the connection of the resonant circuit with the electrode. Care must be taken to screen, or filter all mains frequency connections e.g. to interlocks, blowers, heater transformer in the R.F. compartment.

The values of radiation, measured for 11 different plastic welders and similar equipment made by 3 different manufacturers are shown in table 1.

Some authors, as Abramson and others [4] report much greater values: for medical equipment 100-130 dB were obtained in the distance of 30 metres from the boundary of the premises. The nominal power of this

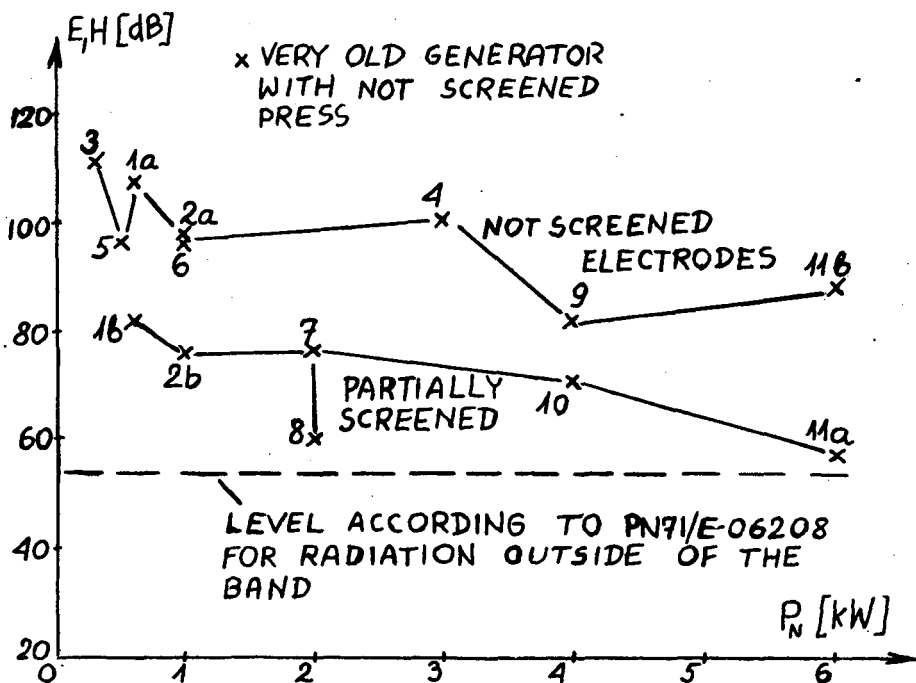


Fig. 1. Field in 10 metres from the equipment as a function of the nominal useful power (only greatest measured values of the field are noted).

Table 1. Field in 10 m measured on the fundamental frequency
27 MHz.

Type of equipment	Manufacturer	Nomin. useful power kW	Characteristics	Field level dB
1 a	1	0,6	Plastic welder with unscreened electrodes	101 - 108
b			Version of the above with heavy metallic screen	81,4-82,5
2 a	1	1	As 1a	87,4-97,7
B			As 1b	55,7-76
3	2	0,3	Welder with unscreened electrodes	111,3 H
4	2	3	Experimental diathermy with unscreened electrodes and unscreened connecting arms	101
5	3	0,5	Plastic welder with unscreened electrodes	71,3-96,5 E
6	3	1	As above	75,3-97,1
7	3	2	Plastic welder with partial screening of the electrode	43 -77,4
8	3	2	New version of the above	60,5-60,7 E
9	3	4	Welder with 2 worktables. For one-table operation partial screening of the electrode is fitted. Thin slots for side tables left open	77,4-82,4 E
10	3	4	As above, but side slots closed	58,4-71,4 E
11a	3	6	Plastic welder screened with continuous sheets of metal	40,5-47 H 40,2-57,5 E
b			As above, but without front screen of the electrode	68,5-88 H

equipment was 80 to 300 W. These values of the field are extremely great. The only explanation is, that this equipment was not built according to the "principles of the art" even, if the voltage on the electrodes of the diathermy must be greater, than that of the plastic welder. The result of measurement of the field in 10 metres from the equipment for experimental 3 kW diathermy; shown in table 1 is only 101 dB, although the electrodes and their long arms were completely unshielded and of conventional design. This diathermy was, however rebuilt from an industrial unit.

The level of 122 to 130 dB in 10 metres from the equipment was found out for an very old generator 1,5 kW 20 MHz. This generator had no mains filtering, badly fitted doors, and was connected to an completely unshielded press for wood glueing. The electrodes on the press were about 3 metres long.

The fig.1. shows the measured field in 10 metres as a function of the nominal R.F. power of the equipment. The points in the diagram were joined with a continuous line for better clarity.

It must be clearly stated, that the field produced by the industrial generator depends on the destination and design of the unit only, but is independent on the output power. Therefore big power must not result in greater field. Contrary to this, the slight inclination of the curve in fig.1. ~~versus~~ greater values of power can be interpreted, that in most cases big devices are somewhat better built, shielded and filtered than the smaller ones.

4. INFLUENCE OF THE HEIGHT ABOVE EARTH LEVEL

The influence of the height above earth level has been roughly checked, measuring the magnetic field in 100 m from the 300 Watt plastic welder installed on the ground floor, and later on the third floor.

The distance of 100 m is recommended by the CISPR for checking the field outside of free radiation bands, and below 30 MHz.

The values were respectively 42,3 dB and 57,3 dB, the difference between them 15 dB. The CISPR limit in 100 m for out-of-band radiation is 34 dB. This frequency stabilized plastic welder installed correctly on the ground level produces only 8,3 dB more, than the CISPR limit (and, by the way, 57.3 dB more, than the Polish Standard limit).

5. MAGNIFICATION OF THE FIELD CAUSED BY FREQUENCY STABILIZATION

In most cases, presently stated interference is caused by old, obsolete equipment. Similar cases are reported by Mac Lachlan [5].

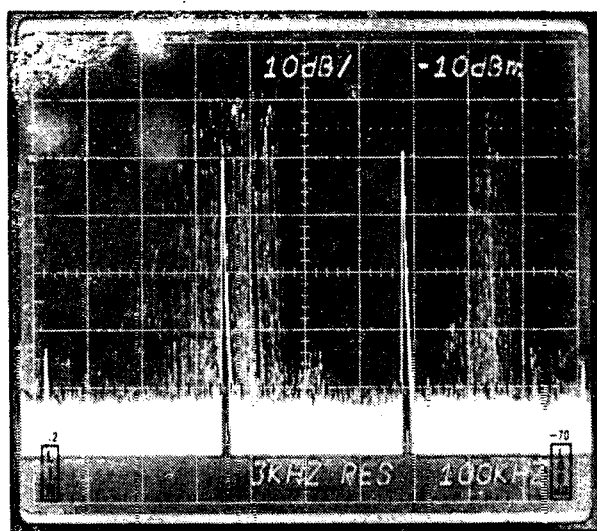


Fig. 2. Field strength of a plastic welder as a function of frequency. Shown frequency markers for $27,12 \text{ MHz} \pm 0,6\%$

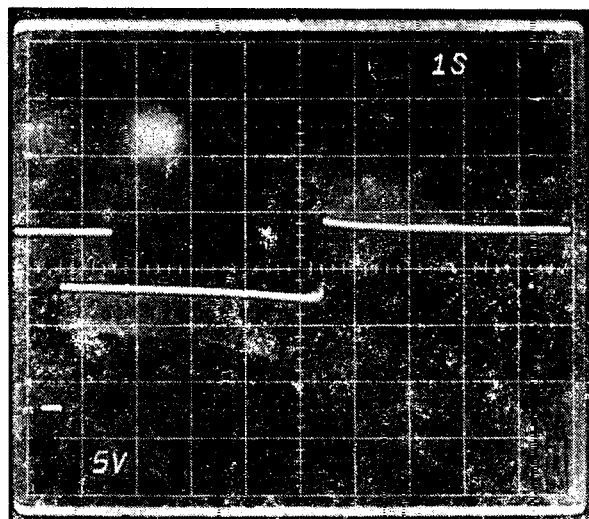


Fig. 3. Operating frequency of a plastic welder as a function of time during one working cycle.

It does happen, however, that in new premises are installed 20 or more new frequency stabilized plastic welders, all of them operating in the same frequency band. The field and frequency of such devices varies rapidly in the process of heating, as shown by the author in 6. One example of such case is shown here in figs 2 and 3. The field of all devices is added randomly and must result in rare very short pulses of greater strength, almost impossible to detect and measure.

These pulses may cause interference, or give harmful effects on live organisms.

6. CONCLUSIONS

The industrial R.F. plastic welders operating in free radiation bands can produce EM fields of the order of 70-110 dB in 10 metres, depending on their design and destination. By very careful design it is possible to reduce this value to the extent only few decibels above the CISPR level.

The results shown in table 1 were obtained in the distance of 10 m from the equipment. For rough estimation of the field in any greater distance it is possible to use conversion factors given by CISPR [7].

It was checked, that these factors, originally given for $r > 30$ m and $f > 30$ MHz give sensible results for $r > 10$ m and $f = 27$ MHz.

7. REFERENCES

- 1 . Regulation issued by the Minister of Work, Payment and Social Welfare and the Minister of Health, Polish Journal of Acts, No.8, 1977. (In Polish).
- 2 . ZuńJ. : Registered design
- 3 ..Urbaniak Z. : Polish Pstent
- 4 . Abramson Y., Gatova A., Kapitonov V.: Radio Interference from ISM apparatus and establishing their limits. Proceedings of the 4th International Wroclaw Symposium on EMC, 1978, p.327-334. (In russian).
- 5 . Mc Lachlan A.S.: Radio interference from R.F. heating equipment. Radio and Electronic Engineer, No.6, 1976, p.267-275.
- 6 . Rusakiewicz W.: Measurement of interference from R.F. heating equipment with rapidly changing field strength and poerating frequency. Proceedings of the 2nd Symposium on EMC, Montreux, 1977, p.425-430.
- 7 . CISPR Publication 11A, First Supplement, 1975.

В. Русакевич ^{*)}

**ЭМ поле от устройств для высокочастотной сварки
пластмасс, работающих со стабилизацией частоты**

Большинство устройств для сварки пластмасс работает в выделенных для ПЧМ устройств диапазонах частот. Поле на основной частоте не ограничивается и может отрицательно влиять на окружающую среду. В докладе указаны экспериментальные данные о величинах поля на расстоянии 10 м от устройства для 11 разных приборов производства 3 изготовителей. Измеренные величины составляют около 110 дБ (мкв/м) для приборов с неэкранированным электродом и около 70-80 дБ для устройств с частичным экранированием.

Рис. 1. Поле на расстоянии 10 м от устройства в зависимости от номинальной мощности высокой частоты.

Рис. 2. Поле от устройства для сварки пластмасс в зависимости от частоты.

Рис. 3. Частота устройства для сварки пластмасс в зависимости от времени в одном рабочем цикле.

^{*)} Институт точной механики, Варшава, Польша

M. Porteanu

POB 1-370, 70100 Bucuresti, Romania

INCREASE OF NOISE IMMUNITY IN RELAY CONTROL SYSTEMS BY USING ON-OFF ELEMENT WITH GENERALIZED CHARACTERISTIC

In this paper a method to increase the noise immunity in a relay control system is presented. Using on-off elements with generalized characteristic at the input of relay control system under consideration, the noise voltages will be intercepted before reaching the logic assembly.

2. Introduction

The relay control system considered in this paper is shown in Fig. 1 [1][2]. We use the novel on-off element with generalized characteristic [3] illustrated in Fig. 2 (a) and defined as in Table I. We distinguish the positive and negative input triggering levels V_{iU_1}, V_{iL_1} and V_{iU_2}, V_{iL_2} respectively. The corresponding output level is denoted by V_{M_1} and V_{M_2} as the input triggering level has a positive or negative value.

The input triggering levels represent in fact the values of the error x in the relay control system for which the on-off element will be switched. The hysteresis of on-off element are defined as

$$H_1 = V_{iU_1} - V_{iL_1} \quad (1)$$

$$H_2 = V_{iU_2} - V_{iL_2} \quad (2)$$

Depending on the ratio between the input triggering levels, we obtain characteristics with positive, negative and combined positive-negative or negative-positive hysteresis as is shown in Figs. 2 (a), 2 (c) and 2 (d), 2 (e) respectively. It has been shown by several authors that the negative [4]-[7] or combined positive-negative [8] hysteresis may compensate relay control systems and improve their stability.

The configuration of novel on-off element is that shown in Fig. 3. It contains the supplementary polarized Schmitt triggers $1SPT_1, 1SPT_2$,

2 SPT₁ and 2 SPT₂, supplied from supplementary polarisation voltages $V_{P11}, V_{P12}, V_{P21}$ and V_{P22} respectively, the logic sequential devices LSD₁ and LSD₂ and the amplifiers A₁ and A₂ which trigger the relays R₁ and R₂ respectively. The supplementary polarized Schmitt triggers 1 SPT₁ and 1 SPT₂ and sequential devices LSD₁ on one hand and 2 SPT₁ and 2 SPT₂ and LSD₂ on the other, operate when the error x has a positive or negative value, i.e. for triggering levels V_{U1}, V_{L1} and V_{U2}, V_{L2} respectively. The logic sequential devices LSD₁ and LSD₂ allow to obtain the desired types of characteristics with positive, negative

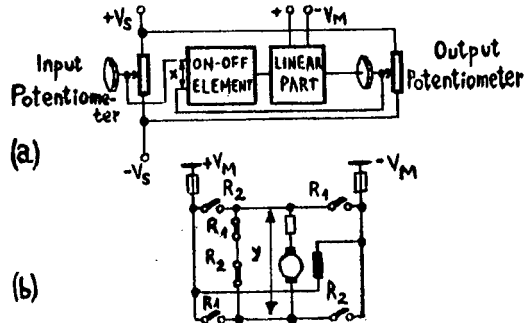


Fig.1. Relay control system using an on-off element with generalized characteristic. a Scheme of the relay control system. b . Heavy-current part.

or combined hysteresis corresponding to the sequences of logical signals S_{11}, S_{21}, S_{12} and S_{22} which are associated to the triggering levels V_{U1}, V_{L1}, V_{U2} and V_{L2} respectively. Concerning the supplementary polarized Schmitt triggers 1 SPT₁, 1 SPT₂, 2 SPT₁ and 2 SPT₂, they may be build with discrete components [9] or with TTL NAND, see Fig. 4(a). This novel Schmitt trigger differs from the well known circuit [10, 11] of Fig. 4(c) with supplementary polarisation voltage V_P and the resistor R_P which are used to obtain a large limits variation of input triggering levels.

In the presence of a noise voltage in the relay control system. the input triggering levels may be unacceptable degraded. The consequence is that undesired characteristics are obtained and the relay control system will become instable. We shall illustrate a method to increase the noise immunity of the relay control system.

2. Noise in the relay control system

2.1. Some consideration on noise

On the supplying way of input and output potentiometers may appear a noise voltage, called supplying noise N_s , due to the power

supply V_S . Through the inductive and capacitive coupling, in the feedback way between output potentiometer and the input of on-off element, may appear a noise voltage called coupling noise voltage V_{N_c} . We distinguish the noise voltages $V_{N_{s+}}$ and $V_{N_{s-}}$ on one hand and $V_{N_{e+}}$ and $V_{N_{e-}}$ on the other, as the error x has a positive or negative value. These noise voltages may be of different values and their resultant represent the input noise voltage in the control system. We obtain

$$V_{N_1} = \pm V_{N_s} \pm V_{N_c} \quad (3)$$

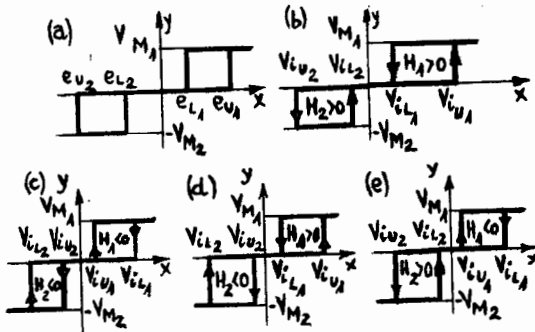


Fig.2.Characteristics of the on-off element with generalized characteristic. (a) Generalized characteristic. (b) Peculiar generalized characteristic for $H_1 > 0$ and $H_2 > 0$. (c) Id., for $H_1 < 0$ and $H_2 < 0$. (d) Id., for $H_1 > 0$ and $H_2 < 0$. (e) Id., for $H_1 < 0$ and $H_2 > 0$.

Table I

e_{U1}	e_{L1}	e_{U2}	e_{L2}	H_1	H_2	Remarks
V_{iU1}	V_{iL1}	V_{iU2} V_{i2} V_{iL2}	V_{iL2} V_{i2} V_{iU2}	> 0	> 0 0 < 0	$V_{iU2} = V_{iL2} = V_{i2}$
V_{iL1}	V_{iU1}	V_{iU2} V_{i2} V_{iL2}	V_{iL2} V_{i2} V_{iU2}	< 0	> 0 0 < 0	$V_{iU2} = V_{iL2} = V_{i2}$
V_{i1}	V_{i1}	V_{iU2} V_{i2} V_{iL2}	V_{iL2} V_{i2} V_{iU2}	0	> 0 0 < 0	$V_{iU1} = V_{iL1} = V_{i1}$ $V_{iU2} = V_{iL2} = V_{i2}$

$$V''_{N_1} = \pm V_{N_{S+}} \pm V_{N_{C+}} \tag{4}$$

$$V'_{N_2} = \pm V_{N_{S-}} \pm V_{N_{C-}} \tag{5}$$

$$V''_{N_2} = \pm V_{N_{S-}} \pm V_{N_{C-}} \tag{6}$$

where V'_{N_1} and V''_{N_2} have a positive or zero value and represent the noise corresponding to an positive and negative error respectively. V''_{N_1} and V'_{N_2} have a negative or zero value and represent the noise corresponding to a positive and negative error respectively, see Tab. II

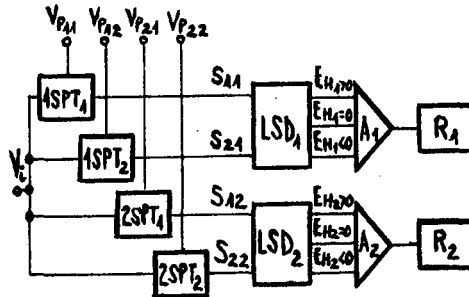


Fig.3. Scheme of circuits for triggering of relays R_1 and R_2 .

Table II

V'_{N_1}	V''_{N_1}	V'_{N_2}	V''_{N_2}	$V_{N_{S+}}$	$V_{N_{C+}}$	$V_{N_{S-}}$	$V_{N_{C-}}$	Remarks	
≥ 0	0	0	0	≥ 0	≥ 0	0	0	$ V_{N_{S+}} > V_{N_{C+}} $	
				> 0	< 0				
				< 0	> 0				
				≤ 0	≤ 0				
0	≤ 0			> 0	< 0			$ V_{N_{S+}} < V_{N_{C+}} $	
≥ 0				≤ 0	> 0				
0	0	≤ 0		0	0	≤ 0	≤ 0	$ V_{N_{S-}} > V_{N_{C-}} $	
						< 0	> 0		
		0	≥ 0			> 0	< 0		
		≤ 0	0			≥ 0	≥ 0	≤ 0	> 0
		≤ 0	0			> 0	< 0		

In Fig.5, the thick lines shown the characteristic of on-off element in the absence of noise. The upper and lower triggering levels are V_{U1} and V_{L1} on one hand and V_{U2} and V_{L2} on the other, as the error is positive and negative respectively.

2.2. Effect of noise voltages on relay control system

We consider that the noise voltages become V_{N1}^{\prime} , $V_{N1}^{\prime\prime}$, V_{N2}^{\prime} and $V_{N2}^{\prime\prime}$. If the triggering levels are of the same value as V_{U1} , V_{L1} , V_{U2} and V_{L2} , then the control system will operate for the followings errors

$$x'_{L1} = V_{iL1} - V'_{N1} \tag{7}$$

$$x'_{U1} = V_{iU1} - V'_{N1} \tag{8}$$

or

$$x''_{L1} = V_{iL1} + V''_{N1} \tag{9}$$

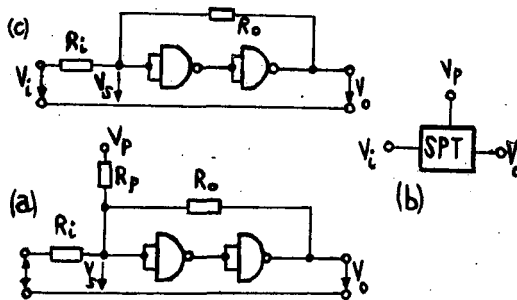


Fig.4. Scheme of Schmitt trigger built with TTL integrated circuits of NAND types. (a) Novel supplementary polarized Schmitt trigger. (b) Its symbol. (c) Scheme of well known Schmitt trigger.

$$x''_{U1} = V_{iU1} + V''_{N1} \tag{10}$$

when the error x has a negative value and

$$x'_{L2} = V_{iL2} - V'_{N2} \tag{11}$$

$$x'_{U2} = V_{iU2} - V'_{N2} \tag{12}$$

or

$$x''_{L2} = V_{iL2} + V''_{N2} \tag{13}$$

$$x''_{U2} = V_{iU2} + V''_{N2} \tag{14}$$

when the error x has a negative value. From eqs (7), (14) we see that $x'_{L1} < V_{iL1}$, $x'_{U1} < V_{iU1}$, $x''_{L1} > V_{iL1}$, $x''_{U1} > V_{iU1}$ and $x'_{L2} < V_{iL2}$, $x'_{U2} < V_{iU2}$, $x''_{L2} > V_{iL2}$, $x''_{U2} > V_{iU2}$. It follows that, the presence of noise voltages V'_{N1} , V''_{N1} , V'_{N2} or V''_{N2} , changes the real error x , i.e. the control system will operate incorrectly.

3. Increase of noise immunity in relay control system

In order to maintain the same value of the error x in the presence of noise as in its absence, the triggering levels must be either

increased or reduced in relation to V_{iL1} and V_{iU1} or V_{iL2} and V_{iU2} . If the noise voltages $V'_{N1}, V''_{N1}, V'_{N2}$ and V''_{N2} are of positive or negative values, then the new triggering levels will be as follows

$$V'_{L1} = V_{iL1} + V'_{N1} \tag{15}$$

$$V'_{U1} = V_{iU1} + V'_{N1} \tag{16}$$

or

$$V''_{L1} = V_{iL1} - V''_{N1} \tag{17}$$

$$V''_{U1} = V_{iU1} - V''_{N1} \tag{18}$$

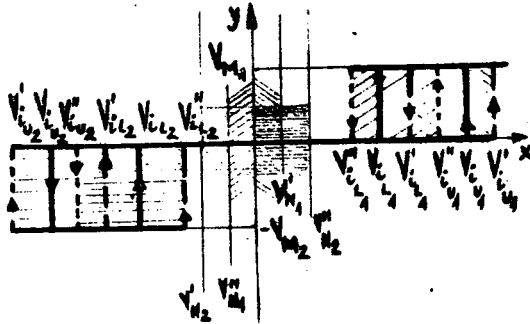


Fig.5. Characteristics with variable input triggering levels

in the case of positive error x and

$$V'_{iL2} = V_{iL2} + V'_{N2} \tag{19}$$

$$V'_{iU2} = V_{iU2} + V'_{N2} \tag{20}$$

or

$$V''_{iL2} = V_{iL2} + V''_{N2} \tag{21}$$

$$V''_{iU2} = V_{iU2} - V''_{N2} \tag{22}$$

when the error x is of negative value.

Using the novel on-off element with generalized characteristic, the triggering levels may be changed by the variation of its supplementary polarization voltages [2,3,9]. We have

$$V_{L1} = b - a V_{P11} \tag{23}$$

$$V_{U1} = c - a V_{P12} \tag{24}$$

$$V_{L2} = b - a V_{P21} \tag{25}$$

$$V_{U2} = c - a V_{P22} \tag{26}$$

The same triggering levels as those of eqs(15)-(22) will be obtained by the variation of supplementary polarization voltages $V_{P11}, V_{P12}, V_{P21}$ and V_{P22} .

Rewriting the equations of the triggering levels, we have

$$V'_{iL_1} = b - a V'_{P_{11}} \quad (27)$$

$$V'_{iU_1} = c - a V'_{P_{12}} \quad (28)$$

$$V''_{iL_1} = b - a V''_{P_{11}} \quad (29)$$

$$V''_{iU_1} = c - a V''_{P_{12}} \quad (30)$$

$$V'_{iL_2} = b - a V'_{P_{21}} \quad (31)$$

$$V'_{iU_2} = c - a V'_{P_{22}} \quad (32)$$

$$V''_{iL_2} = b - a V''_{P_{21}} \quad (33)$$

$$V''_{iU_2} = c - a V''_{P_{22}} \quad (34)$$

From eqns. (27)-(34) we obtain the necessary values of the supplementary polarization voltages which are as it follows

$$V'_{P_{11}} = b - V'_{iL_1} / a \quad (35)$$

$$V'_{P_{12}} = c - V'_{iU_1} / a \quad (36)$$

$$V''_{P_{11}} = b - V''_{iL_1} / a \quad (37)$$

$$V''_{P_{12}} = c - V''_{iU_1} / a \quad (38)$$

$$V'_{P_{21}} = b - V'_{iL_2} / a \quad (39)$$

$$V'_{P_{22}} = c - V'_{iU_2} / a \quad (40)$$

$$V''_{P_{21}} = b - V''_{iL_2} / a \quad (41)$$

$$V''_{P_{22}} = c - V''_{iU_2} / a \quad (42)$$

and finally

$$V'_{P_{ij}} > V_{P_{ij}} > V''_{P_{ij}} \quad (i, j=1, 2) \quad (43)$$

The type of characteristic may be adjusted in accordance with noise voltage which must be intercepted, see Fig. 5. The relay control system will operate with the same error x , although its noise voltage has a certain value. In this way, the novel on-off element with generalized characteristic increases the noise immunity of relay control system shown in Fig. 1.

Conclusions

This paper has investigated the possibility of increasing the noise immunity in relay control systems using a novel on-off element with generalized characteristic. It contains supplementary polarized Schmitt triggers and logic sequential devices built from integrated circuits. The characteristic of on-off element indicates the maximum value of its output signal as well as the input upper and lower triggering levels. The type of characteristic may be adjusted in accordance with noise voltage which must be intercepted. Using on-off element with generalized characteristic at the input of relay control system under consideration, the noise voltages will be intercepted before reaching the logic assembly. Undesired effect of noise are in this case suppressed.

REFERENCES

- [1] J.E.Gibson , Nonlinear Automatic Control, New York; McGraw-Hill, 1953
- [2] M.Porteanu, "A study of on-off elements built from supplementary polarized Schmitt triggers and logic sequential devices", unpublished Master's thesis, The Polytechnic Institute of Iass, 1973
- [3] M.Porteanu, "On-off element with generalized characteristic", I.E.E.E. Trans. Ind. Electron. Contr. Instrum. Vol. IECI-22, pp.490-496 No.4, Nov.1975
- [4] C.R.Robinson, "Compensation of contactor servomechanisms", unpublished Master's thesis, the University of Tennessee, Knoxville, Tenn., 1956
- [5] W.H.Golden and C.H.Weaver, "A study of contactor servomechanism", AIEE Trans., vol.82, pp.105-111, May 1963
- [6] A.K.Mahalanobis and A.K.Nath, "On compensation of hysteresis effects in relay control system", Int.J.of Electron.and Contr., Vol.XVII, pp.683-695, December 1964
- [7] P.H.Hammond, Feedback Theory and its application, London; The English Universities Press, 1959
- [8] M.Porteanu, "Conditions for the absence of self-oscillations in Relay control systems by using on-off element with generalized characteristic", 3rd Int.Symp.on Contr.Syst.and Computer, Bucharest, 14-16 June 1979
- [9] M.Porteanu, "Transistorized Schmitt trigger for positive and negative input voltages in logic applications", Inter.Elektro-nische Rundschau, vol.21, pp.179-185, pp.209-211, July, August 1967
- [10] H.Bienert, Einführung in den entwurf und die berechnung von Kippschaltungen, Hüthig Verlag, Heidelberg, 1975
- [11] E.Kühn and H.Schmied, Integrierte Schaltkreise, VEB Verlag Technik Berlin, 1973

М. Портеану *)

Увеличение помехоустойчивости в системах управления с реле,
применением элемента включение-выключение с обобщенными
характеристиками

В докладе представлен метод повышения помехоустойчивости в системах управления с реле. Применяя элементы включение-выключение с обобщенными характеристиками на входе управляющей системы, можно прехватить напряжение помех перед тем, как оно достигнет логическую схему.

Рис. 1. Управляющая система с реле, использующая элемент включение-выключение с обобщенными характеристиками,
а. схема системы управления с реле
б. сильноточная часть.

Рис. 2. Характеристики элемента включение-выключение с обобщенными характеристиками
а. обобщенная характеристика
б. специфическая обобщенная характеристика для $H_1 > 0$ и $H_2 > 0$
в. то же для $H_1 < 0$ и $H_2 < 0$
г. то же для $H_1 > 0$ и $H_2 < 0$
д. то же для $H_1 < 0$ и $H_2 > 0$.

Рис. 3. Схема контуров для пуска реле R_1 и R_2

Рис. 4. Схема триггера Шмидта, построенного на ИС ТТЛ типа NAND,
а. новый, добавочный, поляризованный триггер Шмидта
б. его символ
в. схема общеизвестного триггера Шмидта.

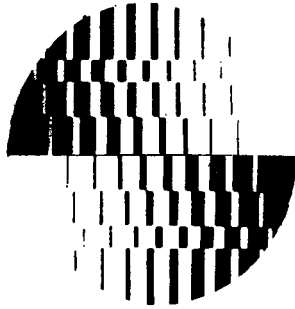
Рис. 5. Характеристики с регулируемыми входными уровнями пуска.

*) Бухарест, Румыния



ACTA POLYTECHNICAЕ WRATISLAVIENSIS

Acta Polytechnicae Wratislaviensis are a guidebook to the scientific research carried out at the Technical University of Wrocław. They contain the abstracts (analytical bibliography) of most important papers of the University workers, either published in home and foreign journals or unpublished being destined for internal purposes.



Подавление побочных
колебаний, гармоник,
многоволновый тракт,
преобразование типов
волн

Ю.Д. Ильин^{х)}

ПРОХОЖДЕНИЕ ПОБОЧНЫХ КОЛЕБАНИЙ ГЕНЕРАТОРА ЧЕРЕЗ ЭЛЕМЕНТЫ ВОЛНОВОДНОГО ТРАКТА

Экспериментально исследовано преобразование типов волн и эффект фильтрации на неоднородностях многоволнового фидерного тракта. Исследовались шестнадцать различных типов неоднородностей, создаваемых такими волноводными элементами, как изгибы и тройники в Н- и Е-плоскостях, направленные ответвители различных типов, невзаимные волноводные элементы и др. Анализ экспериментальных результатов позволяет уточнить требования к фильтрам для подавления побочных колебаний.

1. ВВЕДЕНИЕ

Известно, что главным источником помех различным радиослужбам являются побочные колебания (ПК), возникающие в выходных системах генераторных и усилительных ЭВН СВЧ. Эффективное снижение уровней мощности ПК может быть достигнуто с помощью специальных фильтров, включаемых в фидерный тракт [1-2].

*) МЭИ СССР, 103074, Москва, Китайский проезд 7

Современные требования по электромагнитной совместимости (ЭМС) к радиоэлектронной аппаратуре (РЭА) таковы, что подавление ПК должно достигать 60 ± 140 дБ. Здесь важно заметить, что чем выше потери, вносимые в ПК, тем выше потери и на основном полезном сигнале. Поэтому для определения требований к фильтрам по параметру вносимых потерь важно знать величину подавления ПК на неоднородностях фидерного тракта, а также спектр типов волн на входе фильтра (фильтр обычно располагают между антенным переключателем и антенной, т.е. после последнего нелинейного элемента фидерного тракта).

В типовом фидерном тракте неоднородности создаются такими волноводными элементами, как направленные ответвители, изгибы, фазовращатели, ферритовые вентили, циркуляторы и др. Все они совместно создают суммарный эффект фильтрации.

Подавление ПК на элементах фидерного тракта исследовалось в работе [2]. Было показано, что четырехплечий циркулятор с дифференциальным смещением фазы обеспечивал подавление H_{10}^- и H_{01}^- волн приблизительно на 10 дБ. Циркулятор имел рабочий диапазон от 5,925 до 6,425 ГГц. Измерения проводились на гармониках указанных частот с померами от второй до шестой включительно. Однако в работе [2] не был исследован эффект преобразования типов волн на циркуляторе и других волноводных элементах фидерного тракта. Знание спектра типов волн на выходе фидерного тракта может существенно облегчить решение задач ЭМС РЭА.

В настоящей работе определен суммарный эффект подавления побочных колебаний и исследовано преобразование типов волн на неоднородностях фидерного тракта прямоугольного сечения.

2. ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ УСТАНОВКА

Структурная схема измерительной установки приведена на рис. 1. Одним из основных элементов схемы является сменный модоселективный направленный ответвитель (МНО). С помощью набора МНО в канале волновода 23×10 мм в диапазоне вторых гармоник (17,5+18,5 ГГц) измерялись мощности распространяющихся на этих частотах типов волн, т.е. H_{10}^- , H_{20}^- , H_{01}^- , H_{11}^- , E_{11} - волн, а в диапазоне третьих гармоник (23,2+27,3 ГГц) - мощности H_{10}^- , H_{20}^- , H_{30}^- , H_{40}^- волн.

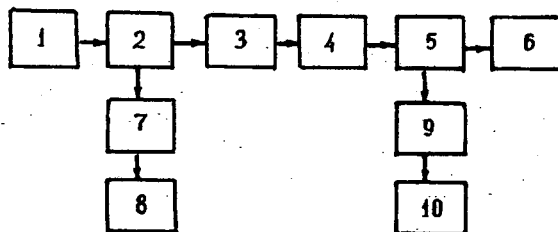


Рис. 1. Структурная схема измерительной установки;

1 - генератор; 2 - волноводный ответвитель; 3 - плавный волноводный переход; 4 - исследуемый волноводный элемент; 5 - модоселективный направленный ответвитель; 6 - согласованная нагрузка; 7 - термисторная головка; 8 - термисторный мост; 9 - аттензатор; 10 - измерительный приемник

Сменными являются также поочередно включаемые в передающий тракт волноводные элементы (см. таблицу 1).

Для генерации сигналов в исследуемом многоволновом тракте применялись генераторы стандартных сигналов. Волноводные выходы генераторов имели сечения $11 \times 5,5$ мм и $7,2 \times 3,4$ мм и соединялись с исследуемым трактом сечением 23×10 мм плавными переходами.

3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

3.1. Диапазон вторых гармоник

При используемом способе возбуждения многоволнового тракта наиболее энергоемким в диапазоне вторых гармоник был H_{10} -тип волны, на котором передавалось не менее 90% мощности многоволнового сигнала.

Таблица I

Относительная мощность различных типов волн
на выходе волноводных элементов

Наименование элемента	%	%	%	%	%
Прямой волновод	99	< I	< I	< I	< I
Плавный изгиб в плоскости E	94	< I	< I	< I	5,2
Плавный изгиб в плоскости H	99	< I	< I	< I	< I
Уголок с одинарным скосом в плоскости E	43	< I	II	< I	45
Уголок с одинарным скосом в плоскости H	3I	< I	< I	69	< I
Уголок с двойным скосом в плоскости E	95	< I	I,3	< I	3,3
Ферритовый вентиль	89	< I	< I	8,9	I, I
Тройник в плоскости E	98,6	< I	< I	< I	< I
Тройник в плоскости H	90	< I	< I	8	< I
Направленный ответвитель (НО) в плоскости E	9I	5	I,5	< I	I,8
НО в плоскости H	97	< I	< I	2,2	< I
НО с взаимно перпендикулярными волноводами, элемент связи крестообразный	72	2,9	3,4	I,4	20
НО с взаимно перпендикулярными волноводами, элемент связи круглый	93	< I	2	2,5	I,5
Ферритовый циркулятор	18	I,3	8	7I	I,4
Волноводная скрутка	98	< I	< I	< I	< I
Гофрированный отрезок волновода	95	< I	< I	3,6	< I
Участок фидерного тракта (вентиль, изгиб, циркулятор)	32	9,8	9,4	37	II,4

В табл. I приведены результаты измерения относительной мощности распространяющихся типов волн в тракте без неоднородностей (прямой волновод) и в тракте, содержащем те или иные типичные неоднородности:

$P_{H_{10}}$, $P_{E_{11}}$ - мощности отдельных типов волн, P - их суммарная мощность.

Результаты измерений приведены лишь на одной из частот, но весьма схожие результаты получены и на других частотах.

Самое значительное преобразование спектра типов волн происходит в уголках с одинарным скосом в Н- или Е-плоскости, а также в ферритовом циркуляторе.

Прохождение многоволнового сигнала с доминирующей H_{10} - волной через уголок со скосом в Н-плоскости приводит к существенному ослаблению H_{10} -волны и возрастанию энергоемкости H_{20} -волны. На различных частотах более энергоемкой может быть как H_{10} -, так и H_{20} -волна. В этих двух типах волн оказывается сосредоточенным более 90% мощности многоволнового сигнала, т.е. преобразование H_{10} -волны в другие типы (кроме H_{20}) невелико.

При прохождении многоволнового сигнала через уголок со скосом в Е-плоскости также наблюдается значительное ослабление H_{10} -волны, но с трансформацией ее энергии в энергию E_{11} -волны. При этом в большинстве случаев имело место приблизительное равенство мощностей этих двух типов волн. В H_{10} - и E_{11} -типах волн оказывается сосредоточенной не менее 88% мощности многоволнового сигнала.

При прохождении многоволнового сигнала через ферритовый циркулятор происходит трансформация энергии H_{10} -волны в энергию других типов волн. Доля H_{10} -волны в суммарной мощности распространяющихся типов волн на некоторых частотах падает до 10% и ниже. Спектр типов волн резко изменялся при изменении частоты. Ферритовый циркулятор вносит значительные потери в многоволновый сигнал. На некоторых частотах они достигают 4 дБ и более.

При одновременном включении в тракт уголка с одинарным скосом, ферритового вентиля и циркулятора ослабление многоволнового сигнала достигает 5÷10 дБ, значительно уменьшается энергоемкость H_{10} -волны и возрастает энергоемкость других распространяющихся типов волн.

3.2. Диапазон третьих гармоник

В диапазоне третьих гармоник (см. таблицу 2) в тракте без неод-

Таблица 2

Относительная мощность различных типов волн
на выходе волноводных элементов

Наименование элемента	%	%	%	%
Прямой волновод	80	< I	20	< I
Плавный изгиб в плоскости E	76	< I	24	< I
Плавный изгиб в плоскости H	62	< I	37	< I
Уголок с одинарным скосом в плоскости E	99	< I	I	< I
Уголок с одинарным скосом в плоскости H	35	5,9	43	17
Уголок с двойным скосом в плоскости E	51	< I	48	< I
Ферритовый вентиль	48	4,7	48	< I
Тройник в плоскости E	71	< I	29	< I
НО в плоскости E	56	< I	42	1,6
НО в плоскости H	88	< I	11	< I
НО с взаимно перпендикулярными волноводами, элемент связи крестообразный	75	< I	25	< I
НО с взаимно перпендикулярными волноводами, элемент связи круглый	57	< I	43	< I
Ферритовый циркулятор	76	5,6	11,2	7,6
Волноводная скрутка	99	< I	< I	< I
Горизонтальный отрезок волновода	87	< I	7,2	5,1
Линейный участок (вак-туаль, изгиб, циркулятор)	6,6	11,4	76	5,7

нородностей наряду с H_{10} -волной значительной энергоемкостью может обладать и H_{30} -волна. Доля H_{10} -волны в суммарной мощности распространяющихся типов волн составляет на различных частотах 63-90%, доля H_{30} -волны на некоторых частотах достигает 27%. Измерения мощности ПК на третьей гармонике, проведенные ранее рядом исследователей, также показала, что H_{10} - и H_{30} -волны входят в число наиболее энергоемких [3-5].

Наблюдавшиеся характерные эффекты преобразования типов волн на различных волноводных элементах иллюстрирует табл. 2 ($f = 26,6$ ГГц).

К значительному изменению спектра типов волн приводит введение в тракт уголка с одинарным скосом в плоскости H . В этом случае от 20 до 80% энергии H_{10} -волны трансформируется в энергию H_{20} -, H_{30} -, H_{40} -волн.

Включение в тракт ферритового вентиля или циркулятора, отрезка гофрированного волновода или направленного ответвителя с взаимно перпендикулярными волноводами и круглым отверстием связи влечет за собой трансформацию энергии H_{10} -волны в энергию H_{20} - и H_{40} -волн. При этом на некоторых частотах наблюдается также увеличение энергоемкости H_{30} -волны. На указанных четырех волноводных элементах энергия многоволнового сигнала заметно ослабляется. Участок гофрированного волновода вносит потери 1-9 дБ, ферритовый циркулятор - 4-9 дБ.

При одновременном включении в тракт уголка с одинарным скосом, ферритового вентиля и циркулятора также наблюдается увеличение энергоемкости H_{20} - и H_{40} -волн. На различных частотах более энергоемкой может быть как H_{10} -, так и H_{30} -волна. Величина подавления ПК составляет 7-13 дБ.

Представляется целесообразным изучение состава распространяющихся волн на выходе ВЧ тракта, содержащего различные элементы и конструирование фильтра с учетом действительного набора волн и их энергоемкости. Поясним это требование на примере. Пусть доля энергии какого-либо типа волны составляет всего 1% от суммарной энергии волн. Если фильтр не вносит существенных потерь в этот тип волны, то величина подавления многоволнового сигнала не превысит 20 дБ независимо от того, сколь большие потери будут внесены в другие типы волн. Следовательно, фильтр должен быть сконструирован так, чтобы в равной мере подавлять все без исключения распространяющиеся типы волн.

4. ВЫВОДЫ

1. При прохождении ПК через фидерный тракт наиболее значительное влияние на перераспределение мощности между распространяющимися типами волн оказывают уголки с одинарным скосом в Н- и Е-плоскостях и ферритовый циркулятор в диапазоне вторых и третьих гармоник, а также отрезок гофрированного волновода и ферритовый вентиль в диапазоне третьих гармоник. При этом имеют место следующие эффекты преобразования типов волн.

В диапазоне вторых гармоник:

- уголок со скосом в Н-плоскости преобразует значительную часть энергии H_{10} -волны в энергию H_{20} -волны;
- уголок со скосом в Е-плоскости преобразует приблизительно 1/2 часть энергии H_{10} -волны в энергию E_{11} -волны;
- ферритовый циркулятор преобразует энергию H_{10} -волны в энергию других типов волн: при этом доля H_{10} -волны в суммарной мощности волн в некоторых случаях падает до 10% и ниже.

В диапазоне третьих гармоник:

- уголок со скосом в Н-плоскости от 20 до 80% энергии H_{10} -волны преобразует в энергию H_{20} -, H_{40} -волн;
- отрезок гофрированного волновода и ферритовый циркулятор преобразуют часть энергии H_{10} -волны в энергию H_{20} - и H_{40} -волн.

2. Элементы фидерного тракта существенно ослабляют побочные колебания. В диапазоне вторых гармоник наиболее значительные потери (до 4 дБ и более) вносит ферритовый циркулятор. В диапазоне третьих гармоник потери, вносимые гофрированным волноводом, составляют 1-9 дБ, ферритовым циркулятором - 4-9 дБ. При одновременном включении в тракт уголка с одинарным скосом, ферритового вентиля и циркулятора величина подавления побочных колебаний составляет 5-10 дБ в диапазоне вторых гармоник, 7-13 дБ - в диапазоне третьих гармоник. На эту величину могут быть снижены требования к фильтрам для подавления побочных колебаний по параметру вносимых потерь.

Несмотря на то, что все измерения проведены в тракте сечением 23x10 мм с определенным набором элементов, полученные результаты имеют силу и для трактов других диапазонов частот. При этом величины подавления и преобразования типов волн будут иметь тот же порядок в силу того, что коэффициенты подавления и преобразования типов волн в элементах фидерного тракта не изменяются при пропорциональном изменении длины волны и размеров элементов тракта.

5. СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] McCabe J.J. Survey of high power microwave filters.
IEEE Tr. on AES, v. AES-1, 1965, N2, p.84
- [2] Johnson F.O. Interference emission filtering in high power microwave transmitters. Microwave J., v.13, 1970, N1, p.67
- [3] Taub J.J. A new technique for multimode power measurement.
IRE Tr. on MTT, v.10, 1962, N6, p.496
- [4] Price V.D. Measurement of harmonic power generated by microwave transmitters. IRE Tr. on MTT, v.7, 1959, N1
- [5] Ferrer M.P. Tomtasu K. Determination of modes in waveguide systems. J.Appl. Phys., v. 29, 1958, N7, p.1040

U.D.Ilyin
Ministry of Electronic Industry
Moscow, USSR

PASSING THE UNDESIREO OSCILLATIONS OF AN OSCILLATOR
THROUGH THE WAVEGUIDE TRANSMISSION LINE ELEMENTS.

The transformation of wave modes and the filtering effect on the discontinuities of the multimode fider transmission line have been investigated experimentally. Sixteen different types of discontinuities, formed by such waveguide elements, as E-bend, H-bend, E-plane T, H-plane T, directional couplers of different types, non-mutual waveguide elements, etc. have been studied. The analysis of the experimental results permits the requirements to the filters for the undesired oscillations suppression to be defined more precisely.

Fig.I The block diagram of a measuring set

- I- microwave oscillator,
- 2 - waveguide coupler,
- 3 - taper,
- 4 - waveguide element under investigation,
- 5 - selective mode coupler,
- 6 - matched load,
- 7 - thermistor head,
- 8 - thermistor bridge,
- 9 - attenuator,
- IO - measuring receiver.

Магнетрон, электронное
смещение частоты (ЭСЧ),
коэффициент электронного
смещения частоты (КЭСЧ)

ж)
Ю.Д. Ильин

МЕТОДЫ И АППАРАТУРА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА
ЭЛЕКТРОННОГО СМЕЩЕНИЯ ЧАСТОТЫ (КЭСЧ) МАГНЕТРОНА
С ЦЕЛЬЮ ПОСЛЕДУЮЩЕГО РАСЧЕТА СПЕКТРА ВНЕПОЛОСНЫХ
КОЛЕБАНИЙ

Предлагаемая методика (парных импульсов при постоянстве температур анодного блока и поверхности катода) позволяет с удовлетворительной точностью измерить статистический КЭСЧ. Динамический КЭСЧ определялся методом расстроенного высокочастотного резонатора и по схеме временного волномера. Установлено, что разница в величинах статистического и динамического КЭСЧ не превышает погрешности измерения.

1. ДИНАМИЧЕСКИЙ И СТАТИЧЕСКИЙ КЭСЧ

Для расчета спектра магнетрона необходимо знание динамического

*) Министерство электронной промышленности СССР,
103074, Москва, Китайский проезд 7

КЭСЧ, который характеризует изменение частоты колебаний магнетрона в течение каждого импульса, т.е. для фронта, вершины и спада импульса. Измерение динамического КЭСЧ представляет значительную сложность, особенно для импульсов малой длительности (1 мкс и менее).

Все известные методы измерения КЭСЧ позволяют измерить статический коэффициент. Они основаны на определении разности характерных или средних частот при изменении амплитуды всей периодической последовательности импульсов.

В работе была проверена степень несоответствия статического и динамического КЭСЧ. При этом установлено, что при измерении по предлагаемой методике отличие между статическим и динамическим коэффициентами не превышает погрешности измерения. Это дает возможность использовать при расчете спектра колебаний магнетрона значение статического КЭСЧ взамен динамического.

На уходы частоты магнетрона, кроме интересующего нас ЭСЧ, также влияют:

- изменение температуры анодного блока;
- изменение температуры поверхности катода;
- изменение модуля и фазы КСВН нагрузки.

При измерении статического КЭСЧ дополнительные уходы частоты за счет указанных причин должны быть исключены или учтены.

Практическое постоянство модуля и фазы КСВН нагрузки обеспечить нетрудно. Для исключения тепловых уходов частоты поддерживалось постоянство температуры анодного блока и поверхности катода магнетрона.

2. МЕТОД ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ СТАТИЧЕСКОГО КЭСЧ

Для измерения статического КЭСЧ в диапазоне импульсных токов от 30-40 до 100-105% от номинального значения использовалась схема череспериодного включения парных импульсов разных амплитуд. В типовом модуляторе с частичным разрядом накопительной емкости катод модуляторной лампы подключается к корпусу через цепочку (рис. 1), состоящую из резистора R_3 с сопротивлением порядка 10 Ом и параллельно включенного импульсного водородного тиратрона L_3 . Поджиг тиратрона осуществляется через один импульс. При этом тиратрон шунтирует сопротивление R_3 и к магнетрону подводится несколько большее анодное напряжение, чем в случае импульса при запертом тиратроне. Разница в

величинах импульсного тока магнетрона для парных импульсов определяется по напряжению на токовом шунте измерителем, в котором используется компенсационный способ измерения.

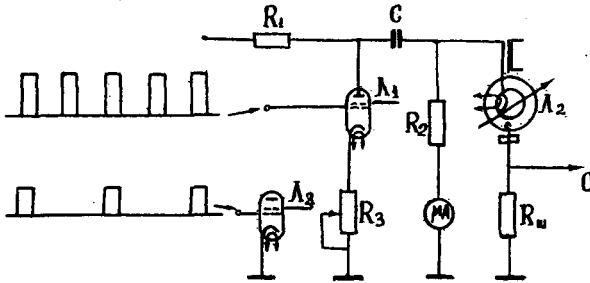


Рис. 1. Упрощенная электрическая схема модулятора
 $R_{ш}$ - токовый шунт; L_1 - модуляторная лампа;
 L_2 - магнетрон; L_3 - водородный тиратрон;
 O - осциллограф

Наблюдая обычным способом спектр колебаний магнетрона, включаемого по описываемой схеме, на экране типовых спектроанализаторов можно видеть четкое изображение двух смещенных относительно друг друга спектров.

Структурная схема установки для измерений представлена на рис.2. Генератор импульсов 1 используется для запуска двухканального генератора импульсов 2, формирующего одинаковые импульсы с удвоенной частотой повторения. Одновременно генератор 1 используется для поджига водородного тиратрона, включенного в катодную цепь модуляторной лампы в модуляторе 3.

Магнетрон подсоединялся к тракту через волноводный поворот с отверстием типа запердельного волновода, через которое высвечивалась часть поверхности катода. Электронный пирометр 18 использовался для поддержания и контроля постоянства температуры катода для серии измерений. Температура катода регулировалась изменением напряжения накала. Градуировка электронного пирометра 18 осуществлялась по яркостной температуре поверхности катода с помощью оптического пирометра 17.

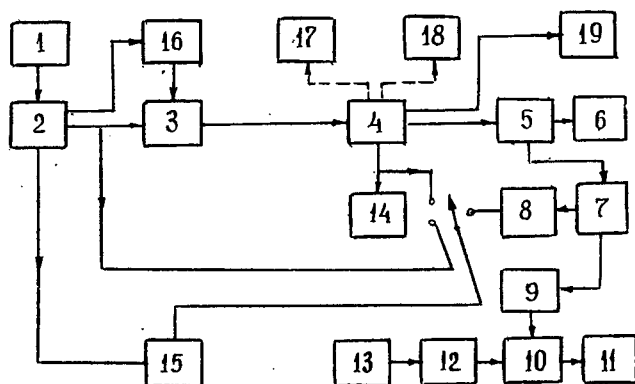


Рис. 2. Структурная схема установки для измерений.

1 - генератор импульсных сигналов; 2 - генератор импульсных сигналов двухканальный; 3 - модулятор; 4 - магнетрон; 5 - направленный ответвитель; 6 - согласованная нагрузка; 7 - волноводный (коаксальный) тройник; 8 - детекторная головка; 9 - аттенуатор; 10 - волноводный (коаксальный) тройник; 11 - анализатор спектра; 12 - аттенуатор; 13 - генератор непрерывного сигнала; 14 - токовый шунт магнетрона; 15 - осциллограф; 16 - высоковольтный осциллограф; 17 - оптический пирометр; 18 - электронный пирометр; 19 - электронный измеритель температуры

Для поддержания и контроля с помощью термопар постоянства температуры поверхности анодного блока магнетрона для серии измерений использовался электронный измеритель температуры. Регулировка этой температуры осуществлялась изменением скорости охлаждающего магнетрон воздуха.

При измерениях с помощью шунта I4 и осциллографа I5 контролировались формы импульсов тока при периодической последовательности одинаковых или парных импульсов (рис. 3), форма импульса огибающей с детекторной головки 8 и др.

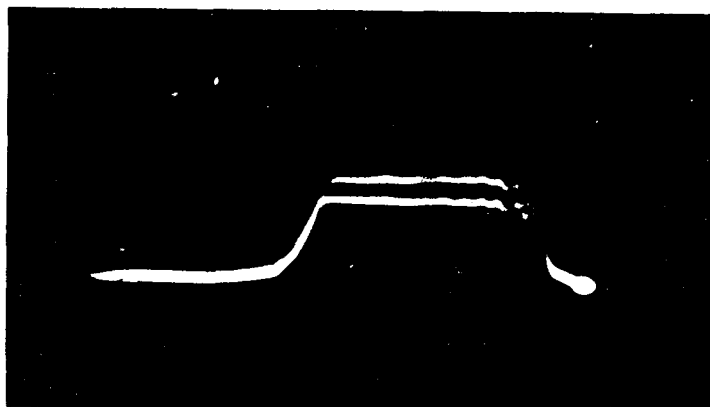


Рис. 3. Оциллограмма парных импульсов с токового шунта магнетрона

Установка позволяла определять величину статического КЭСЧ с погрешностью до 8% при разных фиксированных температурах анодного блока и поверхности катода в диапазоне тока магнетрона от минимального (тока срыва колебания) до номинального.

3. МЕТОД ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКОГО КЭСЧ

Структурная схема установки показана на рис. 4. Метод основан на использовании высокодобротного расстроенного резонатора [1,2]. При измерении на экране осциллографа (6) наблюдается импульс, вершина которого модулирована колебаниями разностной частотой $f_0 - f_k$, где f_0 — мгновенное значение частоты колебаний магнетрона, f_k — частота настройки высокодобротного резонатора. Частота настройки резонатора выбиралась такой, чтобы на вершине импульса укладывалось шесть периодов разностной частоты. При этом изменение длительности периода колебаний от начала к концу вершины импульса информирует о величине изменения средней частоты для каждого из шести участков плоской части импульса. Для повышения точности измерения в схеме при-

менен специальный преобразователь интервалов времени (7).

Видеоимпульсы с выхода детекторной головки (5) поступают на вход преобразователя интервалов времени, где из этих колебаний формируются прямоугольные импульсы, длительность которых с высокой степенью точности равна длительности периода разностной частоты. Импульсы, соответствующие второму и пятому периоду разностной частоты, преобразуются в интервалы, длительность которых в 1000 раз больше. Преобразованные интервалы измеряются методом прямого счета с помощью электронно-счетных частотомеров (8 и 9). Средняя квадратичная погрешность измерения составила около 6%.

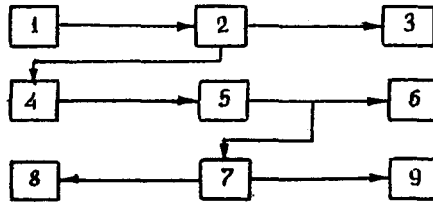


Рис. 4. Структурная схема установки для измерения ЭСЧ на скосе плоской части радиоимпульса методом резонатора и преобразователя интервалов времени

- 1 - генератор СВЧ; 2 - направленный ответвитель;
- 3 - согласованная нагрузка; 4 - резонатор;
- 5 - детекторная головка; 6 - осциллограф;
- 7 - преобразователь интервалов времени;
- 8 - электронно-счетный частотомер (I);
- 9 - электронно-счетный частотомер (II)

Измерение динамического КЭСЧ на спаде (фронте) импульса осуществлялось по схеме рис. 5. В установке использовался перестраиваемый резонатор достаточно высокой добротности. Импульс огибающей снимается с детекторной головки (9) и подводится к выходу одного из каналов стробоскопического осциллографа. Длительность развертки осциллографа устанавливается такой, чтобы на экране наблюдался весь спад импульса. В цепи тройник (6) - фазовращатель (7) - резонатор (8) будет происходить поглощение мощности на частотах, близких к резонансной частоте, вследствие чего при соответствующей настройке резонатора на экране осциллографа можно индцировать отметку (провал) в том или ином

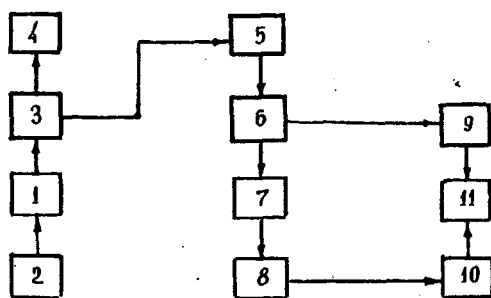


Рис. 5. Структурная схема установки для измерения ЭСЧ на фронте или спаде импульса
 I - магнетрон; 2 - токовый шунт; 3 - ответвитель; 4 - нагрузка; 5 - аттенуатор; 6 - тройник волноводный; 7 - фазовращатель; 8 - резонатор; 9 - детекторная головка I; 10 - детекторная головка 2; 11 - строб.осциллограф типа С7-8

участке спада импульса. Плавно перестраивая резонатор, можно перемещать отметку вдоль спада импульса. Сопоставляя для каждого измерения местоположение отметки на экране и частоту настройки резонатора, можно определять динамическое ЭСЧ на спаде импульса.

Фазовращатель (7) служит для повышения чувствительности установки путем подбора оптимальной фазы при разных длинах участков волноводного тракта цепи резонатора.

4. СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] ГОРЕЛИК Г.С. Колебания и волны. Государственное издательство физико-математической литературы, 1959 г.
- [2] АЛОНОВ Ю.Н. Основы использования магнетронов. "Советское радио", 1967 г.

U.D.Ilyin
Ministry of Electronic Industry
Moscow, USSR

METHODS AND EQUIPMENT FOR MEASURING THE PULLING
FIGURE OF A MAGNETRON WITH A VIEW TO CALCULATING
THE OUT-OF-BAND OSCILLATIONS SPECTRUM.

The suggested procedure (of paired pulses at constant temperatures of an anode assembly and a cathode surface) permits the static pulling figure to be measured with a satisfactory accuracy. The dynamic pulling figure has been measured by method of a mismatched high-Q resonator and by virtue of time wavemeter scheme. The difference in the values of a static and a dynamic pulling figure has not been determined to exceed the measurement mistake.

Fig.1 A simplified electric network of a modulator.

R_w - current shunt, Λ_1 - modulator tube, Λ_2 - magnetron,
 Λ_3 - hydrogen thyatron, O - oscilloscope.

Fig.2 The block diagram of a measuring set.

I - pulse generator, 2 - two-channel pulse generator,
3 - modulator, 4 - magnetron, 5 - directional coupler,
6 - matched load, 7,10 - waveguide (coaxial) T-bends, 8 - de-
tector head, 9,12 - attenuators, 11 - spectrum analyzer,
13 - CW oscillator, 14 - magnetron current shunt, 15 - osci-
lloscope, 16 - high-voltage oscilloscope, 17 - optical pyrome-
ter, 18 - electronic pyrometer, 19 - electronic temperature meter.

Fig.3 Oscillogram of paired pulses from the current shunt of
a magnetron.

Fig.4 The block diagram of a set for measuring the pulling figu-
re on the taper of a flat part of impulse by virtue of the
cavity and the time interval converter: I - microwave
oscillator, 2 - directional coupler, 3 - matched load, 4 - cavity,
5 - detector head, 6 - oscilloscope, 7 - time interval converter,
8, 9 - electronic frequency meters.

Fig.5 The block diagram of a set for measuring the pulling figu-
re on front and decay of impulse: I - magnetron, 2 - current shunt
3 - coupler, 4 - matched load, 5 - attenuator, 6 - waveguide (coaxial)
T-bend, 7 - phase shifter, 8 - cavity, 9, 10 - detector heads, 11 - stro-
boscopic oscilloscope.

Электромагнитная совместимость;
внеполосные колебания;
магнетрон; электронное
смещение частоты (ЭСЧ);
расчет спектра

С.Е. Темкин ^{ж)}

РАСЧЕТ СПЕКТРА ВНЕПОЛОСНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ ИМПУЛЬСНОГО МАГНЕТРОНА

Выполнялись численные расчеты спектра внеполосных излучений импульсного магнетрона по форме импульса и кривой зависимости частоты от тока магнетрона (кривой ЭСЧ). Полученные результаты сопоставлены со спектрами, измеренными с помощью спектроанализатора. Показано, что современные методы и средства измерения позволяют получить исходные данные для расчета спектра с погрешностью ± 6 дБ (на уровнях минус 20±60 дБ). Определены некоторые закономерности, которые следует учитывать при оптимизации режима магнетрона.

1. ВВЕДЕНИЕ

Как известно, одной из характеристик, определяющих электромагнитную совместимость импульсного передающего устройства, является спектр излучения вблизи несущей частоты, если этот спектр определяется вплоть до низких уровней (например, до минус 60 дБ от уровня несущей). По такому спектру можно определить уровень внеполосного (связанного с модуляцией) излучения импульсного генераторного прибора в зависимости от частоты вблизи несущей.

ж) Министерство электронной промышленности СССР,
103074, Москва, Китайский проезд 7

Спектральные анализаторы типа HEWLETT-PACKARD, TETRONICS, СЧ-28 и др. позволяют измерить спектр вплоть до уровней порядка минус 40+60 дБ. Для измерения спектра генератора, кроме самого генераторного прибора, нужно располагать конкретным модулирующим устройством, имея в виду, что спектр внеполосных излучений зависит не только от характеристик генераторного прибора, но и от формы модулирующего импульса. В целях прогнозирования спектра передающего импульсного устройства по характеристикам генераторного прибора (кривой электронного смещения частоты ЭСЧ) и по заданной форме импульса модулирующего напряжения (еще лучше форме импульсного тока), а также определения оптимальных форм модулирующего импульса на стадии проектирования модулирующего устройства полезно иметь метод расчета спектра на ЭВМ. Такой расчет выполнялся авторами применительно к магнетронным генераторам на приборе типа МИ-505.

В целях сопоставления расчетных и экспериментальных данных использована схема измерений ЭСЧ, позволяющая определять истинные характеристики ЭСЧ магнетрона вплоть до малых значений тока на фронте и спаде импульса. Схема и метод измерения излагаются отдельно в докладе Ю.Д. Ильина.

Комплексная проверка как методов измерения характеристик магнетрона, так и методов расчета спектра осуществлялась путем сравнения рассчитанных и измеренных с помощью спектроанализатора спектров для одних и тех же режимов работы магнетрона.

2. ЧИСЛЕННЫЙ МЕТОД РАСЧЕТА ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО СПЕКТРА РАДИОИМПУЛЬСА

Для численного расчета составлен алгоритм с учетом кусочно-линейной аппроксимации. Интеграл спектральной плотности выражается следующим образом:

$$S(\omega) = \sum_{i=1}^{N-1} \int_{t_i}^{t_{i+1}} a(t) \cos(\omega_n t + \omega_i t + \Delta \omega_i \frac{t^2}{2} - \Delta \omega_i t_i t + \varphi_i) e^{i\omega t} dt \quad (1)$$

где $a(t)$ - мгновенное значение огибающей;

t_i - точки по времени, в которых определены значения огибающей;

ω_n - несущая частота;

ω_i - значение частоты в точке;

$$\Delta\omega_i = \frac{\omega_{i+1} - \omega_i}{t_{i+1} - t_i} \quad (2)$$

φ_i - полный набег фазы к началу i -ого подимпульса за счет частотной модуляции.

Фазовые набег вычисляются из условия непрерывности фазы

$$\varphi_i = \varphi_{i-1} + \frac{\omega_{i-1} + \omega_i}{2} (t_{i+1} - t_i) \quad (3)$$

и условия $\varphi_1 = 0$.

Слагаемые (1) выражаются через интегралы Френеля, вычисления которых предусмотрены по окончательным расчетным формулам.

Программа составлена на языке АЛГОЛ и позволяет рассчитывать как величину спектральной плотности по точкам с постоянным шагом по частоте, так и огибающую спектральной плотности. Программа реализована на ЭВМ типа М-222.

На рис. 1 и 2 показаны способы получения исходных для расчета данных по результатам измерения ЭСЧ и форме импульса тока или огибающей радиоимпульса.

На рис. 3 и 4 показаны вычисленные (сплошные кривые) и измеренные (пунктирные кривые) энергетические спектры для магнетрона типа МБ-505. В центральной части спектра показано несколько лепестков, а в периферийной части сплошные линии изображают только огибающую спектра. Для измеренных спектров показана только огибающая.

По вертикальной оси отложены значения спектральной плотности мощности в децибелах относительно спектральной плотности на частоте f_0 . По горизонтальной оси отложены в логарифмическом масштабе величины безразмерной частоты $F = (f - f_0)\tau = \Delta f\tau$, где τ - длительность импульса. Для экспериментальных кривых частота f_0 совпадает с частотой максимальной спектральной плотности, и таким образом, отсчет относительных уровней производится от максимальной спектральной плотности мощности. Для расчетных кривых, в общем случае, частота f_0 может оказаться немного смещенной относительно частоты максимума основного лепестка спектра. Однако для представленных на рис. 1, 2 кривых этим можно пренебречь и считать относительные уровни по осям без поправок.

Правая (область более высоких частот) и левая (область более низких частот) части спектра расчетных кривых показаны только начи-

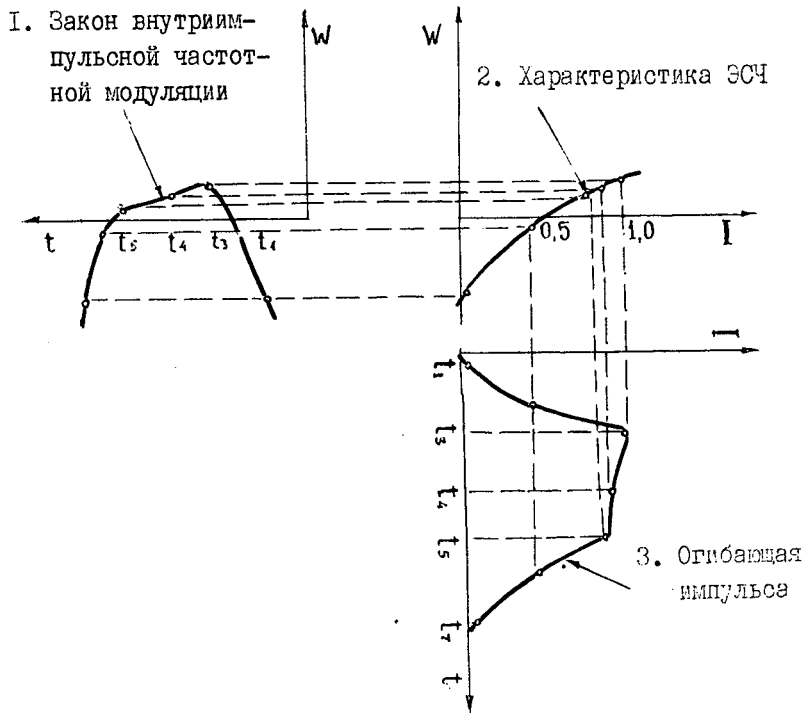


Рис. 1. Определение закона внутримпульсной частотной модуляции

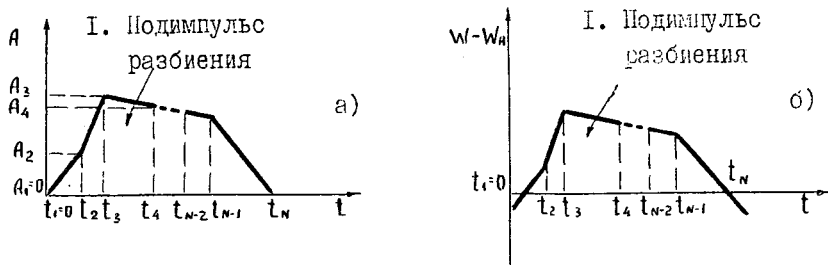


Рис. 2. Кусочно-линейная аппроксимация:
 а) огибающей радиопульса;
 б) закона внутримпульсной частотной модуляции

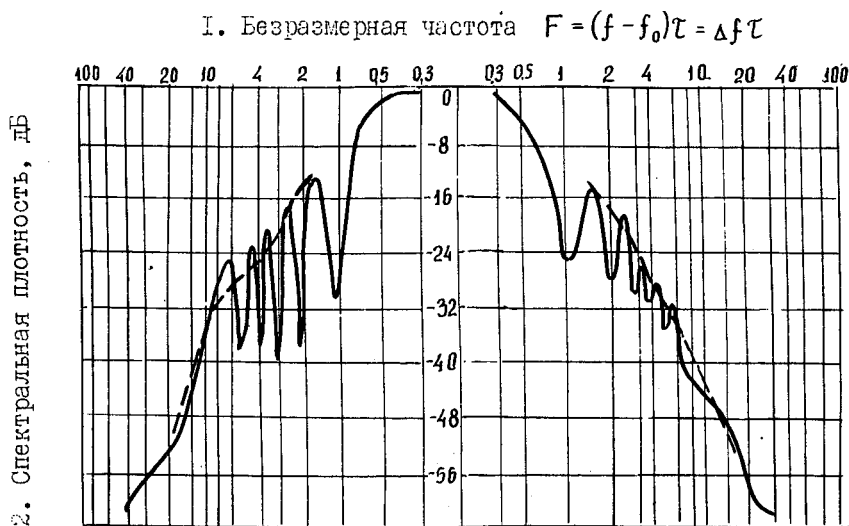


Рис. 3. Энергетический спектр № 1 магнетрона

— рассчитанный
 --- экспериментальный (огнивающая)

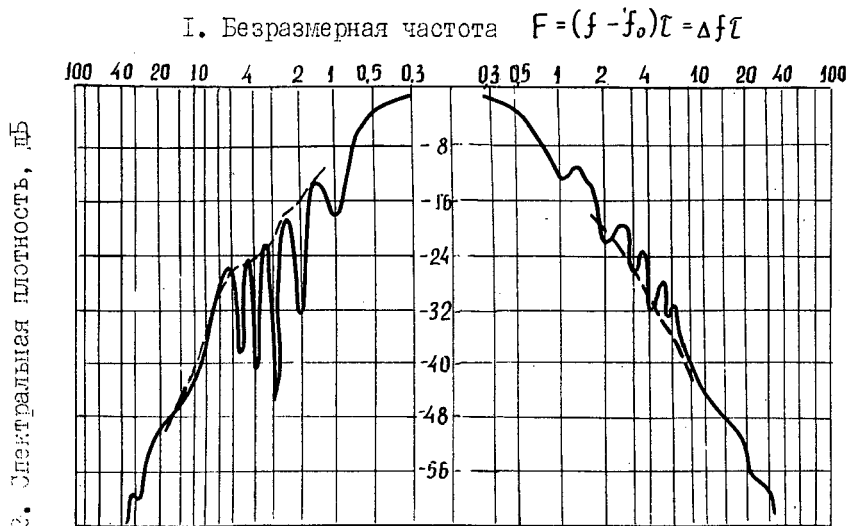


Рис. 4. Энергетический спектр № 2 магнетрона

— рассчитанный
 --- экспериментальный (огнивающая)

ная с безразмерной частоты 0,3, что обусловлено использованием логарифмического масштаба по оси частот.

3. СРАВНЕНИЕ РАССЧИТАННЫХ И ИЗМЕРЕННЫХ СПЕКТРОВ

Сопоставление многих экспериментальных и расчетных кривых показывает, что расхождения между ними не превышают 6-ти децибел. Следует заметить, что несмотря на принятые меры (использование метода замещения) погрешность непосредственных измерений спектра на уровне до минус 40-50 дБ составляла все же ± 2 дБ.

Оценим погрешности, вносимые при получении исходных данных для расчета. В первую очередь, это относится к погрешности определения ЭСЧ при малых токах в начале фронта и конце спада радиоимпульса. Обычно принято строить кривую зависимости мгновенной частоты от тока по экспериментальным замерам статического КЭСЧ от максимального тока до тока срыва или неустойчивости колебаний и экстраполировать ЭСЧ кривую до нулевого тока. Возможные погрешности оценены следующим образом. На рис. 5 сплошной линией показана кривая, построенная по экспериментальным данным обычным образом. На том же рисунке пунктирной линией показана кривая ЭСЧ с учетом величины КЭСЧ при малых токах, измеренных по методу временного волномера. Проведены расчеты спектра на ЭМ для обеих кривых при прочих равных условиях (рис. 6).

Сравнительно малые изменения спектра при большой разнице в ЭСЧ на малых токах объясняется следующими причинами: энергия в соответствующих участках импульса составляет $1\pm 2\%$ от общей энергии импульса; время прохождения колебаний составляет десятки наносекунд и набег фазы невелик; быстро меняется период колебаний. Последнее обстоятельство вызывает распределение энергии в спектре по достаточно большому участку частот ("размазывание" энергия по спектру), не вызывая резкого увеличения спектральной плотности на какой-нибудь узкой полосе частот.

Имелась погрешность за счет того, что в действительности форма огибающей мощности не совпадает с формой импульса тока в области малых токов. Расчеты показали, что если не требовать большей точности чем ± 6 дБ, то указанными выше погрешностями для проведения сравнительных расчетов спектра можно пренебречь.

Анализ показывает, что требуется точное измерение мгновенной частоты в зависимости от времени, отсчитываемого от характерных то-

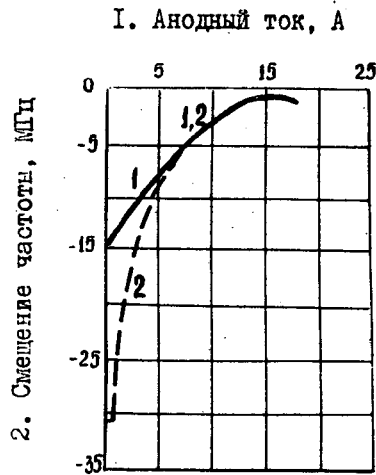


Рис. 5. Зависимость частоты от анодного тока
 — с экстраполяцией кривой при малых токах
 - - - с экспериментальной кривой при малых токах

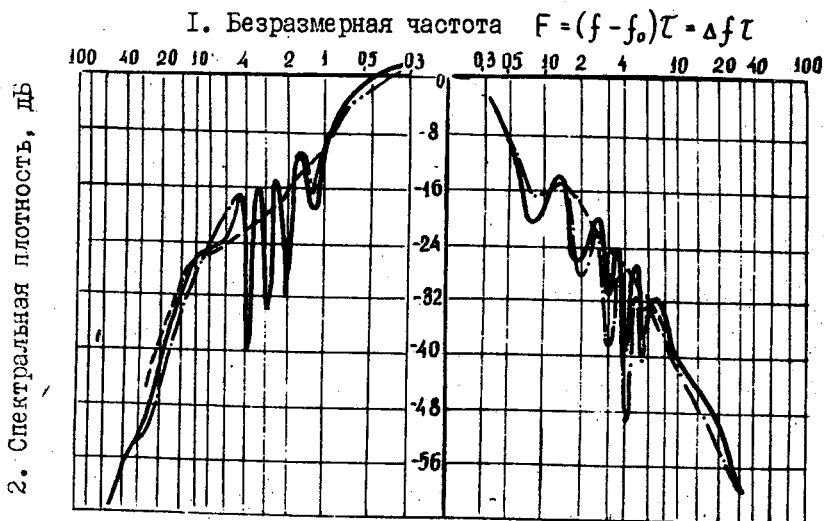


Рис. 6. Энергетические спектры: — рассчитанный по кривой 1 (рис. 5); - - - по кривой 2 (рис. 5); экспериментальный (оггибающая) - - -

чек импульса. Зависимость же относительной амплитуды мощности или тока для тех же моментов времени на фронте или спаде импульса может определяться с меньшей точностью (погрешностью до 20+30%).

4. НЕКОТОРЫЕ ЗАКОНОМЕРНОСТИ ДЛЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО СПЕКТРА ПРИ МОНОТОННОЙ КРИВОЙ ЭСЧ

4.1. Как уже указывалось, общей закономерностью является преимущественное влияние на форму спектра внутриимпульсной частотной модуляции по сравнению с модуляцией величины мощности.

4.2. При КЭСЧ магнетрона одного знака для всего диапазона токов энергетический спектр несимметричный. При положительном КЭСЧ правая часть спектра убывает значительно быстрее левой. Такую несимметричность можно объяснить исходя из принципов квазистационарного расчета [1].

Несимметрия энергетического спектра магнетрона является достаточным (но не обходимым) признаком наличия внутриимпульсной частотной модуляции.

4.3. Контрольные расчеты показали, что скос плоской части импульса во многих случаях полностью определяет соответствие центральной части спектра требованиям по амплитуде первых боковых лепестков и сравнительно мало влияет на крылья спектра.

4.4. При вариациях отношений длительностей фронта и спада к длительности импульса наблюдаются довольно значительные изменения формы спектра. Однако, как правило, на уровне минус 60 дБ наиболее широкие спектры имеют радиоимпульсы с коротким фронтом и спадом. При сохранении девиации частоты увеличение длительности фронта и спада (возрастание внутриимпульсного набега фазы) приводит к расширению спектра на средних уровнях и уменьшению ширины спектра на уровнях минус 60 дБ. К аналогичному выводу, в частном случае ЛЧМ (линейно-частотной модуляции), можно прийти на основании [2].

Общий вывод таков, что требования к центральной части спектра по ширине основного лепестка и уровням первых боковых и требования малой ширины спектра на уровнях порядка минус 60 дБ в значительной мере являются противоречивыми. Этот вывод не является неожиданным. Действительно, при сосредоточении большей части энергии на частотах центральной части спектра могут быть относительно большими первые боковые лепестки, но более быстро спадает амплитуда огибающей на крыльях спектра (с крутизной 40 дБ и более на декаду). Наоборот, при

меньшей энергии на частотах центральной части спектра более медленно спадает амплитуда огибающей спектра на его краях. В связи с указанным не предоставляется возможным дать рекомендации универсального плана. В каждом конкретном случае требуется искать оптимальное компромиссное решение между требованиями ЭМС и другими техническими требованиями.

4.5. При известном спектре радиоимпульса для одной длительности импульса τ_1 можно примерно определить характер спектра для другой длительности τ_2 , если руководствоваться следующими положениями.

Энергетический спектр не изменится, если:

- спектральная плотность дана в децибалах от уровня максимальной, а частота - безразмерная;
- при $\tau_2 = n\tau_1$ — $\Delta f_1 \tau_1 = \Delta f_2 \tau_2$
- длительности фронта плоской части, спада в микросекундах также увеличиваются в n раз (форма огибающей импульса не меняется);
- скос плоской части импульса (в процентах к амплитуде) остается неизменным;
- девиация частоты на фронте, на плоской части импульса и на спаде (в мегагерцах) уменьшены в n раз.

5. СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Вакман Д.Е. Асимптотические методы в линейной радиотехнике. Советское радио, 1962.
- [2] Newhouse P.D. Bounds on Spectrum of a Chip Pulse. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, EMC-15, 1973, N.1, pp 27 - 33.

S.E.Temkin
Ministry of Electronic Industry
Moscow, USSR

THE SPECTRUM CALCULATION OF THE OUT-OF-BAND
RADIATION OF AN IMPULSE MAGNETRON.

The spectrum calculation of the out-of-band radiation of an impulse magnetron has been made on the basis of the impulse shape and the frequency-magnetron current curve (the pulling figure curve). The obtained results have been compared with the spectra, measured by virtue of the spectrum analyzer. The up-to-date methods and measuring facilities have been shown to permit the initial data for the spectrum calculation with the error of the order of ± 6.0 dB (on the levels minus 20 ÷ 60 dB) to be obtained. Some regularities, which should be taken into account during optimization the behavior of a magnetron, have been determined.

Fig.1 The determination of the law of the in-pulse frequency modulation : 1-the law of in-pulse frequency modulation, 2-the pulling figure characteristic, 3-pulse envelope.

Fig.2 The piecewise linear approximation of a) radio pulse envelope, b) law of impulse frequency modulation, I - subimpulse parting.

Fig.3 Power spectrum $N^2 I$ of a magnetron : ——— calculated, ——— experimental (envelope), I-dimensionless frequency, 2-spectral density.

Fig.4 Power spectrum $N^2 2$ of a magnetron: ——— calculated, ——— experimental (envelope), I-dimensionless frequency, 2- spectral density.

Fig.5 A frequency versus an anode current : ——— with extrapolation of the pulling figure curve at less currents, ——— with an experimental curve at less currents, I-anode current, 2-frequency displacement, MHz.

Fig.6 Power spectra : ——— calculated from the curve 1 (fig.5) ——— calculated from the curve 2 (fig.5), ——— experimental (envelope), I - dimensionless frequency, 2-spectral density.

МККР

Эффективность использования
радиоспектра

А.П. ПАВЛУК */

МККР И ПРОБЛЕМА ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ РАДИОСПЕКТРА

Обсуждается широкий круг вопросов, связанных с деятельностью МККР (в основном - Исследовательской комиссии 1) в области повышения эффективности использования радиоспектра и обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) радиоэлектронных средств (РЭС). Обобщается отражение этой проблемы в документах XIV-й Пленарной ассамблеи МККР (Киото, июнь 1978). Характеризуется дальнейший прогресс, достигнутый Совместным подготовительным собранием МККР к ВАКР-79 (Женева, октябрь-ноябрь 1978) и администрациями, как это отражено во вкладах к Промежуточному заседанию Исследовательской комиссии 1 (ИК 1) МККР (Женева, июль 1980). Анализируются новые задачи в области повышения эффективности использования радиоспектра, которые были поставлены перед МККР на ВАКР-79.

Проблема эффективного использования радиоспектра и обеспечения ЭМС РЭС становится одной из наиболее важных задач современной радиосвязи. Хотя необходимость экономного использования радиоспектра осознавалась уже давно и некоторые относящиеся к этому рекомендации можно найти уже в решениях давних Радиоконференций (например, Вашингтон, 1927 [1]) и в давней документации МККР (например, Гаага, 1929[2]), острота данной проблемы все время увеличивалась по мере резкого увеличения числа радиослужб и числа РЭС, используемых каждой службой во всем мире.

Поэтому поиск путей повышения эффективности использования радиоспектра и обеспечения ЭМС РЭС стал одной из важнейших сфер деятельности ряда международных организаций и в первую очередь - МККР.

*/ Советник, МККР, Женева, Швейцария

Вопросы эффективного использования радиоспектра и обеспечения ЭМС, общие для ряда радиослужб, изучаются ИК 1 МККР, тогда как рассмотрение этих вопросов в деталях применительно к специфическим условиям функционирования индивидуальных радиослужб или ограниченного числа (обычно - двух) радиослужб, совместно использующих одни и те же полосы частот, проводятся ИК МККР, ответственными за конкретные радиослужбы.

ИК1 изучает широкий круг вопросов, начиная от самых общих, таких как определение самого понятия "эффективность использования радиоспектра", и кончая параметрами РЭС, влияющими на эту эффективность. Основные из рассматриваемых вопросов можно условно классифицировать следующим образом:

- определение эффективности использования радиоспектра,
- определение помех,
- методы расчета ЭМС и уровней помех,
- критерии совместного использования частот,
- управление радиоспектром и использование ЭВМ для этой цели,
- использование различных методов модуляции для повышения эффективности использования радиоспектра,
- модели представления характеристик РЭС для расчета ЭМС,
- способы учета условий распространения радиоволн, уровней естественных и промышленных радиопомех,
- базы данных, необходимых для оценки ЭМС и для управления радиоспектром,
- контроль радиоизлучений,
- достижимые параметры приемопередающей аппаратуры, влияющие на эффективность использования радиоспектра.

Изучаются также смежные проблемы, такие как классификация излучений, обеспечение безопасности от радиоизлучений, методы измерений характеристик приемопередающей аппаратуры и т.д.

В данном докладе невозможно охарактеризовать весь этот круг вопросов, поэтому остановимся лишь на некоторых из них, базируясь на документах последней XIV Пленарной ассамблеи МККР, Киото, 1978 [3].

Определению эффективности использования радиоспектра посвящен новый Отчет 662. Эффективность (Е) в самом общем виде определяется следующей эмпирической зависимостью:

$$E = \frac{M}{\Delta f \cdot v} \quad (1)$$

где М - мера, отражающая в том или ином виде тот полезный результат, который обеспечивается рассматриваемой радиосистемой;

Δf - занимаемая полоса частот,

V - объем занимаемого пространства.

В знаменателю формулы (1) может быть введен и временной фактор.

Подчеркивается равноправность передатчика и приемника с точки зрения использования частотно-пространственного объема. Приемник также использует частотно-пространственный объем, поскольку его работа препятствует использованию этого объема другими передатчиками, излучающими в том же направлении.

В приложениях к Отчету 662 продемонстрирована возможность использования данного критерия для сравнения эффективности использования радиоспектра различными радиосистемами одного и того же назначения, а также возможность проведения на этой базе оптимизации параметров радиосистем. Показано, в частности, что исходя из общей формулы (1), эффективность любой системы радиосвязи может быть выражена через параметры передатчика и приемника следующим образом:

$$E = \frac{3}{4\pi} \frac{M}{\Delta f_n} \frac{G_1 G_2 g}{L_c^2} \left(\frac{P_s}{P_n} \frac{P_s}{P_n} \frac{T_n}{T_0} \frac{\Delta f}{\Delta f_n} \frac{1}{\eta_2} \right)^{-3/2} \left(1 + \frac{\Delta f_i}{\Delta f_n} \right)^{-1}$$

где: L_c - протяженность радиолинии,

G_1, G_2 - коэффициенты направленного действия антенн передатчика и приемника,

P_s - мощность полезного сигнала на входе приемника,

P_n - допустимый уровень помех,

P_n - мощность шумов приемника в полосе пропускания Δf ,

T_n - эквивалентная шумовая температура приемника,

T_0 - эквивалентная температура естественных помех,

η_2 - коэффициент передачи мощности приемной антенны и фидера,

g - коэффициент, зависящий от типа поляризации, используемого на различных радиолиниях ($1 \leq g \leq 2$),

Δf_n - необходимая ширина полосы частот,

Δf_i - нестабильность несущей частоты передатчика.

Приведенный здесь же сравнительный анализ эффективности использования спектра радиолинейными системами, использующими различные цифровые и аналоговые виды модуляции, позволил сделать интересные выводы о влиянии на эту эффективность параметров используемых антенн и длин пролетов между станциями, что имеет большую важность с точки зрения оптимизации сетей РРЛ.

В рамках данного подхода возможно также определение эффективности использования радиоспектра реальными системами связи путем их сравнения с идеальными, теоретически наиболее эффективными системами.

Эффективное использование радиоспектра связано с влиянием помех на характеристики систем связи. Для разработки критериев совместного использования частот необходимо определить различные уровни помех, которые являются допустимыми для обеспечения работы систем с заданным качеством и недопустимыми ("вредными").

Рекомендация 506 дает определения недопустимой и допустимой помехи, а также приемлемой помехи, уровень которой хотя и превышает уровень допустимой помехи, но считается приемлемым по соглашению между заинтересованными администрациями. Эти определения с небольшими изменениями вошли в Статью 1 нового Радиорегламента, принятого ВАКР-79 [4].

Совместное использование частот РЭС одной службы и различных служб на основе пространственного, частотного и временного разнеса является одним из основных средств повышения эффективности использования спектра, значение которого, как видно из решений ВАКР-79, будет еще более возрастать в будущем. Для обеспечения такого совмещения необходимо разработать соответствующие критерии, которые могут быть представлены в виде зависимостей частотно-пространственного разнеса, координационных зон, ограничения мощности излучения передатчиков, ограничения излучения в направлении на геостационарную орбиту и т.д.

В Отчетах 656 и 657 предлагается статистический подход к разработке таких критериев, который может быть использован применительно к сочетаниям ряда служб. Этот подход основан на статистическом характере отношения сигнал/помеха, поскольку оно определяется статистическими характеристиками условий распространения полезных и мешающих сигналов, статистическом характере параметров антенн и приемопередаточного оборудования, а также статистической оценкой качества работы ряда радиосистем.

Использование такого подхода продемонстрировано в Отчете 658, в котором проведена оценка возможности совместного использования частот станциями подвижной и фиксированной служб в полосе 4-28 МГц.

Необходимо отметить, что наличие в томе 1 Отчета 658, относящегося к конкретным службам, является скорее исключением, чем правилом. Подавляющее число документов МККР, в которых оценивается возможность совместного использования частот теми или иными службами и даются соответствующие критерии, находятся в других томах документов XIV Пленарной ассамблеи МККР, относящихся к ИК, ответственным за конкретные радиослужбы.

Однако и в этих томах вопросы совместного использования частот исследованы далеко не в равном объеме применительно к различным сочетаниям служб. Для целого ряда служб (особенно служб радиоопределения, космических исследований и некоторых новых служб космической связи) не только не разработаны конкретные критерии, но даже не проведено достаточно глубокого исследования возможности совмещения в принципе.

В этом отношении большой прогресс был достигнут Совместным подготовительным собранием (СПС) МККР к ВАКР-79 (Женева, октябрь-ноябрь 1978) [5], которое в том или ином объеме рассмотрело вопросы совместного использования частот около 50-ю сочетаниями различных радиослужб. Большое внимание при этом было уделено использованию совмещения в полосах частот выше 40 ГГц.

Представленные в документах XIV Пленарной ассамблеи МККР и в Отчете СПС результаты исследования вопросов совместного использования частот были достаточно широко использованы во время ВАКР-79 для составления соответствующих статей нового Радио-регламента. Вместе с тем, ВАКР-79 поставил перед МККР ряд больших и срочных задач по исследованию проблемы совместного использования частот применительно к ряду сочетаний радиослужб (Резолюции 3, 34, 101, 502, 510, 700, 702, 703; Рекомендации 65, 100, 102, 403, 704, 705, 707-711 ВАКР-79 [4]).

В современных условиях перегрузки радиоспектра при решении вопросов управления радиоспектром и при анализе ЭМС необходимо проводить большое число сложных и громоздких вычислений, чтобы оценить влияние на данную систему нескольких (а иногда и большого числа) мешающих систем и провести соответствующую оптимизацию. Поэтому эффективное решение этой проблемы на современном этапе практически невозможно без использования ЭВМ. Комплексная задача автоматизации управления радиоспектром и анализа ЭМС, как составной части процесса такого управления, на базе использования ЭВМ является для МККР относительно новой. Только в марте 1977 года в рамках ИК1 МККР была образована специальная Промежуточная рабочая группа 1/2 (ПРТ 1/2), задачей которой является разработка необходимых технических основ для осуществления такой автоматизации на национальном и международном уровнях.

Тем не менее, за этот короткий срок ПРТ 1/2 проделала очень большую работу. Уже к XIV Пленарной ассамблее она подготовила проект Отчета, посвященного одному из центральных вопросов в рамках общей проблемы управления радиоспектром, каким является необходимая база данных. Этот проект был принят в качестве нового Отчета 669. В настоящее время ПРТ 1/2 подготовила объемный проект нового Отчета (Док. 1/6) "Управление радиоспектром на базе техники ЭВМ", который представлен на рассмотрение Промежуточного собрания ИК1 (июль, 1980).

В данном проекте дано детальное описание задач, технических и организационных основ управления радиоспектром, математических моделей, используемых при анализе ЭМС, необходимой базы основных и вспомогательных данных, техники ЭВМ для решения задач управления радиоспектром. Даны также конкретные примеры использования ЭВМ для этой цели.

Необходимо отметить, что ВАКР-79 уделил большое внимание проблеме управления радиоспектром вообще и задачам автоматизации этого управления на базе ЭВМ в частности (Резолюции 7, 37, Рекомендация 31). Рекомендация 31 предлагает МККР подготовить к 1982 году специальный Справочник, описывающий различные аспекты использования техники ЭВМ для управления радиоспектром, учитывая различные уровни практического использования такой автоматизации, а также дающий рекомендации по международному сотрудничеству в этом вопросе.

Можно полагать, что подготовленный ПРТ 1/2 материал явится хорошей базой для подготовки в дальнейшем такого справочника.

Широкое использование ЭВМ для управления радиоспектром и анализа ЭМС предполагает разработку достаточно точных математических моделей представления характеристик приемопередающего оборудования, включая антенны, и условий распространения радиоволн. Значительное число таких моделей уже разработано и приведено в томе I (модели характеристик приемопередающего оборудования) в томах V и VI (модели учета условий распространения радиоволн) и в ряде других томов XIV Пленарной ассамблеи МККР (модели антенн, используемых соответствующими радиослужбами). В частности в томе I представлены модели характеристик когерентного (Отчет 519) и некогерентного (Отчет 520-1) приемника, модель нелинейности высокочастотных каскадов приемника (Отчет 521-1), модель представления помехи, действующей по соседнему каналу (Отчет 523), модели систем для расчета помех (Отчет 524-1) и др.

В отчетах 653 и 655 приведены модели расчета в сетях наземной подвижной службы, которые, в принципе, могут иметь и более широкое применение. Что касается моделей представления спектральных характеристик излучений передатчиков, то соответствующие данные для ряда классов излучений можно найти в Рекомендации 328-4, Отчетах 325-2 и 419-1.

Проект Отчета ПРГ 1/2 базируется, в основном, на упомянутых выше моделях.

Большую важность для повышения эффективности использования радиоспектра традиционно имеет поиск новых более эффективных методов модуляции применительно к системам различных радиослужб. В последнее время большое внимание в этой связи привлекла техника широкополосной модуляции (известная также как техника передачи шумоподобных сообщений). Как полагают, умелое сочетание обычных узкополосных и новых широкополосных систем связи позволит в будущем значительно повысить эффективность использования радиоспектра.

Принцип построения основных систем широкополосной модуляции нашел отражение в Отчете 651. В Отчете 652 приведены результаты достаточно подробных расчетов возможных помех со стороны систем, использующих широкополосную модуляцию, на обычные радиотелефонные системы.

Можно полагать, что проблема использования техники широкополосной модуляции будет интенсивно изучаться ИК1 и в дальнейшем. Свидетельством тому является новый вклад (Док. 1/21, США), поступивший на рассмотрение Промежуточного собрания ИК1. В этом вкладе рассматривается проблема совместного использования частот системами с широкополосной модуляцией. Основное внимание уделяется выбору таких параметров модуляции, которые позволили бы облегчить совместное использование частот различными радиосистемами.

Важное место в работе ИК1 занимает определение достижимых параметров РЭС, влияющих на эффективное использование радиоспектра. К этим параметрам можно отнести допуски на нестабильность частоты передатчиков (Отчет 181-3), необходимую ширину полосы излучений передатчиков (Рекомендация 328-4, Отчет 418-1), допустимые уровни побочных излучений (Рекомендация 329-3), чувствительность приемников (Рекомендация 331-4), избирательность приемников (Рекомендация 332-4), побочные излучения

приемников (Рекомендация 239-2). Приведенные в томе I данные по первым трем из перечисленных выше параметров были заметно дополнены СПС [5] и затем взяты за основу ВАКР-79 для подготовки Приложений 6, 7 и 8 нового Радиорегламента [4]. Вместе с тем, ВАКР-79 Рекомендациями 63, 66, 69, 70 и 507 предложил МККР продолжить изучение этих параметров.

Согласно Рекомендации 508 для анализа характеристик систем при проведении исследований эффективности использования радиоспектра в качестве информации по естественным и индустриальным радиопомехам должны быть использованы данные, приведенные в Отчетах 258-3, 322-1, 342-3 и 670. Рекомендация 433-3 предлагает администрациям, насколько это возможно, принимать во внимание Рекомендации, Публикации и Отчеты СИСНР, касающиеся индустриальных помех и, в частности, помех от промышленных, научных и медицинских (ПНМ) ВЧ установок.

Необходимо отметить, что ПНМ установки в отличие от другого электрического оборудовании имеют особый статус, поскольку для них Радиорегламентом присвоены особые полосы частот. Поэтому ВАКР-79 уделил достаточное внимание проблеме регулирования использования ПНМ оборудования. С одной стороны, ВАКР-79 присвоил для ПНМ оборудования ряд новых полос частот, а именно: 6,765-6,795 и 430,05-434,79 МГц; 61-61,5, 122-123 и 244-246 ГГц, но, с другой стороны, сделал эти присвоения только на том условии, что на излучения от ПНМ установок в новых полосах частот будут наложены ограничения (Резолюция 63). Той же Резолюцией 63 ВАКР-79 предложил МККР в сотрудничестве с СИСНР и МКК продолжить изучение помех от ПНМ оборудования во всем диапазоне частот и подготовить в возможно короткий срок Рекомендации, касающиеся допусков на излучения от ПНМ оборудования внутри и вне присвоенных полос частот.

МККР продолжает работу по изучению проблемы повышения эффективности использования радиоспектра. На рассмотрение Промежуточного собрания этой ИК в июле 1980 г. наряду с отмеченными выше представлено ряд других интересных вкладов, посвященных вопросам контроля радиоизлучений, определения меры запытости радиоспектра, расчета вероятности помех, расчета ширины полосы излучений импульсных радаров и использования радиоспектра радарными, критериям совместного использования частот системами фиксированной радиослужбы и радарными, определению уровней побочных излучений, определению степени потери чувствительности приемников при наличии помех и т.д.

Вместе с тем, пока еще не все возможные меры по дальнейшему повышению эффективности использования радиоспектра нашли необходимое отражение в документах ИК и МККР в целом. В частности, практически не исследован вопрос использования компенсаторов помех, основанных как на базе антенной техники, так и современных методов обработки сигналов, а также возможности уменьшения уровней мешающих сигналов с помощью установки на местности экранов. По-видимому, не рассмотрены еще все возможные способы существенного сокращения ширины полосы частот ряда классов излучений.

Не проведен еще детальный количественный анализ всех выгод от использования систем с широкополосной модуляцией в различных радиослужбах как на индивидуальной основе, так и на основе совместного использования частот с обычным узкополосным радиооборудованием различного назначения.

Учитывая эти пробелы, а также те задачи, которые были поставлены перед МККР на ВАКР-79, можно прийти к заключению, что перед МККР лежит еще широкое поле деятельности в области дальнейшего повышения эффективности использования радиоспектра.

Список литературы

1. Documents de la Conférence radiotélégraphique internationale, Washington 1927, Berne, Bureau International de l'Union Télégraphique.
2. Documents du Comité Consultatif International Technique des Communications Radioélectriques, première réunion, La Haye 1929, Berne, Bureau International de l'Union Télégraphique.
3. CCIR XIVth Plenary Assembly Documents, Kyoto 1978, Vol. 1.
4. Final Acts of the World Administrative Radio Conference, Geneva, 1979.
5. Technical Bases for the World Administrative Radio Conference, 1979, Report of the Joint Meeting of CCIR Study Groups Special Preparatory Meeting for the WARC-79, Geneva, 1978.

A. Pavliouk
Counsellor, CCIR Secretariat
Geneva, Switzerland

CCIR AND EFFICIENT USE OF THE RADIO-FREQUENCY SPECTRUM

A wide range of problems connected with CCIR (mainly CCIR Study Group 1) activities in the field of efficient spectrum utilization and in providing electromagnetic compatibility (EMC) of radio equipment is discussed. General conclusions reflecting the contents of documents of the XIVth CCIR Plenary Assembly (Kyoto, June 1978), on problems concerning definition of spectrum use and efficiency, spectrum management, system and propagation models for the evaluation of EMC, technical criteria for frequency sharing, etc. are given. Further achievements resulting from a study of these questions by CCIR Special Preparatory Meeting for the WARC-79 (Geneva, October-November 1978) and by Administrations, to be presented in contributions to the Interim Meeting of CCIR Study Group 1 (Geneva, June 1980), are characterized. In particular the main provisions of the draft of Report "Spectrum management and computer aided techniques" prepared by Interim Working Party 1/2 are discussed.

Special attention is paid to the analysis of new problems in these fields which were raised by WARC-79 for action by the CCIR.

Системы связи, радиопомехи,
компенсация помех, помехо-
устойчивость.

М.А.Быховский
Министерство связи СССР
Москва, СССР

КОМПЕНСАЦИЯ РАДИОПОМЕХ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ С УГЛОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Одной из наиболее актуальных задач современной радиотехники является разработка компенсаторов помех (КП) позволяющих в заданной полосе частот организовать работу возможно большего количества радиосредств (РС). В ряде случаев, когда традиционные меры обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) РС за счет территориального либо частотного разносов применить невозможно, использование КП - единственное средство обеспечения ЭМС взаимодействующих радиоприемных устройств. Другим важным применением КП являются системы, в которых частотный канал связи уплотняется дополнительной информацией. В этом случае КП позволяет разделить основной и дополнительный каналы передачи с незначительным уровнем переходных помех, т.е. увеличить пропускную способность канала связи.

В данной статье приведены результаты исследования КП для сигналов с частотной модуляцией (ЧМ), которая находит широкое применение в системах связи, вещания, телеметрии и т.д. Изложение ведется применительно к системам связи, по которым передаются сигналы многоканальной телефонии.

Метод разделения двух ЧМ сигналов.

Рассмотрим систему передачи информации с помощью ЧМ, в которой на передающем конце радиолинии формируются два ЧМ сигнала с одинаковой амплитудой. Колебания несущих частот, модулируемых методом ЧМ, строго синхронны и имеют фазовый сдвиг равный 90° . Таким образом, принимаемый сигнал может быть записан в виде

$$W(t) = A \left\{ \sin(\omega_0 t + \alpha_1(t) + \psi_0) + \cos(\omega_0 t + \alpha_2(t) + \psi_0) \right\} + n(t) \quad (I)$$

Здесь A – амплитуда каждого из ЧМ сигналов. ω_0 и ψ_0 – частота и фаза несущих колебаний, $\alpha_i(t)$ – независимые полезные сообщения, которые мы будем считать сигналами многоканальной телефонии, $n(t)$ – белый гауссовский шум с односторонней спектральной плотностью мощности N_0 . Потенциальная помехоустойчивость приема (I) была рассмотрена в [1]. В этой работе установления условия, при которых можно достичь наивысшей помехоустойчивости при разделении двух ЧМ сигналов, занимающих общую полосу частот. В данной работе результаты анализа шумов в телефонных каналах на выходе одного устройства приема, осуществляющего выделение из (I) полезных сообщений $\alpha_i(t)$.

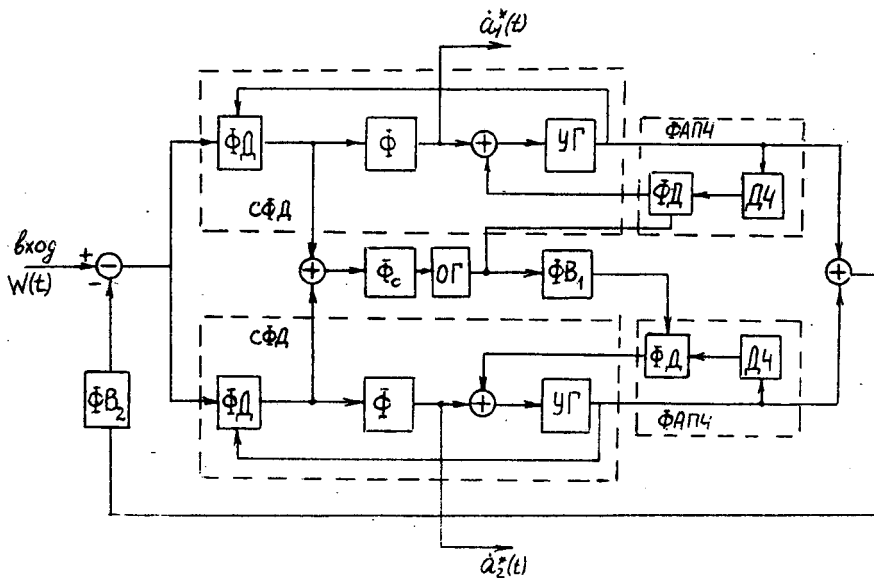


Рис. 1

Блок-схема устройства, выделяющего сообщения $\alpha_i(t)$ из сигнала $W(t)$, изображена на рис. I. Это устройство подробно описано в [2]. Оно содержит два синхроннофазовых детектора (СФД), объединенных на рис. I пунктиром. Спектр сообщений $\alpha_i(t)$ полностью сосредоточен в интервале $[f_n, f_b]$, где f_n и f_b верхняя и нижняя частоты группового спектра, т.е. сообщения $\alpha_i(t)$ не содержит низкочастотных составляющих. Поэтому фильтры Φ в цепях СФД, предназначенных для слежения за фазами $\alpha_i(t)$ сигналов в (I), не пропускают низкочастотные составляющие с выхода фазовых детекторов (ФД). Эти составляющие используются для подстройки частоты и фазы управляемых генераторов (УГ) так, чтобы их средние частоты колебаний были бы равны ω_0 , а их средние фазы на 90° отличались от фаз соответствующих ЧМ сигналов в (I). Поскольку технические уходы частоты в УГ происходят независимо, то для реализации такой подстройки требуются специальные цепи фазовой подстройки частоты (ФАПЧ) УГ по опорному генератору (ОГ). Подстройка самого ОГ осуществляется суммарным напряжением с выходов ФД, профильтрованным узкополосным фильтром Φ_0 , пропускающим постоянную составляющую этого напряжения. Цепи ФАПЧ, выделенные на рис. I, могут быть выполнены различным образом. Вариант, показанный на рис. I, использует делители частоты (ДЧ), с коэффициентом деления m . На рис. I напряжение от ОГ на одну из цепей ФАПЧ поступает через фазовращатель (ΦB_1) на $90^\circ/m$. Таким образом с помощью цепей ФАПЧ обеспечивается синхронность средних частот УГ и сдвиг фаз равный 90° между ними. Устройство рис. I содержит также цепь, содержащую сумматор, ΦB_2 на 90° и вычитатель. Эта цепь предназначена для компенсации переходных помех, между каналами выделения сообщений $\alpha_i(t)$.

Для анализа приемного устройства необходимо составить и решить функциональные уравнения, описывающие его работу. В данной статье рассмотрен случай, когда в устройстве рис. I используются безфильтровые СФД и полоса слежения ФАПЧ выбрана весьма малой вследствие незначительной скорости изменения фазы ψ_0 .

Обозначим через $R_{\tilde{\epsilon}}(\tau)$ корреляционную функцию напряжения $\tilde{\epsilon}(t)$, определяющего тепловые и переходные помехи в каналах приема сообщений $\alpha_i(t)$. Если у процессов $\alpha_i(t)$ корреляционные функции $R_{\alpha}(\tau) = \delta^2 R(\tau)$ одинаковы ($\alpha_i(t) = \delta^2$), то, как можно показать, вычисления приводят к следующей формуле для $R_{\tilde{\epsilon}}(\tau)$:

$$R_{\tilde{\epsilon}}(\tau) = \frac{\Delta e^{-\Delta|\tau|}}{4f_B \rho} + e^{-2\delta^2} \delta^2 R(\tau) \left\{ \frac{\Delta e^{-\Delta|\tau|}}{4f_B \rho} - \frac{\delta^2 R'(\tau) + \delta^4 [R'(\tau)]^2}{\Delta^2} \right\}, \quad (2)$$

где $R'(\tau) = \frac{dR(\tau)}{d\tau}$; $R''(\tau) = \frac{d^2R(\tau)}{d\tau^2}$. При анализе помехоустойчивости многоканальных систем связи необходимо знать энергетический спектр $S_{\tilde{\epsilon}}(f)$ искажений $\tilde{\epsilon}(t)$, который можно получить, вычисляя преобразование Фурье от (2). Удобные для расчетов аналитические формулы можно получить из (2), когда $\delta^2 \gg 1$ и $\delta^2 \ll 1$. Наиболее простой является формула для практически интересного случая $\delta^2 \gg 1$.

$$S_{\tilde{\epsilon}}(f) = \frac{3}{4f_s \rho} \left[1 + \left(\frac{2\pi f}{\Delta} \right)^2 \right]^{-1} + \frac{\sqrt{\pi}}{8\delta\alpha} \left(\frac{\delta^2 \alpha^2}{\Delta^2} \right) \left[1 + 2 \left(\frac{\pi f}{\delta\alpha} \right)^2 \right] \exp \left[- \left(\frac{\pi f}{\delta\alpha} \right)^2 \right] \quad (3)$$

Для анализа эффективности разделения двух ЧМ сигналов, введем коэффициент η , который показывает во сколько раз возрастает мощность шумов $P_{\text{ш0}}$ в верхних телефонных каналах на выходах устройства рис.1 по сравнению со случаем, когда каждый из ЧМ сигналов в (1) передается по отдельному каналу и демодулируется частотным детектором (ЧД). В [3] показано, что при работе выше порога $P_{\text{шЧД}}$ пропорциональна $S_{\text{шЧД}}(f) = \frac{2\pi^2 f^2}{f_s \rho}$. Поскольку $P_{\text{ш0}}$ пропорциональна $4\pi^2 f_s^2 S_{\tilde{\epsilon}}(f_s)$, то $\eta = \frac{P_{\text{ш0}}}{P_{\text{шЧД}}} = 2f_s \rho S_{\tilde{\epsilon}}(f_s)$. Для случая, когда ЧМ осуществляется без предискажений, т.е. спектр модулирующего сигнала равномерен при $f \in [f_n, f_s]$, где $f_n = y f_s$ - нижняя частота группового спектра и равен нулю при $f \in [f_n, f_s]$, используя (2) и (3) можно найти:

1) при $\delta^2 \gg 1$

$$\eta = \frac{3}{2} \left[1 + \left(\frac{2\pi f_s}{\Delta} \right)^2 \right]^{-1} + \frac{m_s \rho (2\pi f_s)^2}{16\sqrt{\pi}} \left(1 + \frac{1}{2m_s^2} \right) e^{-\frac{1}{4m_s^2}} \quad (4)$$

2) при $\delta^2 \ll 1$

$$\eta = \frac{1 + 2\frac{m_s^2}{y} e^{-\frac{2m_s^2}{y}}}{1 + \left(\frac{2\pi f_s}{\Delta} \right)^2} + \frac{m_s^4 \rho (1-2y)}{y(1-y)^3} \left(\frac{2\pi f_s}{\Delta} \right)^2 e^{-\frac{2m_s^2}{y}} \quad (5)$$

В (4) и (5) m_s - эффективный индекс ЧМ. Анализ (4) и (5) показывает, что при $\rho \gg 1$ и при достаточно большой полосе удержания СФД можно снизить коэффициент η до минимума, который равен $\eta_0 = 1,5(1,7 \text{ дБ})$. В таблице I приведены значения $\tilde{\Delta}_0 = \frac{\Delta_0}{2\pi f_s}$, выбранные по формулам (4) и (5) из условия $\eta = 2(3 \text{ дБ})$. В ней N - число каналов многоканального сообщения. Значения ρ , которые выбирались из условия $P_{\text{шЧД}} = 100 \text{ пВт}$, также помещены в таблицу I. Кроме того, в этой таблице указаны значения m_s , y и $\tilde{\Delta}_{\text{опт}} = m_s^{2/3} \left(\frac{4\rho}{\pi} \right)^{1/3}$ - относительной полосы удержания СФД, оптимальной при демодуляции одного ЧМ сигнала [4]. Сравнение $\tilde{\Delta}_0$ и $\tilde{\Delta}_{\text{опт}}$ показывает, что $1,3 \leq \frac{\tilde{\Delta}_0}{\tilde{\Delta}_{\text{опт}}} \leq 4$, т.е. полоса удержания СФД в устройстве рис.1 при $P_{\text{шЧД}} = 100 \text{ пВт}$ должна выбираться в несколько раз большей, чем в СФД,

используемом для демодуляции одного ЧМ сигнала. Если допустить большее значение $R_{\text{шд}}$, то отношение $\frac{\tilde{\Delta}_0}{\tilde{\Delta}_{\text{онт}}}$ станет меньше. Так для $N = 60$ и $R_{\text{шд}} = 1000 \text{ дБт}$ ($\rho = 10^3$) при $\eta = 2$ имеем $\tilde{\Delta}_0 = \tilde{\Delta}_{\text{онт}} = 24$.

Помехоустойчивость двухканального компенсатора.

Проблема разделения нескольких ЧМ сигналов, занимающих общую полосу частот возникает, в частности, в радиорелейной связи [3], где при использовании на радиорелейной линии (РРЛ) 2-х частотного плана и традиционных приемных устройств, содержащих в каждом канале автономно работающие частотные демодуляторы, защитное действие приемных антенн часто оказывается недостаточным. Если используются антенны с невысоким защитным действием (например, перископические), то это приводит к необходимости применения 4-х частотного плана с соответствующим уменьшением в два раза числа рабочих стволов РРЛ. Аналогичные проблемы возникают в тропосферных системах, в системах, в которых увеличение емкости системы связи в выделенной полосе частот используются радиоволны с ортогональной поляризацией [5], а также в радиосистемах, станции которых испытывают помехи от РРЛ.

Во всех упомянутых случаях в место приема сигналы поступают по двум каналам и могут быть записаны:

$$\begin{aligned}
 W_1(t) &= A_1 \sin(\omega_1 t + a_1(t) + \psi_1) + r_1 A_2 \sin(\omega_2 t + a_2(t) + \psi_2) + \\
 &+ n_1(t) = S_1(t; a_1; a_2) + n_1(t), \\
 W_2(t) &= r_2 A_1 \sin(\omega_1 t + a_1(t) + \psi_1') + A_2 \sin(\omega_2 t + a_2(t) + \psi_2') + \\
 &+ n_2(t) = S_2(t; a_1; a_2) + n_2(t) \quad (6)
 \end{aligned}$$

Здесь A_i ($i=1,2$) - амплитуды полезных сигналов; $r_1 A_2$, и $r_2 A_1$ - амплитуды переходных помех в каналах приема, причем коэффициенты характеризуют развязку между каналами; $\omega_i = 2\pi f_i$ - частоты несущих колебаний, а ψ_i и ψ_i' - фазы полезных сигналов и переходных помех в каналах приема; $a_i(t)$ - полезные

Таблица 1

N	60	120	300	1020
$m_{\text{э}}/y$	$32/0,05$	$0,89/0,002$	$0,67/0,046$	$0,25/0,06$
ρ	10^4	10^5	$2,5 \cdot 10^5$	$8 \cdot 10^5$
$\tilde{\Delta}_0$	66	141	207	118
$\tilde{\Delta}_{\text{онт}}$	50,5	44,6	50,7	39,5

сообщения; $n_i(t)$ - независимые белые гауссовские шумы с односторонней спектральной плотностью мощности N_0 .

Потенциальная помехоустойчивость приема сигналов (6) исследовалась в [6]. В данной работе представлены результаты синтеза и анализа оптимального компенсатора, осуществляющего выделение полезных сообщений $a_i(t)$ из принимаемых сигналов $W_1(t)$ и $W_2(t)$. Основываясь на методах теории оптимального приема можно синтезировать оптимальный алгоритм приема сигналов (6), который позволяет составить ряд функциональных схем компенсаторов. Упрощенная блок-схема одного такого устройства приведена на рис.2. Блоки, обведенные на рис.2 пунктиром, представляют собой СФД, узкополосные фильтры Φ_0 стоят в цепях подстройки УГ по фазе к значениям фаз ψ_i и ψ_i' принимаемых сигналов. Широкополосные цепи слежения УГ за информационными процессами $a_i(t)$ образованы сумматорами и фильтрами Φ , не пропускающими постоянной составляющей. Блоки Φ в на рис.2 представляют собой фазовращатели на 90° . Следует отметить, что при синтезе КП предполагалось, что амплитуды A_i входящих сигналов известны. На практике A_i из-за замираний изменяются. Поэтому КП должен содержать блоки ИА, осуществляющие измерение A_i .

Если переходная помеха имеется лишь в одном канале ($r_1 = 0$ либо $r_2 = 0$), возможно существенное упрощение компенсатора.

Анализ работа КП рис.2 для случая, когда $A_1=A_2=A$, $r_1=r_2=r$ и когда используются безфильтровые СФД с полосой удержания Δ , приводит к следующим формулам для двухстороннего энергетического спектра мощности помех в каналах приема на выходе фильтров Φ .

$$S_{\xi_i}(f, r) = \frac{[1 + (\frac{2\pi f}{\Delta})^2]^{-1}}{2\rho(1+r^2)f_B} \left\{ 1 + \frac{r^2}{(1+r^2)^2} \right\} + \frac{r^2\sqrt{\pi}}{4(1+r^2)^2\alpha} \left(\frac{\delta^2\alpha^2}{\Delta^2} \right) \left\{ 1 + 2\left(\frac{\pi f}{\delta\alpha}\right)^2 \right\} e^{-\left(\frac{\pi f}{\delta\alpha}\right)^2} \quad (7)$$

$$\text{Для } \delta^2 \ll 1$$

$$S_{\xi_i}(f, r) = \frac{[1 + (\frac{2\pi f}{\Delta})^2]^{-1}}{2\rho(1+r^2)f_B} \left\{ 1 + \frac{r^2 e^{-2\delta^2}}{(1+r^2)^2} \right\} + \frac{r^2 \delta^2 e^{-2\delta^2}}{(1+r^2)^2} \left(\frac{2\pi f}{\Delta} \right)^2 S(f)$$

Смысл обозначений в этой формуле тот же, что и в (3).

Мощность $P_{\text{шк}}(r)$ шумов в телефонных каналах КП пропорциональна $S_{\xi_i}(f, r)$. Определим насколько увеличивается $P_{\text{шк}}(r)$ из-за наличия переходных помех в компенсаторе. Это увеличение удобно оценивать коэффициентом

$$\eta_{\text{opt}}(r) = \frac{P_{\text{шк}}(r)}{P_{\text{шк}}(0)} = \frac{S_{\xi_i}(f, r)}{S_{\xi_i}(f, 0)}$$

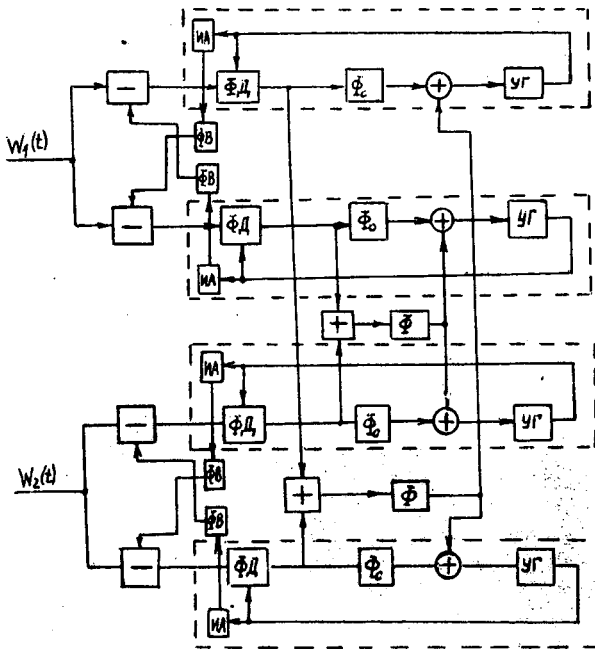


Рис. 2

Выполним конкретные расчеты для случая ЧМ без предискажений.

Полосу удержания Δ в СФД рис.2 как и ранее выбирает равной $\Delta_{\text{опт}} = 2\sqrt{f_s} m_3^{1/3} \left(\frac{4\rho}{\pi}\right)^{1/3}$, что является оптимальным значением при условии, что $r = 0$ [4]. Коэффициент $\eta_{\text{опт}}(r)$ имеет наибольшее значение для верхнего телефонного канала ($f = f_s$) и при указанных условиях равен

для $\delta^2 \gg 1$

$$\eta_{\text{опт}} = \frac{1}{(1+r^2)} \left[1 + \frac{r^2}{(1+r^2)^2} \right] + \frac{r^2}{2\sqrt{\pi}(1+r^2)^2} \left(\frac{\pi}{4}\right)^{2/3} \left(\frac{\rho}{m_3}\right)^{1/3} \quad (8)$$

для $\delta^2 \ll 1$

$$\eta_{\text{опт}} = \frac{1}{1+r^2} \left[1 + \frac{r^2 e^{-\frac{2m_3^2}{y}}}{(1+r^2)^2} \right] + \frac{r^2}{(1+r^2)^2} \left(\frac{\pi}{4}\right)^{2/3} \frac{(m_3 \rho)^{1/3} e^{-\frac{2m_3^2}{y}}}{y(1-y)}$$

На рис.3 сплошными кривыми изображены зависимости $\eta_{\text{опт}}(r)$ для систем с числом каналов $N = 60$ ($m_3 = 3,2$; $y = 0,05$), $N = 300$ ($m_3 = 0,67$; $y = 0,046$) и $N = 1020$ ($m_3 = 0,25$; $y = 0,06$). При расчетах ρ выбиралось таким, чтобы мощность тепловых шумов в верхнем телефонном канале была бы равна $P_{\text{шк}}(0) = 100$ пвт ($\rho = 10^4$; $2,3 \cdot 10^5$ и $8 \cdot 10^5$ при $N = 60, 300$ и 1020). Из рис.3 видно, что при развязке между каналами равной всего $10 \div 20$ дБ ($r^2 = 10^{-1} \div 10^{-2}$) увеличение шумов в каналах компенсатора не превосходит 1,5 дБ при всех N . Отметим, что значения $\eta_{\text{опт}}(r)$ для

рассмотренного компенсатора близки к тем, которые следуют из результатов [6].

Представляет интерес сравнить КП с традиционной системой приема, в которой сообщения $u_i(t)$ в каждом канале приема выделяются автономными демодуляторами, в качестве которых может использоваться любой из известных [4] демодуляторов. Анализ, основанный на результатах [3], приводит к следующим формулам для коэффициента $\eta_o(r) = \frac{P_{ш}(r)}{P_{ш}(0)}$, где $P_{ш}(r)$ - мощность шумов в верхнем канале при развязке между каналами, равной r^2 :

$$\text{для } \delta^2 \gg 1 \quad \eta_o(r) = 1 + \frac{r^2}{\sqrt{\delta}} \left(\frac{\rho}{m_2} \right); \quad \text{для } \delta^2 \ll 1 \quad \eta_o(r) = 1 + \frac{r^2 m_2^2}{4} \rho$$

Зависимости $\eta_o(r)$ для $N = 60, 300$ и 1020 показаны на рис.3 пунктиром. Сравнение $\eta_{\text{опт}}(r)$ и $\eta_o(r)$ показывает, что использование рассмотренного КП весьма существенно снижает требования к развязке между каналами. Например, если допустимо увеличение шумов в телефонных каналах на 1,5 дБ из-за переходных помех между каналами, то при $N = 60$ компенсатор обеспечивает необходимое качество приема при $-10 \lg r^2 = 10$ дБ; в традиционной же системе приема необходима гораздо большая развязка между каналами $-10 \lg r^2 = 35$ дБ. Для $N = 300$ и 1020 разница в необходимой величине r^2 для рассмотренной и традиционной системами приема еще больше.

Приведенные в статье результаты показывают высокую эффективность и целесообразность применения КП в системах связи.

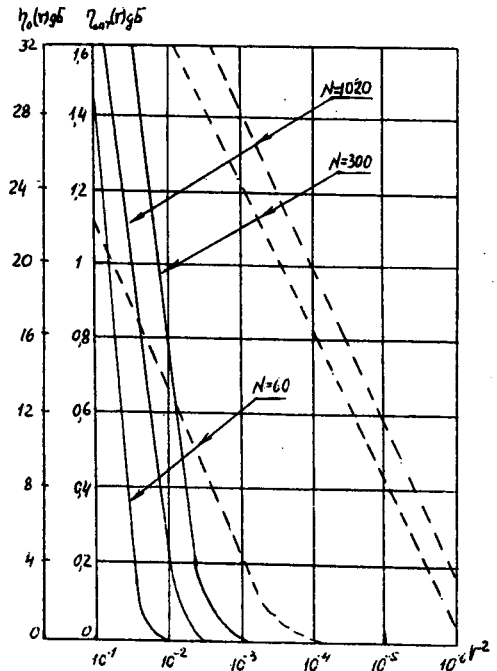


Рис. 3

Литература

- [1] Быховский М.А. Потенциальная помехоустойчивость разделения двух сигналов с ЧМ. "Электросвязь" №10, 1979г.
- [2] Быховский М.А. Исследование одного метода разделения двух ЧМ сигналов, передаваемых в общей полосе частот. Тр.НИИР №1, 1980г.
- [3] Бородич С.В. Искажения и помехи в многоканальных системах радиосвязи с ЧМ. М., "Связь" 1976г.
- [4] Кантор Л.Я., Дорофеев В.М. Помехоустойчивость приема ЧМ сигналов. М., "Связь" 1977 г.
- [5] Крутел Р.У., Дифонзо Д.Ф. и др. Бортовые антенны для спутниковой связи с повторным использованием частот. ТИИЭР, т.65 № 3, 1977г.
- [6] Быховский М.А. Потенциальная помехоустойчивость двухканального приема сигналов с ЧМ. Тр.НИИР, №1, 1979г.

M.A. Bykhovsky ^{k)}

SUMMARY

Radio interference compensation in angular modulation communication systems.

Frequency modulation FM systems, which are used in radio-relay, tropospheric and satellite communication, in UHF broadcasting, in mobile communication systems and so on, are commonly applied in communication technique. Due to sharp growth of the operating system number in all the frequency ranges, new reception method development which permits to separate effectively several different FM signals, occupying common frequency band, is very actual. The results of study channel and multichannel noise compensator efficiency for FM signals are given in the report. The problems of such noise compensator technical realization for a multichannel communication system are considered. The technique for computation of efficiency suppression interference in FM receivers is suggested. It is shown in the report that noise compensator application permits to double FM communication system capacity without broadening the occupied frequency band.

^{k)} Radio Research Institute NIIR
Moscow, USSR

Радиокommуникация,
приемники,
помехоустойчивость.

М. Миллер

ВЛИЯНИЕ СПЕКТРА СИГНАЛА ПЕРВОГО ГЕТЕРОДИНА НА ДИНАМИКУ КВ РАДИОКОММУНИКАЦИОННОГО ПРИЕМНИКА

Спектр и уровень сигнала I гетеродина радиокommуникационного приемника непосредственно влияют на такие его параметры как: чувствительность, помехоустойчивость и максимальное отношение сигнала к шуму.

В докладе представлено влияние напряжения I гетеродина приемника на его основные параметры и способы проектирования линейного тракта, обеспечивающие максимальную динамику.

I. ВВЕДЕНИЕ

Постоянный рост числа потребителей коротких волн и мощности передатчиков вызывает необходимость повышения требований к динамике КВ радиокommуникационных приемников. Еще недавно барьером роста динамики приемников являлась небольшая линейность входных каскадов и слабая избирательность фильтров промежуточной частоты. Мена распределения усиления в линейном тракте приемника, применение в.ч. усилителей, построенных на транзисторах мощности, балансных смесителей, построенных на диодах Шотки, а также кварцевых фильтров привели к такой ситуации, в которой все чаще результирующую динамику приемника определяет спектр сигналов гетеродинов. В докладе представлено способ проектирования динамики современного КВ приемника высшего сорта.

Научно-Исследовательский Институт Связи
Варшава, Польша

2. МОДЕЛЬ СИГНАЛА ПЕРВОГО ГЕТЕРОДИНА

Во всех современных КВ приемниках источником сигнала I гетеродина является частотный синтезатор. Мгновенное значение выходного напряжения частотного синтезатора можно представить в виде:

$$u(t) = [U_0 + \varepsilon(t)] \sin [\omega_0 t + \varphi(t)] \quad (I)$$

где

$\varepsilon(t)$ - флуктуации амплитуды

$\varphi(t)$ - флуктуации фазы

Типовое распределение спектра флуктуации фазы выходного сигнала синтезатора представлено на рис. I [1, 4]

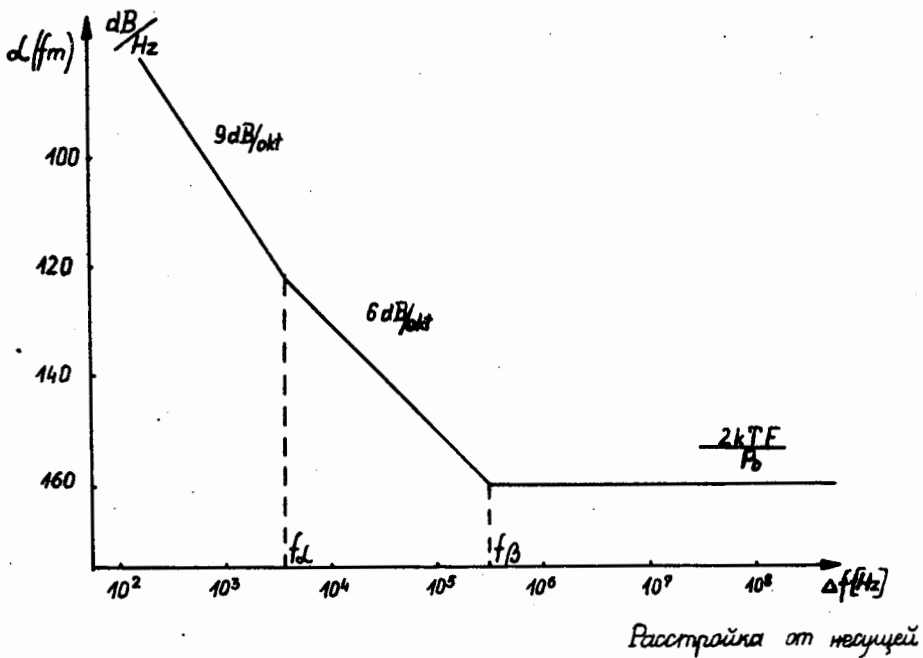


Рис. I. Характеристика флуктуации фазы сигнала частотного синтезатора КВ радиокommunikационного приемника.

На распределение спектра шумов флуктуации фазы сигнала частотного синтезатора влияют:

- результирующая добротность резонансного контура Q_w генератора, перенастраиваемого напряжением (ГПН),
- коэффициент шума ГПН,
- рабочая мощность ГПН.

$$f_{\beta} = \frac{f_0}{2Q_w} \approx (200+300) \text{ кГц для частотных синтезаторов, работающих в диапазоне } (70+100) \text{ МГц}$$

$f_{\alpha} = 5 \text{ кГц}$, при расстройках $\Delta f > f_{\alpha}$ исчезает эффект влияния шумов мигания на спектр выходного сигнала синтезатора.

С точки зрения помехоустойчивости приемника очень важно, чтобы значение функции $\alpha(f_m)$ при расстройках $\Delta f > f_{\beta}$ было как можно меньше. Это значение обуславливается коэффициентом шума генератора и рабочей мощностью, например, в генераторе с параметрами

$F_0 = 10 \text{ дБ}$, $P_0 = 0 \text{ дБм}$
значение функции $\alpha(f_m)$ для $\Delta f > f_{\beta}$ составляет

$$\alpha(f_m > f_{\beta}) = \frac{2F_0 k T}{P_0} = 6 + 10 - 174 = -158 \text{ дБ}$$

3. ВЛИЯНИЕ СИГНАЛА ГЕТЕРОДИНА НА ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ ПРИЕМНИКА

Диапазон динамики приемника, с одной стороны ограничивается его собственными шумами, а с другой - возможностью полезной работы при наличии сильных помех. Рассмотрим влияние сигнала гетеродина для этих двух случаев.

Основное влияние на чувствительность приемника имеет постоянный уровень шума ($\Delta f > f_{\beta}$) сигнала гетеродина, так как может он непосредственно проникать через смеситель в тракт I промежуточной частоты. Ввиду очень малых усилений в.ч. тракта и большой мощности сигнала I гетеродина эта проблема особенно важна в современных приемниках с большой динамикой. Для приемника без в.ч. усилителя с коэффициентом шумов $F = 12 \text{ дБ}$ и мощностью первого гетеродина 23 дБм получим мощность собственного шума на выходе I смесителя

Предположим, что $B = 1 \text{ Гц}$, $K_{\text{рлн}} = -6 \text{ дБ}$, тогда

$$P_{\text{sz}} = k T B F K_{\text{рлн}} = -174 + 12 - 6 = -168 \text{ дБм.}$$

Мощность шума сигнала I гетеродина при I промежуточной частоте в случае, когда $f_{21} - f_{m1} \geq f_{\beta}$ равна

$$P_{sz21} = \alpha(f_m > f_{\beta}) + P_{21} = -155 + 23 = -132 \text{ дБм.}$$

Итак, мощность шума сигнала I гетеродина на входе смесителя на 36 дБ больше, чем на его выходе. Это значение сравнимо с затуханием сигнала гетеродина в балансных смесителях, следовательно, при непосредственном проникновении напряжения шумов сигнала I гетеродина в тракт I промежуточной частоты может понизиться чувствительность. Эта проблема значительно осложняется, если нижний диапазон принимаемых частот находится в диапазоне частот менее f_{β} . В таком случае уровень шумов сигнала I гетеродина с I промежуточной частотой повышается и очень часто является непосредственной причиной ухудшения чувствительности приемника для нижнего диапазона частот.

4. ВЛИЯНИЕ СИГНАЛА ГЕТЕРОДИНА НА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЕМНИКА

Сигнал гетеродина современного радиокommunikационного приемника влияет на его следующие параметры:

- устойчивость против интермодуляционных помех,
- устойчивость против блокировки,
- устойчивость против перекрестной модуляции,
- результирующую избирательность (эффект обратного преобразования)

Значения параметров I+3 зависят от уровня мощности I гетеродина и соответствующего ей типа балансного смесителя. Эту зависимость иллюстрирует таблица I.

Спектр сигнала I гетеродина имеет непосредственное влияние на результирующую избирательность приемника [3,5,7]. Эта тематика будет подробнее рассматриваться в дальнейшей части нынешней работы.

Ввиду того, что сигнал гетеродина модулируется по фазе напряжением шума, влияет он на результирующую характеристику избирательности приемника, независимо от распределения усиления в линейном тракте приемника.

5. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЛИНЕЙНОГО ТРАКТА СОВРЕМЕННОГО КВ РАДИОКОММУНИКАЦИОННОГО ПРИЕМНИКА

Методика работы основывается на предположении, что характеристика спектра сигнала I гетеродина уже известна.

Главной целью проектирования является достижение максимальной устой-

Таблица I

Тип смесителя	Мощность гетеродина	Устойчивость против интерм. помех	Устойчивость против блокир.
Фирма Mini - Circuits Laboratory	дБм	дБ 2 мешающих сигн. с уровнем -20дБм	В
SRA - I	+7	62	0,25
SRA - IH	+17	85	0,65
ZAY - I	+23	110	1,3

чивости против интермодуляционных помех при заданной чувствительности приемника и динамики, при которой эффекты блокировки и обратного преобразования происходят одновременно. Такой способ проектирования обеспечивает максимальное использование динамики приемника и свойств сигнала гетеродина, при избежании лишних затрат для получения динамики приемника большей чем его эффективная избирательность.

При предположении, что приемник работает с согласованной антенной, в КВ диапазоне нет необходимости уменьшать коэффициент шума более $(10+12)$ КТ₀ [7]. Следует также принять, что значение к.ш. $F = 10$ дБ а распределение усиления в линейном тракте оптимально с точки зрения максимальной устойчивости против нелинейных помех. (рис.2).

Результирующий коэффициент шумов приемника F , при предлагаемом распределении усиления является суммой, выраженных в дБ коэффициентов шумов отрезков линейного тракта с усилением равным 0 дБ.

Итак, получается:

$$F = F_1 + F_2 + F_3 + F_4 \text{ [дБ]} \quad (2)$$

где:

F_1, F_2, F_3, F_4 - коэффициент шумов отрезков линейного тракта по схеме рис. 2.

Используя формулу, определяющую коэффициент многокаскадной схемы, можно вычислить значения F_1, F_2, F_3, F_4 , которые составляют соответственно

$$F_1 = 3,7 \text{ дБ}$$

$$F_2 = 2 \text{ дБ}$$

$$F_3 = 2,5 \text{ дБ}$$

$$F_4 = 2 \text{ дБ}$$

Итак, $F = 10,2$ дБ.

Устойчивость приемника против интерференционных помех практически определяют параметры первого смесителя и уровень мешающих сигналов на его входе. Зная распределение усиления и характеристики спектра сигнала I гетеродина, можно выбрать тип смесителя и определить требования к его динамике:

Эффект обратного преобразования, вызванный мешающим сигналом, находящимся в полосе входного фильтра выступит по крайней мере при расстройке от полезного сигнала на $\Delta f \geq f_{\beta}$.

Максимальное значение мешающего сигнала определяет динамика D_{RM} , вытекающая из эффекта обратного преобразования [5]. Эта динамика для однополосного приемника ($B=3\text{кГц}$) составляет

$$D_{RM \max} (\text{дБ}) = -\alpha(f_m) - 10 \log B \quad (3)$$

Принимая значение $\alpha(f_m)$ для $f_m > f_{\beta}$, согласно диаграмме рис. I получаем

$$D_{RM \max} = 125 \text{ дБ.}$$

Мощность термических шумов приемника, измеренная на его входе составляет

$$P_0 = kTBF = 174 + 35 + 10,2 \approx 129 \text{ дБм.}$$

Максимальное значение мешающего сигнала, понижающего чувствительность приемника в результате влияния эффекта обратного преобразования не более, чем на 3 дБ можно вычислить из зависимости:

$$P_{\text{вх}} \max (\text{дБм}) = D_{RM} (\text{дБ}) - P_0 (\text{дБм}) = 125 - 129 \approx -4 \text{ дБм}$$

Сигнал на входе первого смесителя по отношению к значению на входе приемника усиливается на 6 дБ и составляет 2 дБм. Обобщая, получаем зависимость для максимальной динамики первого смесителя

$$D_{M1 \max} (\text{дБ}) = D_{RM \max} - P_0 - K_p' = \alpha(f_m > f_{\beta}) - kTF + K_p' \quad (4)$$

где

K_p' - коэффициент усиления линейного тракта приемника до входа I смесителя.

Динамику остальных каскадов линейного тракта приемника, находящихся вне петли АРУ следует вычислить из зависимости

$$D_n (\text{дБ}) \geq P_{\text{вх}} \max (\text{дБ}) + K_p'' - kTF_n \quad (5)$$

где

D_n, F_n - динамика и коэффициент шума данного каскада, соответственно,
 K_p'' - коэффициент усиления от входа приемника до входа данного каскада.

Этой зависимости должны удовлетворять каскады тракта 2 промежуточной частоты с автоматической регулировкой усиления.

В усилении K_p'' следует учесть действие автоматической регулировки усиления в каскадах, предшествующих рассматриваемой схеме. На практике очень важна проверка условия (5) во всем диапазоне АРУ.

Такой подход к проектированию линейного тракта позволяет получать результирующую динамику приемника, равную динамике для полезного сигнала

$$D \text{ (дБ)} = P_{\text{вх max}} \text{ (дБ)} - kTBF \text{ (дБ)} \quad (6)$$

6. ВЫВОДЫ

Предложенный образ действий при вычислении динамики приемника, его отдельных каскадов и распределения усиления в линейном тракте обеспечивает максимальное использование параметров всех каскадов приемника при одновременной минимализации затрат и отрицательных эффектов, связанных с избыточным повышением мощности сигнала I гетеродина.

Недостатком этого метода является то, что в дальнейшей части рассуждений не учтено интермодуляционных помех. С точки зрения статистики, кажется, что при проектировании приемника большой расточительностью было бы положение о наличии эффекта обратного преобразования и результатов действия интермодуляционных помех 3-го порядка при тех же уровнях мешающих сигналов.

7. СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Documents CCIR Doc. 3/15 - E 18 December 1975
- [2] Cheadle D., Selecting mixers for best intermod performance, *Microwaves*, November 1973, p.48-52 and December 1973 p.58-62.
- [3] Голубев В.Н., Эффективная избирательность радиоприёмных устройств, Москва "Связь" 1978.
- [4] Manassewitsch V., Frequency synthesizers theory and design, New York : John Wiley and Sons, 1976.
- [5] Миллер М., Влияние спектра I гетеродина радиосвязного приёмника на чувствительность и надёжную работу при сильных мешающих сигналах. EMC-78, Proceedings of the Fourth International Wrocław Symposium on Electromagnetic Compatibility, p. 223-224.
- [6] Rehde O.L. Eight Ways to Better Radio Receiver Design. *Electronics* February 20, 1975 p.p. 87-91.

[7] Seein B.M., H.F. Communication Receiver Performance requirements and Realization, Radio and Electronic Engineer, Vol.41, 1971, no.7 p.321-329.

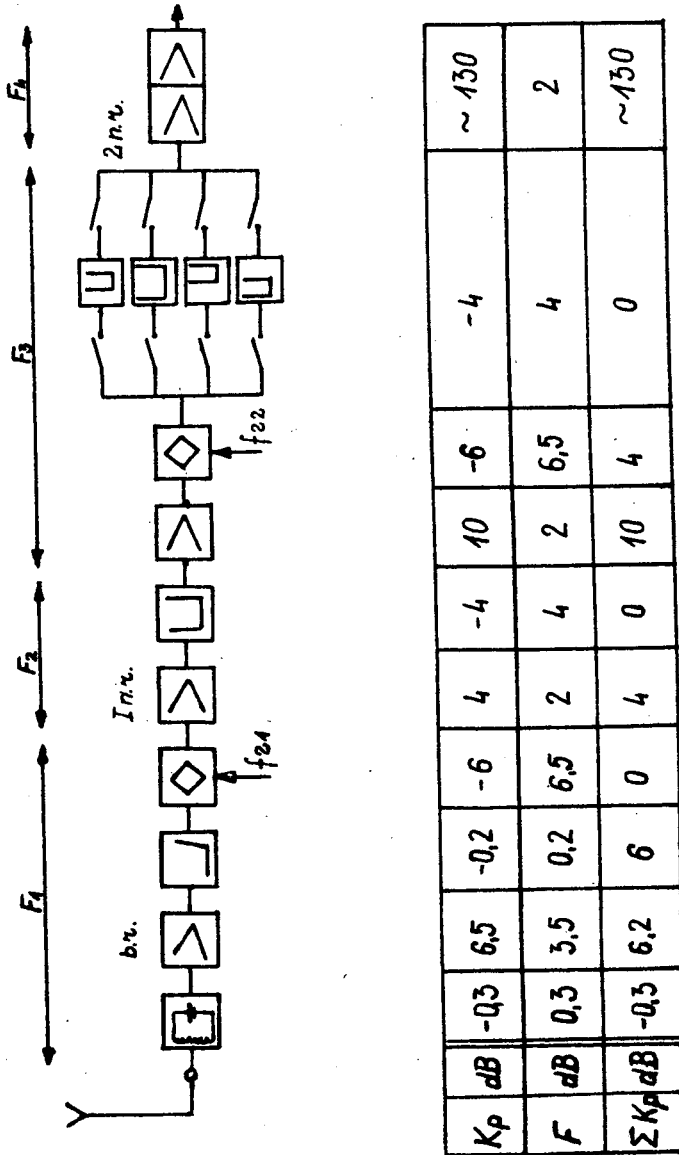


Рис. 2. Блок-схема и распределение усиления приемника.

M.M. Miller*)

The influence of first local oscillator spectrum
on the dynamic range of HF communication receiver.

The sensitivity, immunity to interference and maximum noise to signal ratio of first local oscillator of HF communication receiver are directly influenced by its signal's spectrum and power. In this report the influence of the first local oscillator's signal on basic characteristics of the receiver are discussed and the way of designing the linear channel for maximum dynamic range is shown.

Fig. 1. Estimated phase-noise spectrum of frequency synthesizer of HF communication receiver.

Fig. 2. Block diagram and gain distribution of communication receiver.

*) Communication Research Institute
Warsaw, Poland

**AN EMC PROBLEM BUT NO EMC STAFF ?
FOR EVERY EMC CONSULTATION CONTACT**

**Institute of Telecommunication and Acoustics
Technical University of Wrocław
Wybrzeże Wyspiańskiego 27
50-370 Wrocław
Poland
Telex: 0712 559 pwr pl**

**Institute of Telecommunication
Kopernika 11
51-622 Wrocław
Poland
Telex: 0712 118 ilwr pl**

Телевизионное вещание
взаимные помехи

В.А.Быковский, М.Г.Локшин *)

МЕТОДЫ УЛУЧШЕНИЯ ЭМС СЛУЖБ ТВ ВЕЩАНИЯ

Ограниченное число частотных каналов, выделенных для ТВ вещания, является сдерживающим фактором в развитии многопрограммной сети вещательного телевидения. Поэтому, наряду с увеличением числа частотных каналов для ТВ, важнейшей задачей является повышение эффективности их использования, что достигается, в частности, улучшением электромагнитной совместимости служб телевизионного вещания.

Одним из основных путей решения этой задачи является внедрение режимов работы телевизионных передатчиков, обеспечивающих снижение величины защитных отношений без ухудшения качества приема.

Заметность создаваемого на экране кинескопа мешающего узора зависит от его конфигурации. Конфигурация узора помехи определяется соотношением между частотой биений и частотами разложения воспроизводимого изображения, при соответствующих значениях которых можно при неизменном уровне помехи существенно снизить мешающее воздействие нежелательного сигнала на качество ТВ приема. На этом принципе основан применяемый в настоящее время при планировании метод смещения частот несущих (СНЧ).

Различают режимы с простым и точным СНЧ. При простом СНЧ разность значений двух частот несущих сигналов изображения кратна $1/12$ частоте разложения по строкам, а точность поддержания частот несущих — не хуже ± 500 Гц. Частота несущей изображения определяется в соответствии с выражением

$$f_{\text{нос}} \cdot 10^6 \pm \frac{K}{12} f_{\text{стр}} \pm 500 \text{ Гц},$$

*) Министерство связи СССР
Москва, СССР

где $f_{0_{нз}}$ - номинальное значение частоты несущей изображения каждого канала, МГц; $f_{стр}$ - частота разложения по строкам, Гц; $k = 1, 2, 3 \dots 20$. Защитные отношения при простом СНЧ представлены кривой 1 на рис.1.

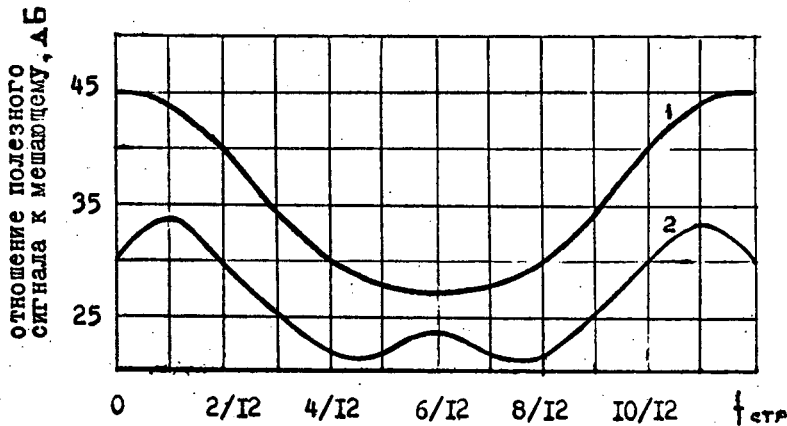


Рис.1. Защитные отношения при режиме СНЧ

При точном СНЧ разность значений двух частот находится в более жесткой, чем при простом СНЧ, связи с частотами разложения, а точность поддержания частот несущих - не хуже ± 1 Гц. При этом режиме частота несущей изображения

$$f_{0_{нз}} \cdot 10^6 \pm \left(m \pm \frac{2n+1}{625} \right) f_{стр} \pm 1 \text{ Гц},$$

где $m = 0, 1, 2$; $n = 0, 1, 2 \dots 155$. Защитные отношения при работе с точным СНЧ представлены кривой 2 на рис.1.

Выигрыш в защитных отношениях при точном СНЧ, достигаемый по сравнению с простым СНЧ, позволяет уменьшить расстояния между мешающими передатчиками в среднем на 20% и существенно снизить взаимные помехи в уже сложившейся сети.

В совмещенном канале может быть применен еще один режим работы

телевизионных передатчиков, позволяющий снизить защитные отношения. При этом режиме взаимно мешающие передатчики должны работать на одной частоте при нестабильности частот несущих не хуже $\pm 0,1$ Гц (высокостабильный режим с нулевым СЧ). В случае синхронной трансляции взаимно мешающими передатчиками одной и той же программы, защитное отношение может быть снижено до 20 дБ [1], однако, если частоты разложения полезного и мешающего изображений несинхронны, либо различны сами программы, величина защитного отношения существенно возрастает. Экспериментальные исследования показали, что уже при нестабильности частот разложения по строкам $\pm 10^{-6}$ требуется защитное отношение 27 дБ.

При внедрении режима работы с точным СЧ следует иметь в виду, что при отношении напряжения полезного сигнала к напряжению помехи около 20 дБ, образующиеся на выходе видеодетектора телевизионного приемника биения несущих интерферирующих сигналов изображения могут нарушить работу схем строчной синхронизации.

Величина защитного отношения (А) при помехе от нижнего смежного канала зависит не только от характеристик избирательности телевизионных приемников, но и от соотношения между мощностями сигналов изображения и звукового сопровождения взаимно мешающих передатчиков и определяется выражением

$$A = \xi - S - \nu + \kappa$$

где ξ - весовая функция изменения заметности периодической помехи с частотой биений; S - избирательность телевизионного приемника на частоте помехи; ν - отношение мощностей сигналов изображения и звукового сопровождения мешающего передатчика; κ - коэффициент пересчета защитных отношений с выхода на вход телевизионного приемника.

При помехе от верхнего смежного канала основные мешающие воздействия оказывают биения несущих сигналов изображения верхнего канала и звукового сопровождения нижнего. Как показали проведенные исследования, линейный безынерционный детектор обладает определенными защитными свойствами по отношению к этим биениям, причем степень подавления увеличивается с уменьшением относительных амплитуд колебаний, образующих биения.

Не менее актуально, чем использование СЧ, подавление помех приемными установками. Определенными помехоподавляющими свойствами обладает телевизионный приемник, например, в отношении помех от смежных и зеркальных каналов, что учитывается при установлении соответ-

ствующих норм на защитные отношения.

Если существенные помехи наблюдаются повсеместно на значительной территории, действенным средством является ортогональная поляризация interfering сигналов. Экспериментальные исследования показали, что типовые антенны обеспечивают подавление помехи в 90% случаев (пунктов) не менее, чем на 10 дБ [2]. Результаты измерений коэффициента деполаризации D в диапазоне метровых волн представлены на рис.2.

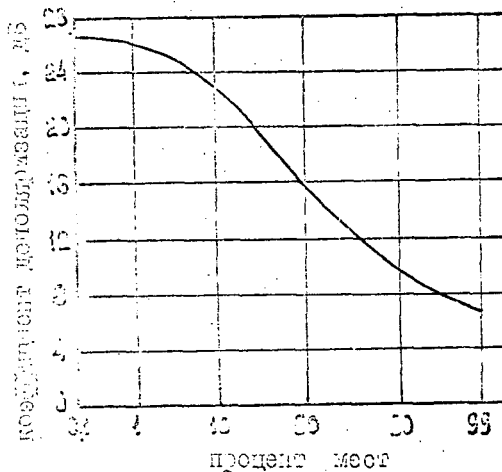


Рис. 2. Эмпирическое распределение коэффициента деполаризации

Величина поляризационной защиты зависит от направленных свойств приемной антенны. Так, например, пятиэлементная антенна типа "волновой канал" обеспечивает подавление сигнала с ортогональной поляризацией на 3,5 дБ больше, чем полуволновый вибратор. Коэффициент поляризационной защиты зависит также от высоты подъема приемной антенны: уменьшается при ее снижении. В общем случае, особенно для остронаправленных антенн, величина ослабления ортогональных компонентов сигнала, приходящего с направленных боковых элементов диаграммы направленности, может быть меньше величины поляризационной развязки, обеспечиваемой в пределах главного лепестка.

Решением Всемирной Административной конференции по радиосвязи (ВАКР) в некоторых частотных диапазонах предусмотрена работа как спутниковых, так и наземных систем ТВ вещания. Поэтому возникает проблема электромагнитного совмещения наземных и спутниковых систем ТВ вещания. При ее решении нельзя непосредственно использовать защитные отношения, разработанные и повсеместно применяемые для планирования наземных сетей телевидения, по ряду причин, из которых основными можно считать:

- различие статистик флуктуаций уровней мешающего поля сигналов наземного и спутникового радиопередатчиков и, как следствие этого, различие времени воздействия помех на прием телевидения;
- различие в величине зон поражения, создаваемых мешающими сигналами наземных и спутниковых радиопередатчиков;
- необходимость учета совместного воздействия на прием сигналов спутникового ТВ вещания периодических и флуктуационных помех.

Кроме того, существующие защитные отношения, используемые при планировании ТВ вещательных сетей, определены для АМ, тогда как спутниковое вещание разрешено при условии ЧМ.

Для наземных ТВ сетей характерен случай, когда передающие станции расположены на значительных расстояниях друг от друга, а мешающее поле создается в результате дальнего тропосферного рассеяния сигнала соседнего передатчика. В результате в точке приема наблюдаются значительные изменения уровня помехи во времени и можно нормировать уровень мешающего сигнала, в течение малого процента времени вызывающий допустимое ухудшение качества изображения.

Напряженность поля сигнала спутникового ретранслятора может испытывать во времени незначительные флуктуации. Следовательно, при решении проблемы ЭМС наземных и спутниковых систем ТВ вещания уровень помехи, создаваемой вещательным ИСЭ, можно считать постоянным [3]. Различие этих статистических особенностей учитывается в последних документах МККР [4,5], которые устанавливают различную нормируемую оценку качества для определения защитных отношений методом субъективных экспертиз при помехах от наземных и спутниковых систем ТВ вещания.

При решении вопроса о выборе величины защитного отношения для целей планирования следует основываться на закономерностях изменения качества ТВ изображения при изменении уровня мешающего сигнала. В СССР выполнены работы по определению защитных отношений для АМ-ОБН ТВ сигналов для наиболее распространенных систем цветного ТВ при помехе с вещательных ИСЭ. Все условия измерений соответствовали рекомендациям МККР.

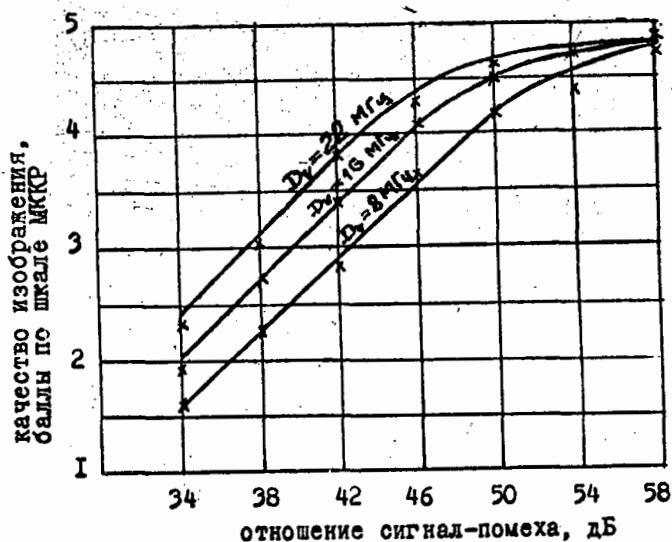


Рис.3. Зависимость качества изображения от уровня ЧМ помехи

В результате проведенных исследований были определены зависимости качества изображения от уровня мешающего ЧМ сигнала для трех значений девиации. Эти зависимости показаны на рис.3 [6]. Исследования показали, что дисперсия энергии ЧМ сигнала ослабляет мешающее его действие, причем выигрыш от введения дисперсии снижается по мере увеличения размаха девиации сигнала.

Были проведены исследования по определению защитных отношений, требуемых при возможных помехах служб спутникового звукового вещания, исходя из защиты служб ТВ вещания, предусмотренных Радиорегламентом, при совместном использовании этими службами полосы частот 620-790 МГц. Изучение этого вопроса было проведено в свете предложений одной Администрации к СИС и ЗАКР-Р-79 [7]. Экспериментальные исследования подтвердили, что при одновременном воздействии нескольких ЧМ помех на ТВ изображение его качество ухудшается пропорционально сумме мощностей этих помех, попадающих в спектр принимаемого ТВ сигнала.

Для одной помехи, непрерывно модулируемой по частоте сигналом звука, защитное отношение для службы наземного и спутникового ТВ вещания, соответствующее оценке 4,5 по пятибальной шкале для помехи с ИСЗ, равно 60 дБ [8] и 30 дБ [9] соответственно.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1.] М.Г.Локшин. Повышение эффективности использования частотных каналов в передающей сети ТВ вещания. "Электросвязь", 1980, № 1.
- [2.] А.А.Шур и др. Результаты измерений напряженности поля и деполяризации телевизионных сигналов. "Труды НИИР", 1977, № 2.
- [3.] М.Г.Локшин. Совмещение наземных и спутниковых систем ТВ вещания. "Электросвязь", 1975, № 9.
- [4.] Rep. 813. "Recommendations and reports of CCIR, 1978, XIV Plen. Ass., Kyoto 1978", Geneva 1978.
- [5.] Rep. 806. "Recommendations and reports of CCIR, 1978, XIV Plen. Ass., Kyoto 1978", Geneva 1978.
- [6.] Protection ratio for AM-VSB television signals against interference from FM-TV signals. Doc. P/341, CCIR, SPM(WARC-79), 1978(USSR).
- [7.] A system concept of audio-bandwidth satellite broadcasting in bands shared with terrestrial television broadcasting. Doc. P/338 CCIR, SPM(WARC-79), 1978(USA).
- [8.] Rep. 306-3. "Recommendations and reports of CCIR, XIV Plen. Ass., Kyoto 1978", Geneva 1978.
- [9.] Rep. 634-1. "Recommendations and reports of CCIR, XIV Plen. Ass., Kyoto 1978", Geneva 1978.

V.A. Bykhovsky, M.G. Lokshin *)

Methods to improve EMC in TV broadcasting

In the paper some methods are discussed which allow for better use of frequency channels and better quality of reception. The following may be considered as basic steps-towards this end:

- introduction of operating conditions for TV transmitters which allow for lower protection ratios,
- improving the immunity of TV receivers,
- use of orthogonal polarisations for TV stations which interfere with each other,
- improving EMC of terrestrial and satellite TV systems by establishing the protection ratio for terrestrial TV from the satellite TV, taking into account statistical characteristics of wanted and unwanted signals,
- use of statistical methods for TV network planning, based on real equipment characteristics; this allows for lower requirements on the planning stage, without lowering the reception quality.

The paper quotes results of experimental investigations on the methods mentioned above and gives their qualitative evaluation.

*) Radio Research Institute NIIR, Moscow, USSR

**Уменьшение избыточности
Структуры дискретизации**

Алина Карвоуска-Лямпарска
Леслав Кендзерски^{х)}

**ВЛИЯНИЕ УМЕНЬШЕНИЯ ИЗБЫТОЧНОСТИ
НА КАЧЕСТВО ИЗОБРАЖЕНИЯ**

Рассматриваются специальные методы дискретизации, позволяющие уменьшить ширины спектра без влияния на качество изображения.

I. ВВЕДЕНИЕ.

Классические методы дигитализации систем цветного телевидения вызывают необходимость использования очень широкого частотного спектра, делая невозможным применение на практике таких систем для потребностей передачи сигналов. Передача цифровых телевизионных систем в интегрированных передающих сетях может требовать в практических условиях ширины спектра частот передаваемого сигнала. Существуют однако возможности ограничения ширины спектра частот через уменьшение избыточности информации в изображении, используя с этой целью, как известно, статистические свойства изображения и возможность устранения из него обилия информации без снижения качества передаваемого аналогового изображения.

Основной целью работ проводимых в Институте связи, частичные результаты которых представлены в настоящее время, является определение отношений между степенью уменьшения избыточности, а качеством изображения оцениваемом субъективными методами.

Применены в настоящее время методы уменьшения избыточности, которые заключаются в использовании специальных методов дискретизации сигнала и так называемого "экономического кодирования".

х) Институт связи,
Шахон. 1, 04-894 Варшава, Польша.

В докладе будет обсуждаться влияние на качество воспроизведённого аналогового изображения специальных методов дискретизации сигналов яркости и цветности, которые разрешают лучшее использование частотного спектра.

2. ОГРАНИЧЕНИЕ ПОЛОСЫ ЧАСТОТ СИГНАЛА ПОДВЕРГНУТОГО ДИГИТАЛИЗАЦИИ

Ограничение спектра использованного цифровым сигналом, очевидно, связано с понижением частоты дискретизации. Понижение однако частоты дискретизации видеосигнала вызывает, как известно, появление искажений, связанных с переплетанием частоты спектров, возникающих вследствие дискретизации. При дигитализации сигнала цветного телевидения системы СЭКАМ принимая во внимание частотную модуляцию сигнала цветности невозможно исключить возникшие искажения через применение гребенчатых фильтров.

Уменьшение частотной дискретизации без появления искажений вызывает необходимость ограничения полосы частот видеосигнала подвергнутого дискретизации, что затем влияет на понижение качества воспроизведённого аналогового изображения, как следует из таблиц I.

Таблица I.

Ограни- чение по лосы частот /МГц/	Полный видеосигнал чёрно- белого телевидения.			Полный видеосигнал цветного телевидения системы СЭКАМ.		
	Род при- ёмника	Оцен- ка	Стандартное отклонение	Род при- ёмника	Оцен- ка	Стандартное отклонение
I	2	3	4	5	6	7
6	Приёмник чёрно-бело- го телеви- дения	5	0	Приёмник чёрно-бело- го телеви- дения	5	0
5		4,95	0,22		5	0
4,5		4,6	0,5		4,62	0,49
4		4,4	0,59		4,4	0,49
3,5		4,25	0,44		4,26	0,66
6	Приёмник цветного те- левидения	5	0	Приёмник цветного те- левидения	5	0
5		4,8	0,62		4,78	0,46
4,5		4,75	0,44		4,56	0,54
4		2,1	0,64		2,26	0,53
3,5		1,95	0,99		1,68	0,72

Примечание: Данные из таблицы I относятся к субъективной оценке качества изображения согласно рекомендациям МККР № 500 - I и являются средними величинами совершенных наблюдений IO стандартными наблюдателями.

Для сигнала цветного телевидения и при отдельной дискретизации сигнала яркости, а также при цветораспространенных сигналах, возможно согласно результатам измерений, приведенных в таблице 2, ограничение в значительно большей степени полосы частот этих сигналов. Это уменьшает частоту дискретизации и, следовательно, ограничивает использующий через цифровой сигнал частотный спектр, без введения искажений.

Таблица 2.

Ограничение полосы частот сигнала яркости /МГц/	Ограничение полосы частот цветораспространенных сигналов /МГц/								
	1,5 МГц			1,1 МГц			0,9 МГц		
	Род прием-	Оцен-	Стандартное отклонение	Род прием-	Оцен-ка	Стандартное отклонение	Род прием-	Оцен-ка	Стандартное отклонение
I	2	3	4	5	6	7	8	9	IO
6	Приёмник цветного телевидения	5	0	Приёмник цветного телевидения	3,78	0,5	Приёмник цветного телевидения	3,51	0,74
5		4,73	0,45		3,78	0,43		3,5	0,6
4,5		4,73	0,5		3,71	0,56		3,49	0,54
4		4,56	0,5		3,71	0,45		3,49	0,63
3,5		4,47	0,47		3,55	0,63		3,38	0,62

Примечание: Условия измерений как для таблицы I.

3. СПЕЦИАЛЬНЫЕ МЕТОДЫ ДИСКРЕТИЗАЦИИ И ИХ ВЛИЯНИЕ НА КАЧЕСТВО ВОСПРОИЗВЕ- ДЕННОГО АНАЛОГОВОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ.

Специальные методы дискретизации видеосигнала разработаны опираясь на специфические черты изображения способствуют значительно лучшему использованию спектра через цифровые сигналы. Аналоговый входной видеосигнал x_a является как функцией времени /t/ так и функцией положения /x,y/ элемента изображения на его плоскости, то есть:

$$x_a = /x,y,t/$$

Точки восприятия отсчетов должны быть определены тремя величинами /x,y,t/. Вследствие этого можно создавать разные структуры дискретизации, при которых точно определяется положение соответствующих от-

счётов на очередных строках развёртки и для очередных полей изображения. Рассмотрим так называемую ортогональную структуру, а также так называемую шахматную структуру $\overline{x/}$ поля и шахматную структуру строк



Рис.1 Ортогональная структура.

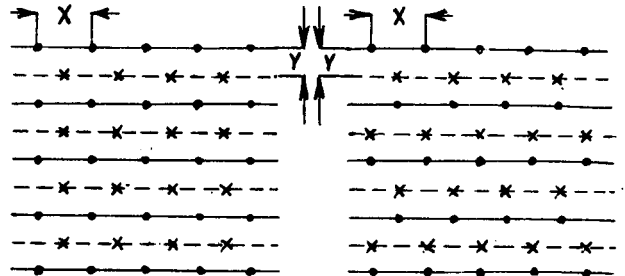


Рис.2 Шахматная структура поля.

Рис.3 Шахматная структура строк

В ортогональной структуре /рис.1/ отсчёты на очередных выборочных строках расположены по вертикали. Такая структура даёт, следовательно, одинаковый уклад расчётов как для очередных изображений, так и для очередных полей изображения. Можно принять, что дискретизирующая функция является функцией только двух переменных, определяющих положение отсчёта $p(x,y)$. Это можно записать в виде:

$$p(x,y) = \sum_k \sum_n \delta(x - kX) \delta(y - nY) \quad \dots (1)$$

где: X - расстояние между отсчётами в горизонтальном направлении

k - номер отсчёта в горизонтальном направлении

Y - расстояние между отсчётами в вертикальном направлении

/расстояние между очередными строками/.

n - номер строки.

Частотный спектр функции, определяющий дискретизацию имеет вид:

$$P(f_x, f_y) = \frac{A}{XY} \sum_k \sum_n \delta(f_x - k \frac{1}{X}) \delta(f_y - k \frac{1}{Y}) \quad \dots (2)$$

$\overline{x/}$ quincunx — с латинского языка; математическое выражение, определяющее расположение четырёх точек в углах прямоугольника и пятой на пересечении диагоналей прямоугольника /как пятёрка в картах для игры/.

где: $f_x = \frac{1}{X}$ - частота дискретизации в горизонтальном направлении

$f_y = \frac{1}{Y}$ - частота дискретизации в вертикальном направлении
/для ортогональной структуры/

A - постоянная

Этот частотный спектр выходного сигнала принимает вид:

$$X_p(f_x, f_y) = X_a(f_x, f_y) * P(f_x, f_y) = \frac{A}{XY} \sum_k \sum_n X_a(f_x - k \frac{1}{X})(f_y - n \frac{1}{Y}) \quad (3)$$

Оно содержит кроме основного спектра входного сигнала имеющего центр на пересечении оси f_x, f_y бесконечные ряды спектров, центры которых расположены соответственно с $\frac{1}{X}$ и $\frac{1}{Y}$. Спектры, центры которых удалены от центра основного спектра с $n \frac{1}{Y}$ возникают вследствие линейной структуры изображения, а спектры, центры которых удалены с $k \frac{1}{X}$ вследствие дискретизации в направлении строк.

Частота дискретизации должна быть в этом случае согласно закону Найквиста, что привлекает к необходимости применения больших битовых скоростей. Ортогональная структура не даёт следовательно экономии на частотном спектре сигнала.

В шахматной структуре поля /рис.2/ отсчёты являются ортогональными в каждом поле изображения, но отсчёты одного поля смещаются относительно отсчётам второго поля на половину периода дискретизации. Для такой структуры можно указать, что функция определяющая дискретизацию имеет вид:

$$p(x, y, t) = \sum_k \sum_n \sum_m \delta(x - kX) \delta(y - n2Y) \delta[t - mT + 2(k+n)T] \quad (4)$$

где: T - период поля

2T - период повторяемости такой же структуры

m - порядковый номер поля

2Y - расстояние между строками того же поля

$\frac{X}{2}$ - расстояние в горизонтальном направлении между отсчётами одного поля и отсчётами второго поля

B - постоянная

а её спектр следует записать в виде:

$$P(f_x, f_y, f) = \frac{B}{XYT} \sum_k \sum_n \sum_m \delta(f_x - k \frac{1}{X}) \delta(f_y - n \frac{1}{2Y}) \delta[f - m \frac{1}{T} + (k+n) \frac{1}{2T}] \quad (5)$$

Зато частотный спектр выходного сигнала представляется тогда в форме:

$$X_p(f_x, f_y, f) = \frac{B}{XYT} \sum_k \sum_n \sum_m X_a(f_x - k \frac{1}{X})(f_y - n \frac{1}{2Y}) [f - m \frac{1}{T} + (k+n) \frac{1}{2T}] \quad (6)$$

Распределение спектров шахматной структуры поля является для одного поля очень полезным, потому что позволяет значительно уменьшать частоту дискретизации в горизонтальном направлении. Спектры зато для второго поля смещены по отношению к спектрам первого поля и могут переплетаться с основным спектром, вызывая искажения изображения, особенно при передаче полос и вертикальных линий.

В так называемой шахматной строчной структуре /рис.3/ отсчеты расположены на очередных строках того же поля и перемещены на половину периода дискретизации, а отсчеты расположенные на строках первого поля перемещены на половину периода дискретизации относительно отсчетов, расположенным на следующей строке во втором поле.

Функцию, определяющую дискретизацию, можно представить так:

$$p(x,y,t) = \sum_k \sum_n \sum_m \delta(x - kX) \delta(y - n2Y + k4Y) \delta[t - mT + (k+n)2T] \quad (7)$$

а её частотный спектр соответственно примет вид:

$$P(f_x, f_y, f) = \frac{B}{XYT} \sum_k \sum_n \sum_m \delta(f_x - k\frac{1}{X}) \delta(f_y - n\frac{1}{2Y} + k\frac{1}{4Y}) \delta[f - m\frac{1}{T} + (k+n)\frac{1}{2T}] \quad (8)$$

Тогда частотный спектр выходного сигнала запишется в виде:

$$X_P(f_x, f_y, f) = \frac{B}{XYT} \sum_k \sum_n \sum_m X_a(f_x - k\frac{1}{X}) (f_y - n\frac{1}{2Y} + k\frac{1}{4Y}) [f - m\frac{1}{T} + (k+n)\frac{1}{2T}] \quad (9)$$

Побочные спектры обоих полей изображения перекрываются для той структуры, а поскольку центры их смещены относительно оси на $\frac{1}{4Y}$, переплетания этих спектров с основным спектром и искажения здесь не происходят. Это позволяет применять частоты дискретизации примерно в 25% меньше, чем частоту Найквиста, следовательно, позволяет получать также соответствующую экономию частотного спектра цифрового сигнала.

Это не должно влиять на качество передаваемого аналогового изображения.

Уменьшение частоты дискретизации путем применения соответствующих структур дискретизации, а также учет ограниченности полосы аналоговых входных сигналов позволяют уменьшать битовую скорость цифрового сигнала

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ. .

1. CCIR - doc 11/354 /CMTT/229/ - Sampling structures in digital television 1974-1978.
2. CCIR - doc 11/355 /CMTT/230/ - Sampling frequencies for digital television 1974-1978.

3. CCIR - doc 11/356 /CMTT/231/ - Sampling structures and frequencies of /television/ component signals 1974-1978.
4. Jones A.H.: Digital video: Coding techniques and trade-offs.
11 Międzynarodowe Sympozjum telewizyjne Montreaux 1979.
5. Sabatier J., Kretz F.: Sampling the components of 625-line colour television signals. E.B.U. Review 1978 nr 171 str.str. 212 - 225.
6. Sabatier J.: Choix des parametres d'echantillonnage pour le codage numerique des signaux de television en couleur. Sympozjum telewizji cyfrowej - Praha 1978.

Alina Karwowska-Lamparska
Lesław Kędzierski
Instytut of Telecommunications
Warsaw, Poland

Redundancy reduction and picture quality

/Summary/

The paper deals with possibilities of frequency spectrum limiting of television digital systems by using statistical picture features and redundancy reduction in such a way that reproduced analog picture quality doesn't decrease. The statistical measurements of picture quality were made after the frequency bandwidth of the analog television signal had been limited. The measurements were made to assign quality grades to pictures reproduced on colour television receivers as well as on monochrome television receivers.

Special sampling methods are discussed, too, namely sampling giving orthogonal structure, field quincunx structure and line quincunx structure. The results of theoretical analysis leads to the conclusion that the so called line quincunx structure permits to reduce the sampling frequency to the value about 25 percent lower than Nyquist frequency. This together with analog input signal frequency bandwidth limiting leads to digital signal bit rate reduction.

Figure 1. Orthogonal structure

Figure 2. Line quincunx structure

Figure 3. Field quincunx structure

Радиосвязь подвижная сухопутная
электромагнитные помехи прогноз

Г.М.Мясковский^X
В.И.Кириченко^X

ПРОГНОЗ РАДИОПОМЕХ СУХОПУТНЫМ ПОДВИЖНЫМ РАДИОСЛУЖБАМ

Прогноз основан на результатах многолетних экспериментальных исследований электромагнитных помех (ЭМП). Приведен прогноз ЭМП в зоне действия сухопутной подвижной радиосвязи и примеры его использования для оценки качества приема радиотелефонной и дискретной информации на мобильных станциях.

I. ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ ДЛЯ ПРОГНОЗА

Прогноз ЭМП сухопутным подвижным радиослужбам (СПР) представляет собой совокупность методов и средств, необходимых для отображения помеховой обстановки в зоне их функционирования (на автомагистралях и улицах городов), предназначен для оценки ожидаемых качественных показателей на стадии проектирования и эксплуатации СПР и охватывает диапазон частот 30+1000 МГц.

Для прогноза использованы результаты многолетних экспериментальных и теоретических исследований ЭМП, как нестационарного случайного процесса, статистической взаимосвязи их характеристик с различными факторами, сопутствующими приему информации в СПР. взаимосвязи статистических характеристик ЭМП с показателями качества приема.

В основу прогноза положены: система статистических характеристик (ССХ) [1], оценки ее параметров, их изменчивость, методы расчета. Как было показано в [1], для прогнозирования достаточно располагать следующими оценками параметров помех, создаваемых высоковольтными цепями зажигания автомобилей:

^X НИИ строительного производства
Ивана Клименко 5/2, Киев-180, СССР.

средним значением амплитуд пиковых значений импульсов ЭМП, созданных первой группой источников - \bar{E}_T , дБ (относительно мкВ/м);

средним квадратическим отклонением (СКО) амплитуд импульсов - Δ_T , дБ (относительно мкВ/м);

средней частотой следования импульсов, созданных высоковольтными цепями зажигания в группах на нулевом уровне отсчета $\bar{F}_{он}$, имп/с;

средней длительностью группы на нулевом уровне отсчета $\bar{T}_{гpo}$, с.

Оценки указанных параметров определены путем непосредственных измерений по методике, описанной в [2].

Измерения выполнялись в объемах, позволивших получить оценки параметров ЭМП с относительной погрешностью не более 5% и доверительной вероятностью 0,99. Оценки параметров, полученные для различных временных интервалов, сезонов года и т.п., являются исходным материалом для характеристики изменчивости этих оценок.

2. СОСТАВ ПРОГНОЗА

В табл. I представлен фрагмент прогноза для одной из типовых ситуаций - автомагистралей.

Левые четыре колонки (\bar{E}_T , Δ_T , $\bar{F}_{он}$, $\bar{T}_{гpo}$) определены в результате измерений и являются исходными для расчета остальных. Следует заметить, что $\bar{F}_{он}$ и $\bar{T}_{гpo}$, указанные в табл. I соответствуют нулевому уровню отсчета, хотя измерялись на некотором более высоком уровне $E_c > 0$, и зависят, в отличие от \bar{E}_T и Δ_T , от интенсивности и скорости движения транспорта. Поэтому прогноз содержит методику пересчета параметров БСХ к любому уровню отсчета:

Таблица I

Фрагмент прогноза помеховой обстановки на трассах движения мобильных станций СМР

Частота МГц	Оценки параметров изменчивости, б								
	\bar{E}_T дБ	Δ_T дБ	$\bar{F}_{он}$ имп/с	$\bar{T}_{гpo}$ с	Δ_T с	$\bar{F}_{одр}$ ср/с	$T(0)$	$\bar{E}_{эф}$ дБ	\bar{J} ед/с
30	44,9	7,1	3551	6,3	3,26	0,09	0,661	22,7	0,295
	6,25	1,9	2704	0,92	0,61	0,003	0,1	7,9	0,21
100	49,4	9,6	3826	16,9	3,3	0,05	0,793	32,9	0,225
	7,3	1,7	3231	3,6	0,38	0,02	0,13	7,8	0,18
150	46,4	6,6	3061	15,2	5,8	0,05	0,76	28,6	0,207
	7,3	2,3	2489	5,2	2,1	0,02	0,12	7,8	0,19

Продолжение
табл. 1

Частота МГц	Оценки параметров изменчивости, б								
	E_1 дБ	δ_1 дБ	$\bar{F}_{он}$ имп/с	$\bar{T}_{гpo}$ с	δ_T с	$\bar{F}_{сop}$ гп/с	$T(0)$	$\bar{E}_{эp}$ дБ	\bar{J} ед/с
300	43,9	9,6	2882	19,3	5,2	0,04	0,83	26,8	0,251
	5,9	1,7	2741	6,6	1,8	0,014	0,34	6,5	0,08
450	46,6	10,2	2530	28,3	4,7	0,03	0,85	30,1	0,2
	6,9	2,2	2264	9,9	1,03	0,01	0,44	7,8	0,08
600	49,1	9,6	2092	40,4	4,8	0,02	0,89	28,6	0,2
	4,2	1,7	1592	12,5	0,91	0,01	0,39	6,5	0,07
800	45,2	9,6	1690	29,2	4,6	0,03	0,85	24,5	0,19
	7	1,9	1253	9,9	0,9	0,01	0,29	8,5	0,06
1000	43,6	9	1307	28,9	4,1	0,03	0,85	22,5	0,2
	7	2	1300	8	0,9	0,01	0,26	9,2	0,05

средняя частота следования импульсов в группах на нулевом уровне отсчета:

$$\bar{F}_{он} = \bar{F}_{юи}/q_1, \quad (1)$$

где $q_1 = 0,164 + 0,034 (\lg f_0 - 1,48)$;

средняя частота следования импульсов, создаваемых низковольтными цепями электрооборудования, в группах на нулевом уровне:

$$\bar{F}_{юи} = \bar{F}_{он}(1 - q_1); \quad (2)$$

средняя частота следования импульсов в группах на уровне E_c :

$$\bar{F}_{сн} = \bar{F}_{он} [q_1 \Phi(-\chi_{1c}) + (1 - q_1) \Phi(-\chi_{2c})], \quad (3)$$

где $\Phi(-\chi_{1c})$, $\Phi(-\chi_{2c})$ - нормированные функции нормального распределения;

χ_{1c} и χ_{2c} - нормированные аргументы [1];

средняя длительность групп ($\bar{T}_{гpc}$) определяется в соответствии с [1];

средняя частота следования групп определяется по формуле:

$$\bar{F}_{сop} = \bar{J} \cdot \Phi(-\chi_{гpc}); \quad (4)$$

относительное время превышения группой помех уровня определяется по формуле:

$$T(E_c) = \bar{F}_{сop} \cdot \bar{T}_{гpc}. \quad (5)$$

Приведенные выше соотношения целесообразно использовать при небольших интенсивностях движения транспорта ($\bar{J} \leq 0,25$ ед/с), когда вероятностью перекрытия смежных групп на нулевом уровне можно пренебречь.

При больших интенсивностях движения оценки параметров ВУХ опреде-

ляются следующим образом.

Средняя частота следования групп, в соответствии с [1], определяется формулой:

$$\bar{F}_{серп} = \bar{J} \Phi(\gamma_{гpc}) \exp[-\bar{J} \Phi(\gamma_{гpc}) \cdot \bar{T}_{гpc}]. \quad (6)$$

Семейство кривых, рассчитанных по формуле (6), приведено на рис. 1.

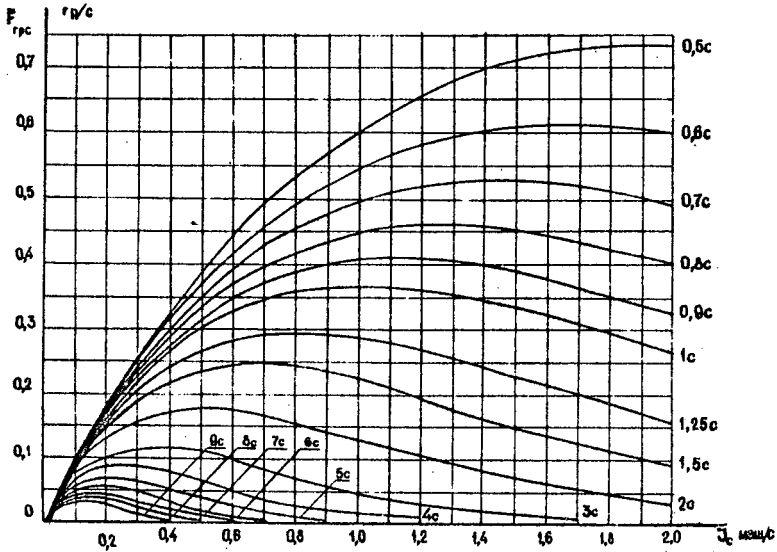


Рис. 1. Зависимость средней частоты следования групп от интенсивности движения автотранспорта

Относительное время превышения группами импульсов уровня E_c определяется по формуле:

$$T_n(E_c) = 1 - \exp[-\bar{J} \Phi(\gamma_{гpc}) \cdot \bar{T}_{гpc}]. \quad (7)$$

Средняя длительность группы на уровне определяется по формуле:

$$\bar{T}_{гpcп} = \frac{T_n(E_c)}{\bar{F}_{серп}}. \quad (8)$$

Средняя частота следования импульсов в группах определяется по формуле:

$$\bar{F}_{сгп} = \bar{F}_{сг} \cdot \theta, \quad (9)$$

где

$$\theta = \sum_{k=1}^{\ell} \frac{\rho_k (k/\bar{T}_{гpcп})}{T_n(E_c)} \left(1 - \sum_{l=1}^{k-1} \frac{l-1}{l} \rho_{k,l} \right); \quad (10)$$

$\bar{F}_{сн}$ - определяются по формуле (3);

$k=1,2,3,\dots$ - количество автомобилей, проследовавших мимо приемной антенны за интервал времени $\Delta t = \bar{T}_{гpc}$;

$$P_c(k/\bar{T}_{гpc}) = \frac{[\bar{J}\Phi(-\gamma_{гpc}) \cdot \bar{T}_{гpc}]^k}{k!} \exp[-\bar{J}\Phi(-\gamma_{гpc}) \cdot \bar{T}_{гpc}] -$$

- вероятность того, что за интервал времени $\Delta t = \bar{T}_{гpc}$ мимо приемной антенны проследует k автомобилей, создающих помехи, превышающие уровень E_c ;

$P_{k,\ell} = C_k^\ell \rho^\ell (1-\rho)^{k-\ell}$ - вероятность совпадения ℓ импульсов в перекрывающихся частях k групп;

$$C_k^\ell = \frac{k!}{(k-\ell)! \ell!} ;$$

$$\rho = \bar{F}_{сн} \cdot \tau_n ;$$

τ_n - средняя длительность видеоимпульсов на выходе приемного устройства.

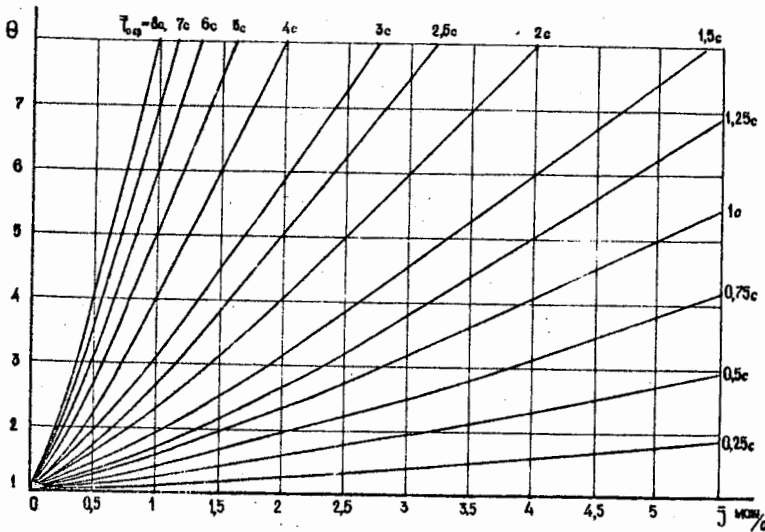


Рис. 2. Зависимость средней частоты следования импульсов от интенсивности движения

Для случаев, представляющих наибольший практический интерес, когда $[\bar{J} \Phi(-\chi_{\text{эрс}}) \cdot T_{\text{эрс}}] \leq 17$ - коэффициент определяется по упрощенной формуле

$$\theta = \sum_{k=1}^v \frac{R_k (k/T_{\text{эрс}})}{T_n(E_c)}, \quad (11)$$

или по графикам рис. 2.

Остальные оценки параметров определяются в соответствии с [1].

3. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПРОГНОЗА

В соответствии с рекомендацией 339 МККР оценка качества приема радиотелефонной информации производится с помощью отношения сигнал / помеха (R), в котором под помехой подразумевается среднее эффективное значение ЭМП.

Используя данные прогноза (см. табл. I) определим среднее эффективное значение напряженности поля ЭМП:

для ЭМП, создаваемых высоковольтными цепями систем зажигания:

$$\bar{E}_{1\text{эф}} = \bar{E}_1 + 0,115 \beta_1^2 + 10 \lg \bar{F}_{10н} + 10 \lg \Pi_{\text{пр}} - 20 \lg \Pi_{\text{из}} + 20 \lg T(0) - 2,7, \text{ дБ}, \quad (12)$$

где $\Pi_{\text{пр}}$ - полоса пропускания приемного устройства, Гц;

$\Pi_{\text{из}}$ - полоса, в которой измерялись параметры ЭМП, Гц.

(для данных табл. I $\Pi_{\text{из}} = 120000$ Гц);

для ЭМП, создаваемых низковольтными цепями $\bar{E}_{2\text{эф}}$ - по формуле (12), где $\bar{E}_1, \beta_1, \bar{F}_{10н}$ заменяются $\bar{E}_2, \beta_2, \bar{F}_{20н}$, соответственно.

Среднее эффективное значение напряженности поля ЭМП определяют по формуле:

$$\bar{E}_{\text{эф}} = 10 \lg (10^{0,1 \bar{E}_{1\text{эф}}} + 10^{0,1 \bar{E}_{2\text{эф}}}). \quad (13)$$

Напряженность поля сигнала, обеспечивающая в пункте приема заданные качественные показатели, определяется [3] по формуле:

$$\bar{E}_c = \bar{E}_{\text{эф}} + R + C, \text{ дБ}, \quad (14)$$

где $R \leq 12 \text{ дБ}$; $c = \zeta_{\alpha} \sqrt{\sigma_{\text{эф}}^2 + \sigma_c^2}$ - защитный коэффициент;

ζ_{α} - нормированный аргумент функции нормального распределения, значение которой равно α ;

α - процент пунктов, в которых гарантируется заданное качество;

$\sigma_{\text{эф}}$ - по табл. I;

σ_c - изменчивость сигнала (СКО), учитывающая его пространственные флуктуации - (6-8 дБ).

Например 90% разборчивость в 70% пунктов на частоте 300 МГц обес-

печивает сигнал $\bar{E}_c = 43,3$ дБ, рассчитанный по формуле (14) и данным прогноза табл. 1.

При приеме дискретной информации, например, с помощью узкополосного ЧМ приемника со стробированием и регенерацией, вероятность ошибки ($P_{ош}$) с учетом данных прогноза определяется следующим образом.

$$P_{ош} = P_{ош\text{ фл}} + P_{ош\text{ имп}}, \quad (15)$$

где $P_{ош\text{ фл}}$, $P_{ош\text{ имп}}$ - вероятности ошибок, вызванных флуктуационными и импульсными помехами, соответственно.

Первое слагаемое суммы (15) равно:

$$P_{ош\text{ фл}} = \exp\left(-\frac{1}{2} R_{фл}^2\right), \quad (16)$$

где

$$R_{фл} = \bar{E}_c / \bar{E}_{фл};$$

\bar{E}_c - напряженность поля сигнала, мкВ/м;

$\bar{E}_{фл}$ - среднее эффективное значение напряженности поля флуктуационных помех и собственных шумов, мкВ/м.

Второе слагаемое суммы (15) представляет собой произведение трех вероятностей:

$$P_{ош\text{ имп}} = P_{зрс} \cdot P_{совн} \cdot P_H, \quad (17)$$

где $P_{зрс}$ - вероятность того, что группа помех, превысившая уровень E_c накроет элемент сигнала:

$$P_{зрс} = 1 - \exp\left[-E \bar{J} \Phi(-\gamma_{зрс}) \cdot \Delta T_c\right]; \quad (18)$$

ΔT_c - длительность сигнала, с;

$P_{совн}$ - вероятность совпадения импульса помех со стробирующим импульсом:

$$P_{совн} = \frac{\bar{E}_{сш}}{2B} \exp\left(-\frac{\bar{E}_{сш}}{2B}\right); \quad (19)$$

B - скорость передачи, бод;

P_H - вероятность неверной регистрации принятого элемента сигнала при совпадении импульса помехи со стробирующим импульсом:

$$P_H = \frac{2\bar{E}_{сш}}{\pi p_p} \left(\frac{a}{\bar{E}_c} \cdot \bar{E}_c + b\right), \quad (20)$$

где $a = 0,0156$, $b = 0,167$ - коэффициенты аппроксимации [4];

$\bar{E}_{сш}$ - средняя амплитуда групп, превысивших уровень E_c , мкВ/м.

Сигнал $\bar{E}_c = 43,3$ дБ, например, обеспечивает вероятность ошибки, рассчитанной по формуле (15) с использованием данных прогноза табл. 1 :

$$P_{ош} = 3,8 \cdot 10^{-4}.$$

4. ПЕРЕСМОТР ПРОГНОЗА

Данные прогноза, фрагмент которого приведен в табл. I, хранятся на машинных носителях информации (перфокартах и магнитной ленте), на которых записаны также программы расчетов: обработки исходных данных, расчета оценок параметров ССХ, расчета ожидаемых показателей качества СПР, а также программа пересмотра прогноза.

Пересмотр прогноза предполагается осуществлять ежегодно; для чего четыре раза в год (в каждый сезон) выполняется комплекс измерений исходных параметров ЭМП, которые добавляются к ранее накопленным данным, сгруппированным по частотам, типовым ситуациям, сезонам. Полученный массив данных вновь обрабатывается, а новые оценки параметров и их изменчивости заносятся на соответствующие носители и распечатываются в таблицы.

5. ВЫВОДЫ

Прогноз параметров ЭМП, создаваемых электрооборудованием автотранспорта в зоне действия СПР построен на обобщенном эмпирическом материале, полученном в результате многолетних измерений по методике и с помощью аппаратного комплекса, разработанных авторами. Прогнозируемыми величинами являются оценки параметров распределения вероятности амплитуд импульсов, распределения вероятности длительности групп импульсов и средние частоты следования групп и импульсов в группах в диапазоне частот $30 \div 1000$ МГц.

Данные прогноза позволяют определять расчетным путем помеховую обстановку в соответствующих типовых ситуациях функционирования СПР в зависимости от характеристик транспортных потоков;

оценивать помехоустойчивость приема радиотелефонной и дискретной информации на мобильных станциях СПР;

принимать технические решения по проектированию сетей СПР.

Полученные результаты позволяют автоматизировать с помощью ЭВМ процесс составления и пересмотра прогнозов помеховой обстановки; расчета помехоустойчивости приема, принятия проектных решений, определения ожидаемых показателей качества функционирования прогнозируемых и эксплуатируемых систем СПР при приеме радиотелефонной и дискретной информации.

6. СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Г.М.Мясковский, В.И.Кириченко. Вероятностные характеристики радиопомех системам сухопутной подвижной радиосвязи. Симпозиум ЭМС, Вроцлав, 1980.

2. Г.М.Мясковский, Н.М.Ващенко, В.И.Кириченко. Оценка ЭМО в зоне действия наземной подвижной радиосвязи. Симпозиум ЭМС, Вроцлав, 1976.

3. Документы МККР. Отчет 322. М., "Связь", 1965.

4. С.П.Вольфбойн, Н.Г.Векслер. Помехи при передаче дискретной информации. Киев, "Техника", 1973.

G.M. Myaskovsky, V.I. Kirichenko^{*)}

Forecast of RFI to mobile surface radio
service

The forecast is based on the results of long year experimental research of electromagnetic interference /EMI/. The forecast of EMI within the range of mobile surface radio services is described with some examples of its use to evaluate the reception quality of radio-telephone and discrete information on mobile station.

Fig. 1. Dependence of the average repetition rate of groups on the traffic intensity.

Fig. 2. Dependence of the average PRR on the traffic intensity.

^{*)} Research Institute for Building Production Gosstroil
Ukrainian SSR, Kiev, USSR

Радиосвязь подвижная сухопутная
электромагнитные помехи

Г.М.Мясковский^X
В.И.Кириченко^X

ВЕРОЯТНОСТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РАДИОПОМЕХ СИСТЕМАМ СУХОПУТНОЙ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ

Оценка помеховой обстановки осуществлена с помощью системы статистических характеристик: амплитудных, временных, пространственных и частотных. Приведено описание системы статистических характеристик, выполненное на основе результатов экспериментальных исследований электромагнитных помех (ЭМП), создаваемых электрооборудованием автомобилей на трассах их движения.

1. АМПЛИТУДНЫЕ СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭМП

Некоторый обобщенный автомобиль содержит две группы статистически равноправных источников: первая группа источников связана с высоковольтными цепями системы зажигания; вторая группа источников связана с низковольтными цепями электрооборудования.

Распределения вероятностей амплитуд (РВА) импульсов ЭМП, создаваемых каждой группой источников, описываются нормальными законами, для величин, выраженных в децибеллах (относительно 1 мкВ/м), с существенно различными параметрами: M_1 и σ_1 - для первой группы источников, M_2 и σ_2 - для второй группы источников.

РВА импульсов ЭМП, создаваемых совместно обеими группами источников, описывается дискретной смесью двух нормальных законов с параметрами M и σ :

^X НИИ строительного производства
Ивана Клименко 5/2, Киев-180, СССР.

Плотность вероятностей

$$f(E_i) = \frac{q_1}{\sigma_1 \sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{(E_i - M_1)^2}{2\sigma_1^2} \right] + \frac{q_2}{\sigma_2 \sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{(E_i - M_2)^2}{2\sigma_2^2} \right]; \quad (1)$$

нормированная функция распределения

$$F(E_i) = q_1 \Phi(-\chi_{i1}) + q_2 \Phi(-\chi_{i2}), \quad (2)$$

где q_1 и q_2 - весовые коэффициенты;

$$\chi_{i1} = \frac{E_i - M_1}{\sigma_1}; \quad \chi_{i2} = \frac{E_i - M_2}{\sigma_2} \quad - \text{нормированные аргументы.}$$

Применив к распределению (1) операции математического ожидания и дисперсии можно определить его параметры:

$$M = q_1 M_1 + q_2 M_2; \quad (3)$$

$$\sigma = \sqrt{q_1 \sigma_1^2 + q_2 \sigma_2^2 + q_1 q_2 \Delta M^2}, \quad (4)$$

где $\Delta M^2 = (M_1 - M_2)^2$, $q_2 = 1 - q_1$.

В процессе экспериментальных исследований параметры РВА заменяются их оценками ($M_1 \approx \bar{E}_1$; $M_2 \approx \bar{E}_2$; $M \approx \bar{E}$; $\sigma_1 \approx \delta_1$; $\sigma_2 \approx \delta_2$; $\sigma \approx \delta$).

На рис. 1 приведены эмпирические и теоретические функции РВА импульсов, создаваемых источниками первой {1} и второй {2} группы, а также полного ансамбля {3}. Степень соответствия оценивалась по критерию χ^2 , причем $P(\chi^2) \geq 0,5462$.

Приемник мобильной радиостанции, размещенной в автомобиле, неподвижном или движущемся в потоке автотранспорта, воспринимает ЭМП как группы колокообразной формы, наполненные импульсами [1].

Амплитуды групп импульсов, выраженные в децибелах, описываются нормальным распределением с параметрами $M_{гг} \approx \bar{E}_{гг}$; $\sigma_{гг} \approx \delta_{гг}$.

На основе анализа результатов экспериментальных исследований найдены следующие эмпирические соотношения между оценками параметров РВА импульсов и групп рассматриваемого вида помех в диапазоне 30+1000 МГц:

$$\bar{E}_2 = \bar{E}_1 - [24 - 14 (\lg f_0 - 2,1761)], \quad (5)$$

где f_0 - рабочая частота, МГц;

$$\delta_2 = \delta_1 - 4, \text{ дБ}; \quad (6)$$

$$q_1 = 0,164 + 0,034 (\lg f_0 - 1,48); \quad (7)$$

$$\bar{E}_{гг} \approx \bar{E}_1 + \delta_1; \quad (8)$$

$$\delta_{гг} \approx \delta_1. \quad (9)$$

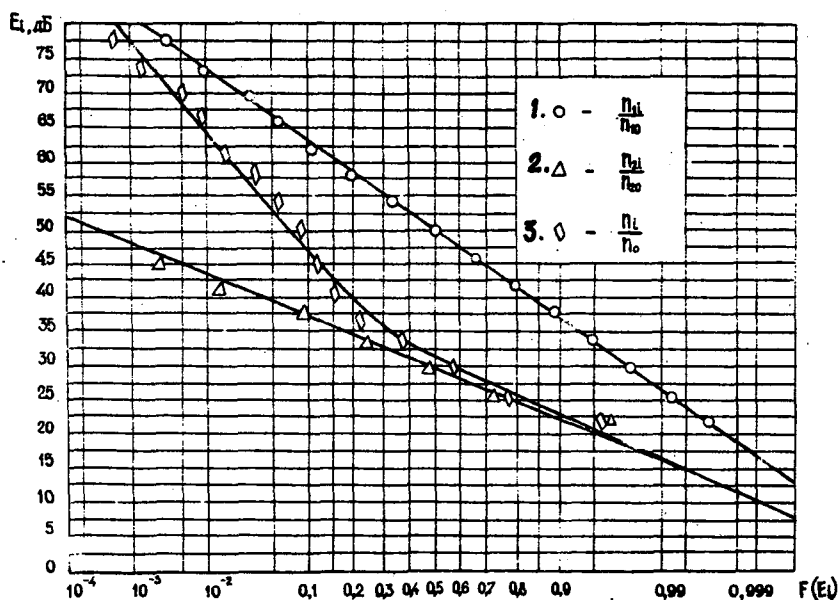


Рис. 1. Распределение вероятностей амплитуд импульсов ЭМП

Как видно, оценки параметров РВА ЭМП, рассматриваемого вида, могут быть определены по оценкам параметров помех, создаваемых высоковольтными цепями систем зажигания, которые легко измерить [1].

2. ВРЕМЕННЫЕ СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭМП

Временные статистические характеристики (ВСХ) рассматриваются как для групп, так и для импульсов, заполняющих группу, распределение которых во времени описывается законом Пуассона:

$$F(k/\Delta t) = \frac{(a\Delta t)^k}{k!} \exp(-a\Delta t), \quad (10)$$

$k = 0, 1, 2, 3, \dots$; a - параметр распределения;

Δt - рассматриваемый интервал времени (при оценке ВСХ групп Δt в (10) принимает любое значение, а при оценке ВСХ импульсов - только в пределах длительности группы).

Оценками параметра a при использовании формулы (10) для описания ВСХ групп является средняя частота следования групп (\bar{F}_{gp}), а для описания ВСХ импульсов - средняя частота следования импульсов в группах (\bar{F}_n).

Представив себе, что отсчет групп производится с нулевого уровня их амплитуд, можно заключить: $\bar{J} = \bar{E}_{ep}$, где \bar{J} - средняя интенсивность движения автомобилей. Средняя частота следования групп, превысивших некоторый уровень отсчета $E_c > 0$ дБ - $\bar{E}_{c ep}$ определяется по формуле:

$$\bar{E}_{c ep} = \bar{J}_c \cdot \rho(\theta/\Delta t), \quad (II)$$

где $\bar{J}_c = \bar{J} \Phi(-\gamma_{epc})$ - средняя интенсивность движения автомобилей, создающих помехи с уровнями $E_{ep} > E_c$;

$\rho(\theta/\Delta t)$ - вероятность отсутствия групп с амплитудами $E_{ep} \geq E_c$ в интервале времени Δt .

Таким образом частота следования групп на трассах движения автотранспорта определяется по его интенсивности.

Частота следования импульсов в группах определяется путем непосредственных измерений [1] .

Одной существенно важной ВСХ является распределение вероятностей длительностей групп (РВДГ), которое на нулевом уровне отсчета ($E_c = 0$ дБ) описывается (если длительность выражена в децибелах относительно 1 с) нормальным законом с параметрами M_T и σ_T , а при $E_c > 0$ дБ - усеченным нормальным законом с параметрами M_{Tc} ; σ_{Tc} :

$$\Phi_c(-\gamma_{Tc}) = \frac{C_1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\gamma_{Tc}}^{\infty} \exp\left(-\frac{\gamma_{Tc}^2}{2}\right) d\gamma_{Tc}, \quad (I2)$$

$$\text{где } C_1 = \frac{1}{\Phi(-\gamma_{Tc})}; \quad \gamma_{Tc} = \frac{T_c - M_T}{\sigma_{Tc}}; \quad \gamma_{Tci} = \frac{T_i + T_c - M_T}{\sigma_{Tc}}$$

T_c - уровень усечения, соответствующий E_c , дБ (относительно 1 с).

В процессе экспериментальных исследований параметры РВДГ заменяют их оценками: $M_T \approx \bar{T}_T$; $M_{Tc} \approx \bar{T}_{Tc}$; $\sigma_{Tc} \approx \delta_{Tc}$; $\sigma_{Tc} \approx \delta_{Tc}$.

Процедура определения оценок параметров РВДГ сводится к следующему:

определяют среднее значение амплитуд возвышения групп \bar{A}_c над уровнем E_c , по формуле:

$$\bar{A}_c = \bar{E}_{ep} + \frac{C_2}{\sqrt{2\pi}} \delta_{ep} \exp\left(-\frac{\delta_{ep}^2}{2}\right) - E_c, \quad (I3)$$

где

$$C_2 = \frac{1}{\Phi(-\gamma_{\text{эрс}})} ;$$

$$\gamma_{\text{эрс}} = \frac{E_c - \bar{E}_{\text{эп}}}{\delta_{\text{эп}}} ;$$

определяют среднюю длительность групп $\bar{T}_{\text{Лс}}$, превысивших уровень E_c , дБ, по формулам:

$$\bar{T}_{\text{Лс}} = 6 + 10 \lg (\bar{\tau}_c^2 - \tau_0^2) - 20 \lg \bar{V}, \quad (14)$$

где

$$\bar{\tau}_c = 10^{\left(\frac{A_c}{42,2 \lambda^{0,0485}} + \lg \tau_0 \right)}, \text{ м};$$

\bar{V} - средняя скорость движения автомобилей относительно приемной антенны, м/с, λ - длина рабочей волны, м.,
или

$$\bar{T}_{\text{Лс}} = 6 + 10 \lg (\bar{\tau}_c^2 - \tau_0^2) - 20 \lg \bar{V} + \left(\frac{\bar{E}_{\text{эп}} - E_c}{1,23} \right). \quad (15)$$

Формулой (14) пользуются при $E_c < \bar{E}_{\text{эп}} - 1,23 \delta_{\text{эп}}$, а формулой (15) - при $E_c \geq \bar{E}_{\text{эп}} - 1,23 \delta_{\text{эп}}$.

Далее определяют оценку среднеквадратического отклонения (СКО) $\delta_{\text{Лс}}$ длительностей групп, дБ, на уровне E_c , по формуле:

$$\delta_{\text{Лс}} = \frac{\delta_{\text{эп}}}{2,5} \sqrt{1 + \frac{C_2}{\sqrt{2\pi}} \gamma_{\text{эрс}} \exp(\gamma_{\text{эрс}}^2/2) - \frac{C_2^2}{2\pi} \exp(-\gamma_{\text{эрс}}^2)}; \quad (16)$$

определяют оценки средней длительности групп $\bar{T}_{\text{эрс}}$ и СКО $\delta_{\text{Тс}}$ выраженные в секундах, по формулам:

$$\bar{T}_{\text{эрс}} = 10 \frac{\bar{T}_{\text{Лс}} + 0,0576 \delta_{\text{Лс}}^2}{20}; \quad (17)$$

$$\delta_{\text{Тс}} = \bar{T}_{\text{эрс}} \sqrt{10^{0,00576 \delta_{\text{Лс}}^2} - 1}. \quad (18)$$

Таким образом располагая оценками параметров РВА групп ($\bar{E}_{\text{эп}}$, $\delta_{\text{эп}}$, дБ), найденными путем измерений, значением уровня E_c , на котором производился отсчет наименьших амплитуд, расстоянием τ_0 , м, между антенной измерителя помех и движущимися источниками помех (кратчайшим), а также средней скоростью движения \bar{V} м/с, можно определить оценки параметров РВДГ.

3. ПРОСТРАНСТВЕННЫЕ СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭМП

Как было показано в [1], пространственные статистические характеристики описываются эмпирической формулой:

$$S = 42,2 \lambda^{0,0855} \varrho_g \frac{E_c}{E_0}, \quad (19)$$

где λ - рабочая длина волны, м., τ_0 - кратчайшее расстояние между антенной измерителя и источником помех, м., $\tau_c > \tau_0$, м., S - затухание, уровня помех в зависимости от расстояния и длины волны, дБ.

4. ЧАСТОТНЫЕ СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭМП

Частотные статистические характеристики (ЧСХ) описывают изменение амплитудных, временных и пространственных статистических характеристик в диапазоне частот 30-1000 МГц.

Одна из амплитудно-частотных статистических характеристик $\{E_c = \varphi_c(f_c), \beta_c = \varphi_\beta(f_c)\}$ представлена на рис. 2;

Одна из время-частотных статистических характеристик $\{\bar{f}_{\text{пов}} = \varphi_f(f_c)\}$, где $\bar{f}_{\text{пов}}$ - средняя частота повторения импульсов ЭМП в группах на нулевом уровне} представлена на рис. 3.

Пространственно-частотные статистические характеристики были представлены в [1].

Полученные результаты позволили разработать вероятностную модель ЭМП данного вида:

$$F(k/\Delta t; E_c) = [1 - \exp(-\bar{f}_{\text{пов}} \cdot \bar{\tau}_{\text{пов}})] \cdot \frac{(\bar{f}_{\text{пов}} \cdot \Delta t)^k}{k!} \exp(-\bar{f}_{\text{пов}} \cdot \Delta t), \quad (20)$$

где $F(k/\Delta t; E_c)$ - вероятность появления за интервал времени Δt ровно k импульсов, амплитуды которых превышают уровень E_c .

Практическое значение функционала (20) - состоит и в том, что он позволяет в ряде случаев непосредственно оценить помехоустойчивость приема дискретной информации мобильными станциями сухопутной подвижной радиосвязи. Исходным материалом для такого расчета являются оценки параметров системы статистических характеристик.

5. ОЦЕНКИ СТАТИСТИЧЕСКИХ ПОГРЕШНОСТЕЙ

В процессе экспериментальных исследований выбирался такой объем измерений в соответствии с [2], который обеспечивал относительную погрешность оценок параметров не более 5% с доверительной вероятностью 0,99.

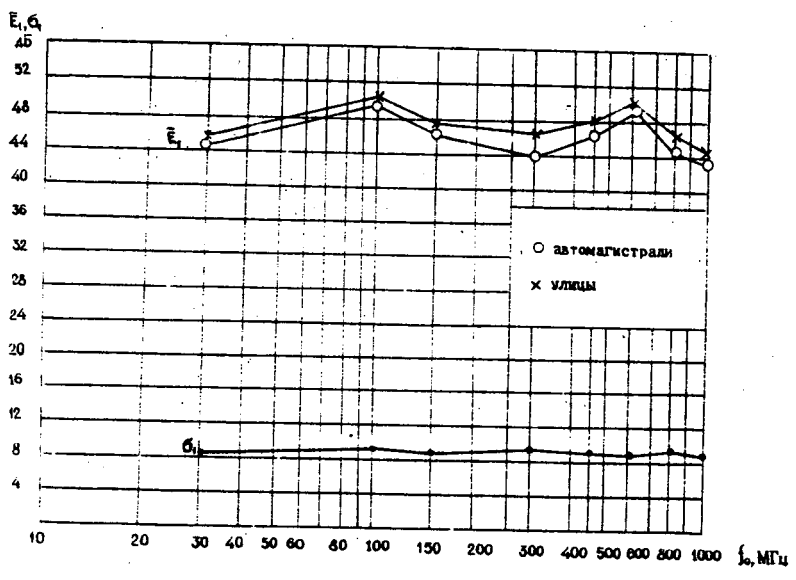


Рис. 2. Амплитудно-частотные статистические характеристики

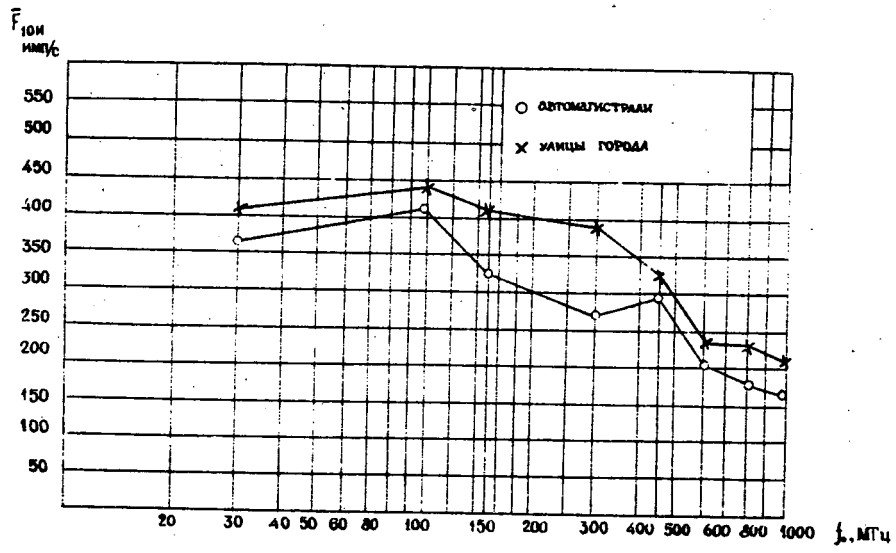


Рис. 3. Время-частотные статистические характеристики

При оценке коэффициентов корреляции - такой объем измерений, который обеспечивал статистическую достоверность коэффициентов корреляции параметров помеховой обстановки с интенсивностью движения автотранспорта, оцениваемую неравенством

$$\frac{\tau_{xy} \sqrt{N_4}}{1 - \tau_{xy}^2} > 3, \quad (21)$$

где τ_{xy} - значение коэффициента корреляции;
 N_4 - количество циклов измерений.

Неравенство (21) получено для доверительной вероятности 0,997

6. ВЫВОДЫ

РВА импульсов ЭМП, создаваемых электрооборудованием автотранспорта описывается дискретной смесью двух нормальных законов (для величин, выраженных в децибелах), имеющих существенно различные параметры.

Амплитудные статистические характеристики ЭМП на автомагистралях и улицах городов устойчивы во времени, не зависят от интенсивности движения автотранспорта и, в среднем, мало зависят от конструктивных особенностей трасс и их застройки.

Параметры временных статистических характеристик ЭМП коррелированы с характеристиками транспортного потока:

при интенсивностях менее 0,25 ед/с наблюдается сильная корреляция между частотой следования групп и интенсивностью движения, в то время, как корреляция между частотой следования импульсов в группах и длительностью групп с одной стороны и интенсивностью движения с другой - практически отсутствует;

при интенсивностях более 0,4 ед/с усиливается корреляция частоты следования импульсов в группах и их длительности с интенсивностью движения и ослабевают корреляция частоты следования групп с интенсивностью движения.

Для полного описания ЭМП, создаваемых потоками автотранспорта на автомагистралях и улицах городов, с помощью системы статистических характеристик необходимо: измерить значения $\bar{E}_i; \delta_i; \bar{F}_{oi}; \bar{V}, \bar{J}$ на соответствующих частотах, по формулам (5) - (9) и (13) - (18) опреде-

лить оценки параметров статистических характеристик для требуемых уровней E_c .

В силу устойчивости системы статистических характеристик функции $\bar{E}_1 = \varphi_1(f_0)$; $\bar{S}_T = \varphi_2(f_0)$; $\bar{F}_{он} = \varphi_3(f_0)$ могут служить основой прогноза ЭМП.

7. СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Г.М.Мясковский, Н.М.Ващенко, В.И.Кириченко. Оценка ЭМО в зоне действия наземной подвижной радиосвязи. Симпозиум ЭМС, Вроцлав, 1976.

2. Н.М.Ващенко и др. Оценка объема статистической выборки, "Метрология", №3, 1970.

G.M. Myaskovsky, V.I. Kirichenko *)

Probability characteristics of RFI to mobile
surface radio communication systems

The evaluation of interference situation is made using the system of amplitude, temporal, spatial and frequency statistical characteristics. The system of statistical characteristics is described, based on the results of experimental research of electromagnetic interference from automobile electrical equipment on routes.

Fig. 1. APD of the noise pulses.

Fig. 2. Amplitude-frequency statistical characteristics.

Fig. 3. Time-frequency statistical characteristics.

*) Research Institute for Building Production,
Gosstroï Ukrainian SSR, Kiev, USSR

Intermodulation
Duplex system
Power level
Frequency Spacing

S. RAJAN⁺ and T.A.R. BHAT^φ

FREQUENCY ASSIGNMENT IN DUPLEX COMMUNICATION SYSTEMS TO AVOID INTERMODULATION INTERFERENCE

In duplex communication systems a consideration of the power levels associated with particular sets of intermodulation products can enable the waiver of the intermodulation interference imposed constraint in the frequency assignment where such power levels are low enough to be considered insignificant. An assignment making use of such a selective procedure results in considerable spectrum saving.

1. INTRODUCTION

The choice of 3rd order intermodulation free frequencies from an available frequency band involves the selection of a set of frequencies which satisfy the inequality

$$F_i + F_j - F_k \neq F_p \quad (1)$$

where F_i , F_j , F_k and F_p represent the carrier frequencies in the available band. A systematic approach to this choice for a channelised band of frequencies has been given by D.S. Teague, Jr. [1]. Briefly, the method reduces the inequality in equation (1) to an inequality of the spacings between any two assigned channels, as indicated below:

$$F_i - F_k \neq F_p - F_j \quad (2)$$

⁺ Tata Institute of Fundamental Research, Bombay-5, India.

^φ Department of Electrical Engineering, Indian Institute of Technology, Madras-36, India.

A spacing chart is constructed to include all the possible spacings between frequencies and a sequence of spacings that obey the above inequality are chosen. Commencing from a reference frequency which may be either the lowest or the highest frequency in the available band the spacings chosen are added or subtracted successively to obtain the required set of intermodulation free frequencies. The methods available for such a choice in a continuous frequency band are also similar [2].

In these methods no specific assignment of a frequency to a transmitter or receiver is made. The frequencies so chosen are compatible from the 3rd order intermodulation point of view whether they be assigned to transmitters or receivers. Such a set of frequencies can be most advantageously assigned in a simplex communication network, where number of trans-receivers operate from the same site.

In duplex communication links however, such a restrictive frequency compatible assignment may not be required, as the same frequency is not used for transmission and reception at the same site. Hence, it may be possible to modify the selection procedure based on a consideration of the intermodulation product power level at the victim receiver site.

2. INTERMODULATION INTERFERENCE POSSIBILITIES IN A DUPLEX SYSTEM

Fig.1 represents a configuration of a duplex communication system.

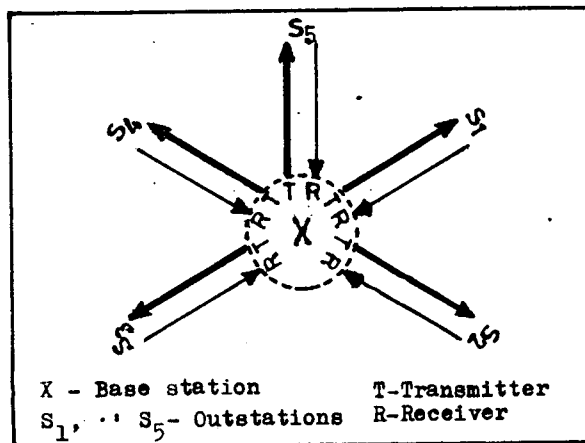


Fig. 1: A Configuration of a mobile/semimobile duplex communication system.

Here a number of duplex links are shown operating from a nodal point 'X' to outstations 'S₁', S₂', 'S₃' .. etc. which are located randomly around it. In this situation, the 3rd order intermodulation interference possibilities may be classified into the following five categories in the order of their likelihood of occurrence.

- (i) The culprit transmitters located at 'X' and the victim receiver also located at 'X'.
- (ii) The culprit transmitters located at outstations S₁, S₂ .. etc. and the victim receiver also located at an outstation.
- (iii) The culprit transmitters located at 'X' and at the outstations and the victim receiver located at either 'X' or at an outstation.
- (iv) Culprit transmitters located at 'X' and the victim receiver located at an outstation.
- (v) Culprit transmitters located at an outstation and the victim receiver located at 'X'.

If the method outlined in brief in Section 1 was followed for the assignment of frequencies for this system, then all the above categories of interference are avoided. The price to be paid for such an assignment is however, the much larger spectrum that has to be utilised.

3. IMPROVISATIONS POSSIBLE TO THE SELECTION PROCEDURE

Modifications to the method outlined in section 1 arise from the possibility that the intermodulation product power in some of the five categories mentioned may be insignificant compared to the desired signal power, for example a signal to interference ratio of 20db. Intermodulation interference being necessarily a co-site systems problem, it is probable that all or some of the interference categories enumerated as 2 (ii), 2 (iii), 2 (iv) and 2 (v) may be insignificant. This consideration of the power levels for the five categories mentioned will indicate the sub-sets of transmitters and receivers in the system where the intermodulation constraint is to be imposed and where it can be waived. Then, for every situation, knowing the significant categories of interference a unique assignment procedure may be followed. The succeeding paragraphs outline the possible procedure for a few combinations of significant interference categories. The method for other combinations may be easily extrapolated from these.

3.1. Interference category 2 (i)

Assuming the four categories of interference 2(ii) through 2(v) to be insignificant, the avoidance of 2 (i) alone requires that the condition

$$F_{Ti} + F_{Tj} - F_{Tk} \neq F_{Rp} \quad (3)$$

where $F_{Ti} \dots F_{Tk}$ represent the transmitter frequencies at 'X' and F_{Rp} represents a receiver frequency at 'X', is satisfied. Equation (3) may be rewritten as

$$F_{Ti} - F_{Tk} \neq F_{Rp} - F_{Tj} \quad (4)$$

The above implies that the spacing between any two transmitter frequencies at 'X', should not equal the spacing between any receiver and transmitter at 'X'. An assignment to illustrate this concept is presented in the following paragraph.

3.1.1. Illustration

Let it be required to find five transmitters and five receivers frequencies for the duplex system of Fig.1. Let it be assumed that the co-located transmitters at 'X' are required to be separated from the co-located receivers at 'X' by 15 MHz to avoid de-sensitisation effects. Let it be further assumed that the minimum allowable channel spacing is 1 MHz for satisfactory operation. Then, in the situation where category 2 (i) alone is significant the following assignment is possible in a frequency band commencing from 100 MHz.

100	101	102	103	104		119	120	121	122	123
Transmitters at 'X'						Receivers at 'X'				

In this assignment the minimum channel spacing of 1 MHz has been kept between the frequencies of the transmitters as well as between the frequencies of the receivers sub groups which is not permissible in Teague's method. The spacings between any two transmitters are then 1, 2, 3 and 4. Therefore, to avoid 3rd order intermodulation at 'X', it is required that the spacing from any receiver to a transmitter have a value different from these. Any value upward of 4 MHz would have satisfied this requirement. But a buffer of 15 MHz has been kept between the highest transmitter frequency and the lowest receiver frequency to avoid desensitisation effects. Such an assignment fulfills the requirement.

3.2. Interference Categories 2 (i) and 2 (ii)

The inclusion of the category 2 (ii) as also being significant for all the outstations imposes the additional constraint that the frequency separation from any receiver at an outstation to any transmitter at an outstation should not equal the frequency separation between any two transmitters at the outstations. This constraint does not however require a change in the assignment shown in Section 3.1 as the assignment problem is similar to that of category 2 (i) with the transmitter and receiver frequencies interchanged. As such the spacing relationships between the sub-sets of transmitter and receiver frequencies remain unaltered. The effect of the constraint will however be visible when other interference categories 2 (iii) - 2 (v) become significant. This is illustrated in further sections.

3.3. Interference categories 2 (i), 2 (ii) and 2 (iii)

Interference category 2 (iii) may result due to two of the transmitters being from the nodal point 'X' or from the outstations. Further the intermodulation product may result in a receiver frequency at 'X' or at an outstation. For analysis the following set of four equations (5) to (8) have been written considering two of the interfering transmitters to be from 'X'.

$$F_{Ti} + F_{Tj} - f_{Tk} \neq F_{Rm} \quad (5)$$

$$F_{Ti} - F_{Tj} + f_{Tk} \neq F_{Rm} \quad (6)$$

$$F_{Ti} + F_{Tj} - f_{Tk} \neq f_{Rm} \quad (7)$$

$$F_{Ti} - F_{Tj} + f_{Tk} \neq f_{Rm} \quad (8)$$

where F and f represent the frequencies at 'X' and at the outstations respectively. The subscripts T and R indicate transmitter and receiver frequencies respectively. The equations may be rewritten referring all the frequencies to 'X' by substituting f_R as F_T and f_T as F_R as follows:

$$F_{Ti} - F_{Rk} \neq F_{Rm} - F_{Tj} \quad (9)$$

$$F_{Ti} - F_{Tj} \neq F_{Rm} - F_{Rk} \quad (10)$$

$$F_{Ti} - F_{Rk} \neq F_{Tm} - F_{Tj} \quad (11)$$

$$F_{Ti} - F_{Tj} \neq F_{Tm} - F_{Rk} \quad (12)$$

A similar set of four equations may be written considering two transmitter frequencies from the outstations. The above conditions impose the following additional restrictions:

- (i) The frequency separation between any two transmitters should not equal the frequency separation between any two receivers, both at 'X' and at the outstations.
- (ii) The frequency separation from any transmitter to a receiver should not equal the separation between another pair of transmitters and receiver, both at 'X' and at the outstations.

Both these constraints dictate that the spacings between any two elements in the transmitter sub-group should not be reused as the spacing between any two receivers. The buffer value between the two sub-groups is, as before, ruled by the constraints of categories (i) and (ii). This is illustrated in the following example.

3.3.1. Illustration

Considering the same duplex system referred to in Section 3.1.1. an assignment as shown below can be made for this situation.

<u>100</u>	<u>101</u>	<u>102</u>	<u>103</u>	<u>104</u>		<u>125</u>	<u>130</u>	<u>135</u>	<u>140</u>	<u>145</u>
Transmitters at 'X'						Receivers at 'X'				

In this assignment the constraints imposed by the inclusion of category 2 (iii) have been fulfilled by choosing the spacing between receivers at 'X' as 5 MHz. The buffer spacing has been chosen as 21 MHz to fulfill the constraint imposed by category 2 (ii). If the interference category 2 (ii) were insignificant then an assignment as shown below will fulfill the requirement.

<u>100</u>	<u>101</u>	<u>102</u>	<u>103</u>	<u>104</u>		<u>119</u>	<u>124</u>	<u>129</u>	<u>134</u>	<u>139</u>
Transmitters at 'X'						Receivers at 'X'				

3.4. The inclusion of interference categories 2 (iv) or / and 2 (v) will require that the frequencies of the transmitters subset and the frequencies of the receivers subset be chosen according to the spacing chart method [1] mentioned in Section 1.

4. INTERMODULATION PRODUCT POWER LEVEL

The assignment procedure outlined in the previous paragraphs is based on the intermodulation product power levels at the victim

receiver site, which is again dependent on the assigned frequency in addition to other factors like transmitted power, antenna gain, distance separation etc.,. Hence, for purposes of this assignment the identification of the significance of a particular interference category relies on an 'amplitude cull' of interference analysis. A 'non-linear sensitivity threshold' [3] may be defined for the receivers and the results of the amplitude cull based on this can be used to identify the potential interference cases. Computer programmes to carryout the above selection are under development.

5. CONCLUSION

The obvious advantage of the above procedure is the saving in spectrum that is achieved. For example, if the assignment for the above problem of ten frequencies were done by the unmodified method, a spectrum of 90 MHz will be required. The modified procedures of section 3.1.1. and 3.3.1. have made use of a spectrum of 23 MHz and 45/39 MHz, effecting a saving of 67 and 45/51 MHz respectively. It may be further observed that the procedure tends to separate the transmitter and receiver sub bands. This tendency contributes to the reduction of other interference possibilities viz. de-sensitisation at the co-located sites. The assignment also tends to minimise the likelihood of the interference category 2 (iii) by separating the transmitter and receiver sub bands at the co-located site.

The procedures outlined in the previous paragraphs may also be used with a little modification where transmitter emission and receiver bandwidths are to be considered.

6. REFERENCES

- 1 D.S. Teague, Jr, 'Methods for assigning frequencies to avoid intermodulation interference' 1971 IEEE International symposium record, pp 270-277.
- 2 M.P.L. Harton, J.W. McRary, 'Multiple - link reception through wide band, non-linear components', ETR-TR -67-9, Pan American World Airways.
- 3 W.G. Duff et al, Atlantic Research Corporation, IPP-1 user manual, Vol.1, Part II, pp 4-429.

С. Раиан^{*)}, Т.А.Р. Вхат^{**)}

Метод присвоения частот в системах дуплексной связи,
позволяющий избежать интермодуляционных помех

Наблюдается, что помехи вызванные интермодуляцией составляют более чем 70% случаев помех в системах неравнесенных в пространстве. Процедуры присвоения частот с выбором их семейства из данного диапазона так, чтобы избежать интермодуляционных помех описаны в литературе. Однако, эти процедуры прямо применимы только к симплексным, неравнесенным в пространстве, системам, так, что они не предполагают разделения в пространстве между отдельными передатчиками и приемниками в системе. При присвоении частот в дуплексных системах, придерживаться указанным процедурам означает неоптимальное использование доступного спектра. В докладе потенциальные интермодуляционные помехи в дуплексных системах разделены на равные категории. Рассмотрение уровней составляющих, возникающих в результате интермодуляции может вести к модифицированной процедуре, описанной здесь. Доклад поясняет процедуру примерами и указывает на сохранение спектра, достигаемое по сравнению с немодифицированной процедурой. В разработке находится программа на ЭЦВМ для анализа данной дуплексной системы и отождествления категорий интермодуляционных помех.

Рис. 1. Размещение подвижной/полуподвижной дуплексной системы связи.

^{*)} Институт фундаментальных исследований, Бомбай, Индия

^{**)} Индийский технологический институт, Мадрас, Индия

Электромагнитная совместимость, судовой комплекс средств радиосвязи, компенсация наводимых напряжений, помехозащищенность фидерных линий, поле электромагнитное

К.К.Венскаускас, канд.техн.наук*

УЛУЧШЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ
СОВМЕСТИМОСТИ СУДОВОГО КОМПЛЕКСА СРЕДСТВ
РАДИОСВЯЗИ ДИАПАЗОНОВ ДЕКАМЕТРОВЫХ И
ГЕКТОМЕТРОВЫХ ВОЛН

Резюме

Приводятся результаты измерений уровней напряжений и эдс, наводимых судовыми передающими системами на приемные антенны.

Рассматриваются три метода улучшения электромагнитной совместимости судового комплекса средств радиосвязи диапазонов декаметровых и гектометровых волн. Первый метод посвящен анализу компенсации помех, наводимых судовыми радиопередающими устройствами на приемные антенны. Второй - анализу повышения помехозащищенности фидерных линий, соединяющих радиоприемные устройства с приемными антеннами и третий - применению структурной избирательности приемной и передающей антенн с одинаковыми поля-

* Центральный научно-исследовательский институт морского флота, Красная конница 6, 193015 Ленинград, СССР

ризационными характеристиками, но обладающими избирательностью по отношению к виду составляющих электромагнитного поля - электрической и магнитной.

I. Введение.

Современные морские транспортные суда насыщены значительным количеством одновременно функционирующих радиоэлектронных систем, используемых самостоятельно и во взаимодействии, и решающих сложные задачи навигационного обеспечения плавания судов, обеспечения связи и наблюдения за окружающей обстановкой и ряда других задач. Ограниченные возможности территориального разноса антенн неизбежно приводит к неблагоприятному воздействию радиопередающих устройств на радиоприемные и к взаимному влиянию радиопередающих устройств.

Ухудшение функционирования судовых средств радиосвязи, радионавигации и радиолокации вследствие проявления их электромагнитной несовместимости может привести и часто приводит к нарушениям радиосвязи и работы судовых радионавигационных устройств, что неизбежно сказывается на обеспечении безопасности мореплавания, охраны человеческой жизни на море и снижения эффективности работы флота в целом.

Особенно сложным является вопрос обеспечения электромагнитной совместимости судового комплекса средств радиосвязи диапазона в декаметровых и гектометровых волн, где величина, наводимых на приемные антенны, эдс достигает 400 В.

2. Помехи на входе радиоприемного устройства

Картина распределения напряжений помех и сигнала на входе радиоприемного устройства приведена на рис. I. Кри-

вая 1 не соответствует двухсигнальной избирательности радиоприемного устройства, кривая 2 - распределению шумов радиопередающего устройства. На рис.1 приняты следующие обозначения:

- U_c - напряжение сигнала;
- U_w - напряжение внешних и внутренних шумов радиоприемного устройства; определяющее его реальную чувствительность;
- U_n - напряжение помехи;
- $U_{шп}$ - напряжение шумов радиопередающего устройства;
- D_{df} - двухсигнальная избирательность радиоприемного устройства при отстройке мешающего сигнала на Δf .

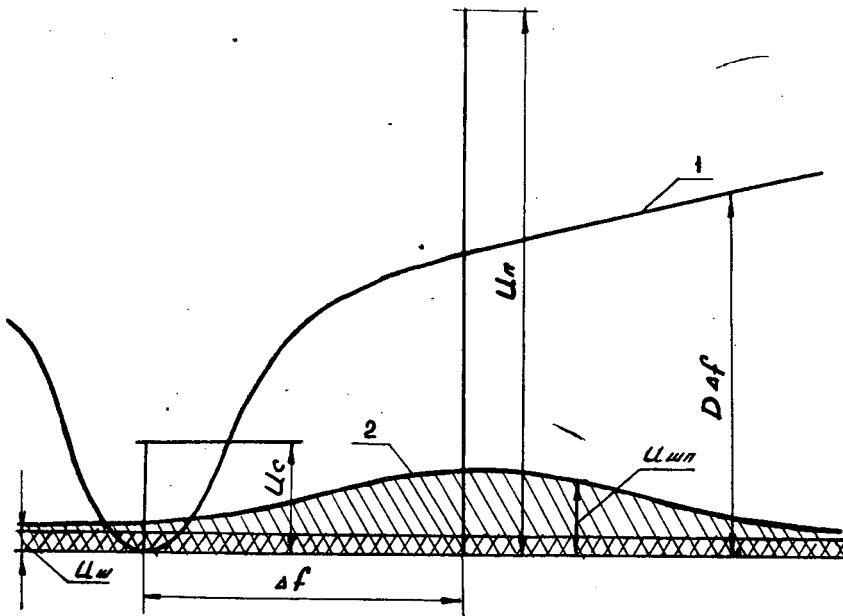


Рис.1. Распределение напряжений на входе радиоприемного устройства.

Кривые распределения уровня наводимых эдс, приведенные на рис.2, получены при различных расстояниях R между передающей и приемной антеннами /I/. При измерениях использовался радиопередатчик мощностью 1 кВт, который работал в режиме непрерывного излучения (А1, нажатие) на штыревую антенну длиной 10 м. В качестве приемной антенны использовался также штырь длиной 10 м.

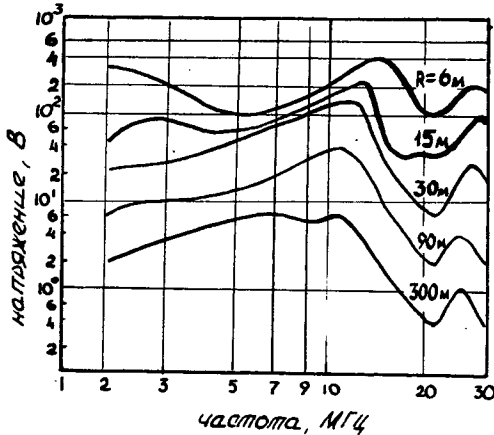


Рис.2. Кривые распределения уровня наводимых эдс.

На рис.3 приведены кривые распределения наводимых эдс и напряжений радиопередатчиками "Бриг" (выходная мощность 1,5 кВт в полосе частот 4-30 МГц и 0,3 кВт в полосе частот 1,6±3,8 МГц) и "Муссон" (выходная мощность 0,2 кВт в полосе частот 0,4±0,525 МГц), построенные по результатам измерений на судах "Ново-львовск", "Амдемалес", "Волголес", "Комсомольск", "Инженер Башкиров", "Меха-

ник Коновалов" и "Казахстан". Кривая 1 построена на основе измерений напряжения на выходе антенного коммутатора, нагруженного на резистор сопротивлением 75 Ом. Антенный коммутатор соединялся с антенным входом с помощью коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 75 Ом и длиной в зависимости от судна от 3±5 до 30±50 м. Кривая 2 построена на основе измерений напряжения на антенном входе радиоприемного устройства при работе собственного радиопередающего устройства на частоте настройки радиоприемного устройства. Кривая 3 построена на основе измерений эдс на выходе антенного коммутатора. Кривая 4 построена по выборочным максимальным значениям напряжения измеренного на антенном входе радиоприемного устройства при излучении радиопередающего устройства на лв-

бой частоте в полосах частот, присвоенных морской подвижной службе.

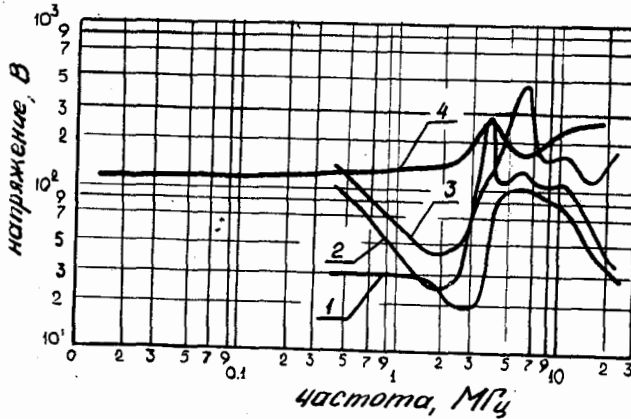


Рис. 3. Кривые распределения уровня наводимых эдс и напряжений

Такие значительные уровни наведенных мешающих напряжений приводит к полному срыву связи на судах при разнесении между частотами передачи и приема до $\pm (2-4)\%$ и к значительному ухудшению радиоприема при разнесении $\pm (6-10)\%$.

3. Методы улучшения характеристик электромагнитной совместимости

Для улучшения характеристик электромагнитной совместимости (ЭМС) при таких значительных уровнях мешающих сигналов на транспортных судах, где одновременно могут работать 2-3 радиопередающих и радиоприемных устройства, необходимо принимать специальные меры, позволяющие значительно снизить уровень наводимых напряжений, поступающих на первый активный элемент (усилитель или смеситель) радиоприемного устройства. К наиболее эффективным мерам следует отнести:

- применение дополнительных высокоизбирательных преселекторов или методов компенсации наводимых напряжений;
- улучшение помехозащищенности фидерных линий;
- применение приемных и передающих антенн, обладающих избирательностью к виду составляющих электромагнитного поля.

Применение дополнительных высокоизбирательных преселекторов позволило несколько улучшить характеристики ЭМС, одна-

ко, они являются довольно громоздкими и практически не поддаются автоматизации. Например, дополнительный преселектор для радиоприемных устройств серии 635, выполненный в виде двух высокодобротных перестраиваемых контуров, соединенных между собой каскадными усилителем, обеспечивает подавление мешающих сигналов на 60 дБ в полосе 2 ± 30 МГц при разнесении передающей и приемной частот не менее чем на 5% /1/. Экспериментальные исследования двухконтурного перестраиваемого преселектора показали, что такой дополнительный преселектор обеспечивает подавление мешающих сигналов на 40 дБ при разнесении передающей и приемной частот не менее чем на 3% /2/.

Так как перестройка многоконтурных преселекторов осуществляется обычно вручную или с помощью сервомоторов, то время перестройки обычно составляет несколько десятков секунд. Поэтому на радиостанциях, где уровень шумов радиопередающих устройств значительно ниже значения двухсигнальной избирательности радиоприемных устройств, для улучшения характеристик ЭМС целесообразно применять устройства, позволяющие компенсировать на входе радиоприемного устройства мешающее напряжение, наводимое от собственного радиопередающего устройства. Уровень шумов радиопередающих устройств, устанавливаемых на суда морского флота при работе в дуплексном режиме ниже основного излучения на 140 дБ, а двухсигнальная избирательность эксплуатационного судового радиоприемного устройства при отстройке мешающих сигналов от частоты настройки на ± 50 кГц не ниже 80 дБ. В этом случае при реальной чувствительности радиоприемного устройства 3 мкВ при отношении сигнал-шум (ОСШ) 20 дБ, $U_{ш}$ не должно превышать 0,3 мкВ. Если уровень полезного сигнала на входе радиоприемного устройства составит 30 мкВ, то при отсутствии излучения радиопередающего устройства ОСШ на выходе радиоприемного устройства составит 40 дБ. Допустим, что при излучении радиопередающего устройства, наведенное напряжение на входе радиоприемного устройства составит 3 В, соответственно уровень шума радиопередающего устройства на входе радиоприемного устройства составит 0,3 мкВ и наличие на входе радиоприемного устройства подобного напряжения помехи приведет к изменению ОСШ на его выходе с 40 дБ до минус

20 дБ, что приведет к срыву радиосвязи.

Для обеспечения нормальной работы радиоприемного устройства необходимо на его входе предусмотреть устройство, позволяющее ослабить помеху в данном случае хотя бы на 40 дБ. Однако, так как наводимые напряжения нередко превышают 100 В, то ослабление должно составлять 70–80 дБ. Такое подавление при небольших расстройках, не превышающих $(0,2 \pm 1,0)\%$ от частоты настройки может обеспечить устройства компенсации наводимых напряжений.

Фидерные линии являются неотъемлемой частью радиооборудования судна, поскольку места расположения антенных полей, диктуемые в основном, архитектурой судна, как правило, удалены от радиорубки. В этих условиях фидерные линии на судне часто имеют большую протяженность, сложную конфигурацию трассы, различный характер подстилающей поверхности вдоль трассы. Находясь вне экранирующей помещений, фидерные линии в сильной степени подвержены непосредственному воздействию электромагнитных волн радиопередающих устройств, а проводящая подстилающая поверхность создает возможность воздействия на них различного рода блуждающих и наведенных токов от судового электрооборудования и мощных радиопередающих устройств, хотя для современных коаксиальных кабелей величина эффективности электромагнитной экранировки не хуже 35 дБ /3/, блуждающие и наведенные токи в проводящей подстилающей для фидерной линии поверхности, проходя по оболочке кабеля, электрически соединенной с подстилающей поверхностью, наводят в жиле однопроводного кабеля эдс вызывающую помехи работе радиоприемного устройства.

Поскольку блуждающие и наведенные токи в проводящей подстилающей поверхности и мощности электромагнитного излучения в зоне фидера в судовых условиях могут достигать значительных величин, то экранирующее действие однопроводного фидера часто оказывается недостаточным. В этих случаях целесообразно использовать двухпроводные фидерные линии, которые при идеальном симметрировании обеспечивают полное устранение влияния электромагнитных полей и наведенных в подстилающей поверхности токов. Однако, из-за различия волновых сопротивлений составляющих однопроводных фидерных, различия в параметрах

плеч симметрирующего трансформатора на входе радиоприемного устройства и различия во входных сопротивлениях антенного устройства для разных плеч фидера, не обеспечивается идеальное симметрирование. Для определения относительной помехозащищенности при гармонической помехе был произведен эксперимент с радиочастотным кабелем РК75-4-ИАМ длиной 10 м, который получил широкое применение на судах морского флота. Результаты эксперимента приведены на рис. 4

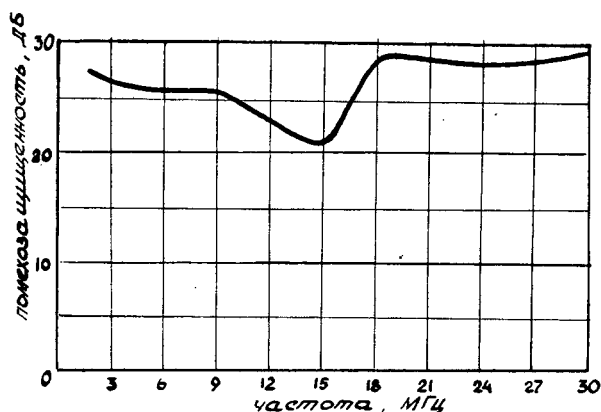


Рис. 4. Распределение выигрыша по помехозащищенности.

Результаты эксперимента показывают, что выигрыш в помехозащищенности двухпроводного составного фидера по сравнению с однопроводным является достаточно высоким (более 20 дБ), что дает основание, не смотря на удорожание фидерных линий, рекомендовать двухпроводные фидерные линии судовых радиоприемных устройств для улучшения электромагнитной совместимости судового комплекса средств радиосвязи.

Для уменьшения взаимного влияния антенн можно применить пространственный или поляризационный разнос, а также использовать антенны со структурной избирательностью. Пространственный разнос антенн на судах может быть применен только в диапазоне метровых волн, так как для эффективной развязки антенн требует, чтобы расстояние между ними было не менее нескольких длин волн. Поляризационный разнос антенн на судах также не нашел широкого применения, так как на поляризацию электромагнитного поля на судах сильное влияние оказывает вторичные излучатели.

Определенной новизной обладает, предложенный Г.Д.Чертковым, принцип структурной развязки антенн. Из общей теории антенн известно, что передающая и приемная антенны обладают свойствами обратимости и по данным антенны, полученным при работе на передачу можно определить ее параметры (свойства) при работе на прием и наоборот и это показывает, что передающая и приемная антенны принадлежат к классу обратимых преобразователей энергии. Поэтому две антенны являются взаимно связанными, если электромагнитное поле, создаваемое первой антенной, работающей в режиме передачи, в месте нахождения второй антенны содержит электрические и магнитные составляющие с одинаковыми или противоположно направленными ортами составляющих поля, создаваемого второй антенной, работающей в режиме передачи, в месте нахождения первой антенны.

Полная развязка между двумя антеннами может быть достигнута, если электромагнитное поле, создаваемое первой антенной, работающей в режиме передачи, в месте нахождения второй антенны не будет содержать электрических и магнитных составляющих с одинаковыми или противоположно направленными ортами составляющих поля, создаваемого второй антенной, работающей в режиме передачи, в месте нахождения первой антенны. Векторы одноименных составляющих полей обеих антенн в указанных выше точках должны быть ортогональными. Поэтому, так как развязка зависит от структуры электромагнитного поля этот принцип развязки антенн назван структурным.

Условию структурной развязки антенн отвечает сочетание электрического и магнитного вибраторов, находящихся в изотропной среде и с параллельными векторами электрического и магнитного токов, что следует из свойств уравнений Максвелла и их инвариантности.

На рис.5 приведена картина расположения векторов электромагнитных полей, создаваемых элементарным электрическим вибратором (ЭВ) и магнитным вибратором (МВ), находящимся в плоскости чертежа.

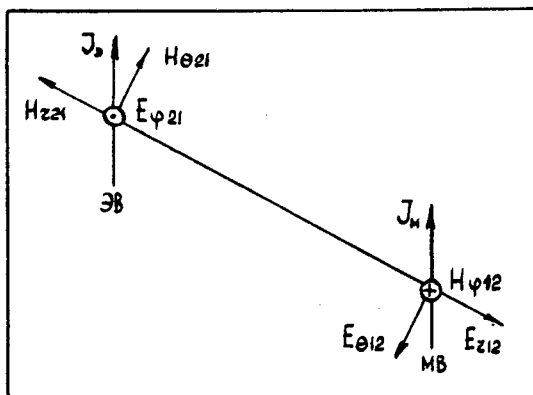


Рис. 5. Расположение векторов электромагнитных полей.

На рис. 5 приняты следующие обозначения:

J_e и J_m — векторы токов, соответственно, электрического и магнитного вибраторов;

$E_e, E_\theta, E_\phi, H_z, H_\theta, H_\phi$ — вектора соответствующих ортогонально поляризованных компонентов электрического и магнитного полей.

Рассмотренные выше положения могут быть распространены и на вибраторы конечной длины (антенны), если они представляют собой совокупность одинаково направленных электрических и магнитных элементарных вибраторов. Предварительные расчеты показывают, что структурный разнос является наиболее эффективным при территориальном разносе приемной и передающей антенн меньше $0,1\lambda$, поэтому в первую очередь, этот принцип следует рекомендовать для диапазона гектометровых волн.

Литература

1. 635V-1 Receiver Filter. "Collins Radio Company Product description", p.14.

2. Венскаускас К.К. Пути повышения эффективности автоматической буквопечатающей радиосвязи на судах морского флота. "Радиосвязь на морском флоте". Научно-техническая информация ЦЕНТИ ММФ, серия "Судовождение и связь", М., 1971, вып. 48 (265), с.22-29.

3. Ефимов И.Е., Останькович Г.Д. Радиочастотные линии передачи. М. "Связь" 1977, с.246.

K.K.VENSKAUSKAS¹⁾

THE IMPROVEMENT OF ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY
CHARACTERISTICS OF THE MARINE HF and MF RADIO
*
COMMUNICATION SYSTEMS

Consideration is given to the results of the measurements of voltage levels and E.M.F. inducted at receiving antennas by the marine transmitting systems.

Three methods to improve the electromagnetic compatibility of the marine HF and MF radio communication systems are described. The first one pertains to the analysis of the compensation of interference inducted at receiving antennas by the marine radio transmitting systems. The second one deals with the analysis of the improvement of interferenceproof features of feeder lines connecting receiving devices with receiving antennas. The third method is related to the use of structural selectivity of both receiving and transmitting antennas with similar polarization characteristics but having selectivity as to the electric and magnetic components of the electromagnetic field.

Fig. 1 Distribution of voltage at the radio receiver input

Fig. 2 Distribution curves of the inducted electromotive force

Fig. 3 Distribution curves of the inducted electromotive force and voltage

Fig. 4 Interferenceproof features gain distribution

Fig. 5 Location of electromagnetic field vectors

¹⁾Central Scientific Research Institute of Marine Fleet CNIIMF
Leningrad, USSR

RADIATION PATTERN MEASUREMENT WITH THE AID OF A HELICOPTER

For EMC analysis it is not sufficient to measure the radiation pattern and power gain of an antenna for intentional operating conditions (design frequency and polarization) but it is also necessary to determine these values for unintentional operating conditions (design frequency but orthogonal polarization as well as non-design frequency and any polarization). Such and other measurements may be conveniently made with the aid of a helicopter.



IF YOU NEED

- to measure radiation pattern and power gain of the transmitting and receiving antennas,
- to establish station coverage area,
- to find suitable station localization,
- to measure radio frequency interference in the frequency range 0,15 to 1000 MHz

OUR FLYING LABORATORY CAN HELP YOU.

For more details contact:
for technical information:

Institute of Telecommunications
ul. Kopernika 11
51-622 Wrocław, Poland
tlx 0712118 il w pl

for service ordering:

PEZETEL
61 Stanów Zjednoczonych Ave
03-965 Warsaw, Poland
tlx 814651 PZL-PL

Reciprocity, Currents and fields, gyro-
tropic media.

C. Altman*

A. Schatzberg*

RECIPROCITY RELATIONS BETWEEN CURRENTS AND FIELDS IN GYROTROPIC, ANISOTROPIC AND BIANISOTROPIC MEDIA

We consider the wave fields $\underline{\tilde{e}}_i(\underline{r}) \equiv [\underline{\tilde{E}}_i(\underline{r}), \underline{\tilde{H}}_i(\underline{r})]$, $i=1,2$, generated respectively by two arbitrary current distributions $\underline{\tilde{J}}_i(\underline{r}) \equiv [\underline{\tilde{J}}_e(\underline{r}), \underline{\tilde{J}}_m(\underline{r})]$, where \underline{J}_e and \underline{J}_m are the electric and equivalent magnetic current densities. The currents and fields are immersed in media having electric and magnetic permeabilities $\underline{\underline{\epsilon}}(\underline{r})$ and $\underline{\underline{\mu}}(\underline{r})$, which possess a plane of symmetry, $y=0$, such that $\underline{\underline{\epsilon}}(x,y,z) = \underline{\underline{\epsilon}}(x,-y,z)$ and $\underline{\underline{\mu}}(x,y,z) = \underline{\underline{\mu}}(x,-y,z)$. Guided by results obtained for plane-stratified media, it is shown directly from Maxwell's equations for the media (and without the need to work in Fourier \underline{k} -space) that

$$\int \underline{e}_1(\underline{r}) \cdot \underline{J}_2(\underline{r}) d^3r = \int \underline{e}'_2(\underline{r}) \cdot \underline{J}'_1(\underline{r}) d^3r$$

where $\underline{e}'_i(\underline{r})$, $i=1,2$, represents the wave fields generated by $\underline{J}'_i(\underline{r})$, the respective reflected current systems, i.e. reflected with respect to the plane of symmetry, $y=0$. The importance of this result is that currents and fields are all measured in the same physical medium, and not in a (hypothetical) transposed medium as in Lorentz reciprocity, yielding direct applications in ionospheric propagation.

* Technion-Israel Institute of Technology, Haifa, Israel.

1. INTRODUCTION

In an earlier paper [1], the authors considered the dyadic Green's function for a current distribution in a plane-stratified gyrotropic system. The Green's function $\underline{G}(\underline{k}_\perp; z, z')$ was determined in transverse Fourier \underline{k} -space (i.e. for a given value of the transverse wave vector \underline{k}_\perp) in terms of the 4x4 scattering matrix of the system. Use was then made of a scattering theorem [2,3] to relate the Green's functions in a given and in a 'conjugate' problem, and thereby to establish a reciprocity relation between currents and fields. It was found that

$$\int \underline{e}_1(\underline{r}) \cdot \underline{J}_2(\underline{r}) d^3r = \int \underline{e}'_2(\underline{r}) \cdot \underline{J}'_1(\underline{r}) d^3r \quad (1)$$

where $\underline{e}_i(\underline{r})$ represents the respective wave fields generated by the current systems $\underline{J}_i(\underline{r})$, $i=1,2$, and $\underline{e}'_i(\underline{r})$ represents the wave-fields generated by the reflected current systems $\underline{J}'_i(\underline{r})$. The plane of reflection was any magnetic-meridian plane (\underline{b}, \hat{z}) , where \hat{z} is normal to the stratification and \underline{b} is the external magnetic field.

In what follows we shall show that the validity of equation (1) is more general than implied in the analysis quoted above, and applies to any gyrotropic, uniaxial anisotropic or uniaxial bianisotropic system possessing a plane of symmetry, $y=0$, such that the electric and magnetic permeability tensors, $\underline{\epsilon}(\underline{r})$ and $\underline{\mu}(\underline{r})$, (and also the magneto-electric coupling tensors in the case of bianisotropic media) are symmetric with respect to this plane, i.e.

$$\begin{aligned} \underline{\epsilon}(x, y, z) &= \underline{\epsilon}(x, -y, z) \\ \underline{\mu}(x, y, z) &= \underline{\mu}(x, -y, z) \end{aligned} \quad (2)$$

2. MAXWELL'S EQUATIONS AND THEIR TRANSFORMATION

Assuming $\exp(i\omega t)$ time dependence for fields and currents, we may write Maxwell's equations in the form

$$[i\omega \underline{C} + \underline{U}_1 \frac{\partial}{\partial x} + \underline{U}_2 \frac{\partial}{\partial y} + \underline{U}_3 \frac{\partial}{\partial z}] \underline{e}(\underline{r}) = -\underline{J}(\underline{r})$$

or in short, with the repeated index α implying summation,

$$[\underline{K} + \underline{U}_\alpha \frac{\partial}{\partial x_\alpha}] \underline{e}(\underline{r}) = -\underline{J}(\underline{r}) \quad (3)$$

where

$$\underline{U}_1 = \begin{bmatrix} & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \underline{0} & 0 & 0 & 1 \\ & 0 & -1 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & \underline{0} \\ 0 & 1 & 0 & \underline{0} \end{bmatrix}, \quad \underline{U}_2 = \begin{bmatrix} & 1 & 0 & 0 & -1 \\ \underline{0} & 1 & 0 & 0 & 0 \\ & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 1 & \underline{0} \\ 0 & 0 & 0 & \underline{0} \\ -1 & 0 & 0 & \underline{0} \end{bmatrix},$$

$$\underline{U}_3 = \begin{bmatrix} & 1 & 0 & 1 & 0 \\ \underline{0} & -1 & 0 & 0 & 0 \\ & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & -1 & 0 & \underline{0} \\ 1 & 0 & 0 & \underline{0} \\ 0 & 0 & 0 & \underline{0} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\underline{e}(\underline{r}) = \begin{bmatrix} \underline{E}(\underline{r}) \\ \underline{H}(\underline{r}) \end{bmatrix}, \quad \underline{J}(\underline{r}) = \begin{bmatrix} \underline{J}_e(\underline{r}) \\ \underline{J}_m(\underline{r}) \end{bmatrix} \quad (5)$$

with \underline{J}_e and \underline{J}_m denoting the electric and equivalent magnetic current densities respectively; the constitutive tensor \underline{C} is given by

$$\underline{C} \equiv \frac{1}{i\omega} \underline{K} = \begin{bmatrix} \underline{\epsilon} & \underline{\xi} \\ \underline{\zeta} & \underline{\mu} \end{bmatrix} \quad (6)$$

in which the 3x3 magneto-electric coupling matrices $\underline{\xi}$ and $\underline{\zeta}$ differ from zero only for bianisotropic media [4], and we shall restrict our attention to gyrotropic and uniaxial anisotropic (or bianisotropic) media in which both (or all four) 3x3 matrices composing the constitutive tensor \underline{C} have a common symmetry axis.

To derive a reciprocity theorem, we first look for a transformation matrix \underline{P} which will convert \underline{K} into its transpose \underline{K}^T , i.e.

$$\underline{K}^T = \underline{P} \underline{K} \underline{P} \quad (7)$$

For the three types of media considered (gyrotropic, uniaxial anisotropic and bianisotropic) this is satisfied by

$$\underline{P} = \underline{P}^T = \underline{P}^{-1} = \begin{bmatrix} \underline{P}_1 & \underline{0} \\ \underline{0} & \underline{P}_1 \end{bmatrix}, \quad \underline{P}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (8)$$

(The constitutive tensors for some of these media, and others, may be transformed by other matrices too, and yield different, or additional, reciprocity relations).

The skew-symmetric matrices \underline{U}_α ($\alpha=1,2,3$) in (4) transform as follows:

$$\underline{P} \underline{U}_1 \underline{P} = -\underline{U}_1, \quad \underline{P} \underline{U}_2 \underline{P} = \underline{U}_2, \quad \underline{P} \underline{U}_3 \underline{P} = -\underline{U}_3 \quad (9)$$

and it is noted that after reflection in the $y=0$ plane, a vector such as $\underline{J}(\underline{r})$ becomes

$$\underline{J}'(\underline{r}) = \underline{P}\underline{J}(\underline{r}_1) \quad (10)$$

where $\underline{r} = (x, y, z)$, $\underline{r}_1 = (x, -y, z)$.

The wave fields $\underline{e}'_i(\underline{r})$ generated by the reflected current systems $\underline{J}'_i(\underline{r})$ are given by (3):

$$\left[\underline{K} + \underline{U}_\alpha \frac{\partial}{\partial x_\alpha} \right] \underline{e}'_i(\underline{r}) = -\underline{J}'_i(\underline{r}) = -\underline{P}\underline{J}_i(\underline{r}_1) \quad (11)$$

Multiplying from the left by \underline{P} , interchanging the variables \underline{r} and \underline{r}_1 and noting that $\frac{\partial}{\partial y} \underline{e}'_i(\underline{r}) = -\frac{\partial}{\partial y} \underline{e}'_i(\underline{r}_1)$, we find.

$$\underline{P} \left[\underline{K}(\underline{r}_1) + \underline{U}_1 \frac{\partial}{\partial x} - \underline{U}_2 \frac{\partial}{\partial y} + \underline{U}_3 \frac{\partial}{\partial z} \right] \underline{e}'_i(\underline{r}_1) = -\underline{J}_i(\underline{r}) \quad (12)$$

It is convenient at this stage to express $\underline{e}'_i(\underline{r}_1)$ in terms of a reflected field, $\underline{e}''_i(\underline{r})$:

$$\underline{e}'_i(\underline{r}_1) = \underline{P} \underline{e}''_i(\underline{r}) \quad (13)$$

Substituting back in (12), we find with the aid of (7) and (9)

$$\left[\underline{K}(\underline{r}) - \underline{U}_\alpha \frac{\partial}{\partial x_\alpha} \right] \underline{e}''_i(\underline{r}) = -\underline{J}_i(\underline{r}) \quad (14)$$

where we have made use of the assumption

$$\underline{K}(\underline{r}_1) = \underline{K}(\underline{r}) \quad (15)$$

3. DERIVATION OF THE RECIPROcity RELATIONS

We let $i=1$ in (14), multiply from the left by $\underline{e}_2(\underline{r})$ (the field generated by $\underline{J}_2(\underline{r})$), and integrate over all space:

$$\int \underline{e}_2(\underline{r}) \left[\underline{K}(\underline{r}) - \underline{U}_\alpha \frac{\partial}{\partial x_\alpha} \right] \underline{e}''_1(\underline{r}) d^3r = - \int \underline{e}_2(\underline{r}) \cdot \underline{J}_1(\underline{r}) d^3r \quad (16)$$

Now

$$\underline{e}_2 \underline{K} \underline{e}''_1 = \underline{e}''_1 \underline{K} \underline{e}_2$$

and, furthermore,

$$\begin{aligned} \int \left[\underline{e}_2 \underline{U}_\alpha \frac{\partial}{\partial x_\alpha} \underline{e}''_1 + \underline{e}''_1 \underline{U}_\alpha \frac{\partial}{\partial x_\alpha} \underline{e}_2 \right] d^3r &= \int \frac{\partial}{\partial x_\alpha} \left[\underline{e}''_1 \underline{U}_\alpha \underline{e}_2 \right] d^3r \\ &= \int \nabla \cdot (\underline{E}_1 \times \underline{H}_2 + \underline{E}_2 \times \underline{H}_1) d^3r \\ &= 0 \end{aligned}$$

if we go over to a surface integral at infinity, and assume the medium to be at least slightly absorbing. Thus (16) becomes

$$\begin{aligned}
 - \int \underline{\underline{e}}_2(\underline{r}) \cdot \underline{J}_1(\underline{r}) d^3r &= \int \underline{\underline{e}}_1'(\underline{r}) \left[\underline{K}(\underline{r}) + \frac{1}{\omega \epsilon_0} \frac{\partial}{\partial \underline{x}_a} \right] \underline{e}_2(\underline{r}) d^3r \\
 &= - \int \underline{\underline{e}}_1'(\underline{r}_1) \underline{P} \underline{J}_2(\underline{r}) d^3r
 \end{aligned} \tag{17}$$

in which we have used (3) and (13). Interchanging the variables \underline{r} and \underline{r}_1 on the right hand side, and denoting the reflected current

$$\underline{P} \underline{J}_2(\underline{r}_1) = \underline{J}_2'(\underline{r})$$

we find

$$\int \underline{\underline{e}}_2(\underline{r}) \cdot \underline{J}_1(\underline{r}) d^3r = \int \underline{\underline{e}}_1'(\underline{r}) \cdot \underline{J}_2'(\underline{r}) d^3r \tag{18}$$

which is precisely the required reciprocity theorem.

4. DISCUSSION

The well known Lorentz reciprocity theorem relates currents and fields in a given medium to those in a hypothetical, transposed medium. In the case of a gyrotropic medium such as the earth's ionosphere, the transposed medium is derived by reversing the direction of the external magnetic field, and so is of limited practical use. The reciprocity theorem here derived relates currents and fields in the same physical medium, and is therefore directly applicable to problems in a plane-stratified ionosphere.

5. REFERENCES

1. Altman C., Schatzberg A.: Reciprocity relations between currents and fields in plane-stratified gyrotropic media, Proceedings of International URSI Symposium on E.M. Waves, Munich, August 1980.
2. Suchy K., Altman C.: Reflexion and transmission theorems for characteristic waves in stratified anisotropic absorbing media, J. Plasma Phys., Vol. 13, 1975, p.437-449.
3. Altman C., Suchy K.: Eigenmode scattering relations for plane-stratified gyrotropic media, Applied Phys., Vol. 19, 1979, p.213-219.
4. Kong J.A.: Theory of Electromagnetic Waves, (Wiley, New York, 1975), p.16-17.

Ц. Алтман, А. Шапберг^{*})

Отношения взаимности между токами и полями
в гиротропных, анизотропных и двуанизотроп-
ных средах

Рассматриваются поля волн $\tilde{e}_i(r) \equiv [\tilde{E}_i(r), \tilde{H}_i(r)]$, $i=1,2$, генерированные соответственно двумя произвольными распределениями тока $\tilde{j}_i(r) \equiv [\tilde{j}_e(r), \tilde{j}_m(r)]$, где \tilde{j}_e и \tilde{j}_m плотности электрического и эквивалентного магнитного токов. Токи и поля погружены в средах с электрической и магнитной проницаемостями $\underline{\epsilon}(r)$ и $\underline{\mu}(r)$, обладающими плоской симметрией, $y=0$, так что $\underline{\epsilon}(x, y, z) = \underline{\epsilon}(x, -y, z)$ и $\underline{\mu}(x, y, z) = \underline{\mu}(x, -y, z)$. Руководясь результатами для плоско-слоистых сред, показывается прямо из уравнений Максвелла для сред /без необходимости работать в k -пространстве Фурье/ что

$$\int \underline{e}_1(r) \cdot \underline{j}_2(r) d^3r = \int \underline{e}'_2(r) \cdot \underline{j}'_1(r) d^3r$$

где $\underline{e}'_i(r)$, $i=1,2$, представляет поля волн генерированных $\underline{j}'_i(r)$, соответствующими системами отраженного тока /т.е. отраженного по отношению к плоскости симметрии, $y=0$. Значение этого результата заключается в том, что токи и поля все измеряются в одной и той же физической среде, а не в /гипотетической/ транспонированной среде как во взаимности Лоренца. Благодаря этому возможны прямые применения в ионосферном распространении.

^{*}) Технологический институт, Хайфа, Израиль

Электромагнитная совместимость,
ближние поля, взаимное влияние
антенн

Р.А.Орлов
А.Я.Сенчило х)

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВЗАИМОСВЯЗИ ПРОИЗВОЛЬНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ
С ПОМОЩЬЮ РАЗЛОЖЕНИЙ ПО ПОЛЯМ МУЛЬТИПОЛЕЙ

Рассмотрен метод определения взаимосвязи между произвольными излучающими электродинамическими системами с помощью представления полей излучения каждой системы в виде разложений по векторным сферическим волновым гармоникам. Получены выражения для активной и реактивной составляющих взаимного импеданса. Приводится решение задачи нахождения взаимосвязи двух коллинеарных вибраторных излучателей.

Задача определения взаимного сопротивления между произвольными излучающими системами, как разнесенными в пространстве, так и совмещенными в пределах одного радиотехнического комплекса, имеет большое значение для анализа их электромагнитной совместимости (ЭМС). Подобная задача имеет первостепенное значение при рассмотрении ЭМС антенных систем, однако, как показывает практика, не менее важна она также для электронных устройств, не предназначенных функционально для излучения и приёма электромагнитной энергии из окружающего пространства. Как в том, так и в другом случае мерой взаимосвязи может служить величина взаимного импеданса между рассматриваемыми функциональными и нефункциональными излучателями.

Взаимный импеданс между излучателями может быть найден с помощью различных методов, к которым относятся, например, метод наведенных ЭДС [1], метод, использующий угловой спектр плоских волн [2]

х) Ленинградское отделение НИИ радио, СССР

и т.д. Однако более удобным в ряде случаев является способ, использующий закон сохранения электромагнитной энергии в объеме, содержащем взаимодействующие антенны [3]. В соответствии с этим методом для указанного объема имеем

$$\sum_{i,k=1}^N \left\{ \oint_S ([\mathbf{E}_k, \mathbf{H}_i^*] \cdot \mathbf{n}) dS + \int_V (\mathbf{E}_k \frac{\partial \mathbf{E}_i^*}{\partial t} + \mathbf{H}_k \frac{\partial \mathbf{H}_i^*}{\partial t}) dV \right\} + \sum_{k=1}^N \int_V (\mathbf{I}_k \mathbf{E}_k^*) dV = D_{(I)}$$

где $\mathbf{E}_{i,k}, \mathbf{H}_{i,k}$ - поля, создаваемые "i" и "k" излучателями в произвольной точке объема V , ограниченного поверхностью S ; \mathbf{n} - единичная внешняя нормаль к поверхности S ; \mathbf{I}_k - токи в излучателях;

N - число взаимодействующих излучателей. В фигурных скобках (I) поверхностный интеграл определяет поток энергии от всех источников во внешнее пространство, а объемный интеграл - полную энергию суммарного электромагнитного поля, запасенную в V . Последнее слагаемое характеризует баланс мощностей в каждой из взаимодействующих антенн, определяемый подводимой к излучателю мощностью от генератора и суммой парциальных мощностей, наводимых в этой антенне полями, создаваемыми всеми остальными излучателями.

Предположим для простоты, что взаимодействующие антенны находятся в свободном пространстве, излучаемые поля имеют монохроматический характер и являются линейными функциями от порождающих их распределений токов. Тогда представляя значения мощностей в каждом излучателе P_k в виде произведения токов I_k на величины эквивалентных приложенных к ним напряжений U_k (складывающихся из напряжений возбуждения и суммы наведенных ЭДС), записывая систему уравнений для токов в излучателях с учетом их взаимных импедансов, в правой части уравнений которой стоят соответствующие U_k , и разрешая эту систему относительно импедансов, для комплексного взаимного сопротивления произвольной пары излучателей получим следующее выражение

$$Z_{ik} = Z_{ik}^{(1)} + Z_{ik}^{(2)};$$

$$Z_{ik}^{(1)} = \frac{1}{2} \oint_S \{ [\mathbf{E}'_k, \mathbf{H}'_i] + [\mathbf{E}'_i, \mathbf{H}'_k] \} \cdot \mathbf{n} dS;$$

$$Z_{ik}^{(2)} = \frac{i\omega}{2} \int_V \{ (\mathbf{E}'_i \mathbf{E}'_k) + (\mathbf{E}'_k \mathbf{E}'_i) + (\mathbf{H}'_i \mathbf{H}'_k) + (\mathbf{H}'_k \mathbf{H}'_i) \} dV,$$

где $\mathbf{E}'_{i,k}, \mathbf{H}'_{i,k}$ - поля, создаваемые "i" и "k" излучателями с нормированным к единице распределением тока в них I'_k в произвольной точке объема.

Рассмотрим, каким образом можно использовать соотношения (2) для расчета взаимного импеданса излучателей. Если выбрать поверхность S на достаточно большом расстоянии от излучателей, как это было предложено в [3], для нахождения Z_{ik} можно использовать

амплитудные, фазовые и поляризационные диаграммы излучения анализируемых антенн в дальней зоне. Однако получение этих диаграмм в пределах всей телесной сферы, как требует (2), затруднительно. Это связано с необходимостью использования больших антенных полигонов или, в случае применения численного анализа, с несовершенством методов расчета бокового и заднего излучения сложных антенных систем. Еще больше эти сложности возрастают при рассмотрении нефункциональных излучателей. Поэтому в (2) желательно использовать такой способ представления полей, который позволял бы описывать их на произвольном расстоянии от излучателей и использовать данные о распределении ближнего поля для расчета сопротивления взаимосвязи.

Одним из таких методов является представление полей излучения в виде разложения по сферическим волновым функциям [4]

$$\begin{aligned} \mathbf{H}'_k &= \sum_{e=0}^{\infty} \sum_{m=-e}^e \left\{ f'_{em}(r) \mathbf{X}_{em}(\theta, \varphi) - \frac{i}{k} \operatorname{rot} [g'_{em}(r) \mathbf{X}_{em}(\theta, \varphi)] \right\}; \\ \mathbf{E}'_k &= \sum_{e=0}^{\infty} \sum_{m=-e}^e \left\{ \frac{i}{k} \operatorname{rot} [f'_{em}(r) \mathbf{X}_{em}(\theta, \varphi)] + g'_{em}(r) \mathbf{X}_{em}(\theta, \varphi) \right\}, \end{aligned} \quad (3)$$

где $\mathbf{X}_{em}(\theta, \varphi) = \frac{1}{\sqrt{e(e+1)}} \mathbf{L}_e Y_{em}(\theta, \varphi)$; $\mathbf{L}_e = \frac{1}{r} [\mathbf{r}, \nabla]$ - векторный дифференциальный оператор; $Y_{em}(\theta, \varphi)$ - скалярные сферические гармоники, имеющие вид

$$Y_{em}(\theta, \varphi) = \left[\frac{2e+1}{4\pi} \frac{(e-m)!}{(e+m)!} \right]^{1/2} P_e^m(\cos \theta) \exp\{im\varphi\}$$

Вне источников радиальные функции могут быть записаны в виде

$$f'_{em}(r) \cong a'_E(e, m) h_e^{(2)}(kr); \quad g'_{em}(r) \cong a'_M(e, m) h_e^{(2)}(kr); \quad (4)$$

где $h_e^{(2)}(kr)$ - сферические функции Ханкеля, а коэффициенты

$a'_E(e, m)$ и $a'_M(e, m)$ в общем случае определяются следующими формулами

$$\begin{aligned} a'_E(e, m) &= \frac{4\pi k^2}{i\sqrt{e(e+1)}} \int_V Y_{em}^*(\theta, \varphi) \left\{ \rho' \frac{d}{dr} [r j_e(kr)] + \right. \\ &\quad \left. + \frac{ik}{c} (\mathbf{r}, \mathbf{I}') j_e(kr) - ik \operatorname{div} ([\mathbf{r}, \mathbf{M}]) j_e(kr) \right\} dV; \\ a'_M(e, m) &= \frac{4\pi k^2}{i\sqrt{e(e+1)}} \int_V Y_{em}^*(\theta, \varphi) \left\{ \operatorname{div} \left(\frac{1}{c} [\mathbf{r}, \mathbf{I}'] \right) j_e(kr) + \right. \\ &\quad \left. + \operatorname{div} \mathbf{M} \frac{d}{dr} [r j_e(kr)] - k^2 (\mathbf{r}, \mathbf{M}) j_e(kr) \right\} dV, \end{aligned} \quad (5)$$

в которых $j_e(kr)$ сферические функции Бесселя первого рода, интегрирование проводится только по области, содержащей источники, а \mathbf{M} обозначает объёмную плотность магнитного тока. На практике эти выражения значительно упрощаются, так как $\mathbf{M} \equiv 0$, а заряды и токи

связаны уравнением неразрывности.

Приведенные соотношения могут быть использованы для получения выражений, непосредственно связывающих величину взаимного импеданса с параметрами излучателей и пригодных для любых удалений от них поверхности S . Выбирая эту поверхность в виде сферы радиуса R подставляя (3) - (5) в (2) и учитывая, что $\mathbf{n} \equiv \mathbf{r}_0$ т.е. совпадает с радиальным ортом сферической системы координат, абсолютную сходимость рядов по векторным сферическим гармоникам, а также условия ортогональности для них, после несложных, но громоздких преобразований найдем

$$\begin{aligned} Z_{ik}^{(1)} = \frac{iR^2}{2k} \sum_{e=0}^{\infty} \sum_{m=-e}^e \left\{ \frac{1}{R} [g_{k\ell m}^{*'} g_{i\ell m}' - g_{k\ell m}' g_{i\ell m}^{*'} + \right. \\ \left. + f_{k\ell m}' f_{i\ell m}^{*'} - f_{i\ell m}' f_{k\ell m}^{*'}] + g_{k\ell m}' \frac{dg_{i\ell m}^{*'}}{dr} \Big|_{r=R} - \right. \\ \left. - g_{k\ell m}^{*'} \frac{dg_{i\ell m}'}{dr} \Big|_{r=R} + f_{i\ell m}' \frac{df_{k\ell m}^{*'}}{dr} \Big|_{r=R} - f_{i\ell m}^{*'} \frac{df_{k\ell m}'}{dr} \Big|_{r=R} \right\}; \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} Z_{ik}^{(2)} = \frac{i\omega}{2} \sum_e \sum_m \left\{ \int_V \left(\Psi - \frac{1}{k^2 r^2} \Psi + \frac{1}{k^2 r^2} \frac{d\Psi}{dr} - \right. \right. \\ \left. \left. - \frac{1}{k^2} \left[\frac{df_{i\ell m}'}{dr} \frac{df_{k\ell m}^{*'}}{dr} + \frac{df_{i\ell m}^{*'}}{dr} \frac{df_{k\ell m}'}{dr} + \frac{dg_{i\ell m}'}{dr} \frac{dg_{k\ell m}^{*'}}{dr} + \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. + \frac{dg_{i\ell m}^{*'}}{dr} \frac{dg_{k\ell m}'}{dr} \right] \right) (\chi_{e\ell m}, \chi_{e\ell m}^*) dV - \int_V \frac{e(e+1)}{k^2 r^2} \Psi Y_{e\ell m} Y_{e\ell m}^* dV \right\}; \end{aligned} \quad (7)$$

где $\Psi = f_{i\ell m}' f_{k\ell m}^{*'} + f_{i\ell m}^{*'} f_{k\ell m}' + g_{i\ell m}' g_{k\ell m}^{*'} + g_{i\ell m}^{*'} g_{k\ell m}'$,

а суммирование в (7) производится по всем индексам, как совпадающим, так и несовпадающим, в соответствии с правилом

$$\begin{aligned} \sum_e \sum_m \alpha_{em} \beta_{em} = \sum_{e=0}^{\infty} \sum_{m=-e}^e \alpha_{em} \beta_{em} + \\ + \sum_{e=0}^{\infty} \sum_{k \neq n} \alpha_{ek} \beta_{en} + \sum_{i \neq j} \sum_{m=-p}^p \alpha_{im} \beta_{jm} + \\ k, n \in [-e, e] \quad i, j \in [0, \infty); p = \max(i, j) \end{aligned}$$

$$+ \sum_{i \neq j} \sum_{k \neq n} \alpha_{ik} \beta_{jn}.$$

$$i, j \in [0, \infty), k, n \in [-\rho, \rho], \rho = \max(i, j)$$

Выражения (6) и (7) являются наиболее общими соотношениями, определяющими взаимный импеданс произвольных антенн при условии, что поверхность, на которой регистрируются излученные поля, имеет сферическую форму и расположена на произвольном расстоянии от излучателей. Объем V в (7) составляет внутреннюю полость сферы за исключением объема, занимаемого собственно излучателями.

В том случае, когда поверхность S расположена достаточно далеко от излучателей (велик радиус R), выражение (6) можно существенно упростить, используя асимптотическое представление для сферической функции Хэнкеля при больших значениях аргумента, и переписать в следующем виде

$$\begin{aligned} Z_{ik}^{(1)} \cong \frac{1}{2k^2} \sum_{\ell=0}^{\infty} \sum_{m=-\ell}^{\ell} \left\{ [a'_{km} a_{im}^{*'} + a_{km}^{*'} a'_{im} + a'_{i\ell} a_{k\ell}^{*'} + \right. \\ \left. + a_{i\ell}^{*'} a_{k\ell}'] + \frac{2i}{kR} [a_{km}^{*'} a'_{im} - a'_{km} a_{im}^{*'} + a_{k\ell} a'_{i\ell} - a'_{i\ell} a_{k\ell}] \right\}. \end{aligned} \quad (8)$$

Из выражения (8) видно, что составляющая взаимного импеданса $Z_{ik}^{(1)}$ имеет в общем случае вещественную и мнимую части, причем реактивная компонента $Z_{ik}^{(1)}$ стремится к нулю при неограниченном возрастании радиуса R .

Для того, чтобы установить, какой характер имеет другая составляющая взаимного импеданса, также выберем радиус R достаточно большим и проинтегрируем (7) по внешнему относительно сферы пространству. Тогда для составляющей $Z_{ik}^{(2)}$ будем иметь

$$\begin{aligned} Z_{ik}^{(2)} \cong \frac{ic}{k^3 R} \sum_{\ell=0}^{\infty} \sum_{m=-\ell}^{\ell} \left\{ \left[1 + \ell(\ell+1) + \frac{1}{R} \right] [a'_{km} a_{im}^{*'} + \right. \\ \left. + a_{km}^{*'} a'_{im} + a'_{i\ell} a_{k\ell}^{*'} + a_{i\ell}^{*'} a_{k\ell}'] \right\}, \end{aligned} \quad (9)$$

откуда видно, что составляющая $Z_{ik}^{(2)}$ дает вклад только в реактивную компоненту взаимного сопротивления.

Таким образом полученные результаты свидетельствуют о том, что активная составляющая взаимного импеданса, определяемая поверхностным интегралом (2), может быть найдена достаточно просто, тогда как

реактивная компонента в большей части зависит от объёмного интегрирования распределения ближних полей антенн. Поскольку интегрирование надо вести по весьма сложной области, расположенной вокруг взаимодействующих антенн, отыскание $Z_{ik}^{(2)}$ в соответствии с (7) в общем случае достаточно сложно.

В связи с этим для нахождения реактивной составляющей взаимного импеданса по данному методу используются косвенные способы, основанные на получении дополнительной информации об активной составляющей сопротивления взаимосвязи, а именно зависимости $Re Z_{ik}$ от электрического расстояния между излучателями и частоты.

В первом из этих способов [5] учитывается тот факт, что зависимость $Re Z_{ik}$ от пространственного разнеса излучателей имеет осциллирующий характер и $Re Z_{ik}$ обращается в ноль при значениях фазы Z_{ik} составляющей $\psi = -\pi/2 - \pi(k-1)$. Рассматривая эти точки как узлы интерполяции, может быть найдена фазовая функция взаимного импеданса, модуль Z_{ik} а затем $Im Z_{ik}$. При малых расстояниях между антеннами фазовая функция определяется с помощью экстраполяции только до середины "главного лепестка" функции $Re Z_{ik}$ так как при дальнейшем сближении основной вклад в реактивную составляющую Z_{ik} начинают вносить индукционные и статические поля антенн, а они не учитывались при нахождении $Re Z_{ik}$.

Во втором способе используется частотная зависимость активной составляющей взаимного импеданса $Re Z_{ik}(\omega)$. Подобный подход предлагался еще в работе [3], однако развитый так метод определения частотной зависимости функции Грина и последующее суммирование с учетом распределений токов и зарядов, а также конфигурации реальных излучателей, для получения полной реактивной составляющей Z_{ik} весьма громоздок и сложен. Кроме того, он совершенно неприемлем, если мы полагаем только распределением поля на опорной поверхности, достаточным для вычисления $Re Z_{ik}$.

Поэтому при нахождении $Im Z_{ik}$ целесообразно использовать прямое восстановление этой компоненты по зависимости $Re Z_{ik}(\omega)$, получение которой значительно проще как в экспериментальном, так и в вычислительном аспектах, на основе имеющихся в литературе алгоритмов [6]. Возникающая при этом ошибка, связанная с тем, что в общем случае система взаимодействующих излучателей не является минимально фазовой системой ввиду наличия в ней множественных взаимодействий, невелика и получаемая точность в любом случае не хуже, чем в методе наведенных ЭДС, учитывающем только однократные взаимодействия.

В заключение приведем решение задачи определения взаимного

импеданса двух тонких вибраторных антенн произвольной длины. Пусть антенны расположены на оси z на участках $z_1 \in [a, b]$, $z_2 \in [-a, -b]$ и имеют в центре малые зазоры, служащие для их возбуждения. Распределение тока в антеннах считаем одинаковым и предполагаем, что оно описывается четкой функцией I и обращается в ноль на концах антенн. Поскольку токи радиальны, то $[r, I] = 0$ и, кроме того, в этой задаче отсутствует намагниченность ($M = 0$). Это приводит к тому, что все коэффициенты магнитных мультиполей оказываются равными нулю ($a_m(\ell, m) = 0$), а коэффициенты $a_E(\ell, m)$ можно найти по формуле (5). Входящая в это выражение плотность тока I' определена вдоль оси z и в сферических координатах для $r \in [a, b]$ и гармонической зависимости от времени её можно записать в виде

$$I'_{1,2}(r) = \frac{I_{1,2}(r)}{2\pi r^2} \delta(\cos\theta \mp 1) \exp\{-i\omega t\}, \quad (10)$$

где δ - дельта-функция Дирака. Наличие в (10) δ - функции обеспечивает наличие ненулевого тока только на оси z , что соответствует $\theta = 0, \pi$. Определяя распределение заряда на основании уравнения неразрывности и вычисляя входящие в (5) интегралы по θ и φ получим, как это уже отмечалось в [4], что для таких антенн происходит возбуждение мультиполей только с индексами $m = 0$. Для вычисления радиального интеграла надо знать нормированное к максимуму распределение тока вдоль антенны. Считая, что оно может быть представлено в виде разложения Фурье и принимая для простоты $I'_{1,2}(r)$ совпадающим только с одной пространственной гармоникой разложения, оставшийся интеграл можно вычислить достаточно просто и получить

$$a'_E(\ell, 0) = \frac{2k}{c} \left[\frac{4\pi(2\ell+1)}{e(\ell+1)} \right]^{1/2} \left\{ k(a+b) j_e\left(\frac{k(a+b)}{2}\right) - ka j_e(ka) - kb j_e(kb) \right\}. \quad (11)$$

Вычислим в качестве примера активную составляющую взаимного импеданса двух одинаковых антенн. В этом случае общее выражение принимает вид

$$R_{12} = \frac{1}{2k^2} \sum_{\ell=1}^{\infty} \left\{ a'_{1E} a'^*_{2E} + a'^*_{1E} a'_{2E} \right\}.$$

Подставляя в это выражение (11) и учитывая, что сферические функции Бесселя первого рода от вещественного аргумента являются действительными функциями, мы получим следующее соотношение для расчета активного сопротивления взаимосвязи таких антенн

$$R_{12} = \frac{8\pi}{c^2} \sum_{\ell=1}^{\infty} \frac{2\ell+1}{e(\ell+1)} \left\{ k^2(a+b)^2 j_e^2\left(\frac{k(a+b)}{2}\right) + k^2 a^2 j_e^2(ka) + \right.$$

$$\begin{aligned}
 & + k^2 b^2 j_e^2(kb) - 2k^2 a(a+b) j_e(ka) j_e\left(\frac{k(a+b)}{2}\right) - \\
 & - 2k^2 b(a+b) j_e(kb) j_e\left(\frac{k(a+b)}{2}\right) + 2k^2 ab j_e(ka) j_e(kb) \} \quad (12)
 \end{aligned}$$

В соответствии с выражением (12) были проведены расчеты активной составляющей взаимного импеданса для вибраторов длиной $\lambda/4$ в зависимости от электрического расстояния между антеннами d/λ . Сравнение результатов расчета R_{12} с графиком зависимости взаимного сопротивления для тех же условий вычисленного по методу наведенных ЭДС [1], показало, что оба решения дают близкие зависимости R_{12} от электрического расстояния. Максимальное расхождение составило не более 5% при 10 удерживаемых членах ряда. Следует отметить, что при увеличении расстояния между взаимодействующими вибраторами требуется учитывать большее число членов ряда, что связано с увеличением радиуса сферы R , содержащей эти антенны, и полностью согласуется с полученными ранее результатами [7] о необходимости удержания при расчетах членов с индексами ℓ не менее kR .

Рассмотренный выше метод расчета взаимного влияния антенн позволяет в ряде случаев более просто, чем в соответствии с существующими методами, производить как аналитический, так и численный анализ комплексного взаимного импеданса с заданной степенью точности. Прежде всего это относится к антеннам с радиальной или осевой симметрией распределения тока. Точность решения зависит от числа удерживаемых членов ряда и может быть проконтролирована на каждом шаге вычислений путем оценки величины остаточного члена ряда. Кроме того, такой подход позволяет использовать для нахождения взаимного импеданса антенн сложной формы амплитудные и фазовые распределения полей излучения для каждой антенны в отдельности, которые фиксируются на сферической поверхности, окружающей систему взаимодействующих антенн в их ближней зоне. Это соответствует основной тенденции развития экспериментальных исследований полей излучения, согласно которой в последнее время при антенных измерениях все шире внедряется метод сферического зондирования в ближней зоне [7].

ЛИТЕРАТУРА

1. Г.А.Лавров. Взаимное влияние линейных вибраторных антенн. М., "Связь", 1975, 128 с.
2. M. D. Deshpande, B.N. Das. A new approach to the mutual impedance between two radiators, "J. Int. Electron. and Telecommun. Eng.", 1977, v 23, N 6, 359 - 364.
3. О.Г.Вендик. Определение взаимного импеданса между антеннами по известным диаграммам направленности в дальней зоне. "Радиотехника", 1962, т.17, № 10,11-20.
4. J. D. Jackson. *Classical Electrodynamics*, New York, 1962.
5. Д.М.Сазонов. Расчет взаимных импедансов произвольных антенн по их диаграммам направленности. "Радиотехника и электроника", 1970, т.15, № 2, 376-378.
6. E. F. Trombley. Frequency spectra of pulses of finite time duration, "IEEE Electromagnetic Compatibility Symposium Record", Seattle, Washington, 1968, 298 - 307.
7. E. B. Joy, W.M. Leach, G.P. Rodrigue, D.T. Paris. Applications of probe - compensated near - field measurements, "IEEE Trans. Antennas and Propag", 1978, v. 26, N 3, 379 - 389.

R.A.Orlov, A.Y.Senchilo^{*)}

DETERMINATION OF INTERRELATION BETWEEN
ARBITRARY RADIATORS BY MEANS OF SERIES
EXPANSION IN MULTIPOLE FIELDS

The Report discusses a method of determination of interrelation between arbitrary radiating electrodynamic systems by presentation of radiation fields of each system in the form of series expansion in vectorial spherical wave harmonics. The expressions for active and reactive components of mutual impedance are obtained. A solution of a problem of determining an interrelation between two col-linear vibrator radiators is given.

*)Radio Research Institute LONIIR
Leningrad, USSR

Радиотепловое излучение
Радиояркостная температура
Земные покровы
Миллиметровые волны
Аппаратура и методика

Г.А.Андреев^{х)}
В.А.Голунов
В.К.Тужилкин

ИЗЛУЧАТЕЛЬНЫЕ СВОЙСТВА ПРИРОДНЫХ ОБРАЗОВАНИЙ В МИЛЛИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ ВОЛН.

Приводятся результаты экспериментального исследования радиотеплового излучения земных покровов и атмосферы на частотах 38,75 ГГц и 140 ГГц. Эти данные позволяют оценить рассеянную энергию при отражении земной поверхностью и влияние атмосферы на радиояркостную температуру земных покровов. Было исследовано радиотепловое излучение травяного покрова, почвы и снега.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время с применением радиометрической аппаратуры

х) Институт радиотехники и электроники АН СССР
пр. Маркса 18, 103907 г. Москва, СССР

успешно решаются задачи: картографирование земных ландшафтов, измерение влажности почвы и обнаружение очагов пожаров, восстановление высотных профилей влажности и температуры атмосферы и т.д. Очевидно, что радиометр является эффективным инструментом при изучении свойств атмосферы и подстилающей поверхности.

Как известно, коэффициент излучательной способности среды определяется её комплексной диэлектрической проницаемостью и рассеивающими свойствами.

У сред с тонким скин-слоем (влажный грунт, бетон, асфальт) преобладает поперхностное рассеяние на ММВ, а с толстым (снег, лёд) - объёмное рассеяние. В последнем случае флуктуации мнимой составляющей диэлектрической проницаемости, изменения с глубиной её детерминированной составляющей, а также слоистость структуры имеют существенное значение.

2. АППАРАТУРА И МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ

Исследование излучательной способности природных образований выполнено с помощью высокочувствительной радиометрической аппаратуры на частотах 38,75ГГц и 140ГГц. Флуктуационная чувствительность супергетеродинных радиометров составляла величину 0,3К на частотах 38,75ГГц и 0,6К - на 140ГГц. Оба радиометра имели одну общую антенну - параболическое зеркало диаметром 0,6м. Измерения выполнялись с использованием подвижного плоского отражателя с размерами - 1,5 x 3 м². Перемещение отражателя осуществлялось вдоль луча антенны на высоте 8 м от поверхности земли. Калибровка радиометров производилась непосредственно на поверхности земли, т.е. в зоне исследуемых участков. Такая калибровка позволила осуществить абсолютные измерения радиояростной температуры исследуемых участков. Измерение радиояростной температуры производилось при этом с использованием другого отражателя, размещенного также на поверхности земли и имеющего размеры калибровочных тел.

3. РАДИОТЕПЛОЕ ИЗЛУЧЕНИЕ ТИПОВЫХ ЗЕМНЫХ ПОКРОВОВ В ЛЕТНИХ УСЛОВИЯХ

В летних условиях проводились исследования излучательной способности растительных покровов и некоторых типов почвы. На обеих частотах исследованные участки покровов проявили свойства, близкие свойствам абсолютно черного тела. Это особенно относится к растительным покровам, чьи свойства были исследованы нами в более широком аспекте. Во-первых, на частоте 140ГГц были измерены угловая зависимость коэффициента отражения и индикатрисы рассеяния нескольких участков луговой растительности. Коэффициент отражения поля во всём угловом диапазоне отличается малой величиной (10^{-2} - 10^{-3}) и практически не зависит от угла, имея лишь незначительное увеличение своего значения до 10^{-1} при углах скольжения, близких к нулевым. Результаты измерения индикатрисы рассеяния подтвердили ожидаемые диффузные свойства растительных покровов: рассеяние практически не изменяется при отклонении от угла зеркального отражения на 60° .

Во-вторых, по разработанной авторами методике на обеих частотах были проведены прямые измерения эффективной комплексной диэлектрической проницаемости растительных покровов без нарушения их естественной структуры. Установлено, что диэлектрическая проницаемость травяного покрова составляет величину $\epsilon = \epsilon' + i\epsilon''$, 1,15, при этом для клевера со средней высотой растений 18см и плотностью стеблей $2,5\text{см}^{-2}$ на частоте 38,75ГГц величина тангенса угла электрических потерь была получена равной $8 \cdot 10^{-2}$, чему соответствует погонное ослабление 2,7 дБ/см. Эта величина в несколько раз превышает погонное ослабление в СМ диапазоне волн.

4. РАДИОТЕПЛОЕ ИЗЛУЧЕНИЕ СНЕЖНОГО ПОКРОВА

Наиболее интересным с точки зрения исследования излучательных свойств типовых земных покровов оказался снег. Снежный покров отличается непрерывной эволюцией своего состояния, обусловленной,

главным образом, изменчивостью метеоусловий. С течением времени изменяются такие параметры снега, как толщина покрова, профиль температуры и плотности, влажность снега, размеры и форма снежных кристаллов. Такое многообразное состояние снежного покрова приводит к определенным трудностям при теоретическом исследовании его излучательных свойств. Вследствии этого на начальной стадии исследований определяющим, повидимому, является экспериментальное выявление основных особенностей излучательной способности снега на основе статистического анализа экспериментальных данных.

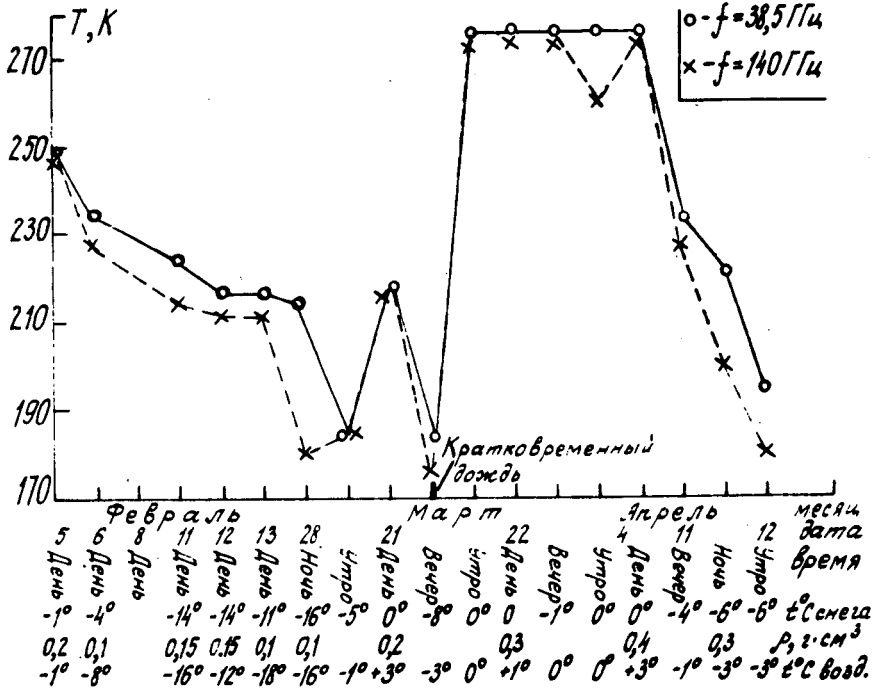


Рис. I Месячные вариации радиояростной температуры снежного покрова.

На рис. 1 приведены результаты измерения радиояростной температуры снежного покрова в течение второй половины зимнего сезона при зенитном угле наблюдения 10° . Для иллюстрации зависимости излучательных свойств снежного покрова от метеоусловий и параметров покрова приведены данные времени наблюдений, температуры, объемной плотности снега и температуры воздуха.

Как следует из приведенных результатов, радиояростная температура снега может принимать достаточно в широком диапазоне значения от 170К до 273К. Определяющим фактором для радиояростной температуры снега является наличие влажности в снежном покрове. Так, например в течение февраля, когда термодинамическая температура снега была выше -5°C , его радиояростная температура была не более 255К на частоте 38,75ГГц и 230К на частоте 140ГГц. В весеннее время днем радиояростная температура тающего снега на обеих частотах часто повышалась до точки своего насыщения - 273К.

На рис.2 приведены угловые зависимости радиояростной температуры сухого снега на двух ортогональных поляризациях. На этом же рисунке приводятся профили плотности и температуры снега, соответствующие каждой зависимости.

Как следует из данных рис.2 угловые зависимости на разных частотах могут иметь существенные отличия. При этом следует отметить что на угловые зависимости сухого снега на частоте 38,75ГГц при толщине снежного покрова порядка 0,5 м сильное влияние оказывает подстилающая поверхность, особенно, для вертикальной поляризации.

При анализе полученных результатов следует учитывать вклад излучения атмосферы, неизбежный при измерениях радиояростной температуры покровов в натуральных условиях, особенно в коротковолновой части ММ диапазона. С этой целью регулярно во время измерений регистрировалась угловая зависимость радиояростной температуры атмосферы. Как правило, при измерениях небо было ясным и радиояростная температура атмосферы в зените изменялась не существенно: на частоте 38,75ГГц диапазон изменений не превышал 10-20К, а на частоте 140ГГц - 35-45К. Угловые зависимости радиояростной температуры атмосферы, измеренные в диапазоне углов $0-75^\circ$, удовлетворительно аппроксимируются зависимостью:

$$T_a(\theta) = T_z \sec \theta \quad (1)$$

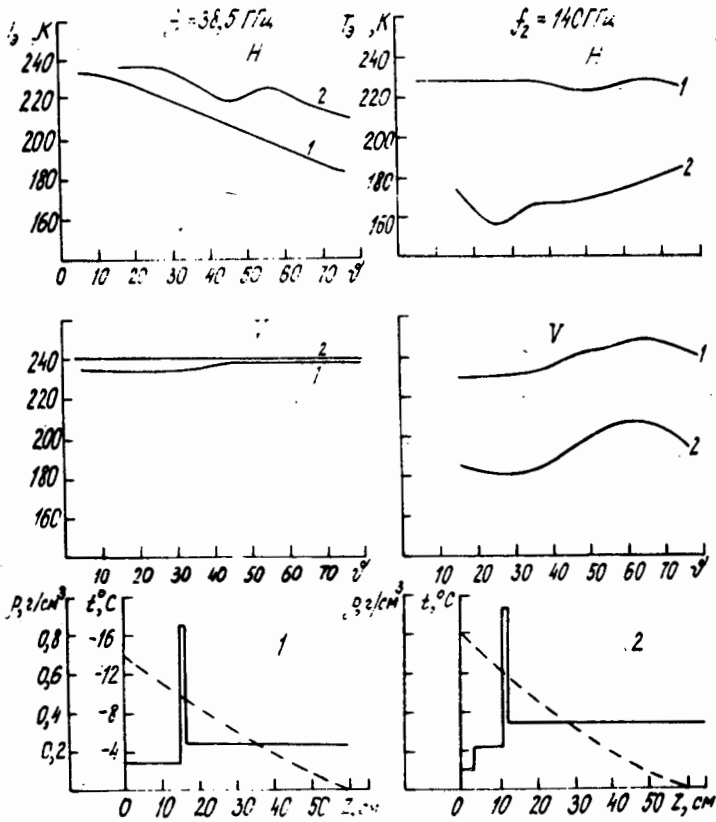


Рис. 2 Угловые зависимости радиояркой температуры сухого снега и соответствующие профили плотности и температуры снежного покрова.

Из приведенных выше значений радиояркой температуры атмосферы видно, что вклад её в принимаемое радиотепловое излучение снега на разных частотах неравнозначен. Были проведены дополнительные радиометрические измерения, позволяющие оценить истинное излучение снежного покрова и вклад излучения атмосферы на обеих частотах.

Суть эксперимента в следующем. Температура принимаемого радиоизлучения снега (назовем её эффективной - $T_э$) в натуральных условиях определяется следующим соотношением:

$$T_э = \chi T_n + (1-\chi) T_a \quad (2)$$

где χ - коэффициент излучательной способности снега,
 T_n - его термодинамическая температура,
 T_a - радиояркая температура подсвечивающего излучения атмосферы.

В случае слоя снега толщиной h на плоском листе металла для эффективной температуры слоя при наблюдении в надир описывается соотношением:

$$T_э = \chi T_n [1 - \exp(-4\alpha h)] + \chi T_z \exp(-4\alpha h) + (1-\chi) T_a, \quad (3)$$

где α - погонное ослабление в снеге,
 T_z - радиояркая температура атмосферы в зените.

Соответствующая обработка экспериментальных данных, полученных для различных величин толщины снега, позволяет получить значения всех параметров, входящих в уравнение (3). В табл. I приведены некоторые экспериментальные данные по основным компонентам эффективной температуры снега.

Таблица I

Эффективная температура снега и её составляющие

Характеристика снега	Частота, Гц	χ	T_a	χT_n	$T_э$	$\alpha, \text{см}^{-1}$
Свежевыпавший = 0,15г/см ³	38,75	0,75	40	202	212	$2,5 \cdot 10^{-3}$
	140	0,70	140	189	231	$2,0 \cdot 10^{-2}$
Свежевыпавший = 0,3г/см ³	38,75	0,99	-	267	270	$2,5 \cdot 10^{-3}$
	140	0,75	120	202	230	$7,0 \cdot 10^{-2}$
Крупнозернистый = 0,4г/см ³	38,75	0,85	67	230	240	$7,5 \cdot 10^{-3}$
	140	0,52	190	140	231	$6,0 \cdot 10^{-2}$

Как следует из табл. I коэффициент излучательной способности снежного покрова существенно зависит от плотности снега и размеров снежных гранул. Можно заметить также, что излучательная способность сухого снега всегда выше на частоте 38,75 ГГц, чем на частоте 140 ГГц. На обеих частотах покров обладает сильно выраженными диффузными свойствами, на что указывают высокие значения величины T_a . Действительно, если произвести усреднение радиояростной температуры с учетом ее угловой зависимости, то значение усредненной температуры будет соответствовать значению радиояростной температуры атмосферы при зенитном угле $71,5^\circ$. На частоте 38,75 ГГц это значение равно $\sim 47\text{K}$, а на частоте 140 ГГц - 126 К. Сравнение этих величин с приведенными в табл. I свидетельствует о диффузности рассеяния ММ излучения снежным покровом. Несколько более высокие значения, приведенные в табл. I, объясняются, как мы полагаем, влиянием окружающих объектов, таких, как лес на расстоянии 30 м от места исследования и здания лаборатории.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Как показало проведенное экспериментальное исследование радиотеплового излучения типовых земных покровов в ММ диапазоне волн, радиояростная температура покровов в летних условиях практически не отличается от их термодинамической температуры. Радиояростная температура покрова существенно зависит от параметров снега и частоты излучения. С увеличением частоты повышается вклад атмосферного излучения в эффективный поток радиотеплового излучения снежного покрова.

6. СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Зимченко Н.С., Усиков А.Я. Отражение радиоволн ММ диапазона от слоя снега, Изв. вузов, Радиофизика, 1960, №4, с. 614-618.
- [2] Hofer R., Schanda E., Signatures of snow in the 5 to 94 GHz range, Radio Science, 1978, V. 13, 2, p. 365-369.

G.A.Andreev
V.A.Golunov
V.K.Tugelkin *)

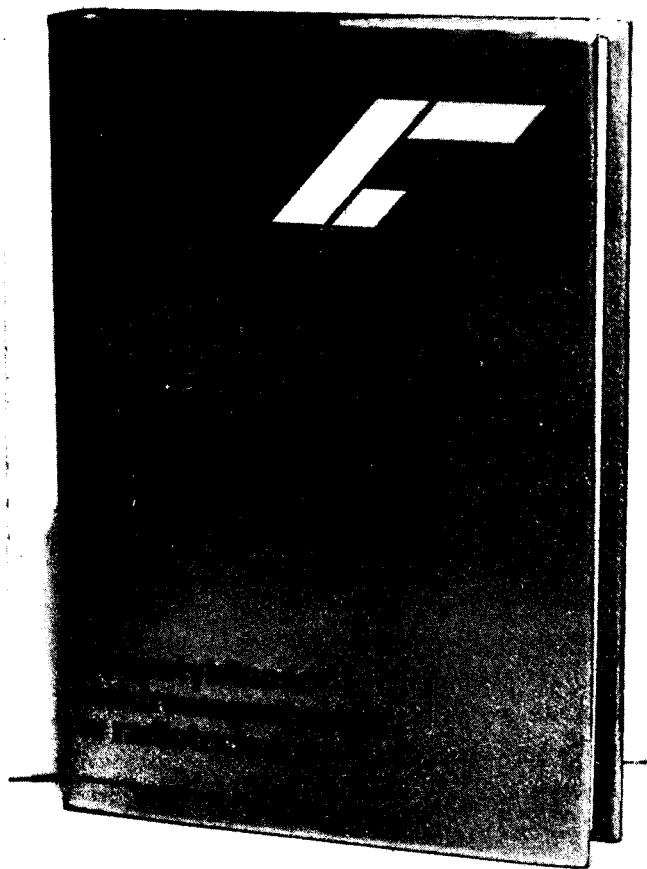
RADIATION PROPERTIES OF NATUARAL FORMATIONS
IN THE MILLIMETER WAVE RANGE

The results of an experimental research of land and atmospher radiation at frequency of 38,75GHz and 140GHz are reported. These data make it possible to evaluate scattering power by reflection from land and atmosphere influence on brightness temperature of land. Microwave emission from,grass, soil and snow have been investigated.

- Fig. 1 Mounth variations of brightness temperature of anow.
Fig. 2 Angular response of brighness temperature of dry snow and corresponding profile of volume density and temperature of snow.

*)Institute of Radioengineering and Electronics
of the Academy of Sciences of the USSR
Moscow, USSR

ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY in radiocommunication systems



This book on EMC published in 1978 in Poland by Transport and Communication Publishers, will be available in English in 1981 from

ELSEVIER Scientific Publishing Company
Jan van Galenstraat 335, P.O. Box 330
1000 AH Amsterdam, The Netherlands

Geo-magnetically Induced Currents (GIC)
Power Line Harmonics Radiation (PLHR)
Electromagnetic Systems Interference (ESI)

Wolfgang-M. Boerner^(1,2), James B. Cole⁽¹⁾, William R. Goddard⁽²⁾, Michael Z. Tarnawicky⁽²⁾, Lotfallah Shafai⁽²⁾ and Donald H. Hall⁽³⁾

IMPACTS OF SOLAR AND AURORAL STORMS ON POWER LINE SYSTEMS *

Geo-electromagnetic activity gives rise to electric potential differences between different points on the earth's surface (*earth surface potentials*) which cause extraneous quasi DC currents to enter electric power transmission systems through their grounding points. These geo-magnetically induced currents (GIC) which may exceed 100 A can cause half-cycle saturation of magnetic devices such as power and current transformers, seriously shortening their operational life-times, and GICs can also cause misoperation of protective devices such as relays and circuit breakers, thus resulting in systems shutdown. Similar systems deteriorating effects are also observed on long metallic grounded pipe lines particularly if extending into sub-auroral and auroral regions. It has also been observed that due to transformer core saturation power line harmonics radiation (PLHR) is created which increases during periods of increased geo-electromagnetic activity. This VLF radiation may cause electromagnetic systems interference (ESI) with neighbouring or earth-satellite communications links, and it may also interact with the

⁽¹⁾ Communications Laboratory, Information Engineering Department, SE0-1104, University of Illinois at Chicago Circle, P.O.Box 4348, Chicago, IL 60680, USA.

⁽²⁾ Electrical Engineering Department and ⁽³⁾ Geophysics Division, Earth Sciences Department, University of Manitoba, Winnipeg, Manitoba R3T 2N2, Canada.

* prepared by W-M. Boerner and J.B.Cole

magnetosphere and affect chorus activity and electron slot precipitation. The after-effects of these magnetospheric activities may subsequently propagate from the ionosphere through the mesosphere and modulate weather, particularly thunderstorm activity which then may lead to a closed cycle of disturbing events affecting both natural and man-made systems.

1. INTRODUCTION

The influences of geomagnetic disturbances on long man-made systems of conductors such as telegraph lines have been observed for over a hundred years. The earliest reports come from telegraph operators in the Northeastern United States, Northern Europe and Russia during the large solar disturbances of August-September, 1859. It is reported that telegraph lines running out from Boston were rendered inoperative for long periods while at other times it was possible to operate the telegraph system without it being connected to its battery power supply. At night when the aurora was visible, the telegraph operators reported that increases and decreases in auroral intensity appeared to coincide with increases and decreases in the induced currents on the telegraph line. The periodicity of these fluctuations ranged from thirty seconds to several minutes [1].

There have been numerous recent examples of geoelectromagnetic interferences with man-made systems. During a severe disturbance on February 10, 1958, the Bell Systems trans-Atlantic cable from Clarenville, Newfoundland to Oban, Scotland had estimated induced voltages of 2.7 KV between its terminals. A geomagnetic latitude effect was evident in that no effects were observed on the San Francisco - Hawaii cable [2].

During August 4, 1972 a magnetic storm produced potentials as high as 7 V/m. along a cable running from Plano, Illinois near Chicago to Cascade, Iowa causing system outage [3]. This geomagnetic storm also produced disturbances on power distribution systems (Fig. 1,2). The failure of a 230 kV power transformer at British Columbia Hydro was attributed to the storm [4,5,6].

One of the most serious effects of geomagnetic storms on power distribution systems is that of extraneous current induction in the windings of power transformers. These currents range as high as 100 A and result in half cycle saturation of the core. Examples of such induced currents measured during the period September 1969 are shown in [7].

One problem that has received relatively little attention is geomagnetically caused noise on communication cables. Most attention has been focused on total

outages caused by major storms, as previously discussed. However, relatively small fluctuations in the geomagnetic field such as occur on geomagnetically "quiet" days cause low level noise in cable communication systems. For voice transmission such low background noise levels may not be objectionable, but for digital data transmission, such noise may produce unacceptable error rates [7]. Thus even relatively small geomagnetic disturbances are of concern, and their prediction is important.

Geoelectromagnetic activity also affects pipelines. Currents up to several hundred amperes have been observed on the Alaska oil pipeline. In addition to interfering with monitoring and control devices, geomagnetically induced currents can also cause enhanced corrosion. Pipe corrosion arises at points where the metal comes in contact with the earth due to holes in the protective coating, where an electrical current flow transports negative ions to the pipe. The usual protection is to hold the pipe negative with respect to the ground. On many occasions this imposed potential is overridden by naturally induced potentials. As a result of concern among pipeline corrosion engineers, the NOAA Space Environment Services Center has initiated regular geoelectromagnetic forecasts for prediction of pipe line currents [8,9].

2. GEOMAGNETISM AND GEOELECTRICITY

Before going on to discuss in greater detail how geoelectromagnetic disturbances affect man-made systems, it is well to review what kinds of disturbances exist and how they are produced and create effects observable on the earth's surface.

There are two primary sources for the earth's magnetic field. The dominant geomagnetic field, which is approximately dipolar, is believed to arise from electric currents on the order of millions of Amperes circulating in the earth's interior, possibly driven at least in part by the movement of the earth's core relative to its mantle. This field which undergoes secular variations in both direction and magnitude (currently decreasing by 0.05% annually) has a magnitude of about 0.3 gauss [10].

Much smaller in comparison, but highly variable, are the magnetic fields produced by various current systems located in the ionosphere and magnetosphere Fig.3. Violent variations in these fields are called geomagnetic storms. The magnetic fields which arise from current systems in the near space above the earth surface respond to disturbances on the surface of the sun, and to fluctuations in the solar wind. Recent measurements by the ISEE-3 satellite indicate that the connection between the earth's magnetic fields and those of the sun may be far more intimate than previously suspected [11].

Most of the energy that the earth receives from the sun is in the visible and

near visible parts of the spectrum and is nearly constant. But a small fraction (about 10^{-6}) of the sun's energy reaches us in the form of kinetic energy contained in particulate matter ejected from the solar surface in the form of an ionized plasma. This is the solar wind, which is highly variable. As the earth traverses the solar wind its magnetic fields deflect the ions into positively and negatively charged streams circulating in opposite directions which form current rings about the earth. Details of the interaction between the geomagnetic field and the solar wind are not entirely clear and many other phenomena in addition to the development of "ring" currents about the earth occur. In particular, some of the particles in the solar wind have sufficient energy to penetrate into the earth's inner magnetic field and become trapped, oscillating back and forth along magnetic field lines. These particles form currents which induce earth surface currents quite different from those induced by the outer ring currents. Precipitation of these particles down into the lower atmosphere during solar disturbances gives rise to many phenomena such as the aurora. The aurora is thus often associated with severe geomagnetic disturbances. Further complications arise from the fact that the earth is surrounded by a sheath of ionized gas, called the ionosphere, which screens the terrestrial surface from some of the frequency components of magnetospheric currents. The ionosphere, however, is not static, and its screening effect changes with time. The magnetic variations we observe at the earth's surface thus arise from two components: variability of currents powered by the solar wind, and variable attenuation and modulation of the fields associated with these currents before they reach the earth [12,13].

The current systems in the magnetosphere and the ionosphere both respond to solar influences. As might be expected the variations in magnetic field at the earth's surface are highly complex, and it is difficult to precisely predict changes even a few minutes in advance. Nevertheless certain patterns do emerge. This subject has been studied for almost 200 years, when rapid small amplitude variations of the compass needle were first observed. Various indices have been devised which describe geomagnetic activity. Excellent discussions can be found in [12], and [13].

Electrical activity does not stop at the ionosphere. The ionosphere and the earth's surface can be viewed as oppositely charged plates of a giant spherical capacitor, with the lower atmosphere playing the role of a leaky dielectric. The ionosphere carries a positive charge which is equal but opposite to the negative charge of about 450,000 C carried by the earth [14]. The lower atmosphere carries a positive current downwards which is estimated at between 600 and 1800 A [14,15]. Unless there were some sort of "recharging" mechanism, the ionosphere-earth capacitor would quickly discharge. According to the pioneering theory of C.T.R. Wilson (1909), thunderstorms act as batteries which pump positive charge up to the iono-

sphere, and negative charge down to earth. This is the classical picture of the atmospheric electrical circuit.

According to current theory [16] changes in air resistance just below the bottom of the ionosphere, caused by solar activity, and possibly by man's electromagnetic activities [17,18] could affect the atmospheric electrical circuit, and possibly even affect the weather as well.

In summary, the geomagnetic fields which give rise to electric currents and potentials on the surface of the earth have their origin in current systems in the magnetosphere which respond to solar activity. Geomagnetic fluctuations range from 10^{-3} to hundreds of gammas ($1\gamma = 10^{-5}$ gauss = $4\pi \times 10^{-3}$ A/m) in magnitude.

3. TELLURIC CURRENTS

Currents in the earth's crust, telluric currents, are mainly associated with the highly variable magnetic fields which have their origin in current systems in the ionosphere and magnetosphere. As disturbances in these magnetic fields are closely related with solar disturbances, the telluric currents to which they give rise are often called solar induced currents but more correctly should be labelled Geomagnetically Induced Currents (GIC) as is discussed in [19] and [20].

It is an experimental fact [21] that if one were to install a pair of electrodes in the ground, separated by say 200 m, and record the potential difference between them, one would observe potential differences on the order of several millivolts. The periods of such signals lie mostly in the range of 5 to 600 seconds, though on occasion there are strong signals with periods of an hour or more.

These long period voltage signals are what excite the extraneous currents (GIC's) observed on power transmission systems, pipelines, and other long systems of grounded conductors (Fig. 4). These GIC's as observed on power lines will be described in further detail in the next section.

As noted in the previous section there are many classes of geomagnetic fluctuations. Those geomagnetic fluctuations that play an important role in affecting man made systems of long conductors are those that give rise to relatively long period, high amplitude earth surface electric potentials. These geomagnetic fluctuations are called micropulsations, and range up to about 100 gammas. Their frequency versus power spectrum is shown in Fig. 5. The outstanding feature of these spectra is that power increases nearly as the square of period, over the frequency range less of than 1 Hz. The telluric currents actually induced by these fields depend upon the local physical characteristics of the observation site.

For a uniform flat earth, the relationship between electric power density and magnetic power density is $Z = \frac{\partial E^2}{\partial f} / \frac{\partial H^2}{\partial f}$ where $\partial E^2 / \partial f$ is the electric power density

in microvolts² per meter² per 1 Hz bandwidth, and $\partial H^2/\partial f$ is magnetic power density in gammas² per 1 Hz bandwidth; f is frequency, and Z impedance for frequency f . For a normally inpinging plane wave, the impedance is given by $Z=2\pi if\mu\rho$, where μ is magnetic permeability and ρ is earth resistivity [22]. Using more complicated models one can compute the expected electric fields to greater accuracy (see for example [22]). It should also be noted that in addition to using knowledge of the earth's local electromagnetic characteristics to calculate induced electric fields, it is also possible to investigate the earth's physical properties by measuring fields induced by known and controlled excitations. This is called geomagnetic sounding and is currently being used to obtain hitherto unavailable information about the earth's interior [23].

4. EFFECTS ON MANMADE SYSTEMS

The basic problem is to estimate the earth surface electric field E , corresponding to a varying magnetic field B . This has been discussed in the previous section. Next this field E must be used to compute an estimate of the induced current I that will flow in the electrical power system or pipeline. The operation engineer needs to go one step further and find the probability distribution for various values of I . This is usually accomplished by relating the spectrum of B to one of the geomagnetic activity indices such as A_p , for which extensive data exist. For example, Campbell [8] has determined the following empirical relationship between the daily average power density of the horizontal geomagnetic field G at College, Alaska as a function of period T , and the geomagnetic A_p index:

$$\log G = 2.0 + 1.4 \log T + 0.043 A_p + 0.6.$$

It has been determined that the amplitude A of the variable geomagnetic field is given by $A = kT^m$, where k is a constant which depends on the region, and m is between 0.7 and 0.9 [8].

As discussed in the previous section, once B is known, one must choose some appropriate model of the earth's conductivity profile to calculate E , one can then compute I according to Ohm's law. For example, the geomagnetically induced current flowing on the Alaska pipeline has been found to obey the relation $I = 0.356 E$, where I is measured in amperes, and E in units of $\mu V/m$. Currents of several hundred amperes have been measured on the Alaska pipeline [8]. Incidentally, the geomagnetically induced currents in the pipeline themselves induce magnetic fields which can be detected up to about 50 km from the pipeline during geomagnetically active periods [8].

During magnetic storms most problems in the operation of AC power systems result from effects of transformer core saturation produced by induced currents and

this saturation causes local heating and generation of harmonics. In particular undesired relay operation in transformer differential schemes is likely, to be seen as a fault causing the transformer to be taken out of service. Overcurrent ground relays have caused misoperation and resulted in increased zero sequence current. Cumulative heating effects on transformer insulation may reduce the lifetime of the transformer or unusual gassing during a storm may cause the transformer to be taken out of service unnecessarily. The telluric currents enter power transmission lines through the grounded neutral of wye-configuration transformers [24].

Saturation of the magnetic core of a transformer can result in the "spilling" of leakage flux and after prolonged periods, generation of hot spots in the iron of the core and of the structure and tank of the transformer. Thermal degradation of the paper-oil insulation contacts in the vicinity of the hot-spots can occur and eventually lead to a flashover, especially if gas bubbles are formed.

Also, under the influence of direct current, the flux becomes asymmetrical. The amount of 60/50Hz vibrations of the core sheets due to magnetostriction increases. (Magnetostriction is the mechanical deformation of a material subjected to a magnetic field). The change of transformer noise frequency has been noticed while direct current was flowing into the transformer during the tests at generator stations. Since the mechanical natural resonant frequency of a transformer (or main resonant frequencies) are often closer to 60 Hz than to 120 Hz, it is possible that the 60 Hz excitation due to the presence of direct currents will make the transformer to vibrate more than normally. This remains to be studied and evaluated.

The limit to direct current circulation with respect to the hot-spot generation problem, has already been studied, but there does not seem to be a general agreement between manufacturers and users on the methods of evaluation of that limit. One of the problems to be solved here is that the damage resulting from hot-spots is seldom evident from the outside, but none-the less is cumulative. Even a systematic gas analysis program has not proved a very reliable means of evaluating the effects of GIC in transformers [24].

Goddard and Boerner [24] have developed an empirical prediction model to give the earth surface potential E , and geomagnetically induce current I as functions of both A_p , geomagnetic index, and period T of I and E (Fig. 6).

5. POWER LINE HARMONICS RADIATION

Not only are manmade systems affected by the geoelectromagnetic environment however, but manmade electromagnetic systems can influence the environment.

One of the most important ways in which electric powerlines can affect the

environment is through the mechanism of very low frequency (VLF) harmonics radiation, which is often called simply powerline harmonics radiation (PLHR) or powerline VLF. Harmonic currents of the fundamental frequency (i.e. 50 or 60 Hz) are produced on powerlines when transient loads are applied or with the use of non-linear rectifiers, and motors and transformers made from materials of non-linear magnetic permeability [25]. Harmonic currents are also produced by the extraneous DC voltages that appear on powerlines during geomagnetic storms [26]. Under certain circumstances the harmonic currents which flow in power lines cause VLF radiation. This is powerline harmonic radiation (PLHR) or powerline VLF (since it is mostly in the frequency range below 1000 Hz).

Powerline VLF radiation is strongly suspected to initiate and control chorus emission over regions of high electrical consumption and transmission, and is believed to be at least partly responsible for the $2 < L < 3$ electron slot between the inner and outer magnetospheric radiation belts [27]. The possibility of effects on ionospheric conductivity and the atmospheric electrical circuit cannot be excluded.

Ground and satellite studies show that VLF electromagnetic signals in the 0.1 to 1000 kW power range regularly penetrate the ionosphere and reach thousands of kilometers into the magnetosphere. These VLF waves can be amplified up to 1000-fold in the magnetospheric plasma in an as yet incompletely understood wave-particle interaction, and go on to interact with trapped energetic particles in the earth's radiation belts. The interactions frequently stimulate further VLF emissions and can precipitate energetic particles into the ionosphere. Electron precipitation fluxes of 10^6 or more the input wave power are possible [17, 28-30].

Powerline VLF interactions increase the background noise level of the magnetosphere, ionosphere, mesosphere, and lower atmosphere. Precipitated particles stimulate x-ray and optical emissions and can modify the electrical properties of the lower ionosphere. Conductivity in the D and E regions is increased resulting in lower reflectivity (i.e. enhanced absorption) for electromagnetic signals which are bounced off these layers [25]. Changes in ionospheric conductivity might modify the global atmospheric electric circuit. If Markson's model [16] in which most of the circuit resistance is located between thundercloud top and ionosphere is correct, thunderstorm activity could be affected. Indeed, Bullough and Kaiser [29] present evidence that powerline harmonic radiation can initiate or enhance thunderstorm activity.

Evidence has also been presented that enhanced chorus activity in magnetospheric storms may not be an entirely natural phenomena, but may arise from VLF (harmonic) radiation from powerlines stimulated by geomagnetic activity [26].

6. CONCLUSIONS

In conclusion, the problem of geoelectromagnetic interference on manmade electrical systems is only one aspect of a more complicated problem, whose solution will require a broader understanding of the whole geoelectromagnetic environment.

7. ACKNOWLEDGMENTS

This research was supported, in parts, by the National Science and Engineering Research Council of Canada under Strategic Grant No. G-0087; the NRC Space Research Facility Gimli, Manitoba; and by UICC Grant No. RB 301-22-33-306.

8. REFERENCES

- 1 Prescott G.B.: History, Theory and Practice of the Electric Telegraph. Tichnor and Fields, Boston, 1866.
- 2 Acres Consulting Services Ltd.: Study of the disruption of electric power systems by magnetic storms. Report of the Dept. of Energy, Mines and Resources, Ottawa, Canada. March 1975.
- 3 Anderson C.W., Lanzerotti L.J., et al : Outage of the L 4 system and the geomagnetic disturbances of 4 August 1972. Bell System Tech. J. 53(9), p. 1817-1837.
- 4 Manitoba Hydro Internal Report: Effects of magnetic disturbance of August 4, 1972 on the Manitoba Hydro electrical system, Manitoba Hydro, Winnipeg, Canada (1973)
- 5 Albertson V.D., Kappenman J.G.: Magnetic storm effects in electric power systems and prediction nodes. International Solar-Terrestrial Predictions Proceedings and Workshop Program. Preprint No. 77, November 30, 1978.
- 6 Slothower J.C., Albertson V.D.: Effects of solar magnetic activity on electric power systems. Presented to the T & D Committee of EEI, January 1967.
- 7 Lanzerotti L.J.: Geomagnetic influences on man-made systems. Solar-Terrestrial Physics Conference, Innsbruck, Austria, June 1978.
- 8 Campbell W.H.: Induction of auroral zone electric currents within the Alaska pipeline. Pure and Applied Geophysics, 116, p. 1143-1173.
- 9 Lincoln J.V.: Geomagnetic Indices. Physics of Geomagnetic Phenomena, Vol. I, Academic Press, Inc., New York, 1967.
- 10 Stacey F.D.: Physics of the earth. John Wiley and Sons, New York, 1969.
- 11 Hartline K.B.: Three spacecraft team probes the magnetosphere. Research News, Science, Vol. 207, February 1980, p. 511.

- 12 Matsushita S., Campbell W.H., ed.: *Physics of Geomagnetic Phenomena*. Academic Press, New York, London, 1967.
- 13 Akasofu S.I. and Chapman S.: *Solar Terrestrial Physics*. Clarendon Press, Oxford, 1972.
- 14 Fleming J.A., ed.: *Terrestrial Magnetism and Electricity*. Dover, New York, 1949.
- 15 Mühleisen R.: New determination of the air-earth current over the ocean, and measurements of ionosphere potentials. *Pure and Applied Geophys.* 84, 1971, p. 112-115.
- 16 Markson R.: Solar modulation of atmospheric electrification and possible implications for the sun-weather relationship. *Nature* 273(11), May 1978, p. 103-109.
- 17 Helliwell R.A., Park C.G., Lurette J.P.: Longitudinal variations of very-low-frequency chorus activity in the magnetosphere: Evidence of excitation by electrical power transmission lines. *Geophys. Res. Lett.* 4, No. 7, p. 275-278.
- 18 Park C.G., Chang D.C.D.: Transmitter simulation of power line radiation effects in the magnetosphere. *Geophys. Res. Lett.* 5(10), Oct. 1978, p. 861-864.
- 19 Albertson V.D., Van Baelen J.: Electric and magnetic fields at the earth's surface due to auroral currents. *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-89, No. 4, Apr. 1970.
- 20 Akasofu S.I., Merritt R.P.: Electric currents in power transmission lines induced by auroral activity. *Nature* 279(5711), p. 310-312, 24 May 79.
- 21 Hessler V.P.: Causes, recording techniques and characteristics of telluric currents. *Materials Performance*, April 1976, p. 38-47.
- 22 Wait J.R.: Theory of Magneto-Telluric Fields. *J. of Res. of the NBS-D. Radio Propagation*, Vol. 66D, No. 5, Sept.-Oct. 1962, p. 509-541.
- 23 Sternberg B.K.: Electrical resistivity structure of the crust. In "The southern extension of the Canadian shield layered earth models. *J. of Geophys. Res.*, Vol. 84, No. B1, 1979.
Sternberg B.K.: Equipment of deep EM soundings. Report No. 77-1, U. of Wisc., Geophys. and Polar Research Center, 1977.
- 24 Goddard W.R., Boerner W-M, et al : Effects of solar induced currents on electric power transmission systems of Manitoba Hydro in central Canada. *Proc. of 21st Plenary Meeting ICSU-COSPAR 21, Innsbruck, Austria, 29 May-10 June, 1978*, paper No. 40-1.
- 25 Lurette J.P.: Power line radiation in the magnetosphere. PhD thesis, Stanford University, California, USA, 1979.
- 26 Hayashi K. et al: Power harmonic radiation enhancement during the sudden commencement of a magnetic storm. *Nature* 273:5681, 1978.
- 27 Bullough K. et al: Man-made elf/vlf emissions and the radiation belts. *Nature* 260(5550) p. 401-403, 1976.

- 28 Park C.G., Miller T.R.: Sunday decreases in magnetospheric VLF wave activity. To appear in J. of Geophys. Res. 1979.
- 29 Bullough K., Kaiser T.R.: Ariel 3 and 4 studies of power line harmonic radiation. URSI, 1978 General Assembly, Helsinki, Finland.
- 30 Rosenberg T.J., Helliwell R.A., Katsufakis J.P.: Electron precipitation associated with discrete very-low-frequency emissions. J. Geophys. Res. 76, 1971, p. 8445-8452.

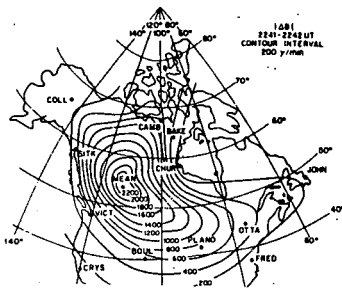


Fig.1 Change of geomagnetic field [7]

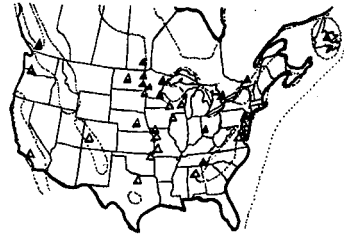


Fig.2 Places of observed GIC's [7] (severe \blacktriangle , moderate \triangle , mild \cdot)

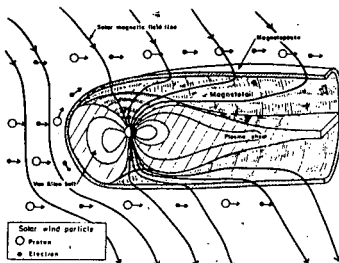


Fig.3 The magnetosphere [13]

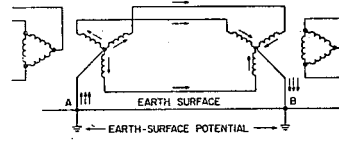


Fig.4 Ground-neutral GIC circuit [6]

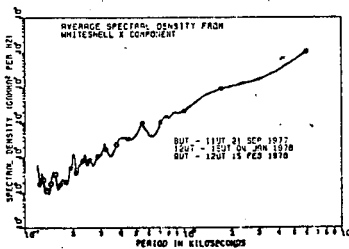


Fig.5 Aver. power spectrum of GIC's [24]

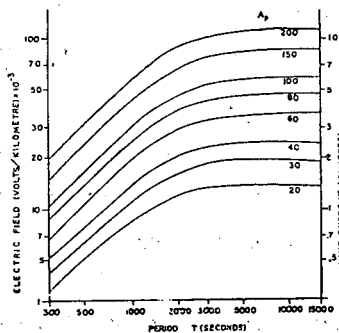


Fig.6 Predicted GIC's [24]

В.М. Барнер^{*)**}, Ж.В. Коль^{*)}, В.Р. Годдард^{**)†},
М.Э. Тарнавецкы^{**)†}, Л. Шафай^{**)†}, Д.Х. Хол^{**)†}

Влияние солнечных бурь и бурь от полярного
сияния на системы ЛЭП¹⁾

Гео-электромагнитная активность повышает разницу электрических потенциалов между разными точками на земной поверхности /потенциалы поверхности земли/. Это является причиной того, что через точки заземления электроэнергетических систем входят посторонние квазипостоянные токи. Эти геомагнетически индуцированные токи /ГИТ/, которые иногда превышают 100 а, могут вызывать полуволновое насыщение магнитных устройств таких как трансформаторы мощности и тока, серьезно сокращая их срок службы. ГИТ могут также вызывать неправильную работу защитных устройств таких как реле и выключатели, таким образом являясь причиной выключения систем. Похоже эффекты ухудшения работы систем наблюдаются на длинных металлических трубопроводах, если они входят в районы полярных сияний или в районы близкие им. Наблюдалось также, что насыщение сердечника трансформатора вызывает излучение гармоник ЛЭП, которое увеличивается во время повышенной гео-электромагнитной активности. Это излучение ОНЧ может вызывать ЭМ помехи соседним линиям спутниковой связи, а также взаимодействовать с магнитосферой. Последствия этой магнитосферной активности могут распространяться из ионосферы через мезосферу и влиять на погоду /особенно на активность бурь/, что потом может вести к замкнутому циклу мешающих эффектов, воздействующих как на натуральные системы, так и на системы созданные человеком.

Рис. 1. Изменение геомагнитного поля [7].

Рис. 2. Места наблюдения ГИТ [7], /больших Δ , средних Δ , малых Δ /.

Рис. 3. Магнитосфера [13].

Рис. 4. Контур земля-нейтраль для ГИТ [6].

Рис. 5. Средняя спектральная плотность ГИТ [24].

Рис. 6. Предсказанные ГИТ [24].

^{*)} Университет Иллинойс, Чикаго, США

^{**)†} Университет Манитоба, Виннипег, Канада

¹⁾ подготовлено В.М. Барнером и Б. Коль

Power lines
VLF
Magnetosphere
Wave-particle interactions

C. G. Park and R. A. Helliwell¹
F. Lefeuvre²

GROUND OBSERVATIONS OF POWER LINE RADIATION COUPLED TO THE IONOSPHERE AND MAGNETOSPHERE

Ground-based VLF observations show evidence that strong whistler-mode waves in the magnetosphere are often stimulated by harmonic radiation from electrical power transmission lines. These stimulated emissions sometimes dominate the wave activity in the kHz range. A VLF transmitter at Siple, Antarctica has been used to simulate these power line effects with ~0.5 W radiated power at a given frequency. Occurrence statistics of power line effects are also summarized.

INTRODUCTION

Harmonic power line radiation (PLR) in the kHz range has been observed to stimulate strong wave-particle and wave-wave interactions in the magnetosphere [Helliwell et al., 1975; Park, 1977]. As a result of such interactions, the PLR wave may be amplified by ~30 db during one passage through the interaction region and when the intensity exceeds a certain threshold level, may trigger free-running emissions whose frequency may deviate from the stimulating PLR frequency by hundreds of hertz

¹ Radioscience Laboratory, Stanford Electronics Laboratories, Stanford University, Stanford, CA 94305

² On leave from Centre de Recherches en Physique de L'Environnement, 45045 Orleans, Cedex-France

or more. PLR waves also interact with other manmade or naturally occurring waves by entraining them or cutting them off.

The amplified PLR waves and triggered emissions often echo from hemisphere to hemisphere inside whistler ducts. Each time these waves pass through the wave-particle interaction region near the equator, they may be further amplified or trigger new emissions, thus adding to the complexity of the spectra of received signals. It should be pointed out that without amplification, magnetospherically propagating PLR waves are usually below the threshold of detection on normal broadband spectrograms. When they are amplified up to detectable levels, the nonlinear amplification process results in frequency broadening that clearly distinguishes magnetospheric PLR from monochromatic induction lines originating in local transmission lines.

In the next section, we shall review several different spectral forms of PLR-induced wave activity in the magnetosphere, including some wave-wave interaction effects. In Section III we shall present some results from VLF transmitter experiments that were designed to simulate PLR effects. Section IV summarizes the PLR statistics, followed by discussion and conclusion in Section V.

II. EXAMPLES OF PLR-INDUCED WAVE ACTIVITY

PLR-stimulated waves in the magnetosphere show a variety of spectral characteristics, some of which are illustrated in this section. Figure 1 shows simultaneous records from conjugate stations Siple, Antarctica (76°S , 84°W) and Roberval, Quebec (48°N , 73°W). Line radiation is seen to alternate between the two stations with the whistler echo period.

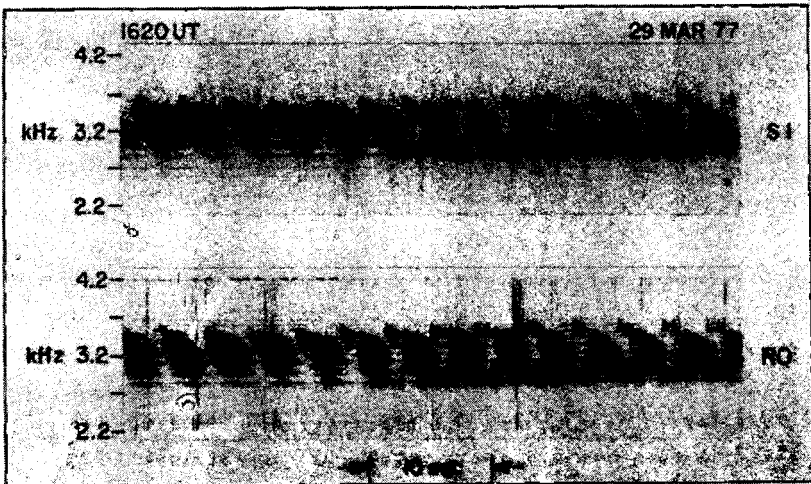


Fig. 1. Magnetospheric line radiation observed simultaneously at the conjugate stations, Roberval and Siple. The period of amplitude modulation is the two-hop whistler-mode echo period.

Figure 2 illustrates another type of line radiation recorded at Siple and Roberval showing continuous lines at several frequencies. Roberval records show the contrast between sharp, local induction lines and magnetospheric lines that have been broadened and shifted upward by nonlinear amplification process. Helliwell et al. [1975] studied this event in detail and found that the distribution of frequency spacings between adjacent magnetospheric lines had a mean value of 129 Hz, a median value of 125 Hz, and half-maximum values of 105 Hz and 135 Hz.

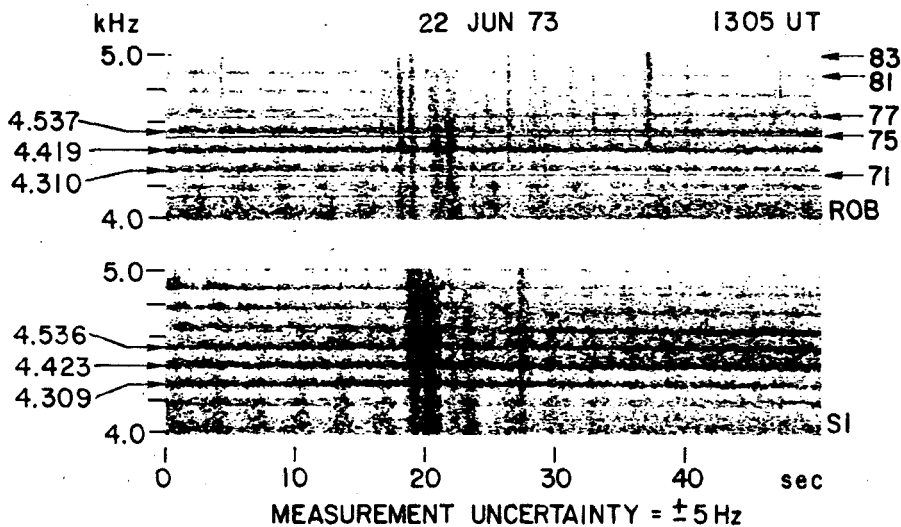


Fig. 2. Simultaneous VLF records from Roberval and Siple showing magnetospheric line radiation. The Roberval record also shows local induction lines (from Helliwell et al., [1975]).

Amplified PLR can also trigger emissions whose frequencies are no longer controlled by triggering PLR waves. An example of this is shown in Figure 3, where rising tone emissions, starting at several power line harmonic frequencies, merge to form broad noise bursts.

A more subtle form of PLR effects involves wave-wave interactions in which PLR waves, often below the threshold of detection in frequency-time spectrograms, modify the behavior of other naturally occurring or manmade waves by entraining them or cutting them off. Figure 4 shows an example of a long enduring emission triggered by the experimental VLF transmitter at Siple. The emission undergoes several inflections at power line harmonic frequencies as indicated by local induction lines. Wave-wave interactions can also "turn on" PLR, as illustrated in Figure 5. In this

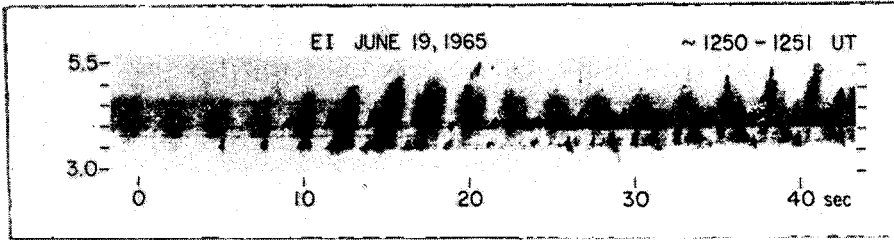


Fig. 3. An example of magnetospheric emissions triggered by power line radiation recorded at Eights, Antarctica (after Park [1977]).

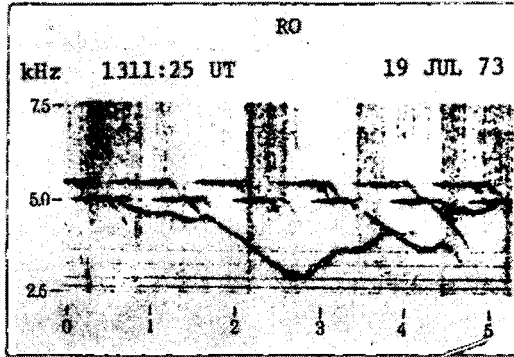


Fig. 4. Siple transmitter signals as received at Roberval. The transmitter format was frequency shifting between 5.0 and 5.5 kHz every 0.5 sec. (from Helliwell et al. [1975]).

example, the long enduring multi-frequency PLR event can be traced back to a whistler at $t = 40$ sec. Short segments of echoing PLR near the beginning of this event show how they are amplified during successive passes through the magnetosphere. They are not even discernable until several passes through the magnetosphere but once they reach a certain intensity level they trigger emissions, which in turn appear to stimulate adjacent PLR lines. Note the falling tone emission near $t = 1$ min 40 sec, that echoes and turns on new PLR lines in a manner similar to the whistler at $t = 40$ sec.

III. TRANSMITTER SIMULATION OF PLR EFFECTS

Little is known about the amount of VLF power radiated into the magnetosphere by electrical transmission lines and how it varies with location and time. In an attempt to learn how much power is needed to produce the observed PLR effects, the Siple transmitter has been used to simulate PLR. Figure 6 shows an example of the simulation result. The horizontal bars on the left-hand side of the figure represent

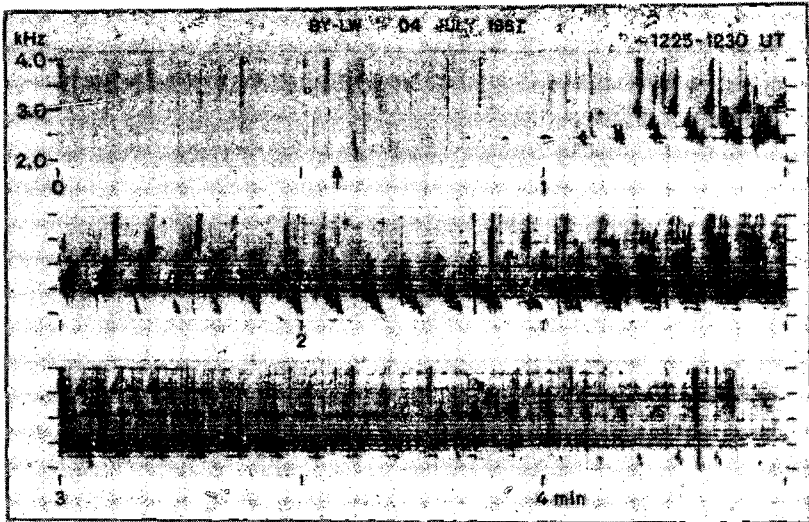


Fig. 5. VLF recording made with a 21 km dipole antenna at Byrd, Antarctica (80°S, 120°W). The vertical arrow marks the time of lightning discharge in the northern hemisphere that produced the whistler which in turn stimulated the magnetospheric PLR lines.

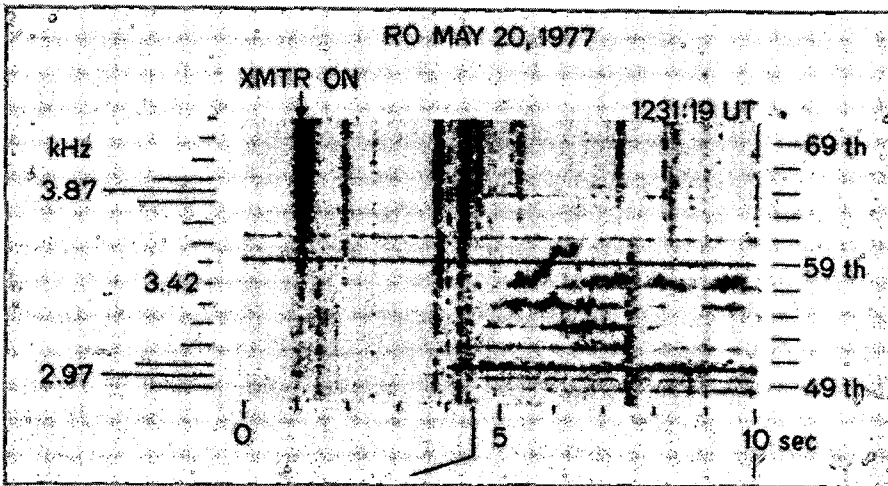


Fig. 6. A spectrogram from Roberval showing the results of a power line simulation experiment using the Siple transmitter. The numbers on the right indicate the harmonics of 60 Hz power frequency.

the relative amplitude of the Fourier components of the transmitted signal. The discrete frequencies are separated by 50 Hz and 100 Hz. Note that the magnetospheric output intensity observed at Roberval shows little relationship to input power. For example, the most active line at 3.42 kHz had the minimum transmitted power that was estimated to be ~ 0.5 W [Park and Chang, 1978]. The intensity of the input wave entering the wave-particle interaction region in the equatorial magnetosphere is of the order 10^{-13} T (0.1 mV). The spectrum of the output wave varies greatly with time scales of less than a minute.

Figure 7 shows another example in which a single constant frequency transmission from Siple produced several sidebands spaced about 20 Hz apart. Sidebands may appear in a great variety of spectral shapes; they may be symmetric or asymmetric about the carrier and may appear continuously, periodically or randomly in time. These results may explain the fact that PLR-induced line emissions often show fine structures with line spacings less than the fundamental power line frequency.

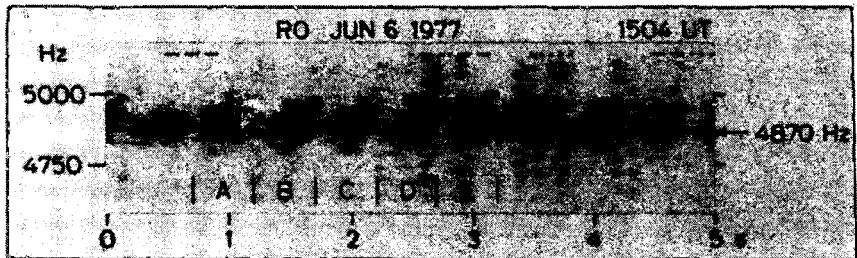


Fig. 7. A spectrogram from Roberval showing several sidebands generated by a key-down transmission from Siple at 4870 Hz.

IV. STATISTICS OF PLR EVENTS

Figures 8-10 summarized the statistics of PLR effects observed at Siple and Eights (75° S, 77° W) in Antarctica. The distribution of PLR frequency in Figure 8 shows a pronounced peak near 3.5 kHz. In Figure 9 the local time variation of PLR occurrence has broad maximum between 05 and 15 hours. Figure 10 shows that the probability of observing PLR is reduced on Sundays when the power consumption is lower than the rest of the week.

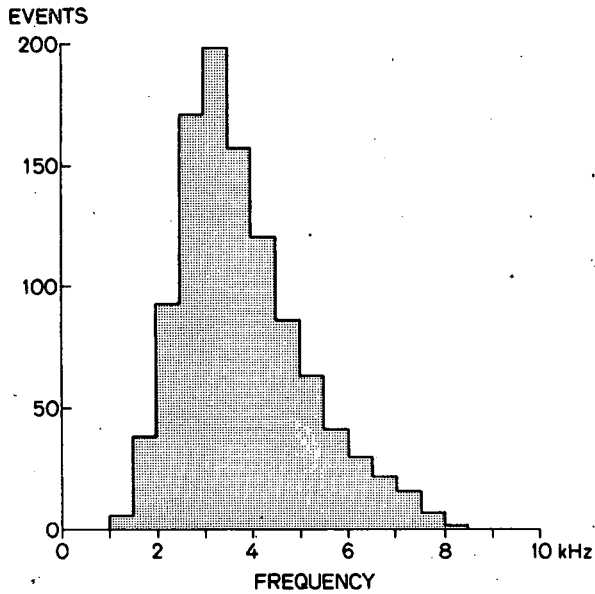


Fig. 8. Frequency distribution of PLR-induced magnetospheric VLF emissions observed at Siple and Eights, Antarctica (from Park and Helliwell [1978]).

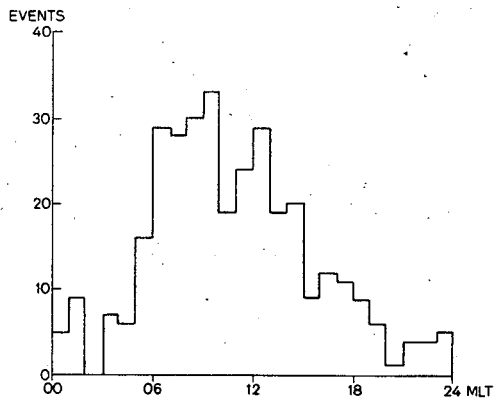


Fig. 9. Magnetic local time distribution of PLR-induced VLF wave events observed at Siple and Eights, Antarctica (from Park and Helliwell [1978]).

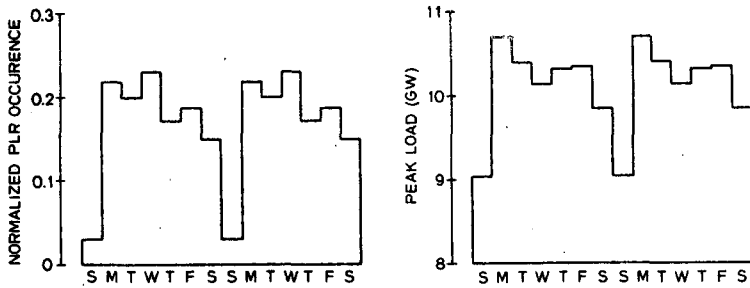


Fig. 10. The occurrence of PLR events at Siple and Eights as a fraction of the day of the week compared with variations of the peak electric load on Hydro Quebec, a major supplier of electricity in Quebec (from Park and Helliwell [1978]).

V. DISCUSSION AND CONCLUSION

The data presented here came from Eights and Siple Stations that are located in a region conjugate to eastern Canada and the United States. The combination of low local noise level and strong PLR sources in the conjugate region makes this part of Antarctica ideal for detecting magnetospheric PLR effects. Search for PLR effects should be extended to other longitudes and into space in order to obtain a global picture of PLR effects.

Little is known at present about the harmonic currents flowing in power grids and the radiation intensity in the VLF range. We need to understand the geographical distribution of PLR source intensity and its temporal variations.

Amplified PLR undoubtedly affects the trapped energetic electrons in the magnetosphere. If wave-particle interaction takes place through cyclotron resonance, as is generally believed, some of the interacting electrons would be scattered into the loss cone and be precipitated into the ionosphere. How important PLR effects are in ionospheric and magnetospheric dynamics has been a topic of recent discussion [Park and Helliwell, 1978; Thorne and Tsurutani, 1979]. More systematic studies need to be conducted before this question can be answered quantitatively.

ACKNOWLEDGEMENTS

We thank B. Blockley and G. Daniels for preparing the camera-ready typescript. This work was supported by the National Science Foundation, Atmospheric Sciences Section, under grant ATM 78-20967 and by the National Science Foundation, Division of Polar Programs, under grant DPP 76-82646. F. Lefeuvre's research is supported by a National Science Foundation U. S./France Exchange Award.

REFERENCES

- Helliwell, R. A., J. P. Katsufakis, T. F. Bell, and R. Raghuram, VLF line radiation in the earth's magnetosphere and its association with power system radiation, *J. Geophys. Res.*, 80, 4249, 1975.
- Park, C. G., VLF wave activity during a magnetic storm: A case study of the role of power line radiation, *J. Geophys. Res.*, 82, 3251, 1977.
- Park, C. G., and D. C. D. Chang, Transmitter simulation of power line radiation effects in the magnetosphere, *Geophys. Res. Lett.*, 5, 861, 1978.
- Park, C. G., and R. A. Helliwell, Magnetospheric effects of power line radiation, *Science*, 200, 727, 1978.
- Thorne, R. M., and B. T. Tsurutani, Power-line harmonic radiation: Can it significantly affect the earth's radiation belts?, *Science*, 204, 839, 1979.

Наземные наблюдения излучения ЛЭП взаимодействующего
с ионосферой и магнитосферой

Наземные наблюдения очень низких частот /ОНЧ/ показывают, что сильные волны типа свистящих атмосфериков часто возбуждаются в магнитосфере излучением гармоник ЛЭП. Эти возбужденные излучения иногда доминируют среди волн в диапазоне килогерц. Передатчик ОНЧ в Сипл на Антарктиде применялся для имитирования этих эффектов, вызываемых ЛЭП и имел излучаемую мощность 0,5 Вт на данной частоте. Собрана также статистика наличия эффектов от ЛЭП.

- Рис. 1. Магнитосферная линия излучения, наблюдаемая одновременно на сопряженных станциях Робервал и Сипл. Период амплитудной модуляции является периодом эха двух отражений свистящего атмосферика.
- Рис. 2. Одновременные записи ОНЧ из Робервал и Сипл, показывающие магнитосферную линию излучения. Запись Робервал показывает также местные линии индукции.
- Рис. 3. Пример магнитосферных излучений вызванных излучением ЛЭП. Запись в Эйтс, Антарктида.
- Рис. 4. Сигналы передатчика Сипл принятые в Робервал. Передача велась со сдвигом частоты между 5,0 и 5,5 кГц через каждые 0,5 сек.
- Рис. 5. Запись ОНЧ, сделанная дипольной антенной длиной 21км в Бурд, Антарктида /80° юг, 120° запад/. Вертикальные стрелки показывают время молниевых разрядов на северном полушарии, который вызвал свистящий атмосферик, который в свою очередь являлся причиной магнитосферных линий излучения от ЛЭП.
- Рис. 6. Спектрограмма из Робервал, показывающая результаты эксперимента имитирования ЛЭП с помощью передатчика Сипл. Цифры с правой стороны показывают гармоники частоты 60 Гц.
- Рис. 7. Спектрограмма из Робервал, показывающая несколько побочных полос генерированных передачей из Сипл при 4870 кГц.
- Рис. 8. Распределение частот магнитосферных эмиссий ОНЧ, вызванных излучением ЛЭП, наблюдаемых в Сипл и Эйтс, Антарктида.
- Рис. 9. Распределение во времени /локальное время/ появления магнитных волн ОНЧ, вызванных излучением ЛЭП, наблюдаемых в Сипл и Эйтс.
- Рис. 10. Появление событий излучения ЛЭП в Сипл и Эйтс как часть дня недели, в сравнении с изменениями пиковой нагрузки на Хайдро Квебек, наибольшего поставщика электроэнергии в Квебек.

^{*)} Университет Станфорд, США

^{**)} Центр исследований физики окружающей среды, Орлианс, Франция
/временно в Университете Станфорд/

Key words: geomagnetic disturbances,
induced current, power transmission
systems

Risto PIRJOLA^{x/}

INDUCTION IN POWER TRANSMISSION LINES DURING GEOMAGNETIC DISTURBANCES

The electric field associated with geomagnetic disturbances gives rise to potential differences at the earth's surface. Thus, currents are induced in power transmission lines which are earthed at both ends through transformers. The currents vary so slowly with time that they can be considered direct currents. The phenomenon has been studied in Finland for some years, and in connection with this research induced currents have been measured at four places by recording the current from the transformer neutral into the earth. These measurements are considered in this paper. In addition, theoretical calculation of the potential differences and of the current is discussed.

1. INTRODUCTION

Time variations in the electric current system of the earth's ionosphere and magnetosphere are in complicated though as yet not completely understood ways mainly consequences of the influences of the sun. These variations cause fluctuations in the geomagnetic field. The irregular fluctuations are called geomagnetic disturbances or geomagnetic storms. According to basic electromagnetic theory it is clear that an electric field is associated with these disturbances. The magnetic disturbances and the electric field are also influenced by secondary currents induced within the earth.

As a result of the above mentioned electric field, potential differences occur between separate points at the earth's surface. These voltages gives rise to electric currents in power transmission lines which are earthed at both ends through transformers (Fig. 1). Similar currents occur between two earthing points in all metallic structures, such as telephone cables, oil and gas pipelines and rails. This paper,

^{x/} Finnish Meteorological Institute, Division of Geomagnetism,
Box 503, SF-00101 Helsinki 10 Finland

however, concentrates upon power line currents. The time variations of the potential differences are slow, so that the currents can be regarded as direct currents compared to 50 Hz. The inconveniences such currents may cause are not treated in detail in this paper. We should mention that the current may cause saturation of transformers. This implies harmonics in the electricity. In addition, false trippings of relay protection may occur. Saturation can also even lead to overheating in a transformer, resulting in permanent damage.

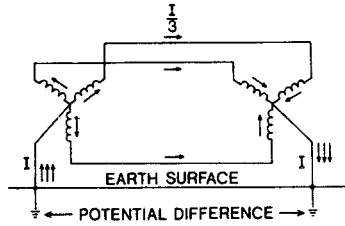


Fig. 1. Potential differences at the earth's surface cause electric currents in power transmission lines earthed at both ends through transformers.

The geomagnetic disturbances are most intense at the earth's surface and their occurrence most frequent in the north and in the south at and close to the so-called auroral zones. Hence the problem concerning the induction in power transmission lines is naturally greatest at and near the auroral zones, as for example in Finland. Another fact that increases the significance of the problem in Finland is the lower soil conductivity, cf. /1/. In general, the potential differences are more significant in the east-west direction than in the north-south direction.

No noteworthy harmful effects from induced currents in power lines have been observed in Finland. Because of the importance of the subject, research work has, however, been going on for some years. In connection with this research currents induced in 400 kV lines have been measured by recording the currents from transformer neutrals into the earth.

2. CALCULATION OF THE INDUCED CURRENT

As mentioned above, the time variations of the potential differences connected with geomagnetic disturbances are slow. Therefore the current induced in an isolated power transmission line section earthed at both ends (Fig. 1) can, with a high degree of accuracy, be calculated simply by dividing the potential difference between the earthing points in the absence of the line by the total direct current resistance of the system, /2/, see also /3/. The total resistance includes the resistances of the

line, of the transformers (all three phases in parallel) and of the earthings.

Thus the main difficulty in the calculation of the induced current in a power system is the determination of the electric field at the earth's surface. Nevertheless, one has to bear in mind that a power transmission system need not be an isolated section as in Fig. 1, but it may continue galvanically after the earthing point. In more complicated situations the calculation of the current is not just a division, but certain circuits have to be treated. However, the calculation of the potential differences still constitutes the greatest difficulty.

If the primary ionospheric and magnetospheric sources of the disturbing electromagnetic field and the electrical properties of the earth are known, the induced electric field at the earth's surface can in principle be calculated utilizing Maxwell's equations and boundary conditions. The real situation is, however, so complicated that it must be simplified considerably in theoretical considerations.

In a very simple model the earth is regarded as a homogeneous half-space, and the source field is a harmonic plane wave propagating downward perpendicularly to the earth's surface. Using this model it can be calculated that the complex perpendicular components of the disturbing electric and magnetic fields on the earth's surface satisfy the equation

$$\frac{E_y}{B_x} = - \frac{\mu\omega}{\mu_0 k} \quad (1)$$

where a Cartesian coordinate system with the z-axis pointing downwards is assumed. The angular frequency is denoted by ω , and k is the complex propagation constant of the earth for ω :

$$k^2 = \omega^2 \mu \epsilon - i\omega\mu\sigma, \quad -\frac{\pi}{4} \leq \arg k \leq 0. \quad (2)$$

The quantities σ , μ and ϵ are the conductivity, permeability and permittivity of the earth, respectively.

It is reasonable to put μ equal to the permeability of free space μ_0 , and for frequencies important in connection with geomagnetic disturbances the inequality $\sigma \gg \epsilon\omega$ is well satisfied. Therefore the general formula (1) can be written as

$$\frac{E_y}{B_x} = - \frac{\omega\delta}{\sqrt{2}} e^{i\frac{\pi}{4}} = - \sqrt{\frac{\omega}{\mu_0\sigma}} e^{i\frac{\pi}{4}} \quad (3)$$

where $\delta = \sqrt{\frac{2}{\mu_0\sigma\omega}}$ is the so-called skin depth. Equation (3) is a basic result of the theory of magnetotellurics [4], [5].

Let us consider two points at the earth's surface whose x-coordinates are equal and whose distance is a . The potential difference between these points is simply the product of E_y and a . The physical voltage, i.e. the real part of the corresponding complex quantity, between the points in question can, using equation (3), be written as

as

$$U(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} a\delta\omega B \cos(\omega t + \alpha + \frac{5\pi}{4}). \quad (4)$$

The magnetic field component B_x has been expressed as $B_x = B e^{i\alpha} e^{i\omega t}$, and so the expression $B \cos(\omega t + \alpha)$ represents the (physical) disturbing magnetic field component on the earth's surface perpendicular to the line connecting the two points and parallel to the earth's surface.

Fig. 2 shows a so-called skin depth rectangle. Its sides are a and δ . Let us define the "apparent" magnetic flux $\phi(t)$ through the skin depth rectangle as the product of the area of the rectangle and the perpendicular component of the (disturbing) magnetic field on the earth's surface. The negative time derivative of $\phi(t)$ represents the "apparent" electromotive force $\epsilon(t)$ in the circuit $P_1 P_2 P_2' P_1'$ (Fig. 2), i.e.

$$\epsilon(t) = -\frac{d\phi(t)}{dt} = -\frac{d}{dt} [a\delta B \cos(\omega t + \alpha)] = a\delta\omega B \cos(\omega t + \alpha + \frac{3\pi}{2}). \quad (5)$$

Comparing formulas (4) and (5) it can be seen that the apparent electromotive force gives an estimate for the potential difference, because their amplitudes only differ by a factor $\sqrt{2}$. In addition, there is a phase shift of $\frac{\pi}{4}$ between $U(t)$ and $\epsilon(t)$.

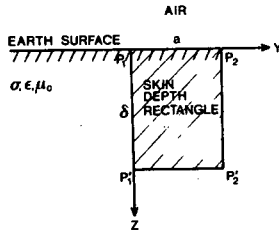


Fig. 2. Definition of skin depth rectangle.

Using the following values, $\omega = \frac{1}{60\text{s}}$ (i.e. period = $\frac{2\pi}{\omega} \approx 6$ min), $\omega B = \frac{5\pi\Gamma}{\text{s}}$, $\sigma = 10^{-3} \frac{1}{\Omega\text{m}}$ and $a = 200$ km, equation (4) gives the amplitude of the voltage the value 220 V, which means about 1 V/km. The skin depth is about 310 km. Potential gradients of the order of 1 V/km may certainly occur, also 10 V/km, even 20 V/km, are reported [1]. In a power line whose total resistance is 3 Ω and length 200 km potential gradients 1 V/km and 10 V/km give rise to currents of 67 A and 670 A, respectively.

It would seem sensible to think that the voltage induced is proportional to the time derivative of the magnetic field. Equation (4), however, shows that this is not exactly true, since the proportionality factor between the amplitudes of the voltage

and the time derivative of the perpendicular magnetic field component depends on ω (through δ), i.e. on the rate of the time variation. (Also, a phase shift appears.)

It was assumed that the earth is homogeneous. It is also easy to treat theoretically a model where the earth consists of horizontal layers each of which is characterized by constant parameters σ_j , μ_j and ϵ_j , cf. /4/, /5/. Also, the primary disturbing field, which was above assumed to be a plane wave, may, of course, have other structures in theoretical discussions. If the earth is still regarded as a horizontally layered half-space, a relatively simple model is obtained, when an infinitely long line current oscillating in phase and situated parallel to the earth's surface at some height above it is taken as the primary source /2/. It is, however, stated in reference /2/ that the discussion of plane waves gives an upper limit to the electric field at the earth's surface, i.e. to the potential differences. Let us mention that the line current model may still be developed by assigning also a harmonic space dependence to the source.

3. RECORDINGS OF THE INDUCED CURRENT IN FINLAND

Research work about the "geomagnetically" induced currents in power transmission systems and their effects has been done in Finland since the early part of 1977. In connection with this work the current induced in the Finnish 400 kV grid has been measured by registering the current from the transformer neutral into the earth at four places: at Huutokoski since February 1977, at Pikkarala since September 1978, and at Ulvila and at Pirttikoski since the later part of 1979. The places are shown in Fig. 3, which represents the entire 400 kV grid in Finland at the beginning of June 1978, when Ulvila was not yet included in the grid. During 1978 the grid changed significantly. The recordings are made using chart recorders, and since May 1978 the registrations at Huutokoski have also been obtained in digital form on cassette tape by a data-logger. The digital values are taken every ten seconds for one to two hours, after the current exceeds a certain threshold value.

4. RESULTS OF THE RECORDINGS

As mentioned above the Finnish 400 kV grid has changed considerably during the registrations of the induced current. Therefore, the currents measured at different times cannot be compared directly. Fig. 4 shows the current recorded at Huutokoski on June 2nd, 1978, for about one hour. At that time the grid corresponded to Fig. 3.

For comparison, the time derivative of the north component of the geomagnetic field $\frac{\partial X}{\partial t}$ at the same time is also shown in Fig. 4. The derivative has been calculated from the recordings at the Nurmijärvi Geophysical Observatory near Helsinki. No clear correspondence between the current and $\frac{\partial X}{\partial t}$ can be seen in Fig. 4, and as indicated in section 2, the connection between these quantities really need not, even in an idealized theoretical model, be simple. We should mention that the use of the north

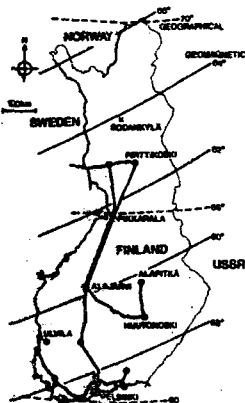


Fig. 3. The Finnish 400 kV grid at the beginning of June 1978.

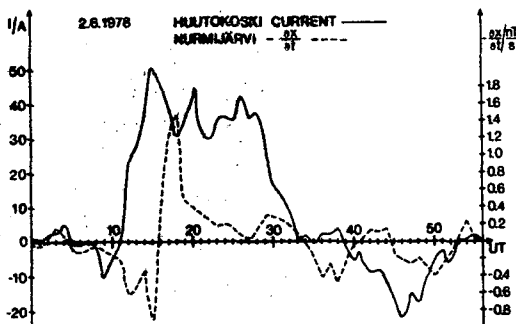


Fig. 4. Current registered at Huutokoski and time derivative of the north component of the geomagnetic field for about one hour from 18.00 UT on 2.6.1978. The time derivative was obtained from recordings at the Nurmijärvi Geophysical Observatory.

component registered at the Sodankylä Geophysical Observatory in northern Finland does not seem to "improve" the correlation.

Fig. 5 depicts the Fourier amplitudes $R(f)$ that correspond to the current of Fig. 4. In addition, the Fourier amplitudes $G(f)$ of the north component of the geomagnetic field recorded at Nurmijärvi at the same time are shown. The lowest frequencies are the most important.

The highest current that has up to March 1980 been observed in the Finnish measurements is 165 A at Huutokoski. It occurred during a geomagnetic storm on January 4th, 1979. The 400 kV grid differed from Fig. 3 at that time. For instance, the grid continued northwards from Alapitkä and southwards from Huutokoski. It is interesting to notice that at the time of the current 165 A the line between Alajärvi and Huutokoski was out of use. The simultaneous current recorded at Pikkarala was only 34 A. The difference seems great, but we must bear in mind that also the structures of the power transmission systems differ remarkably at these places.

To get some idea of how frequently significant "geomagnetically" induced currents occur, Fig. 6 depicts the number of days between January 1st and October 31st, 1978, when the current exceeded the value given on the ordinate axis, as a fraction of all days in that time interval. On the average, every second day, the current exceeded 5.5 A and once a month 48 A /6/, /7/.

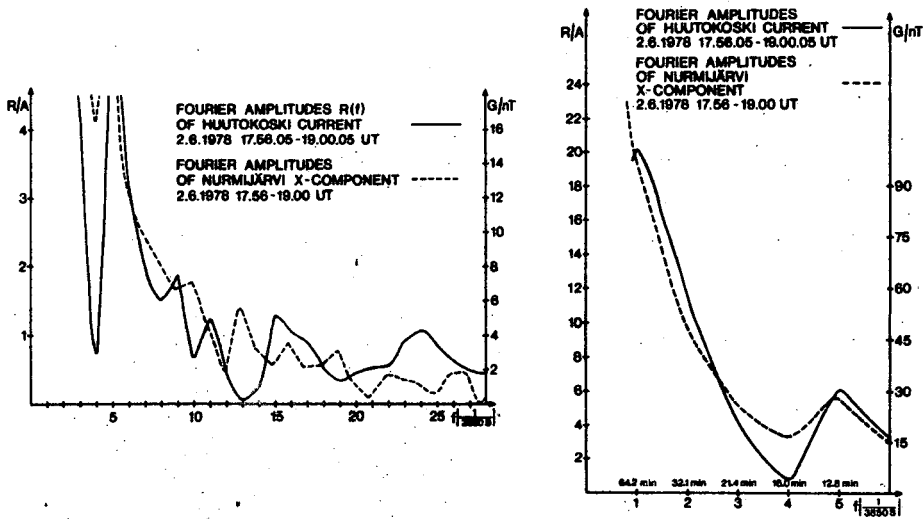


Fig. 5. Fourier amplitudes $R(f)$ and $G(f)$ of the current in Fig. 4 and of the north component of the geomagnetic field recorded at Nurmijärvi at the same time, respectively.

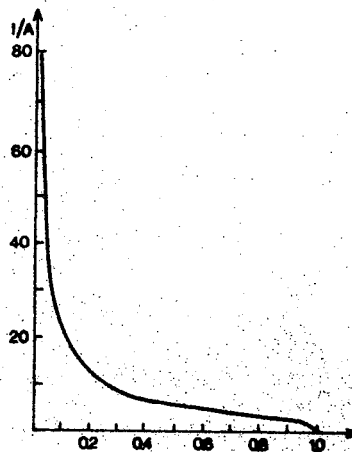


Fig. 6. Number of days between 1.1. and 31.10.1978 when the current exceeded the value given on the ordinate axis, expressed as a fraction of all days I/A , I/I .

5. CONCLUDING REMARKS

It is easy to understand theoretically that during geomagnetic disturbances currents occur in power transmission lines which are earthed through transformers. Registrations of this current, which have been carried out in Finland for some years, also show this simultaneousness, and it can be said that the more intense the geomagnetic disturbance the higher the currents /6/. The currents induced "geomagnetically" are quasi-direct currents. The highest current registered in Finland is 165 A, and this is the only value above 100 A during the entire period of recordings up to March 1980.

No noteworthy inconveniences caused by "geomagnetically" induced currents in power transmission systems have been observed in Finland. To get better knowledge about the influence of direct currents on transformers an experiment was made in December 1979 in which direct current up to 100 A was fed into the earthing lead of a 400 kV transformer neutral. The direct current implied the excitation of harmonics, but no permanent damage was caused. It seems that currents of the order of 100 A should last, say, one hour to be able to damage transformers, and this is not the case for the "geomagnetically" induced currents, cf. /8/.

In order to prevent the eventual inconveniences produced by induced currents it would be very useful, if geomagnetic disturbances (and hence also potential differences) could be predicted. Observations of the activity of the sun permit this, and geomagnetic disturbances within one to three days can be predicted. Also long-term predictions can be made. It can be pointed out in this connection that a simple means to avoid the induced currents is the use of condensers in the earthing leads of transformers /6/, /7/.

Finally, we should mention that some research work of the currents which are induced in an earth gas pipeline in connection with geomagnetic disturbances and which may produce corrosion has been performed in Finland. It is to be noticed that similar currents flowing in an oil pipeline have been studied extensively in Alaska /3/, /9/.

6. REFERENCES

1. Persson P.-O.: Disturbances in directly earthed transmission power systems caused by geomagnetic storms. Proceedings of the Third Symposium and Technical Exhibition on Electromagnetic Compatibility, Rotterdam, May 1-3, 1979, p. 13-18.
2. Albertson V.D., Van Baelen J.A.: Electric and Magnetic Fields at the Earth's Surface Due to Auroral Currents. IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-89, No. 4, April 1970, p. 578-584.

- 3 Campbell W.H.: Induction of Auroral Zone Electric Currents within the Alaska Pipeline. Pure and Applied Geophysics (PAGEOPH), Vol. 116, No. 6, 1978, p. 1143-1173.
- 4 Cagniard L.: Basic Theory of the Magneto-Telluric Method of Geophysical Prospecting. Geophysics, Vol. 18, No. 3, July 1953, p. 605-635.
- 5 Wait J.R.: Theory of Magneto-Telluric Fields. Journal of Research of the National Bureau of Standards - D. Radio Propagation, Vol. 66D, No. 5, September-October 1962, p. 509-541.
- 6 Takala A.: Ionosfäärivirtojen indusoimien virtojen vaikutukset sähköverkkoon (Effects of Solar-Induced Currents on Power Systems) (Finnish). Thesis required for a Diploma Engineer degree at Helsinki University of Technology, 1979, 101 p.
- 7 Takala A.: Ionosfäärivirtojen indusoimien virtojen vaikutukset sähköverkkoon (Effects of Solar-Induced Currents on Power Systems) (Finnish). SÄHKÖ-Electricity in Finland, Vol. 53, No. 1, January 1980, p. 18-22.
- 8 Goddard W.R., Boerner W-M.: Report on Study of Solar Induced Currents for the Proposed 500 kV Transmission Line. AEM Special Studies Group, University of Manitoba, Technical Report AEMSS-78.05.01, May 1978, 42 p.
- 9 Campbell W.H., Zimmerman J.E.: Induced Electric Currents in the Alaska Oil Pipeline Measured by Gradient, Fluxgate, and Squid Magnetometers. Proceedings of the Solar Terrestrial Predictions Workshop, NOAA, Boulder, Colorado, 23-27 April, 1979, 11 p.

Р. Пярнола *)

Индукция в ЛЭП во время геомагнитных возмущений

Электрическое поле, связанное с геомагнитными возмущениями, вызывает разницы потенциалов на земной поверхности. Эти разницы вызывают токи в ЛЭП, которые заземлены с обеих сторон через трансформаторы. Эти токи квазистационарные по сравнению с 50 Гц. Из-за северного положения Финляндии, на её территории выступает высокий уровень геомагнитной активности и конечно индукция в ЛЭП значительна. Хотя до сих пор не наблюдались более серьёзные вредные эффекты от токов индукции, однако, имея ввиду исследовательскую важность этого вопроса, уже несколько лет ведётся по нему работа. В связи с этим измерялись токи индукции в линиях 400 кВ в четырёх местах, методом записи тока с нейтрального провода трансформатора в землю. Максимальный наблюдаемый ток был 165 а. В докладе дискутируются результаты полученные в Финляндии, а также теоретические вычисления разниц потенциалов и токов.

Рис. 1. Разницы потенциалов на поверхности земли вызывают токи в ЛЭП, заземленных с обеих сторон через трансформаторы.

Рис. 2. Определение прямоугольника скинэффекта.

Рис. 3. Финская сеть 400 кВ в начале июня 1978 г.

Рис. 4. Ток зарегистрированный в Хуутокоски и проводная по времени северной составляющей геомагнитного поля в тесение около часа, для I_8^{00} универсального времени, в день 2.06.1978. Проводная была получена в Геофизической лаборатории Курмиери.

Рис. 5. Амплитуды Фурье $R(f)$ и $G(f)$ тока из рис. 4 и северной составляющей геомагнитного поля, записанные в одно и то же время в Курмиери.

Рис. 6. Число дней между 1.01 и 31.10.1978, в которых ток превышал значение ординаты, выраженное как часть всех дней.

*) Финский метеорологический институт, Гельсинки, Финляндия

Electrical power lines
Radio noise
Corona losses
Electrical field

Andrzej PIŁATOWICZ^{x)}

RADIO NOISE LEVEL DUE TO ELECTRIC POWER LINES AND ITS RELATION WITH LINE DESIGN PARAMETERS

The main results of radio noise measurements made in Poland for 220 and 400 kV power lines are presented. The influence of various line parameters, such as conductor diameter and number, phase spacing, height of conductor above ground on the radio noise level for power lines is discussed. The basic philosophy of choosing the line parameters and line route on design stage in Poland is described taking into account radio noise level, electrical field gradient and corona losses.

The radio noise level is one of the criteria for the assessment and choice of EHV electric power line parameters from the aspect of electromagnetic compatibility. This assessment is based on the results of radio noise measurements carried out on lines having similar design features. These measurements should, in general, be of statistical nature. Since 1968, numerous radio noise measurements have been carried out in Poland on 220 and 400 kV lines. The measuring procedure and the meters applied met the requirements of CISPR.

Average radio noise levels for 220 kV power lines with flat conductor arrangement recorded under fine weather conditions, at a frequency of 0.5 MHz, with a direct distance of the aerial from the

x) Institute of Power Engineering, Mory 8
01-330 Warszawa, Poland

extreme line conductor of 20 m ranged from 37.7 to 46.6 dB (in reference to $1 \mu\text{V/m}$). The occurrence of different radio noise levels is due to differences of line construction parameters (various conductor diameters, different spacings between phases, etc.). For 400 kV lines with flat conductor arrangement the average radio noise level recorded in the above conditions was $(54.3 \pm 1.2)\text{dB}$. The radio noise level under, bad weather conditions (rain, fog, drizzle, etc.) depend, to a high degree, on the current conditions: rain precipitation intensity, relative air humidity, temperature, hoar charge of conductors, etc. In consequence, it is very difficult to compare the radio noise levels under bad weather conditions. It may only be stated that they are by 15 to 20 dB higher than those recorded under fine weather conditions. That is why most regulations specify admissible values for good weather only. Also the Polish regulations [1] require that the radio noise level measured in field conditions, at a distance of 20 m from the vertical projection of the extreme line conductor, at a frequency of 500 ± 10 kHz, at a relative air humidity not exceeding 80 % and at a temperature not lower than 5°C , does not exceed 57.5 dB ($750 \mu\text{V/m}$). Thereby, it is assumed in these regulations that the radio noise level shall not be exceeded under fine weather conditions, meaning that the admissible value is not exceeded at least over 80 % of time during the year. All the existing 220 and 400 kV lines are designed so as to assure that the radio noise level be maintained within the admissible limits.

During the study, the dependence of the radio noise level on the measuring frequency f and on the distance d of the aerial from the line was determined. Table 1 presents the relation between the radio noise level (average values) and the measuring frequency determined from tests on 220 and 400 kV lines which are compared with those given by CISPR [2] and CIGRE [3]. The comparison shows that in the case of 400 kV lines a good agreement exists with the CISPR results and, in particular, with those of CIGRE, whereas in the case of 220 kV lines, the attenuation of the radio noise with the increase of the frequency is higher than would result from the average values given by both the international organisations.

Table 1 Dependence of the relative radio noise level on the measuring frequency

Frequency f	MHz	0.15	0.3	0.5	1.0	1.5	2.0	3.0	4.0	5.0
Level recorded on 220 kV lines	dB	-	+2.0	0	-6.5	-13	-18	-27	-31	-33
on 400 kV lines	dB	+5.0	+3.0	0	-6.0	-10	-14	-19.5	-24	-28
Level according to CISPR	dB	+4.0	+2.7	0	-5.5	-9.9	-13.5	-19.5	-23.5	-
Level according to CIGRE	dB	+5.0	+3.0	0	-5.8	-10.3	-13.8	-19.5	-24	-27.7

The radio noise attenuation with the increase of the direct distance between the aerial and the extreme line conductor takes place according to the formula:

$$\frac{E_2}{E_1} = \left(\frac{d_1}{d_2} \right)^k \quad (1)$$

where:

E_1 - radio noise level in $\mu\text{V}/\text{m}$ at the distance d_1 [m]

E_2 - radio noise level in $\mu\text{V}/\text{m}$ at the distance d_2 [m]

k - attenuation coefficient

In the case of power lines with a flat arrangement of line conductors values of k ranging from 2.0 to 2.2 for 220 kV lines and from 1.75 to 1.8 for 400 kV lines have been recorded what corresponds very well with the CIGRE data [3].

The analysis of the dependence of the radio noise level on different line design parameters, made for 400 and 750 kV lines for which the results of radio noise tests were known, shows that the prospected radio noise level at the frequency of 0.5 MHz produced by lines with a flat arrangement of line conductors can be determined best from the expression [4]:

$$E = 29.3 + 3.8 g_m - 34 \lg d \quad (2)$$

where:

E - radio noise level at $f = 0.5$ MHz under fine weather conditions, in dB

- E_m - maximum electric field strength at the surface of line conductors, in kV/cm
- d - direct distance between extreme conductor and measuring aerial, in m

During the radio noise tests, carried out in Poland, also the effect of such factors as: the distance of the measuring point feeding sub-station busbars, the number of circuits of the line, the industrial air pollution concentration have been taken into consideration. The main results obtained in this field might be summarized as follows:

- in the case of 220 kV lines, no significant effect of the distance of the measuring point from the busbars of the substation feeding the line on the radio noise level was stated, inspite of the relatively small electric field strength at the conductor surface (13...14 kV/cm). Presumably, the elimination of this effect is due to the high frequency traps (reactors) installed;

- radio noise levels produced by double circuit lines are, in average, higher by about 10 dB from those produced by single-circuit lines;

- the effect of industrial air pollution on the radio noise level produced by 220 kV lines was not stated. This might be explained by the slight or even negligible effect of the line insulation (insulators with fittings) upon the total radio noise level of electric power lines (corona from line conductors being decisive).

The numerous radio noise test and measuring series, carried out in Poland as well as in other countries, allow for tackling this problem already at the stage of designing EHV lines, including in the first place lines rated at 400 and 750 kV. In the case of 750 kV lines, the necessity arises to take also into account the effect of line construction parameters on the electric field strength in the neighbourhood of the line and on corona losses. The basic line parameters responsible for the radio noise level, the electric field strength and corona losses are: the electric field strength at the conductor surface, the number and the diameter of line conductors,

the spacing of conductors in a bundle, the arrangement of conductors on a tower and the spacing between phases of a line, the suspension height of line conductors and the minimum height of conductors above ground level. Moreover, the radio noise level and the corona losses depend highly on atmospheric and meteorological conditions - the time occurrence of various weather conditions during the year, the air temperature, the pressure and the relative air humidity as well as the precipitation intensity.

From the aspect of radio noise, line design parameters should be chosen to assure that under fine weather and in the conditions specified by the standard [1] the admissible radio noise level (57.5 dB) be not exceeded. Simultaneously, the power frequency (50 Hz) electric field strength at ground level or 1.8 m above it in the environment of the line cannot exceed 10 kV/m and the corona losses should be possibly small.

For illustrating the effect of line parameters upon the factors considered above, Fig.1 presents the radio noise level, the corona losses and the power frequency electric field strength as plotted versus design parameters of a 750 kV line. The parameters of a 750 kV line with a flat arrangement of conductors (according to the catalogue [2]) was taken as reference, i.e.: line conductor radius $r = 1.755$ cm, number of conductors in bundle $n = 4$, spacing between conductors in bundle $a = 45.7$ cm, spacing between phases $S_0 = 15.2$ m; minimum height of conductor above ground level $h_{\min} = 14$ m, average suspension height $h_s = 18$ m. When taking into consideration one of these parameters the other were left unchanged and equalling those of the reference line.

It results from the curves represented in Fig.1 that only the change of two line parameters, i.e. of the height of conductors above ground level and their spacings in the bundle affects all the considered factors in the same way (e.g. the increase of the height of conductors above ground level causes at the same time a decrease of radio noise, of corona losses and of field strength in the neighbourhood of the line). A change of the remaining parameters (the radius of the conductor and the number of conductors in the bundle and the spacing

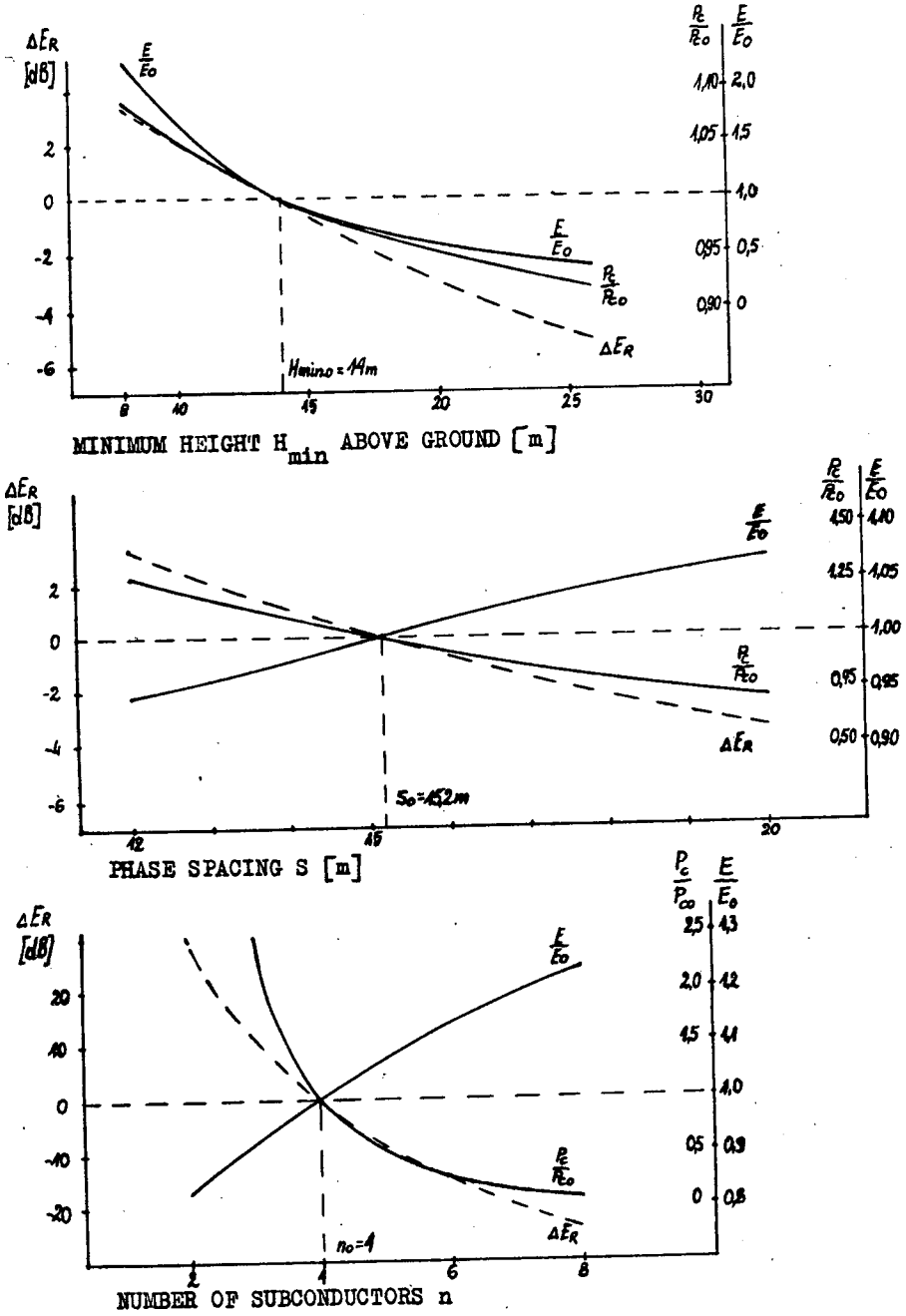


Fig.1. Influence of different 750 kV-line-parameters on radio noise E_R , electrical field gradient E and corona losses P_c

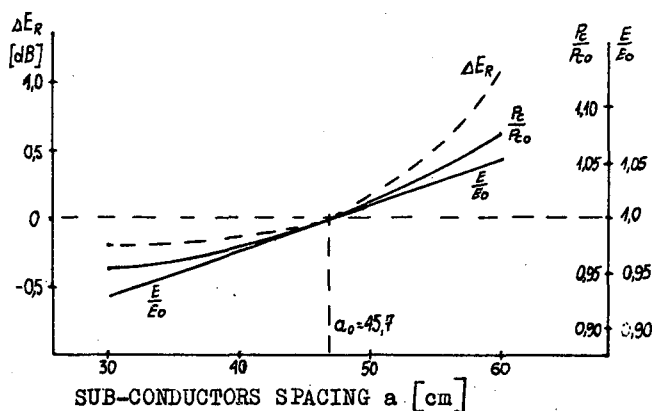
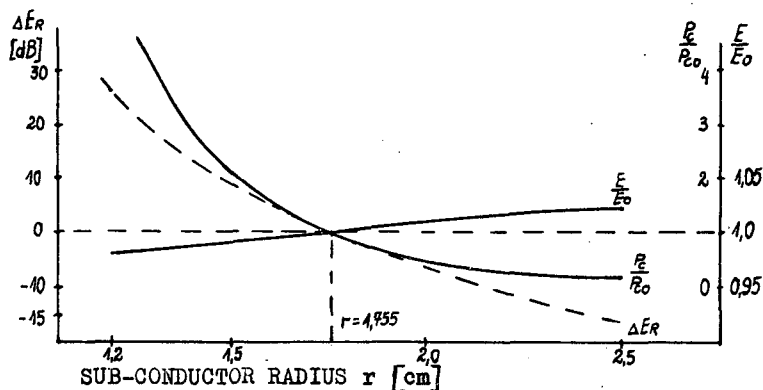


Fig.1 (cont.). Influence of different 750 kV-line-parameters on radio noise E_R , electrical field gradient E and corona losses P_c

between phases) influences in a different manner the radio noise, the corona losses and the electric field strength: the change of these line parameters, so as to reduce the radio noise level and the corona losses, brings about an increase of power frequency electric field strength. In consequence, the choice of line parameters is a compromise which consists in meeting the requirements concerning the radio noise level and the electric field strength and, at the same time, in maintaining the corona losses at a possibly low level. As far as this is concerned, the design of bundles causing a significant

increase of corona losses (see fig.1) should be avoided. Also other criteria as e.g. of the required mechanical resistance, of minimum investment outlays, of suitable transmission characteristics, of optimum power losses, etc. shall make part of this compromise.

For meeting the condition of a good undisturbed radio reception in residential houses sited in the neighbourhood of lines, the spacing of reception antennas from line conductors shall be such that the difference between the useful signal and the radio noise level be not less than 25...30 dB. In the case of a 750 kV line with a flat conductor arrangement this requires a careful choice of the right-of-way of the line and the maintenance of distances of 55...100m from the extreme line conductor. In particular cases, special measures of radio reception protection shall be taken for individual buildings, e.g. application remote antennas or installation of high class receivers with directional antennas.

REFERENCES

1. FN-77/E-05118 - Industrial Radio Interference. Field Measurement of Interference due to Corona on Electrical H.V. Lines and Substations. General Requirements and Tests (in Polish)
2. CISPR/C(Secretariat)3 - Report Nr 45A. Catalogue of Interference Field Profiles due to the Corona Effect of the Conductors of Certain Types of Power lines, July 1975
3. CIGRE - Interferences Produced by Corona Effect of Electric Systems. Description of Phenomena. Practical Guide for Calculation, Paris 1974
4. Report of the CMEA Group - Radio Noise Calculation Using the Method Elaborated by Czechoslovakia, Prague 1977 (in Russian).

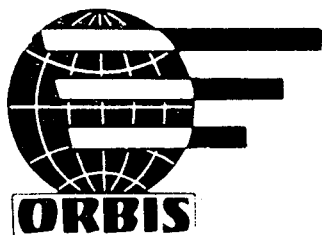
А. Пилатович *)

Радиопомехи от ЛЭП высокого напряжения и влияние параметров проектирования ЛЭП на уровень этих помех

Представлены основные результаты измерений радиопомех от линий 220 и 400 кВ в Польше. Проведен анализ влияния различных конструктивных параметров линий, таких, как диаметр и число проводов в пучке, расстояние между фазами, высота проводов над землей на уровень помех. Рассмотрены принципы выбора параметров и трассы проектируемых в Польше линий высокого напряжения с точки зрения радиопомех, напряженности электрического поля и потерь на корону.

Рис. 1. Влияние параметров ЛЭП 750 кВ на величину помех E_R , градиент электрического поля E и потери короны P_c .

*) Институт энергетики, Варшава, Польша



**Polish Travel Office „Orbis”
— existing since 1923
Over 50 years
of experience**

YOUR COMING WEEKEND IN POLAND

Special discount prices throughout the year. Weekend packages from Friday thru Monday morning in Warsaw, Cracow, Gdańsk, Poznań, Wrocław and Szczecin in first class „Orbis” hotels.

For making arrangements contact your local Travel Agent — an „Orbis” correspondent.

RENT A CAR

Polish Travel Office „Orbis” runs rent-a-car services — self drive cars or cars with driver available.

Cars available: Fiat 125P, Polonez 1500, Ford Granada, Mercedes 200 and Lada.

A special „Orbis” offer — car hire with „unlimited mileage”.

For further information contact your local travel agent or any „Orbis” hotel information desk or „Orbis” rent-a-car stations in Warsaw, Gdańsk, Cracow, Katowice, Łódź, Poznań, Szczecin and Wrocław.

The following credit cards accepted — AVIS, Hertz, and Europcar.

important: „Orbis” rent-a-car desk at Warsaw International Airport runs car hire services as well as providing transportation from Airport to Hotels (car or coach) at moderate prices.

A. UMBERT, J. FONTAINE, J.P. PLUMEY *

A COMPUTING MODEL AND ITS EXPERIMENTAL TESTING FOR AN EVALUATION OF ELECTROMAGNETIC INTERFERENCES CREATED BY INTERFERING CIRCUITS ON TRANSMISSION OR HIGH-VOLTAGE LINES ABOVE A DISSIPATIVE GROUND .

In this paper we shall present useful calculations for a prediction of the electromagnetic field created by interfering circuits on linear horizontal transmission line over an imperfectly conducting ground .

The interfering circuits are assimilated to antennas and treated by using the dipole radiation theory . The current distribution is determined by the transmission line theory .

We present here the computational procedure allowing a fast and accurate calculation of the electromagnetic fields components of a serie of dipoles . We give the linear characteristics Z, Y of the transmission line by incorporating the ground effects .

The response of a terminated one-wire transmission line set over the ground and excited by a non-uniform field is given .

A comparaisn between computed results given by the model and experimental measurements is provided .

Introduction

The theoretical prediction of the electromagnetic interferences created on transmission lines by interfering circuits considered as transmitting antennas, is a problem of great practical interest in a number of electromagnetic compatibility works .

Generally, the interfering circuits are H.T. or M.T. power lines on which fast transient states can be generated . They induce large electromagnetic interferences .

Such is the case when a loaded H.T. or M.T. power line is switched .

AM, TV, FM broadcast stations, radio-beacon ... are also interfering circuits .

The radiated circuits to be considered are control low level transmission lines .

* Laboratoire d'Electronique et Résonance Magnétique, Université de Clermont II,
B.P. 45, 63170 - AUBIERE - FRANCE . Tél. (73) 26.41.10 .

In most applications, interfering and perturbed circuits can be considered as antennas and transmission lines respectively. Thus, the coupling between them is relatively simple to forecast. The interfering circuit is assumed to be a thin wire antenna the current distribution of which can be determined.

In the same way, the perturbed circuit is assumed to be the behaviour of a one-wire line illuminated by a non-uniform electromagnetic field creating an induced current in it.

Then, the interfering circuit can be split into a series of elementary dipoles with a pre-known current distribution.

The response of the perturbed line is determined by solving the transmission line differential equations in which the source terms are depicted on the equivalent circuit by voltage and current distributed generators representing the effects of the incident field components.

In such a model, the difficulty lies in incorporating the ground effects both on the evaluation of the radiated field due to elementary dipoles and the determination of linear characteristics of the receiving line [1].

When the earth conduction effects are taken into account, the exact solution of the dipole radiation is expressed in terms of Sommerfeld type integrals [2].

In many applications and particularly in the proximal region of the electromagnetic sources, the evaluation of Sommerfeld integrals has to be done by digital techniques. The numerical methods used for the evaluation must provide a fast and accurate solution.

In a previous paper [3] we have exposed many improvements for an evaluation of Sommerfeld integrals. In a first part, we give the different computational procedures developed for their evaluation.

The ground effects on the response of a one wire transmission line are incorporated in the expressions of distributed series impedance and shunt admittance computed from Maxwell equations.

In a second part, the schematic representation of transmission line and expressions of currents in terminating impedance are given [1][4]. To compute the induced currents it is necessary to determine, on numerous points of the perturbed circuit, the vertical and horizontal fields created by the interfering circuit.

A method allowing a gain of time for the determination of created fields is presented in the third part.

A table of Sommerfeld integrals values is built up allowing to compute, by using a least square approximation, the electromagnetic fields on any point. In the fourth part, the experimental configurations, for which our numerical model has been tested, are described. The concordance between experimental measurements and computed results is rather good. We could, in particular, determine the electromagnetic perturbations created by a F.M. broadcast transmitter (1.5 MHz) on a M.T. overhead power line situated nearby.

I. Numerical methods of Sommerfeld type integrals evaluation

The methods used to evaluate the integrals are digital integration techniques using the original integration path by means of an adapted algorithm owing to the integrant behavior on the real axis.

The great interest of the methods presented below is that the result is guaranteed with a given accuracy for the full range of the geometrical and electrical parameters.

The general form of the expression of Sommerfeld type integrals is :

$$F(r, h+z) = \int_0^{\infty} g(\lambda) e^{-\mu_0(h+z)} \lambda^m J_n(\lambda r) ; m = 1, 2, 3 ; n = 0, 1$$

in which h and z are respectively the source and observation point evaluation.

$$g(\lambda) = \frac{1}{\mu_0 + \mu_1} ; \frac{1}{\gamma_1^2 \mu_0 + \gamma_0^2 \mu_1} ; \frac{\mu_0}{\gamma_1^2 \mu_0 + \gamma_0^2 \mu_1} \quad \begin{aligned} \mu_0^2 &= (\lambda^2 + \gamma_0^2)^{1/2} \\ \mu_1^2 &= (\lambda^2 + \gamma_1^2)^{1/2} \end{aligned}$$

In the expressions of μ_0 and μ_1 , γ_0 and γ_1 are respectively the propagation constants in the air and in the ground. The suppressed time convention is $e^{j\omega t}$.

in the ground : $\gamma_1^2 = -\omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \epsilon_1 + j\omega \mu_0 \sigma_1$

in the air : $\gamma_0^2 = -\omega^2 \mu_0 \epsilon_0$

The presence of the branch point $\lambda = -j\gamma_0$ on the real axis implies that this point should be isolated. Indeed, in the vicinity of this branch point, the integrants undergo huge variations.

The width of the disturbed zone is defined by the interval :

$$2\delta = |\gamma_0| \cdot \left| \frac{\gamma_0^2}{\delta^2} \right|$$

In order to save computation time the subintervals on the integration path are :

$$[0, -j\gamma_0 - 4\delta] ; [-j\gamma_0 - 4\delta, -j\gamma_0] ; [-j\gamma_0, -j\gamma_0 + 4\delta] ; [-j\gamma_0 + 4\delta, +\infty[$$

On the first subinterval, boundaries are the zeros of Bessel function or possibly zeros of exponential factor. Beyond $\lambda = -j\gamma_0 + 4\delta$, the boundaries are equidistant to π/r .

On this last semi-infinite interval a Shank non linear transformation is used to accelerate the convergence [5].

The Bessel functions appearing in the integrants are computed, when the argument is greater or equal to 9.5, by using an asymptotic evaluation from an approximate polynomial expression. The absolute error in the determination of these functions is inferior to 10^{-12} . Furthermore, the gain of time with regard to the classical evaluation by an asymptotic expansion is about 40%.

For the smallest values (< 9.5) of the argument, the evaluation is generated from a classical series expansion.

The integration routine uses a Gauss-Romberg algorithm [6] associated with an automatic bisection of the original integration subinterval [3]. Thus, this method allows to evaluate the integrals by concentrating the calculation points in zones of huge variations of the integrants.

The calculation time of an integral for a given accuracy is, therefore, optimum.

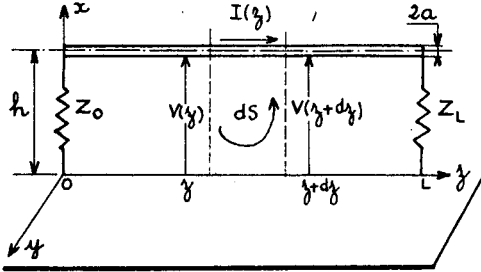
II . Response of a terminated one-wire transmission line set over the ground and excited by a non-uniform electromagnetic field .

Previous works [7][8] develop the theory of the response of a terminated two-wires transmission line but either ignore the presence of a semi-infinite dissipative medium.

Vance [9] introduces the ground effects on the linear characteristics of one-wire transmission line but the approximations done are rather restrictive . On the other hand, the incident B_y component effect is not taken into account in the source term appearing in the transmission line differential equations .

In a previous paper [1] we have given a more exact theory for which the ground effects are incorporated when a quasi-TEM propagation mode on the line is assumed .

Let us consider a one-wire transmission line illustrated in fig. 1, lying in the xz plane, terminated by impedances Z_0 and Z_L respectively at $z = 0$ and $z = L$.



The travelling current on the transmission line is : $I(z) = I_0 e^{j\gamma_p z} e^{j\omega t}$ where γ_p is the propagation constant on the line $\gamma_p = \beta + j\alpha$ ($\beta < 0$; $\alpha > 0$)

To evaluate the propagation constant of the quasi TEM travelling wave, the continuity equation of the longitudinal electric field on the surface of the wire

Fig. 1
($x = h - a, y = 0$) has to be written .

In the air the electric field $E_z^{(o)}$ is given by $E_z^{(o)} = -\nabla_0^2 \pi^{(o)}$ where $\pi^{(o)}$ is the Hertz potential vector consisting of a primary potential due to the isolated line and a secondary potential due to the line in presence of a conducting half space .

$E_z^{(o)}$ can be written in the following form

$$E_z^{(o)} = -Z' I(y) - \gamma_p^2 \frac{I(y)}{Y'}$$

On the wire the electric field $E_z^{(w)}$ is :

$$E_z^{(w)} \Big|_{\substack{x=h-a \\ y=0}} = Z_i I(y)$$

where Z_i is the internal impedance of the wire .

We obtain : $\gamma_p^2 = -(Z_i + Z') \cdot Y'$.

This equation is an implicit one since in the Z' and Y' expressions [1] the unknown factor γ_p^2 appear in the terms Γ_0^2 and Γ_1^2 .

In the quasi TEM propagation approximation [10] $2|\Gamma_0| \ll 1$

then $\mu_0 \approx \lambda$; $\mu_1 = [\lambda^2 + j\omega\mu_0\sigma_1 + \gamma_0^2(\epsilon_r - 1)]^{1/2}$

The Z' and Y'^{-1} expressions become

$$Z' = \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} \left[\text{Log}\left(\frac{2h}{a}\right) + \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\lambda(2h-a)}}{\lambda + \mu_1} d\lambda \right]$$

$$Y^{-1} = \frac{1}{j2\pi\omega\epsilon_0} \left[\text{Log}_e \left(\frac{2h}{a} \right) + \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\gamma_0^2 e^{-\lambda(2h-a)}}{\lambda\gamma_1^2 + \mu_1\gamma_0^2} d\lambda \right]$$

To compute the response of the line to an incident electromagnetic field, the source terms have to appear on the transmission line differential equations [1].

$$\begin{cases} \frac{\partial V(z)}{\partial z} + Z I(z) = j\omega \int_0^{h-a} B_y^{(i)}(x, 0, z) dx \\ \frac{\partial I(z)}{\partial z} + Y I(z) = -Y \int_0^{h-a} E_x^{(i)}(x, 0, z) dz \end{cases}$$

were $Z = Z_i + jL\omega + Z_g + \zeta$
 $Y^{-1} = (jC\omega)^{-1} + \xi$

L designates the inductance per unit length

$$L = \frac{j\mu_0}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\mu_0 a} - e^{-\mu_0(2h-a)}}{\mu_0} d\lambda = \frac{j\mu_0}{2\pi} \text{Log}_e \left(\frac{2h}{a} \right)$$

Z_g designates the internal impedance of the ground given by :

$$Z_g = -\frac{j\omega\mu_0}{2\pi} \left[\int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\mu_0 h}}{\mu_0 + \mu_1} d\lambda + \gamma_p^2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\mu_0 h}}{\mu_0\gamma_1^2 + \mu_1\gamma_0^2} d\lambda \right]$$

ζ is a corrective term taking into account the effects of a dissipative ground on the inductive term

$$\zeta = \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} \gamma_p^2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\mu_1 [e^{-\mu_0(2h-a)} - e^{-\mu_0 h}]}{\mu_0 [\mu_0\gamma_1^2 + \mu_1\gamma_0^2]} d\lambda$$

C designates the capacitance per unit length ,

$$\text{we have : } C = \frac{-Y^2}{L\omega^2}$$

ξ is also a corrective term taking into account the effects of a dissipative ground on the capacitive term

$$\xi = \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\mu_1 [e^{-\mu_0(2h-a)} - e^{-\mu_0 h}]}{\mu_0 [\mu_0\gamma_1^2 + \mu_1\gamma_0^2]} d\lambda$$

The equivalent transmission line circuit is therefore the following :

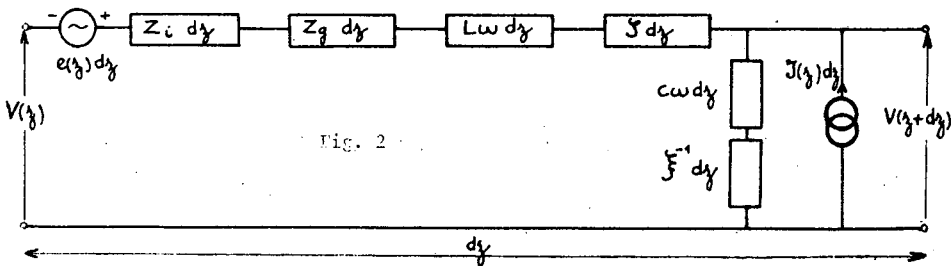


Fig. 2

The source terms are :

$$e(z) = j\omega \int_0^{h-a} B_y^{(i)}(x, 0, z) dx$$

$$J(\eta) = -Y \int_0^{h-a} E_x^{(i)}(x, 0, \frac{z}{\eta}) dz$$

We ascertain that : $\gamma_p^2 = -ZY$ and $Z_c^2 = Z/Y$

The coupled first order equations for the current and voltage may be combined to obtain an uncoupled second order differential equation . The solution may be obtained by using conventional techniques and terminal conditions .

The currents I_o and I_L in the terminal impedances are given by :

$$I_o = \frac{Z_L \sin \gamma_p L + Z_c \cos \gamma_p L}{D} K(\eta_1(0)) - \frac{Z_c}{D} K(\eta_1(L)) + \frac{Z_L \sin \gamma_p L + Z_c \cos \gamma_p L}{D} \int_0^L K(\eta_2) \dots \dots \cos \gamma_p z dz + \frac{Z_c \sin \gamma_p L - Z_L \cos \gamma_p L}{D} \int_0^L K(\eta_2) \sin \gamma_p z dz$$

$$I_L = \frac{Z_c}{D} K(\eta_1(0)) - \frac{Z_o \sin \gamma_p L + Z_c \cos \gamma_p L}{D} K(\eta_1(L)) + \dots \dots \frac{Z_c}{D} \int_0^L K(\eta_2) \cos \gamma_p z dz + \frac{Z_o}{D} \int_0^L K(\eta_2) \sin \gamma_p z dz$$

where :

$$K(\eta_1(\eta)) = \int_0^{h-a} E_x^{(i)}(x, 0, \frac{z}{\eta}) dz$$

$$K(\eta_2) = E_y^{(i)}(h-a, 0, \frac{z}{\eta}) - E_y^{(i)}(0, 0, \frac{z}{\eta})$$

and

$$D = (Z_o Z_L + Z_c^2) \sin \gamma_p L + Z_c (Z_o + Z_L) \cos \gamma_p L$$

III . Bivariate method using a least square approximation

We must calculate the vertical and horizontal electric fields of numerous dipoles for numerous observation points to compute the response of the transmission line .

A table of Sommerfeld integrals values is created in order to reduce calculation time . There, a least square approximation bivariate method is used each time a computation of the fields on any point of the transmission line is needed .

The interest of this work may be appreciated when it is realized that the Sommerfeld integral code requires, for a 10^{-6} relative error, less than 1s of IBM 370/168 computer time per value, whereas less than 0.05 is needed for the approximation approach . The accuracy provided is better than 1% for 0.1λ spacing between points along r and 0.3λ along h + z .

IV . Experimental results and comparison with the prediction computed results

To check the validity of the computer model we have undertaken different measurements on a 30 kV power line set near a F.M. broadcast transmitter

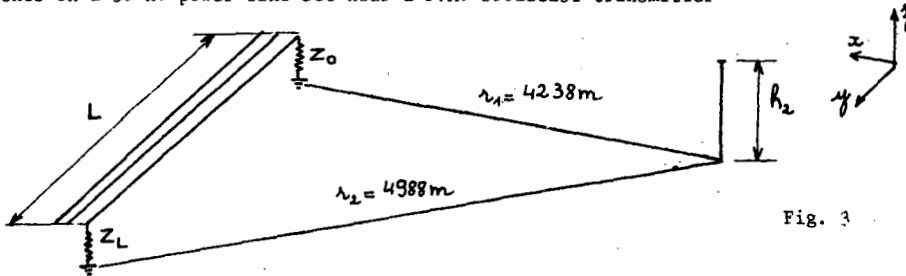


Fig. 3

The broadcast transmitter characteristics are the following :

- frequency : 1.5 MHz ; - radiated power : 27 kW ;
- radiation resistance : 96 Ω ; - h_2 : 92 m

These characteristics make possible a computation of the current distribution given by : $I(z) = 24 \sin(0.0324 z)$ A

The geometrical parameters of the selected phase power line are :

$$h_1 = 9 \text{ m} ; L = 1938 \text{ m} .$$

The terminating impedance values : $Z_0 = 465 \Omega$; $Z_L = 465 \Omega$ include the ground connection impedance .

The ground conductivity σ_1 appearing as an unknown parameter for Z , Y , γ_p calculation is determined from the attenuation constant measurements performed for several frequencies . By means of a computer program the attenuation constant α (expressed in Np/m) is plotted according to the frequency for various σ_1 values . $\epsilon_1 = 1$ is the electric inductive capacity .

Then, the experimental values α are noted on the plot . The ground conductivity σ_1 for 1.5 MHz can be determined with a sufficient accuracy : $\sigma_1 = 5.10^{-3} (\Omega \text{ m})^{-1}$.

The characteristic impedance line Z_c is determined by adapting the power line by means of a reflection method . The agreement between the experimental determination of Z_c and the theoretical value $(Z_c)_{th}$ is rather good :

$$Z_c = 465 \Omega \text{ (resistive adaptation)} \quad (Z_c)_{th} = 486.7 - j 22.4 \Omega$$

On the other hand, fields measurements have been forecast in order to verify the accurate modelling broadcast transmitter . The computed and experimental values of the fields are recorded in table I .

		Computed result	Exp. result
$r = 4375 \text{ m}$	E_z (mV/m)	235	266
$z = 1 \text{ m}$	H_ϕ (mA/m)	0.627	0.706
$r = 4825 \text{ m}$	E_z (mV/m)	180	199
$z = 0.5 \text{ m}$	H_ϕ (mA/m)	0.476	0.529

Table I

The ratio between computed and experimental values is about - 1 dB . We may consider that the modelling broadcast transmitter is quite satisfactory .

In table II the computed and experimental values of the currents in the terminated impedance are given

	Computed result	Experimental result
I_o (mA)	3.52	2.66
I_L (mA)	2.94	2.11

Here the ratio between computed and experimental values is less than 3 dB . A good agreement exists between computed and experimental results . This agreement is all the more noticeable since the modelling takes into account both the broadcast transmitter and transmission line characteristics .

In order to verify our theoretical modelling for several configurations, we have also realized the following experiment . A 10 W power amplifier feeds the base of a resonant vertical aerial, in the frequency range 3-6 MHz, located near a one wire transmission line 102 meters long ($r_1 = 41$ m ; $r_2 = 108$ m) . The aerial height is 5 meters .

The magnetic field has been measured on different points and particularly at the ends of the perturbed circuit for $z = 0.5$ m . A good agreement between fields computed and experimental results is noted (table III) . The ground parameters evaluation gives :

$$\sigma_1 = 0.01 (\Omega\text{m})^{-1} ; \epsilon_r = 1$$

Table III

$f = 3.5$ MHz	Computed result (CR) - $\mu\text{A/m}$	Experimental result (ER) - $\mu\text{A/m}$	(CR/ER)dB
$r = 226$ m	58.6	60	- 0.21
$r = 108$ m	130	119	0.77
$r = 41$ m	372.6	394	- 0.49

The comparison between computed and experimental results for the load currents I_o and I_L in the terminations is given in table IV .

Table IV

	Computed result	Experimental result
I_o (μA)	126	126
I_L (μA)	173	40

A good agreement exists for one termination . For the other, experimental difficulties have occurred, so that we may question the measurement validity . Unfortunately it was not possible to make another measurement .

Conclusion

The computational procedures exposed in this paper make possible a determination of the response of a transmission line set above a dissipative ground and illuminated by a non uniform electromagnetic fields . For a quicker prevision of the electromagnetic interferences on a transmission line it will be interesting, instead of modelling interfering circuits, to perform vertical and longitudinal electric fields measurements where the line is to be installed . Tables of field values could be built up and fed as data into the computer program of the currents in the terminal impedances .

Acknowledgment

The authors want to express their gratitude to Mr C. Gary and P. Kouteynikoff of the Direction des Etudes et Recherches d'Electricité de France for their useful suggestions and their financial assistance . They thank Mr Azoulay of Centre National d'Etudes des Télécommunications for the technical assistance .

References

- [1] Fontaine J.M., Faure J.L., Gary C. : "Electromagnetic field, in a high frequency range, of high voltage transmission lines and its effects on the response of a terminated one-wire transmission line set near the ground" IEEE International Symp. on EMC, Washington, (1976) .
- [2] Baños A. Jr : "Dipole radiation in the presence of a conducting half space", Pergamon Press, New York, (1966) .
- [3] Faure J.L., Fontaine J.M., Kouteynikoff P. : "Numerical method of near field evaluation, in electromagnetic interference problems in presence of the earth", International Symp. on EMC, Rotterdam, (1979) .
- [4] Faure J.L. : "Rayonnement des lignes haute tension dans le domaine des hautes fréquences . Applications au calcul des perturbations électromagnétiques créées dans les postes de transformation". Ph D dissertation, 1976, Clermont University, France
- [5] Shanks D. : "Non linear transformations of divergent and slowly convergent sequences", J. Math. Phys. 24, 1, (1955) .
- [6] Lyness J.N. : "An algorithm for Gauss Romberg intergration", Bit 12, pp 194-203, (1972)
- [7] Taylor C.D., Satterwhite R.S., Harrison C.W. Jr : "The response of a terminated two-wire transmission line excited by a non uniform electromagnetic field", IEEE Trans. on antennas and propagation, Nov. 1965, pp 987-989 .
- [8] Smith A.A. Jr : "Coupling of external electromagnetic fields to transmission lines" John Wiley and Sons, New York, (1977) .
- [9] Vance E.F. : "Coupling to shielded cables", John Wiley and Sons, New York, (1978) .
- [10] Dos Santos A.F. : "Electromagnetic wave propagation along a horizontal wire above ground" . Proc. IEEE, vol 119, n° 8, Aug. 1972 .

А. Умберт, Ж. Фонтэн, Ж.П. Пльмей ^{*})

Вычислительная модель и ее экспериментальная проверка для оценки ЭМ помех, создаваемых мешающими контурами в передающих линиях над землей с потерями

В докладе представлены полезные вычисления для представления ЭМ полей, создаваемых мешающими контурами в линейных, горизонтальных передающих линиях, находящихся над несовершенной проводящей землей. Мешающие контуры трактуются как антенны и применяется теория излучения диполей. Распределение тока определяется с помощью теории передающих линий. Авторы представляют процедуру вычислений, разрешающую быстрое и точное определение составляющих ЭМ полей ряда диполей. Даны линейные характеристики Z, Y передающей линии с помощью включения эффектов земли. Дается отклик нагруженной, однопроводной линии, находящейся над землей и возбужденной неоднородным полем. Указано сравнение между результатами вычислений на модели и результатами экспериментальных исследований.

^{*}) Университет Клермон II, Обер, Франция

Радиопомехи, линия электропереда-
чи, статистические параметры,
стационарность, реализация

В. В. Капитонов х)

ОЦЕНКА РАДИОПОМЕХ ОТ ЛЭП С УЧЕТОМ ИХ ВРЕМЕННЫХ И ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ФЛУКТУАЦИЙ

Рассмотрены статистические параметры радиопомех, излучаемых воздушными высоковольтными линиями электропередачи. В качестве реализации процесса радиопомех приняты результаты измерений от отдельных участков линии. Рассматриваемый процесс принимается стационарным на промежутке времени наблюдения.

Предлагаются выражения для определения статистических параметров радиопомех.

На величину радиопомех (РП), излучаемых ЛЭП, оказывают влияние большое количество внешних факторов, природа которых случайна. Основными из факторов будем считать следующие:

конструкция и технологическое исполнение линии;

режим работы линии;

эксплуатационное состояние линии;

параметры воздушной среды, окружающей источник помех на линии.

Степень влияния каждого из этих факторов на величину РП в значительной степени зависит от состояния остальных факторов. При определении РП за промежуток времени T , напряженность поля E_z можно рассматривать как статистическую зависимость от состояния основных факторов, случайно изменяющихся во времени. При определении радиопомех

х) Ленинградское отделение НИИ радио, СССР

от N участков, E_n также можно рассматривать как статистическую зависимость от состояния основных факторов, случайно ~~изменяющихся~~ в пространстве. Покажем, что E_t в общем случае, может быть не равно E_n и результат определения РП во времени не равен результату определения РП в пространстве. Для этого рассмотрим влияние основных факторов на величину РП, измеряемых в пространственной и временной областях, отдельно для РП от короны на проводах и РП от локальных разрядов.

К конструктивным особенностям линии, влияющим на величину радиопомех, излучаемых короной на проводах, относятся: материал и диаметр проводов, конструкция фаз, высота подвеса проводов, длина пролетов и т.д. На величину радиопомех, возникающих вследствие локальных разрядов, наибольшее влияние оказывают материал и конструкция изоляторов, арматуры, распорок и различных монтажных приспособлений на линии. Конструктивные особенности линий остаются постоянными как за время наблюдения T , так и на N наблюдаемых участках, а значит и составляющая помех во временной области равна соответствующей составляющей в пространственной области, $\bar{E}_t = \langle E_n \rangle$ (исключения могут составлять m -тые участки линии, где меняется расположение фаз, направление линии и т.д. В этом случае $\bar{E}_t \neq \langle E_n \rangle$).

.. Под режимом работы будем понимать величину и частоту (для ЛЭП переменного тока) рабочего напряжения линии и величину тока, протекающего по линии. Величину и частоту рабочего напряжения за время наблюдения T на N наблюдаемых участках можно считать постоянными. Величина тока зависит от нагрузки линии и может меняться как во времени, так и в пространстве, причем природа этих изменений различна. Поэтому, среднее значение составляющей РП, зависящее от режима работы линии и измеренное в пространственной области, не равно соответствующему значению, измеренному во временной области, т.е. $\bar{E}_t \neq \langle E_n \rangle$. Как правило, изменения величины РП, вызванные изменением этого фактора, носят периодический характер.

При измерениях РП во временной области за достаточно короткий промежуток времени эксплуатационное состояние линии не меняется. Что касается различных участков линии, то эксплуатационное состояние их может быть различно, а вследствие этого величина РП, в общем случае, может меняться от участка к участку, то есть $\bar{E}_t \neq \langle E_n \rangle$. Если в случае измерения РП, обусловленных короной на проводах, различием в эксплуатационном состоянии в большинстве случаев можно пренебречь, то при измерении РП от локальных разрядов в силу специфики источников, их вызывающих, этого сделать нельзя.

На рис. I показан разброс значений напряженности поля РП, обусловленных короной на проводах, для разных участков ЛЭП. На рис. 2

показан разброс значений напряженности поля РП, обусловленных локальными разрядами, для разных участков ЛЭП. На оси абсцисс обоих рисунков отложены условные номера измеренных участков ЛЭП. Из рисунков видно, что если в случае РП, обусловленных короной на проводах, разброс значений E не превышает (5-7) дБ (частота измерения 1 МГц), то в случае РП от локальных разрядов разброс достигает 30 дБ и более (частоте измерения 300 МГц). Таким образом, в первом случае $\bar{E}_z \approx \langle E_N \rangle$, а во втором $\bar{E}_z \neq \langle E_N \rangle$.

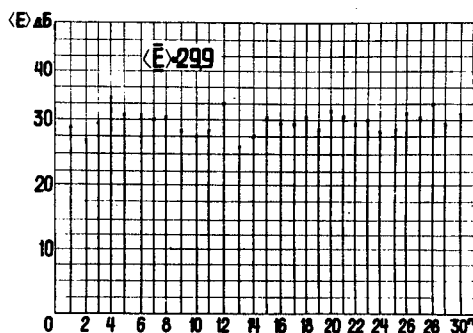


Рис.1 Зависимость напряженности поля радиопомех, обусловленных короной на проводах, от эксплуатационного состояния линии

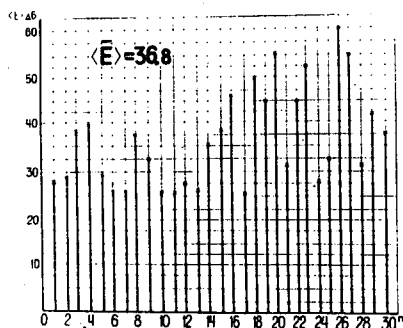


Рис.2 Зависимость напряженности поля радиопомех, обусловленных локальными разрядами, от эксплуатационного состояния линии

Величина РП зависит от состояния воздушной среды, окружающей источник РП, которое, в свою очередь, определяется метеорологическими условиями (температурой воздуха, влажностью, давлением, силой и направлением ветра и т.д.), высотой ЛЭП над уровнем моря, степенью

запыленности воздуха, его составом. Статистическая природа изменения этих параметров различна во временной области, т.е. $\bar{E}_t \neq \langle E_M \rangle$.

Мы видим, что составляющие величины РП, измеренные во временной области, не равны соответствующим составляющим величины РП, измеренным в пространственной области, а это значит, что не равны и сами величины РП, т.е. $\bar{E}_t \neq \langle E_M \rangle$, что и требовалось показать. Таким образом, оценка величины РП во временной области не является одновременно и оценкой величины РП в пространственной области и наоборот, то есть результаты долговременных измерений РП на каком-либо одном участке линии не дают достоверной информации о величинах РП, излучаемых любыми другими участками, а усредненные результаты кратковременных измерений РП, излучаемых различными участками линии, не позволяют судить о параметрах временного распределения РП.

Оценим среднюю величину РП от ЛЭП не как результат флюктуаций только во временной или только в пространственной областях, а как параметр случайного процесса. Для этого линию (или интересующую нас часть линии) будем рассматривать как источник излучения случайного процесса радиопомех $e(t)$.

Случайный процесс $e(t)$ представляет собой совокупность функций $e^{(j)}(t)$, каждая из которых описывает во времени поведение j -ой реализации процесса. Под реализацией процесса мы будем понимать величину напряженности поля РП как функцию времени, измеренную на каком-либо одном участке ЛЭП. На рис.3 показаны реализации процесса РП и функция РП, усредненная по реализациям.

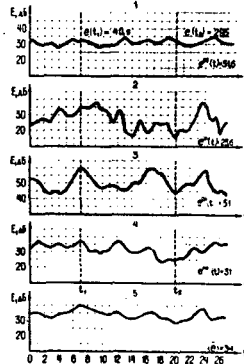


Рис.3 Процесс излучения радиопомех от ЛЭП, обусловленных локальными разрядами

1-4 - реализации процесса

5 - процесс, усредненный по реализациям

Таким образом, случайным процесс излучения РП от ЛЭП

$$e(t) = \{e^{(j)}(t)\}$$

есть совокупность реализаций $e^{(j)}(t)$, причем j -ая реализация соответствует результату измерения радиопомех от j -ого участка линии в функции времени t . На практике, случайный процесс РП всегда измеряется на конечном интервале времени, т.е. $t_1 \leq t \leq t_2$ и с помощью конечной совокупности реализаций, т.е. $0 < j \leq N$, где

N - число участков-источников РП на линии. В случае, если источники измеряемых РП расположены на опорах (изоляторы, плохие контакты и т.д.), N - число опор линии. Если источником измеряемых помех является корона на проводах, то $N-1$ - общее число пролетов линии.

Средняя величина некоторой вероятностной характеристики $\Theta(E)$ случайного процесса радиопомех, излучаемых ЛЭП, определяется путем усреднения процесса по времени и реализациям, т.е.

$$\Theta(E) = \langle \nu [e^{(j)}(t)] \rangle = \frac{1}{NT} \sum_{j=0}^N \int_0^T \nu [e^{(j)}(t)] dt \quad (1)$$

где ν - оператор, лежащий в основе определения вероятностной характеристики $\Theta(E)$.

Рассмотрим некоторые важные свойства процесса РП.

Периодичность. Основные факторы, влияющие на величину РП, носят периодический по времени характер. Благодаря их влиянию, процесс излучения РП от ЛЭП также становится периодичным. В зависимости от причины, вызывающей периодические колебания, можно выделить три основных типа периодичности процесса РП.

Тип. I Периодичность колебаний, вызванная переменным характером рабочего напряжения линии. Период колебаний процесса радиопомех T_1 в этом случае определяется, как

$$T_1 = \frac{1}{2 F_u}$$

где F_u - частота рабочего напряжения линии. Величина РП, особенно, когда источником является корона на проводах, различна в положительной и отрицательный полупериоды прикладываемого напряжения [1].

Этот тип периодичности присущ, разумеется, только линиям переменного напряжения.

Тип 2. Периодичность колебаний, вызванная суточным изменением нагрузки линии и метеорологических условий. Период колебаний T_2 в этом случае равен одним суткам.

Тип 3. Периодичность колебаний, вызванная сезонным изменением метеорологических условий. Период колебаний T_3 в этом случае равен одному году.

Стационарность. Многочисленные исследования временных флуктуаций РП от ЛЭП показывают их приближенную статистическую однородность. Как правило, ~~ограничение~~ этих флуктуаций имеют вид непрерывных случайных колебаний вокруг среднего значения. Если время наблюдения t_n удовлетворяет одному из следующих условий:

$$\kappa T_1 = t_n \ll T_2; \quad \kappa T_2 = t_n \ll T_3; \quad \kappa \gg 1 \quad (2)$$

где κ - целое число, то ни характер, ни средняя амплитуда этих колебаний существенно не изменяется с течением времени наблюдения, т.е. при смещении во времени статистические свойства процесса остаются неизменными. Плотность вероятности процесса f_κ во время наблюдения t_n равна плотности вероятности процесса во время наблюдения $t_1 + t'$, то есть

$$f_\kappa = [e_1(t_1); e_2(t_2); \dots e_n(t_n)] = f_\kappa [e_1(t_1+t'); e_2(t_2+t'); \dots e_n(t_n+t')] \quad (3)$$

Согласно [2] процессы (3) являются стационарными. Таким образом, если время наблюдения удовлетворяет условию (2), процесс излучения РП от ЛЭП можно считать практически стационарным.

Эргодичность. Оценка РП упрощается, если процесс эргодический, так как

$$\theta(E) = \langle v [e(t)] \rangle = \overline{v [e(t_1)]} \quad (4)$$

то есть вероятностные характеристики случайного процесса определяются либо только усреднением по времени, либо только по реализациям.

Рассмотрим, эргодичен ли процесс излучения РП от ЛЭП относительно своего среднего значения. Как уже было сказано, этот процесс является периодическим с детерминированным периодом T и известной начальной фазой φ . На рис.3 показаны реализация процесса РП, источником которого являются локальные разряды. Из рисунка видно, что $e(t_1) \neq e(t_2) \neq \langle e(t) \rangle$, т.е. усреднение по реализациям в любой момент времени не даст тех же результатов, что усреднение по времени на любой реализации, и не типично для совокупности в целом.

Что касается усреднения по времени, то представляется, что в случае РП, образованных короной на проводах, усреднение по времени практически любой реализации типично для совокупности в целом. В самом деле, разница в величине РП для разных реализаций будет определяться эксплуатационным состоянием и параметрами воздушной среды различных участков. Если параметры воздушной среды вдоль всей линии примерно одинаковые, то, как показывают экспериментальные исследования, процесс излучения РП, вызванных короной на проводах, достаточно однороден по реализациям, т.е. усреднение по времени одной реализации

даёт примерно те же результаты, что и усреднение для любой другой реализации, то есть

$$\langle e^{(1)}(t) \rangle \approx \langle e^{(2)}(t) \rangle \approx \dots \approx \langle e^{(i)}(t) \rangle \approx \dots \approx \langle e^{(n-1)}(t) \rangle \quad (5)$$

Поэтому для того, чтобы найти статистические параметры процесса РП в случае, если их источником является корона на проводах, достаточно произвести усреднение по времени типичной реализации.

Если РП образованы локальными разрядами, то, как показывают экспериментальные исследования, вследствие большого различия эксплуатационного состояния разных участков-источников РП, усреднение процессов от одной реализации, как правило, не даст тех результатов, что и усреднение от любой другой реализации и не типично для процесса в целом (рис.3). В этом случае, для определения вероятностных характеристик процесса следует пользоваться выражением (I).

Вероятностные характеристики. Наиболее распространенными вероятностными характеристиками, описывающими свойства величин РП и процессов их излучения и используемыми при нормировании и оценке РП на соответствие нормам, являются:

среднее значение или математическое ожидание величины РП

$$\alpha_e = M[E] = \sum_{j=0}^{\infty} \left[\int_0^T e \omega_i(e; j) de \right]^{(j)} P_j \quad (6)$$

среднее значение или математическое ожидание случайного процесса РП

$$\alpha_e(t) = M[e(t)] = \sum_{j=0}^{\infty} [e(t)]^{(j)} P_j \quad (7)$$

дисперсия величины РП

$$\sigma_e^2 = \sum_{j=0}^{\infty} \left[\int_0^T (e - \alpha_e)^2 \omega_i(e; j) de \right]^{(j)} P_j \quad (8)$$

дисперсия случайного процесса радиопомех

$$\sigma_e^2(t) = \sum_{j=0}^{\infty} \left\{ [e(t) - \alpha_e(t)]^2 \right\}^{(j)} P_j \quad (9)$$

где $\omega_i(e; j)$ - распределение величины РП на фиксированной реализации j ;

P_j - вероятность значений $[\cdot]^{(j)}$.

В частном случае, если величина радиопомех распределена по нормальному закону и временная запись процесса дискретна, среднее значение, математическое ожидание и дисперсия величины радиопомех определяются из выражений

$$\alpha_e = M[E] = \frac{1}{NLT} \sum_{j=0}^{\infty} \sum_{t=0}^{Lj} e^{(j)}(t) \quad (10)$$

$$\sigma^2 = \frac{1}{(N-1)(L_T-1)} \sum_{j=0}^N \sum_{t=0}^{L_T-1} \{ [e - \alpha_e]^{(j)}(t) \}^2 \quad (11)$$

где L_T - количество измерений на временной оси.

Математическое ожидание нормального процесса представляет функцию времени

$$\alpha_e(t) = M[e(t)] = \frac{1}{N} \sum_{j=0}^N [e(t)]^{(j)} \quad (12)$$

Дисперсия нормального процесса также представляет функцию времени

$$\sigma^2(t) = \frac{1}{N-1} \sum_{j=0}^N \{ [e(t) - \alpha_e(t)]^{(j)} \}^2 \quad (13)$$

Определение вероятностных характеристик при изменении внешних факторов. Вероятностные параметры помех и их процессов (6)-(13) определяются при статистически равноправных значениях внешних факторов, воздействующих на ЛЭП. Оценивать изменение этих параметров при значительном изменении состояния внешних факторов целесообразно путем определения их функциональных зависимостей, причём, для упрощения, некоторые функции можно рассматривать как не случайные. Ниже приведены некоторые примеры зависимостей радиопомех от основных внешних факторов или их составляющих.

Величина радиопомех зависит от конструкции и технологического исполнения линии. В [3] приведена зависимость радиопомех, образованных короной, от радиусов проводов при постоянной максимальной напряженности электрического поля на поверхности проводов:

$$E_{\Pi} - E'_{\Pi} = 40 \lg \frac{r_0}{r'_0} \text{ дБ}$$

где E_{Π} и E'_{Π} - величина радиопомех при радиусах проводов r_0 и r'_0 , соответственно.

Также приведена зависимость радиопомех, образованных короной, от максимальной напряженности электрического поля на поверхности проводов в хорошую погоду для $E_{\text{макс}} = 23 - 30$ кВ/см

$$E_{\Pi} - E'_{\Pi} = 2,3 \cdot 10^{-5} (E_{\text{макс}} - E'_{\text{макс}}), \text{ дБ}$$

где E_{Π} и E'_{Π} - величины радиопомех при максимальных напряженностях электрического поля на поверхности расщепленного провода $E_{\text{макс}}$ и $E'_{\text{макс}}$, В/м, соответственно.

Зависимость радиопомех от номинального напряжения линии представлена в [4]. В [5] даны зависимости радиопомех, создаваемых изоляторами, от приложенного к ним напряжения (рис.4)

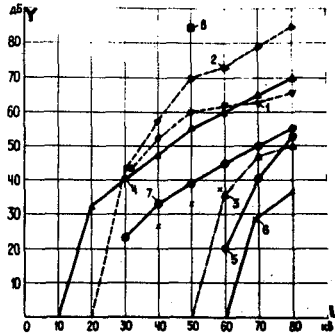


Рис.4 Уровни радиопомех фарфоровых изоляторов при различных внешних условиях

1 - сухие, промышленное загрязнение; 2 - туман, промышленное загрязнение; 3 - сухие, покрыты смазкой, загрязнены; 4 - туман, покрыты смазкой, загрязнены; 5 - сухие, чистые; 6 - туман, чистые; 7 - дождь, чистые; 8 - покрыты метилцеллюлозой, $\rho = 10$ мксм/см

Там же представлены зависимости радиопомех от приложенного напряжения и частоты для различного эксплуатационного состояния изоляторов. Зависимость РП от высоты ЛЭП над уровнем моря, т.е. от атмосферного давления, дана в [3].

$$E_{\Pi} = E'_{\Pi} = \frac{H - H'}{300}, \text{ дБ}$$

где E_{Π} и E'_{Π} - величины радиопомех при высотах над уровнем моря H и H' , соответственно.

Изменения радиопомех и их вероятностных характеристик с изменением частоты также представляются функциональной зависимостью $E = \varphi(F)[5]$, [6] и т.д.

В заключении можно сделать следующие выводы:

1. Величину напряженности поля радиопомех, излучаемых ЛЭП, целесообразно оценивать путем определения статистических характеристик процесса радиопомех. В качестве реализаций процесса принимаются отдельные участки, а вся ЛЭП рассматривается как единый источник.

2. При выборе соответствующего интервала наблюдения процесс излучения радиопомех от ЛЭП можно рассматривать стационарным.

3. Процесс излучения радиопомех от ЛЭП, в общем случае, не эргодичен, поэтому для определения вероятностных характеристик процесса

необходимо осуществить усреднение как по времени, так и по реализациям. Однако, в случае РП, обусловленных короной на проводах, их величину вдоль всей линии можно оценивать путем усреднения по времени одной типичной реализации.

4. Процесс излучения радиопомех от ЛЭП является периодическим. Периоды следования определяются частотой рабочего напряжения ЛЭП (для линий переменного тока), суточным и сезонным изменением основных факторов, влияющих на величину радиопомех.

5. Вероятностные параметры радиопомех определяются при заданных основных факторах. Изменение параметров радиопомех при изменении основных факторов определяется по их функциональным зависимостям, которые, в общем случае, тоже носят статистический характер.

Литература

1. James H. Gilebrist, J. B. Thomas, Model for radio interference produced by corona pulses on a.c. lines. "Proceeding IEE" Vol. 122, N 11, November 1975.
2. Д. Миддлтон. Введение в статистическую теорию связи. М., "Советское радио", 1961.
3. В. В. Бургсдорф, Н. П. Емельянов, Л. В. Тимашева и др. Руководящие указания по учету потерь на корону и помех от короны при выборе проводов воздушных линий электропередачи переменного тока 330-750 кВ и постоянного тока 800-1500 кВ. М., СЦТИ, ОРГ РЭС, 1975.
4. Ю. М. Абрамсон, В. В. Капитонов. Электромагнитная обстановка на трассах линий электропередач и нормы для защиты радиоприёма в полосе частот от 0,15 до 1000 МГц. *Electromagnetic compatibility, Wrocław, 22-24, Wrzesnia 1976.*
5. Влияние внешних условий на уровень помех от гирлянд изоляторов. В сб. "Помехи от линий высокого напряжения". "Энергия", Л., 1976.
6. Ю. М. Абрамсон, В. В. Капитонов. Электромагнитная обстановка на трассах линий электропередачи и нормы для защиты радиовещательного и телевизионного приёма. "Труды НИИР", № 3, 1978.

V.V.Kapitonov^{*})

ASSESSMENT OF RADIO INTERFERENCE FROM
POWER LINES TAKING INTO ACCOUNT THEIR
FLUCTUATIONS IN TIME AND SPACE

Statistical parameters of radio interference, radiated by overhead high-voltage power lines, are considered. The results of measurements which were made at individual sections of a power line are regarded as realizations of a radio interference process. The process in question is assumed to be stationary over the observation time interval. Expressions for determination of statistical parameters of radio interference are proposed.

Fig.1. Field strength of radio interference due to a corona on conductors as a function of a technical state of a power line.

Fig.2. Field strength of radio interference due to local discharges as a function of a technical state of a power line.

Fig.3. Process of radiation of local-discharge radio interference from power lines:

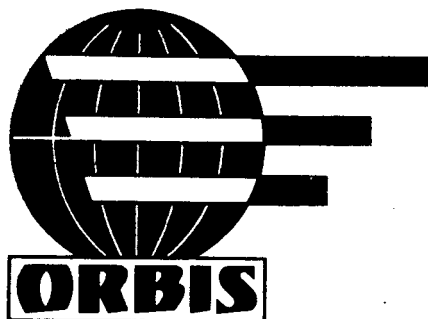
1 to 4 - realizations of the process; 5 - a process averaged on the basis of its realizations.

Fig.4. Levels of radio interference from porcelain insulators under different external conditions:

1 - dry insulators, industrial contamination; 2 - fog, industrial contamination; 3 - dry, contaminated insulators covered with grease; 4 - fog; contaminated insulators covered with grease; 5 - dry, clean insulators; 6 - fog; clean insulators; 7 - rain; clean insulators; 8 - insulators covered with methyl cellulose, $\beta = 10 \mu\text{mho/cm}$.

^{*}) Radio Research Institute LONIIR
Leningrad, USSR

„ORBIS” CONGRESS BUREAU



ORGANIZER OF CONGRESSES IN POLAND

- PROGRAM PREPARATION
- BUDGET PLANNING
- FULL INFORMATION
- ORGANIZATION OF SECRETARIAT
- DISTRIBUTION OF INVITATIONS
- NETWORK OF CORRESPONDENTS ALL OVER THE WORLD
- HIREING OF CONGRESS HALLS
- TECHNICAL SERVICE, SIMULTANEOUS TRANSLATION
- EQUIPMENT, SLIDES END FILM PROJECTION
- PROFESSIONAL AND TOURIST VISITS
- GUIDE INTERPRETERS
- TRANSFERS, COACHES AND CARS
- HOTEL BOOKINGS
- COLLECTION OF REGISTRATION FEES
- PRESS SERVICE AND PRINTINGS
- RECEPTIONS, BANQUETS, ETC.
- PREPARATION OF OFICIAL OPENINGS, CONCERTS, SHOWS, ETC.
- PRE - END POST - MEETING TOURS
- EXHIBITIONS

WARSZAWA .13. KRAKOWSKIE PRZEDMIEŚCIE
00-950 WARSZAWA P.O. BOX 146
TELEX 814728, TELEPHONE 26 16 58
BANK ACCOUNT NBP IX O/M WARSZAWA
NO 1094-3173

Ground-wave propagation
Land mobile service
Transmission loss

Maciej J. GRZYBKOWSKI x/

A NOVEL FORMULA FOR VHF/UHF PROPAGATION LOSS FOR LAND MOBILE COMMUNICATION IN RURAL TERRAIN

The simplified analysis of ground-wave propagation /called "unified analysis"/ in the 2 - 200 MHz frequency band was outlined by Prof. Wojnar and this author at the Third and Fourth Wrocław Symposia. The basic transmission loss /evaluated over the smooth, spherical earth within the adequate distance range/ changes proportionally to the distance raised to the fourth power. Multiple experiments have shown that this fourth-power-law is valid for frequencies up to approximately 500 + 1000 MHz. It is, however, necessary to introduce corrections allowing for sphericity of earth and for dissipation due to terrain irregularity.

1. A novel approach

Approximate methods published so far assessed the scattering due to terrain morphology by introducing additional loss factors, proportional to frequency-squared /i.e. Egli I1I, Saxton I2I and AFAM-suburban models/. Besides, more complicated computer methods were submitted. These methods /viz. CCIR A,B I4I and Durkin I5I methods/ account for many various propagation parameters. The complexity of computer methods restricts their use to precise engineering calculations.

x/ Warsaw Technical Academy, Warsaw, Poland.

Rapid assessment of propagation loss /in a single radio link/ cannot be obtained this way. In order to approach a simple solution, let us return to the formulas originating from the unified analysis I6,7,8I. Assume that the ground-wave propagation mode exists /in pure form/ if I9I

$$h_{t,r} \leq 30 \lambda^{2/3} \quad /1/$$

where

$h_{t,r}$ - actual height of the transmitting/receiving antenna [m]
 λ - the wavelength [m]

The ground-wave path between antennas exhibits basic /median/ transmission loss I7I equal to /in practical units/:

$$L_b = 120 + 40 \log d - 20 \log h_1 h_2 \quad [\text{dB}] \quad /2/$$

where

d - the distance between antennas [km]
 $h_{1,2} = \sqrt{h_{t,r}^2 + h_m^2}$ - the corrected elevation of the transmitting/receiving antenna [m]

and h_m - the apparent elevation of antennas [m]; see I6,8,10I.

Morphology and the curvature of the earth are responsible the additional transmission loss. If the frequency is raised the effects of irregularities in the terrain and the sphericity of earth are relatively more and more pronounced. The basic transmission loss L_b should then be supplemented by two correction factors ΔL_e and ΔL_p , so that first order estimate of the total loss L is given by

$$L = L_b + \Delta L_e + \Delta L_p \quad /3/$$

where

$\Delta L_e/f, d/$ - additional loss factor accounting for the curvature of the earth

$\Delta L_p/f/$ - additional loss factor accounting for terrain morphology

Specifically, two novel expressions are here proposed to evaluate the correction factors:

$$\Delta L_e = 2,1 \cdot 10^{-3} \cdot d^{3/2} \cdot f^{1/2} \quad [\text{dB}] \quad /4/$$

$$\Delta L_p = 10 \log f - 20 \quad [\text{dB}] \quad /5/$$

where d [km], f [MHz].

The range of validity for /3/ may be assessed as

$$d_{\min} \leq d \leq d_{\max} = 45 \lambda_{\text{m}}^{1/3} \quad [\text{km}] \quad /6/$$

where d_{\min} is lower limit of the basic zone in ground-wave propagation, see I10I.

Expression /4/ is not restricted as far as the frequency range is concerned. The analysis of experimental data permits us to contend that essential increment of transmission loss /accounting for real morphology of rural and suburban terrain/ above 100 MHz has been observed. Practically, in land mobile radiocommunication for the majority of type mobile-to-mobile and base-to-mobile radio links utilizing the frequencies below 100 MHz and low antennas, the additional loss factor may be omitted. In the range between 100 - 600 MHz it is necessary to use both correction factors.

It was tacitly assumed that the difference between 10% and 90% terrain contours over propagation paths does not exceed the value of terrain irregularity $\Delta h = 15\text{m}$ /typical rural or suburban area/.

2. Validation of the novel method

The novel method of evaluating the additional transmission loss is in Fig. 1 compared to the simple Egli and Saxton methods therein, following values were substituted:

after Egli I1I

$$\text{for } f \geq 40 \text{ MHz} \quad \Delta L_p = 20 \log f [\text{MHz}] - 32 \quad [\text{dB}]$$

$$\text{for } f < 40 \text{ MHz} \quad \Delta L_p = 0$$

and after Saxton I2I

$$\text{for } f \geq 70 \text{ MHz} \quad \Delta L_p = 20 \log f [\text{MHz}] - 37 \quad [\text{dB}]$$

$$\text{for } f < 70 \text{ MHz} \quad \Delta L_p = 0$$

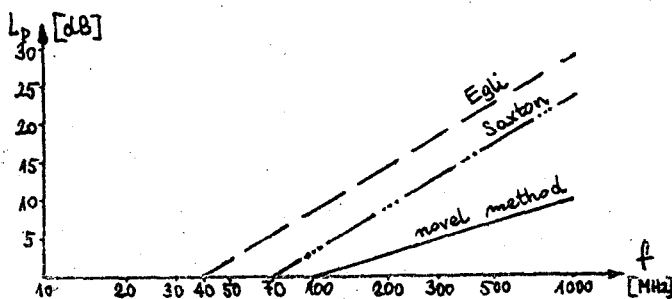


Fig. 1. The different estimates of the additional transmission loss caused by average terrain irregularities.

Let us that with this comparison the increase of transmission loss caused the curvature of earth is not taken into account in any of the methods.

Verification of the submitted method by experimental data and comparison to the propagation curves of CCIR IBI is shown in Fig. 2. It follows that the assessment of transmission loss by expression /3/ can be regarded as satisfactory in technical sense.

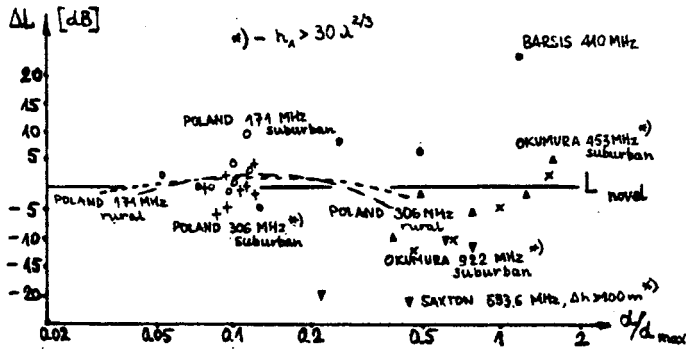


Fig.2. Median transmission loss evaluated by the novel method as compared to experimental data.

The use of Egli or Saxton method for calculations results in "too pessimistic" estimates of transmission loss. This leads to overdimensioning of the radiated power of transmitters, with increased pollution of the EM environment as a result.

3. Conclusions

Novel formulas facilitate rapid calculations of the transmission loss in the ground-wave propagation /beyond-horizon scattering disregarded/ over rural and suburban area. The formulas are valid in the frequency range from ca 100 MHz to ca 600 MHz /probably the upper limit can be extended to ca 1000 MHz/ with average terrain irregularities. The presented verification of the submitted formulas shows that the accuracy of the assessment /in the limited range of the frequency, distance and antenna heights/ seems satisfactory for the engineering practice.

The novel approach is recommended for approximate calculations of the median transmission loss in typical individual mobile radio links so that more complicated and costly computer methods can be replaced by simple calculator-assisted operations.

4. Acknowledgment

This author wish to acknowledge the aid and encouragement from Prof. Dr. Wojnar, especially during the preparation of the paper.

5. References

- I1I Egli J.J.: Radio propagation above 40 Mc over irregular terrain. Proc. IRE, vol. 45, October 1957, p. 1383-1391.
- I2I Saxton J.A.: Basic ground-wave propagation characteristics in the frequency band 50 - 800 Mc/s. Proc. IEE, Part 3, vol. 101, July 1954, p. 211-214.
- I3I McMahon J.H.: Interference and propagation formulas and tables used in the FCC Spectrum Management Task Force Land Mobile Frequency Assigment Model. IEEE Trans. on Vehicular Techn., vol. VT-23, No. 4, November 1974, p. 129-134.
- I4I CCIR: Report 425-1. XIII Plenary Assembly, vol. 5, Geneva, 1974.
- I5I Durkin J.: Computer prediction of service areas for VHF and UHF land mobile radio services. IEEE Trans. on Vehicular Techn., vol. VT-26, No. 4, November 1977, p. 323-327.
- I6I Wojnar A., Grzybkowski M.J.: A unified analysis of ground-wave propagation of useful and interfering signals. Proc. of the Third International Wrocław Symposium on EMC, EMC-76, p. 224-231.
- I7I Grzybkowski M.J.: Comparison of the results of simplified analysis to the measurements of ground-wave field strength. Proc. of the Fourth International Wrocław Symposium on EMC, EMC-78, p. 402-411.
- I8I CCIR: Report 567-1. XIV Plenary Assembly, vol. 5, Geneva, 1978.
- I9I Burrows C.R., Atwood S.S.: Radio wave propagation. Academic Press Inc. Publ., New York, 1949.
- I10I Grzybkowski M.J., Wojnar A.: Simplified models of radio-wave propagation in the vicinity of earth /in Polish/. Przegląd Telekomunikacyjny, vol. 50, July 1977, p. 209-214.

Мацей Я. Гжибковски

Варшавская техническая академия

Варшава, Польша

НОВАЯ ФОРМУЛА ОЦЕНКИ ПОТЕРЬ ЭНЕРГИИ ПРИ РАСПРОСТРАНЕНИИ РАДИОВОЛН НА ТРАССЕ НАЗЕМНОЙ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ В СЕЛЬСКОЙ МЕСТНОСТИ.

Основные потери энергии на радиотрассе при распространении электромагнитных волн в диапазоне 2 - 200 МГц обозначены кратко представленным на Третьем и Четвертом Вроцлавском Симпозиуме методом упрощенного анализа пропорционально зависят от четвертой степени междуантенного расстояния (в области радиогоризонта над сферической поверхностью Земли).

Как известно, этот закон имеет силу также в диапазоне до 1000 МГц, но надо внести дополнительные поправки на рассеивание волн от неровной поверхности а также на учёт кривизны Земли. Предложенный метод делает возможной быструю оценку медианы потерь энергии на радиотрассе в сельской местности о несколько шероховатой поверхности (при распространении радиоволн в области радиогоризонта для диапазона частот 100 + 600 МГц).

В докладе представлены также сравнения предвиденных величин медианы потерь энергии на разных радиотрассах, полученных этим методом (а также другими, известными по литературе методами), с множеством экспериментальных данных.

Рис.1. Различные методы оценки дополнительной потери энергии на радиотрассе о несколько шероховатой поверхности.

Рис.2. Сравнение оценки величины медианы потерь энергии с экспериментальными данными.

Television Interference,
Height Pattern of VHF Waves,
Reflection Coefficient of
Surface

H. Hashimoto, Y. Kanamaru

Height-Patterns of VHF Television Waves

It is very important to forecast the interference range of TV waves, due to reflection and screening by newly constructed high construction in order to establish adequate countermeasures at the planning stage.

Vertical field distribution, so-called height pattern characteristics of TV waves incoming to a tall construction should be determined for this purpose.

Height pattern characteristics of VHF TV waves with horizontal polarization were measured, by means of a vehicle and helicopter, in the line of sight propagation path in which the waves are reflected by the water's surface, the ground of rural or suburban areas and mountains or hills with a grazing angle of less than 3° . This report describes height pattern features, equivalent reflection coefficients of ground reflecting surfaces and differences between calculated and measured value of a free space field.

1. INTRODUCTION

TV wave interference is frequently caused by reflection or screening of the TV waves by construction of new buildings, overhead railways, bridges, or power transmission lines. Therefore, it is urgently needed to forecast the interference range at

Electric Engineering Laboratory,
Central Research Institute of Electric Power Industry (CRIEPI)
2-11-1, Iwatokita, Komae-shi, Tokyo 201, Japan

their planning stage to establish practical countermeasures.

Full knowledge on the height pattern characteristics of TV waves is extremely important together with an understanding of reflection and screening characteristics of tall constructions since the interference range is greatly influenced by the vertical field distribution of incoming waves to a tall constructions.

The authors have clarified the scattering characteristics of horizontally polarized VHF and UHF TV waves by overhead power transmission conductors and towers [1] - [3], and presented a forecast calculation method of ghost interference range based upon the results [4].

On the other hand, accurate forecasts of TV waves vertical distribution incoming to a power transmission line have been very hard because no measurement was made on the height pattern characteristics at more than 10 m higher from ground.

Therefore, height pattern characteristics were measured for VHF TV waves (90 MHz to 108 MHz, 170 MHz to 222 MHz) in line of sight propagation paths with reflection waves of the water's surface, rural area, suburbs, mountains and hills with a grazing angle of less than 3° . An vehicle and helicopter were used for measurement at lower than 10 m and higher than that respectively. From these results;

- (1) equivalent reflection coefficients of ground reflection surfaces by propagation paths,
 - (2) comparison of experimental values of free space field strength with calculated values, and
 - (3) relationship between field distribution above and below 10 m from ground level,
- are investigated.

With these questions clarified, vertical field distribution above 10 m can be estimated based upon measurement of vertical field distribution up to 10 m from the ground, which may contribute to an improvement in the forecast accuracy of TV wave interference range and for establishment of countermeasures.

2. EXPERIMENT OUTLINE

2.1 Measurement Principle

In a propagation path shown in Fig. 1, received field E is resultant field of free space wave E_0 directly reaching from the transmitting point through space and reflected wave E_R reached the receiving point after being reflected by the ground's surface, thus

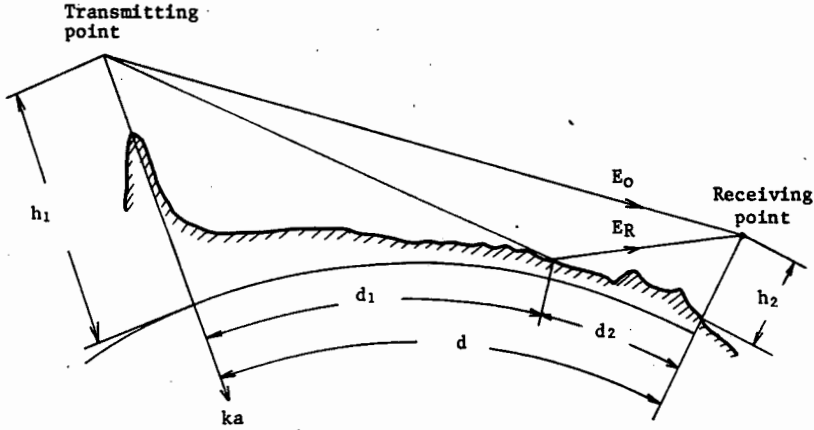


Fig. 1 Propagation path of spherical surface

we obtain.

$$\begin{aligned}
 E &= E_0 + E_R \\
 &= E_0 (1 + \rho e^{jk\Delta d}) \dots\dots\dots (1)
 \end{aligned}$$

where,

$$E_0 = \frac{\sqrt{P}}{d} \text{ (V/m)} \dots\dots\dots (2)$$

- P : Effective radiation power (W)
- d : Distance between transmitting and receiving points (m)
- ρ : Equivalent complex reflection coefficient
- $k = 2\pi/\lambda$ (λ : wavelength)
- Δd : Path difference between E_0 and E_R (m)

An E stripe pattern is generated by changing the height above ground level h_2 of receiving point as shown in Fig. 2, which results in maximum E_{max} and minimum E_{min} . Therefore, E_0 and ρ can be obtained from

$$E_0 = \frac{E_{max} + E_{min}}{2} \text{ (V/m)} \dots\dots (3)$$

$$\rho = \frac{E_{max} - E_{min}}{E_{max} + E_{min}} \dots\dots\dots (4)$$

2.2 Measuring Method

Two types of 8-element Yagi antennas were used exclusively for low and high TV channels.

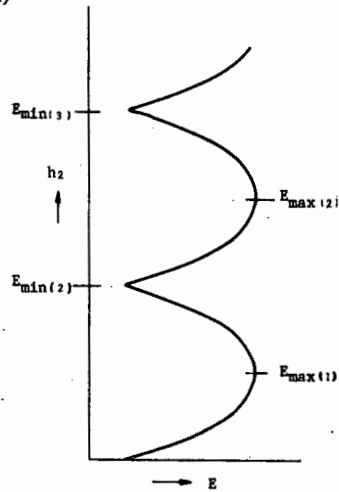


Fig. 2 Sketch of height pattern

An extendable pole on the car was used for field strength measurement up to 10 m. Instrument output for field strength was recorded on a three-pen recorder.

An Alwet III helicopter was used in view of the operators and instruments weight. The receiving antennas with an extendable pole was hung from a supporting mount under the helicopter. The receiving antenna was kept 6 m under the helicopter over a target plate or object placed when ground field was measured with a vehicle.

While the direction of the antenna and helicopter head were maintained until measurement was completed, the helicopter ascended vertically to measure field strength above 10 m. The outputs from the field strength meter and radio altitude meter were continuously recorded with the three-pen recorder as shown in Fig. 3.

In addition, measured values were printed and recorded at a constant interval using a personal computer and tape recorder as auxiliary devices.

Block diagram of measuring system by helicopter is shown in Fig. 4 [5].

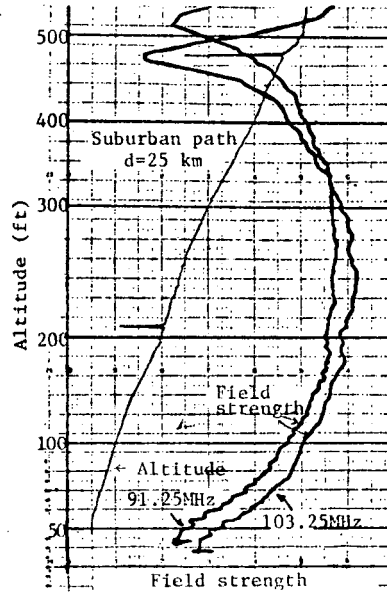


Fig. 3 A result of measurement

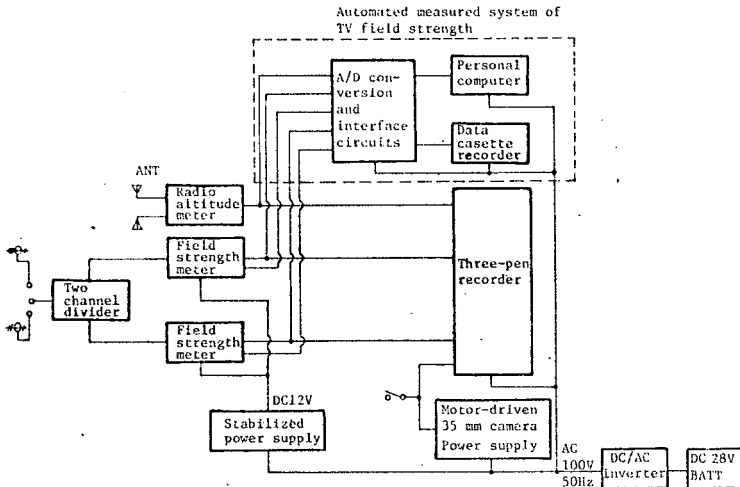


Fig. 4 Block diagram of measuring system on helicopter

Open places without reflection from construction and trees were selected for measurement points. Location of measurement and transmitting and receiving conditions are outlined in Table 1.

Table 1. Outline of measurement area and transmission/reception

Path	Measurement area	Transmission/reception position	Measurement frequency and above the sea of transmitting point	Measurement distance	Number of measuring point	Height of Measuring point
Water's surface	Japan Sea	Mt. Yahiko	177.25MHz, 665.8m	20-40km	3	18-100
Rural	Niigata Plain		217.25MHz, 668.6m	20-50km	8	18-100m
	Northern Kanto Plain	Tokyo Tower	91.25MHz, 340.2m	40-80km	9	45-450m
Suburbs	Northern Tokyo		103.25MHz, 340.2m	10-30km	11	10-150m
	Northern Tokyo		171.25MHz, 291.6m	10-30km	16	4-150m
Mountain and hill	Fukushima Pref.	Mt. Seaburi	91.25MHz, 849.9m 103.25MHz, 850.0m	10-16km	4	4-150m
		Mt. Sasamori	199.25MHz, 659.8m 212.25MHz, 660.0m	4-8km	4	4-150m

3. MEASUREMENT RESULTS AND DISCUSSIONS

3.1 Results

Height pattern features are described below as classified by paths.

(1) Water's surface path

Smooth height patterns with more than 20 dB difference between levels of E_{\max} and E_{\min} were observed. The sea's surface was quiet and there was no swell.

(2) Rural path

Slight distortion was found in the height patterns compared with the water surface path. The level difference between E_{\max} and E_{\min} was 15 to 20 dB.

(3) Suburban path

More distortion was observed. However, E_{\max} and E_{\min} were measured with clarify. The level difference was 10 to 15 dB in most cases.

(4) Mountain and hill path

Most of the height pattern contained a lot of distortion with the level difference between E_{\max} and E_{\min} varying irregularly around 2 to 10 dB. ρ of the mountain path were 0.1 to 0.3 and the hill path were 0.3 to 0.5.

3.2 Discussion

(1) Altitude of E_{max} and E_{min}

Measurement results on the propagation path of the water's surface and rural area were well in agreement with the calculated values for the spherical ground path on the assumption that the phase is reversed 180° by reflection at ground surface. Altitudes of E_{min} (2) occurrence, obtained by calculation and observation, are given in Fig. 5 for the propagation path in the northern Kanto Plain which includes the suburban area path and the transmitting point, Tokyo Tower, which is located in central Tokyo.

It is shown that the ground reflection surface is 10 to 15 m higher for shorter propagation paths. The reason for this is that the ground reflection surface has a reflection point in areas with buildings at higher density as the reflection surface approaches the transmitting point.

Smaller values of ρ are obtained for these cases as described below.

(2) Equivalent reflection coefficient

Values of ρ in Table 2 were obtained for each propagation path by applying Eq. (4) for measured height patterns results. No notable difference was found in the frequency.

ρ in the propagation path at a suburban area has a normal distribution between 0.35 and 0.85 with a mean value at 0.6 and standard deviation of about 0.15. This deviation is somewhat larger than those of paths on the water's surface or the rural area, probably because part of the ground surface is covered with water and there are also cluster of buildings. $\rho \approx 0.85$ was obtained when the reflecting ground equivalent to the height of E_{min} (2) was a river, floodway or paddy field. $\rho \approx 0.35$ was obtained with

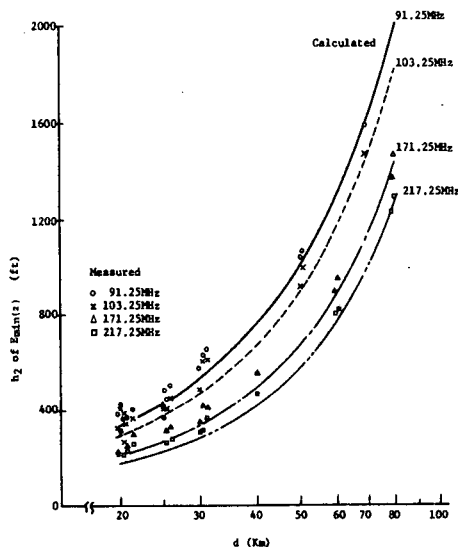


Fig. 5. Distance characteristics of h_2 to give $E_{min}(2)$

Table 2. Paths and ρ

Path	ρ
Water's surface	0.9
Rural	0.7
Suburbs	0.6
Mountain and hill	0.1 - 0.5

$d \approx 10$ km in a low channel. In this case, the reflecting point corresponding to $E_{\min(2)}$ was close to central urban areas with dense clusters of buildings, as the height of transmitting point was high and propagation distance was short. However, it is found that $\rho \approx 0.6$ on most part of the suburban propagation path which is composed of housings, farm land and trees.

(3) Free space field strength E_0

E_0 calculated from Eq. (2) taking account of the transmitting antenna horizontal directivity is compared in the Table 3 with measurement by Eq. (3) for the propagation path in the northern Kanto Plain. Measurement values are lower than the calculated value by 6 dB in low channel and 3 dB in high channel in the suburban propagation path. These values are almost equal to each other in rural areas in the extended direction of the suburban path viewed from Tokyo Tower. Seasonal variation in VHF TV waves should be examined in future.

Table 3. Level difference between calculated and measured values of free space field strength

Measuring frequency	Path	
	Suburbs	Rural
91.25MHz	6.8 \pm 1.8dB	1 \pm 0.5dB
103.25MHz	5.5 \pm 1.1dB	3 \pm 3.0dB
171.25MHz	4.1 \pm 1.6dB	0.9 \pm 1.9dB
217.25MHz	2.7 \pm 2.0dB	0.5 \pm 2.2dB

(4) Effective area of reflection ground

E_{\max} and E_{\min} vary with ρ . When ρ changes from 0 to 1, E_{\max} varies between 0 dB and 6 dB.

E_{\min} , on the other hand changes greatly from 0 to $-\infty$ dB, showing a more remarkable change than that of E_{\max} .

$E_{\min(2)}$ of frequency 171.25 MHz was as low as $\rho \approx 0.9$ in a suburban path of $d \approx 10$ km. The ground reflection point at this height was determined on a map. It was located on a river crossing the propagation path with a width of about 500 m including floodway. The low value $\rho \approx 0.35$ was caused by the fact that clusters of buildings on both sides of the river became reflection points to generate $E_{\min(2)}$ in the low channel as stated above.

Assuming that the ground is flat, $d = 10$ km, $h_1 = 300$ m, $h_2 = 100$ m, and $\lambda = 3$ m and 1.5 m in Fig. 1; the first Fresnel zone ($n = 1/2$) on the ground surface centered at the geometrical optic reflection point is shown in Fig. 6. It is a plane with long length along the propagation direction and short in the perpendicular direction to it. These lengths are equal to 26 - 36 % of the propagation distance in the propagation direction and about 4 % of the lengths of propagation direction in the perpendicular propagation direction. Results with smaller n are also given in Fig. 6.

The width is about 1 km in the propagation direction, even in case of $\lambda = 1.5$ m and $n = 1/20$. This value is twice as large as the width of the river (500 m). Accordingly, an effective reflection surface contributing to reflection is considerably smaller than the first Fresnel zone. Therefore, ρ changes depending upon the local variation of ground characteristics.

Further quantitative study is necessary on the effective reflection area of a spherical ground surface which contributes to reflection.

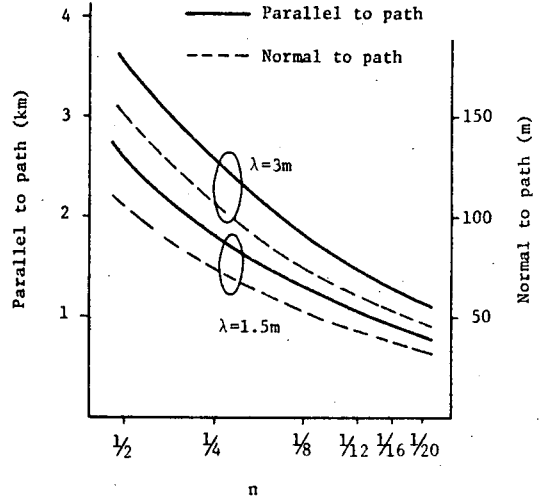


Fig. 6 Fresnel zone of reflected wave at reflection point.
($d=10$ km, $h_1=300$ m, $h_2=100$ m)

(5) Electric field continuity on and above ground

Good agreement was shown by data from 36 cases of 63 observations at an altitude of 10 m measured from the vehicle and from the Alwet III helicopter. The rest showed higher values in measurements from the ground except in 3 cases.

As most of the measurements were made at sites with an open surrounding area, $\rho \approx 0.7 - 0.9$ may have been given, depending upon whether the reflection ground was a rural area or water's surface. Therefore, the electric field varies considerably depending upon measurement height at $h_2 \approx 10$ m. Height pattern measurements by helicopter were made by instrument adjustment while it is hovering at about 16 m from the ground according to radio altitude meter readings, then vertically ascending. Therefore, radio altitude meter reading errors may have caused the difference in levels.

Consequently, it is considered that the height pattern can be estimated from ground reflection surface characteristics on the propagation path if we can measure the field strength up to 10 m where the surrounding measurement area is open enough.

4. CONCLUSION

Height pattern characteristics were measured and valuable data was obtained for a ground reflection surface with a grazing angle less than 3° in various types of propagation paths. These data were needed for accurate interference range forecast of VHF

TV waves due to high constructions. The results are summarized as follows: —

- (1) Altitudes at which E_{\max} and E_{\min} occur in propagation paths on the water's surface and rural area well agree with values calculated on the assumption of spherical ground as the propagation path, and a phase change of 180° at ground reflection.
- (2) Equivalent reflection coefficients were obtained by measurement which correspond to characteristics of ground surfaces well.
- (3) Result was obtained to show that effective reflection area of ground is significantly smaller than the first Fresnel zone with a center at geometrical optic reflecting point.
- (4) Measurements of the free space electric field at the suburban propagation path did not agree very well with the calculated height pattern based upon nominal output and transmitting antenna horizontal directivity. Further examination is required on seasonal variation of TV waves.
- (5) Measurements of an electric field up to 10 m from the ground can provide an estimation of vertical field distribution at sites with open surroundings.

Acknowledgement: The author deeply appreciates Mr. K. Takeshita who cooperated in the experiment and HOSO-BUNKA Foundation who funded the present study.

5. REFERENCES

- [1] K. Takeshita, et al; "Scattering Characteristics of VHF/UHF Broadcasting Waves by Overhead Power Transmission Conductors", IEEE Trans. EMC, vol. EMC-21, No. 1, Feb. 1979, p.33-40.
- [2] S. Toyoda and H. Hashimoto; "Scattering Characteristics of VHF Television Broadcasting Waves by Steel Towers of Overhead Power Transmission Lines", IEEE Trans. EMC, vol. EMC-21, No. 1, Feb. 1979, pp62-65.
- [3] S. Toyoda, et al; "Screening Characteristics of VHF Television Broadcasting Waves by Steel Towers of Overhead Power Transmission Lines", Proceedings of the Third International Rotterdam Symposium on EMC, pp237-240, 1979.
- [4] H. Hashimoto; "Forecast Calculation Methods of Interference Range due to VHF and UHF TV Waves Scattering from Overhead Power Transmission Lines", Proceedings of the fourth International Wroclaw Symposium on EMC, pp394-400, 1978.
- [5] Y. Kanamaru and H. Hashimoto; "Height patterns of VHF Television Waves" CRIEPI Report No. 176030 and 178007.

Х. Хашимото, И. Канамару^{*})

Характеристики изменения с высотой ТВ сигнала ОВЧ

Очень важным является предвидеть область помех из за отражений и теней, вызванных новыми высотными зданиями, с целью предпринять соответствующие меры еще на стадии их проектирования. Для этого необходимо определить распределение с высотой приходящего до этих конструкций поля ОВЧ. Характеристики изменения с высотой поля ТВ передач ОВЧ /в Японии 90-108 и 170-222 МГц/ с горизонтальной поляризацией были измерены с помощью автомашины и вертолета /изменение высоты от 4 до 150 м/ для трасс прямой видимости, при которых волны отражались от поверхности воды, земли в сельскохозяйственных местностях и в городе или в горных местностях с настильным углом менее 3° . В работе описаны высотные характеристики изменения, эквивалентные коэффициенты отражения и разницы между вычисленными и измеренными значениями напряженности поля в свободном пространстве.

Рис. 1. Траектория распространения на сферической поверхности.

Рис. 2. Эскиз высотной характеристики.

Рис. 3. Результаты измерений.

Рис. 4. Блок-схема измерительной установки на вертолете.

Рис. 5. Характеристики изменения с расстоянием h_2 , чтобы получить $E_{\text{мин}}(z)$.

Рис. 6. Зона Френеля отражающей волны в отражающей точке.

^{*}) Центральный НИИ энергетической промышленности, Токио, Япония

TV, Interference, Building

Toshio Hosono, Takashi Hinata x/
Tsuneki Yamazaki, Morihide Yamazaki

SOME TECHNIQUES FOR SUPPRESSING TV-SIGNAL INTERFERENCE CAUSED BY TALL BUILDINGS

Two problems concerning the techniques for suppressing TV-signal interference caused by tall buildings were studied:

- (1) Estimation of the influence of the building cross-section on the scattering characteristics.
- (2) Design of a periodic wall structure which produces little interference.

For problem (1), we have established an economical method for calculating the electromagnetic fields scattered by a rectangular building, which can also be used in cases of other types of cross-section. Scattering patterns of rectangular and Hotel New Otani type buildings are presented.

For (2), we have got a wall structure with periodic distribution of dielectric constant which reflects only 10% of the incident energy back to the ground, in a frequency band 100 to 200 MHz.

1. INTRODUCTION

Of late, in large cities, the TV-signal interference caused by tall buildings has become a serious social and economical problem. For example, the Sunshine-60 building, 240 m high and erected in 1978 in the north-west of Tokyo, has given harmful interference to some hundred thousands households and its remedy is said to cost more than 20 million dollars (Fig. 1).

x/ College of Science & Technology, Nihon University, Tokyo, Japan

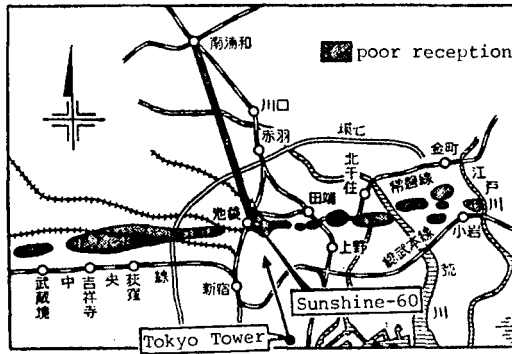


Fig.1. The areas of poor reception caused by the Sunshine-60, surveyed by Japan Broadcasting Corporation (after THE MAINICHI, Oct.,26, 1977)

Under these circumstances, it is highly desirable to develop some economical techniques for estimating the interference caused by a building at the planning stage as well as for designing a building which produces little interference.

We have been studying these problems in two directions:

- (1) Development of a method for estimating the influence of the building cross-section on the interference.
- (2) Investigation of a wall structure which causes little interference.

As for (1), we have come to a conclusion that the point matching method, when used correctly, provides a powerful and economical method for analyzing and estimating the influence of building cross-section on the scattering characteristics. We shall show this by presenting some examples: (a) Scattering by a rectangular building. (b) Scattering by a Hotel New Otani type building.

For (2), we are developing a wall structure which has periodic but asymmetric distribution of dielectric constant and reflects only 10% of the incident energy back to the ground.

2. SCATTERING ANALYSIS BY POINT MATCHING METHOD

2.1. Systematic Point Matching Method

The point matching method(abbreviated PMM) is not new. It has been used by quite many researchers, but often incorrectly, so that

- not a few investigators think it unreliable. We have studied the correct use of PMM which is summarized in the following algorithm:
- (1) Divide the whole space into several subspaces by planes, circular cylinders, spheres and so on, so that the surface of the scatterer belongs partly to some boundaries of the subspaces. This is quite similar to the philosophy of the painter Paul Sezanne.
 - (2) Expand the fields in every subspace by the complete set of wave functions in that subspace which can be obtained by the method of separation of variables.
 - (3) Choose the matching points on the boundaries of the subspace so that the coefficient matrix of the resulting linear system of equations is nonsingular.
 - (4) Repeat the computation for increased values of the number N of matching points.
 - (5) Regarding the data obtained in (4) as function of N , perform Lagrangian extrapolation to $1/N = 0$ to get the true values.

After applying this algorithm to many problems, we arrived at the following conclusions:

- (a) PMM is quite reliable, when used correctly, in the sense that we can easily estimate and control the error.
- (b) PMM is economical in the sense that:
 - (b1) Little preliminary analytical consideration is needed.
 - (b2) Computer programming is very easy.
 - (b3) Required CPU time and memory size are moderate.
- (c) PMM is powerful in the sense that:
 - (c1) It is applicable to those models which closely approximate the real building characteristics.

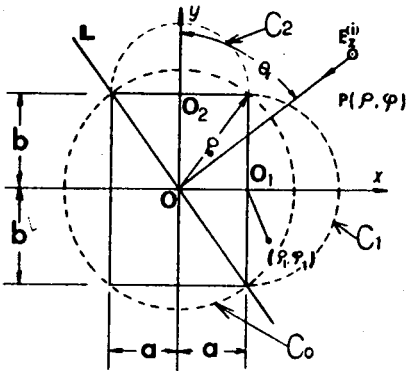


Fig. 2. Cross-section and coordinates

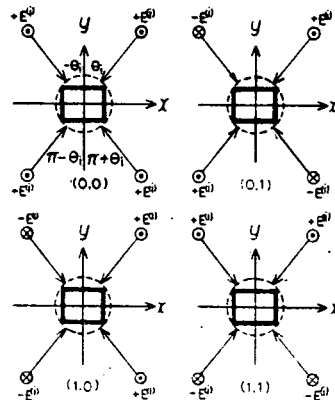


Fig. 3. Four symmetric components

(c2) It can be used to very high frequencies where the Huygens-Kirchhoff method is effective, so that PMM together with the Huygens method covers the whole frequency region.

2.2. Scattering by Rectangular Building

As the first example of PMM analysis, we take up the scattering by a rectangular building. The geometry and coordinates are shown in Fig. 2. Taking into account of the symmetry property, the field is decomposed into four symmetric components denoted as (00), (10), (01), and (11) in Fig. 3. Thus it is sufficient to consider only the first quadrant, which is divided into three subspaces by circles C_0 , C_1 , and C_2 (Fig. 2).

The field outside C_0 can be expressed by Fourier-Hankel series, while the field inside the circles C_1 and C_2 are expressed by Fourier-Bessel series. As the matching points we take N points on C_0 at an equal interval, of which M_1 points lie inside C_1 and M_2 points inside C_2 . With this choice of matching points, the field expressions are truncated to N terms outside C_0 , to M_1 terms inside C_1 , and to M_2 terms inside C_2 , respectively.

The computed data separate, as functions of N , into eight classes according to the way they approach to the true value. This is seen,

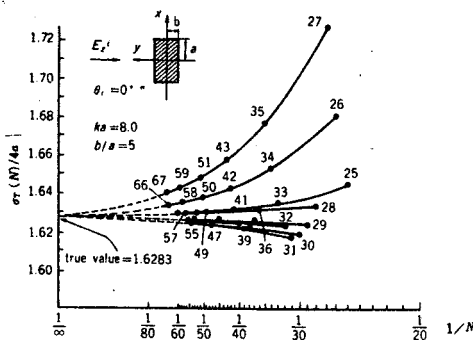


Fig. 4. Variation of data as functions of N

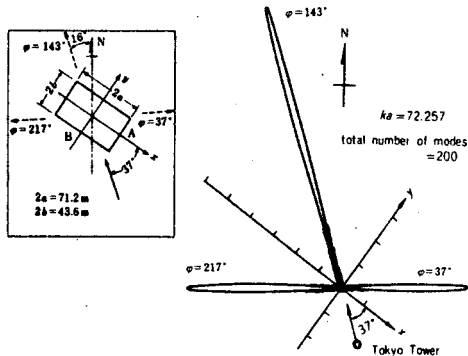
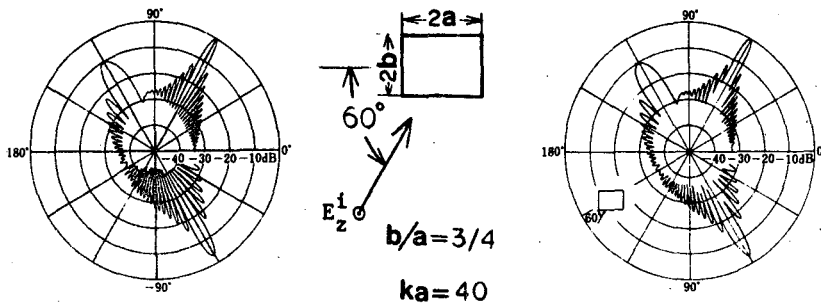


Fig. 5. Computed scattering pattern for the Sunshine-60 building

for example, from the plot of the normalized total cross-section as functions of $1/N$ (Fig. 4). The plot like this is used in two ways: (1) to estimate the true value of the solution and (2) to estimate the relative error of the N -th approximation. In the case of Fig. 4, the estimated true value of the total cross-section is 1.6283 and the estimated relative error for $N = 40$ is about 0.21%.

Fig. 5 is the computed scattering pattern of the Sunshine-60 building mentioned in Chap. 1, for the incident wave of 96.9 MHz



(a) By PMM [1] (b) By Wiener-Hopf method [2]
 Fig. 6. A comparison of PMM with Wiener-Hopf method

transmitted from the Tokyo Tower by NHK. It is seen that, in this range of projected ka values ($ka \cos 37^\circ = 57.5$ and $kb \sin 37^\circ = 26.6$), PMM gives results in good agreement with those by Huygens method.

Fig. 6 is a comparison of PMM with Wiener-Hopf method, which shows an excellent agreement between them and proves the reliability of PMM.

2.3. Scattering by a Hotel New Ootani Type Building

As the second example, we present the scattering by a building with cross-section given in Fig. 7. In this case, on account of the symmetry property, it is sufficient to consider only the sectorial region of 60 degrees, which is divided into two subregions by two circles C_0 and C_1 . In the same way as in the rectangular case, the field outside C_0 is expressed by Fourier-Hankel series and the field inside C_1 by Fourier-Bessel series. We take N matching points on C_0 equidistantly of which M_1 points lie in free space and $N - M_1$ points on the wall. After truncating the field outside C_0 to N terms and the field inside C_1 to M_1 terms, they are matched at the matching points.

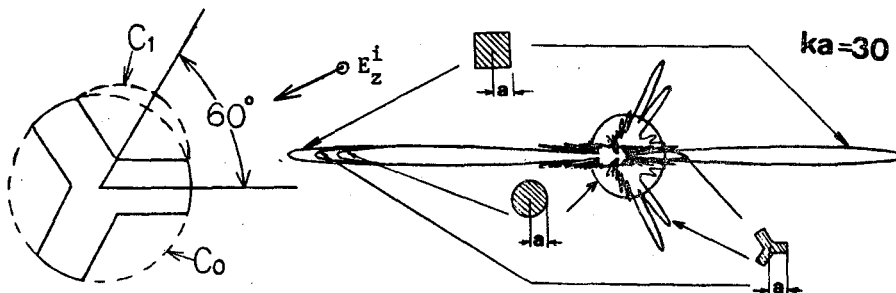


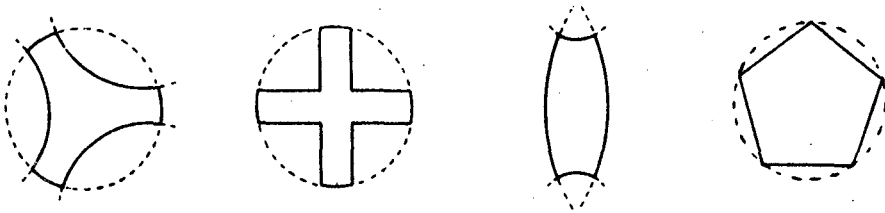
Fig. 7. Hotel New Ootani type building Fig. 8. Comparison of scattering pattern of three types of building

In Fig. 8 the scattering pattern of a Hotel New Ootani type building is compared with those of square and circular buildings, which tells us that:

- (1) Square building gives a few but large lobes.
- (2) Hotel New Ootani type building gives a larger number of smaller lobes.
- (3) Circular building gives, so to speak, an infinite number of small lobes which are distributed rather uniformly.

2.4. Other Types of Cross-section

In order to study the influence of the building cross-section on the scattering characteristics, we are investigating those geometries as shown in Fig. 9 (a), (b), (c), and (d).



(a) 2nd Hotel New Ootani type (b) Crisscross (c) Montparnasse Building type (d) Pentagon

Fig. 9. Various types of building cross-section

3. PERIODIC WALL STRUCTURE

To get a wall which produces less interference as compared with the ordinary one, we studied a periodic structure depicted in Fig. 10. Fig. 10 (a) shows a part of the vertical cross-section of the wall and (b) the periodic but asymmetric distribution of the dielectric constant of the wall which is assumed to be uniform along z -axis.

3.1. Fields in the Free Space

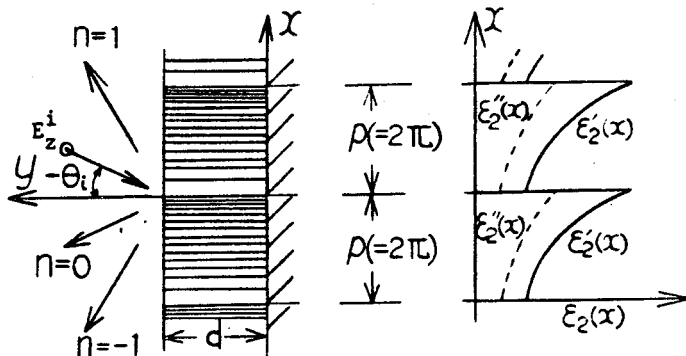
The incident wave is assumed to be horizontally polarized with angle of incidence θ_i :

$$E_z^i = \exp jk_0(x \sin \theta_i - y \cos \theta_i), \quad k_0 \triangleq \omega(\epsilon_0 \mu_0)^{1/2} \quad (1)$$

The reflected wave is expressed, taking into consideration the periodic property of the reflecting wall, by

$$E_z^r = \exp j(k_0 x \sin \theta_i) \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \exp j(nx + k_{0n}y) \quad (2)$$

where $k_{0n}^2 = k_0^2 - (n + k_0 \sin \theta_i)^2$, $\text{Im}(k_{0n}) \geq 0$



(a) Periodic wall structure and coordinates

(b) Periodic distribution of dielectric constant

Fig. 10. Wall with periodic distribution of dielectric constant

3.2. Field in the Wall

The free modes in the periodic wall are obtained through the Hill's equation. For the structure of Fig. 10, there is a conducting plate at $y = -d$ which short-circuits the electric field, so that we have as the expression for the field in the wall:

$$E_z^W = \sum_{m=1}^{\infty} a_m \sin(h_m(y+d)) f_m(x) \quad (3)$$

where

$$f_m(x) = \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} u_{\nu}^m \exp(j\nu x)$$

$$[A_{\alpha\beta}] [u_{\beta}^m] = h_m^2 [u_{\alpha}^m]$$

$$A_{\alpha\beta} = \xi_{\alpha\beta} - \epsilon_{\alpha}^2 \delta_{\alpha\beta}, \quad \epsilon_{\alpha} = \alpha + k_0 \sin \theta_i$$

$$\xi_{\alpha\beta} = (\omega^2 \mu_0 / 2\pi) \int_0^{2\pi} (\epsilon_2'(x) + j\epsilon_2''(x)) (\exp j(\alpha - \beta)x) dx.$$

3.3. Reflection Coefficients and Numerical Results

The boundary conditions at the surface of the wall ($y = 0$) yield an equation for determining the complex amplitudes a_n of modes in the wall:

$$\sum_{m=1}^{2N+1} a_m(N) (k_{0n} \sin(h_m d) + j h_m \cos(h_m d)) u_n^m = 2k_{00} \delta_{n0} \quad (4)$$

The reflection coefficients c_n are in turn obtained by the equation:

$$c_n(N) = \sum_{m=1}^{2N+1} a_m(N) \sin(h_m d) u_n^m - \delta_{n0} \quad (5)$$

Finally, the power reflection coefficients are given by

$$|R_n(N)|^2 = \text{Re}(k_{0n}) |c_n(N)|^2 / (k_0 \cos \theta_i) \quad (6)$$

In calculation, the number of modes in the wall is chosen so that the truncation error for the power reflection is less than 0.5%.

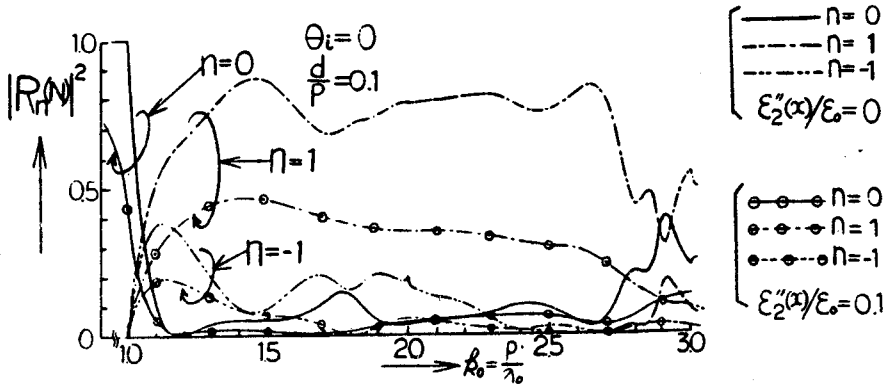


Fig. 11. An example of scattering characteristics of wall with periodic structure

Fig. 11 shows an example of the scattering characteristics obtained in the case where the dielectric constant of the wall varies in one period of structure as

$$\epsilon_2(x)/\epsilon_0 = 1.5 + 8.5(x/p)^3, \quad 0 \leq x \leq p \quad (7)$$

The two sets of curves correspond to the cases without loss and with dissipation factor of 0.1, respectively.

The reflected wave components with $n = 0$ and -1 go toward the ground and give rise to an interference while the wave with $n = 1$ directs in the sky and produces no interference. The total energy reflected toward the ground is, for the case with dissipation of 0.1, less than 10% of the incident energy over the k values between 1.4 and 2.8.

These results tell us that, by suitable choice of the periodic distribution of the wall dielectric constant, the interference can be reduced considerably. A numerical example is given by:

Frequency band	100 - 200 MHz
Period of wall structure	4.2 m

Thickness of wall	42 cm
Reflection loss	10 db

4. CONCLUSION

We have shown: (1) The systematic point matching method provides a powerful, reliable, and economical method for estimating the effects of building cross-section on the scattering characteristics. As example of this, rectangular and Hotel New Ootani type buildings were analyzed with a result that the latter produces a large number of smaller lobes as compared with the former. Other types of building cross-section, interesting for the reduction of interference, are presented. (2) A periodic wall structure whose dielectric constant varies periodically but asymmetrically produces much less interference over a frequency band 100 to 200 MHz.

In connection with (2), we are developing materials (plastics, concrete, etc.) which is made, by adding suitable amount of junk metal from factories, to have a desired distribution of dielectric constant.

It is hoped that these two techniques with other known ones will be used to suppress the TV interference to a permissible level, though there remain much to be done for carrying this into practice.

5. REFERENCES

1. Hosono T., Hinata T., Yamazaki T., Ezaki K.: Scattering of plane electromagnetic waves by conducting rectangular cylinders. IECE Trans. vol. 62-B, No. 7, July 1979, p. 690-697 (in Japanese).
2. Aoki A, Uchida K.: Scattering of a plane electromagnetic wave by a conducting rectangular cylinder--E polarized wave. Memoirs of the Faculty of Engineering, Kyushu University, vol. 38, No. 2, 1978, p. 153.

Т. Хосоно, Т. Хината, Т. Ямаваки, М. Ямаваки*)

Некоторые методы подавления помех в приеме ТВ сигнала
вызванных высотными зданиями

Исследовались две проблемы, касающиеся метода подавления помех ТВ сигналам от высотных зданий:

- 1/ Оценка влияния профиля здания на характеристики рассеяния,
- 2/ проектирование периодической структуры стен, которая дает небольшие помехи.

Для проблемы 1/ был установлен экономичный метод вычисления полей рассеянных прямоугольными зданиями, который можно также использовать в случае других типов профилей. Представлены характеристики рассеяния прямоугольного здания и здания типа гостиница новый Оотани.

Для проблемы 2/ была разработана структура с периодическим распределением диэлектрической постоянной, которая отражает обратно к земле только 10% падающей энергии в диапазоне частот 100 - 200 МГц.

Рис. 1. Районы плохого приема вызванного зданием Саншайн-60.

Рис. 2. Профиль и координаты.

Рис. 3. Четыре симметричных составляющих.

Рис. 4. Изменение данных в функции N.

Рис. 5. Вычисленная характеристика рассеяния здания Саншайн-60.

Рис. 6. Сравнение метода ПММ и метода Винера-Хопфа.

Рис. 7. Здание типа гостиница новый Оотани.

Рис. 8. Сравнение характеристик рассеяния трех типов зданий.

Рис. 9. Разные типы профилей зданий,
а. вторая гостиница новый Оотани,
б. перекрещивающийся,
в. здание типа Монтпарнас,
г. здание типа Пентагон.

Рис. 10. Стена с периодическим распределением диэлектрической пост.
а. периодическая структура стены и координаты,
б. периодическое распределение диэлектрической постоянной.

Рис. 11. Пример характеристик рассеяния стены с периодической структурой.

*) Университет Нихон, Токио, Япония

Propagation, VHF/UHF
propagation, urban area
propagation, mobile radio
propagation

Béla SZEKERES x/

PROPAGATION IN URBAN AREAS BETWEEN ANTENNAS OF LOW ELEVATION AT VHF AND UHF FREQUENCIES

The aim of this paper is to present results of a series of short distance /20-1000m/ propagation measurements conducted in the urban area of Budapest in the VHF and UHF band in order to supplement presently available propagation data.

The results of our measurements have shown, that for line of sight paths short distance propagation between antennas of low elevation in urban areas during hours of heavy road traffic does not follow the anticipated plane earth law but follows a modified free space law.

1. INTRODUCTION

1.1. Propagation models necessary for land mobile radio compatibility

In designing mobile radio systems for urban areas propagation has preserved its own long-lasting importance for useful and interfering signals as well.

x/ Assistant professor, Technical University of Budapest,
Chair of Microwave Telecommunications,
Goldmann György tér 3., Budapest, 1111, Hungary.

In order to handle inter-system and intra-system interference propagation including cositing and close-siting problems EMC calculations require propagation models and data proper to each level of the system considered. Owing to the extremely complex nature of the electromagnetic wave propagation in highly built-up areas, statistical models are constructed.

For the useful signal, propagation between base and mobile and vice versa has been the subject of extensive studies ending with generally accepted models [1] [2], and corrections for local terrain [3]. A common feature of these propagation models however, is their limited range of validity in operating conditions; i.e. frequency, distance, antenna heights, terrain features etc...

It is for this reason that the practicing systems engineer has to face several unresolved problems such as

- a./ long distance propagation to calculate cochannel interference,
- b./ building attenuation to calculate portable radio ranges and cosite compatibility,
- c./ direct mobile to mobile propagation for useful and interfering signals especially in dense environment, i.e. in highly built-up areas and in forests.

Considering long distance propagation presently available data [4] [5] [6] is not enough to draw a conclusion and further work is needed.

The building attenuation problem has been attacked from several directions [7] [8] and a method of evaluation and presentation was worked out in forms of statistical distributions together with some preliminary results [9].

This paper is a summary of work done to study direct mobile to mobile propagation.

2. PREPARATIONS AND METHODS OF MEASUREMENTS.

2.1. Object

The aim of this paper is to present results of a series of short distance /20 - 1000 m/ propagation measurements conducted in the urban area of Budapest in the VHF and UHF band in order to work

out methods of measurements, procedures for evaluation and presentation and to obtain some preliminary results at important frequencies of mobile radio. In a broader sense the purpose of the work has been to construct quantitative models for direct mobile to mobile propagation.

Such models are necessary to calculate the path loss of portables and mobiles operating in a limited geographical area without an elevated relay, and to calculate intersystem interference in areas having high mobile density.

It comes from the objects discussed that statistics of variations caused by multipath reflections are not investigated, but their effect on the accuracy of the measurements shall be removed by statistical methods.

2.2. Main parameters

The main parameters of the experiments are as follows;

- Frequencies: 150 MHz and 450 MHz.
- Distance: 20 - 1000 m.
- Antenna heights: 1,5 m at both ends.
- Antennas: quarter wave whip and half wave coaxial dipole.
- Polarization: vertical.

The maximum measurable path attenuation determined by the power of the transmitter and the sensitivity of the receiver was 147 dB.

Field strength plots were made with the transmitting end moving on prescribed paths. While the receiving end was stationary. The course to be covered were selected so as to have all the typical paths, i.e. line of sight shadowed, in equal proportions for all distances. Thus an office district covered with four to six story buildings having two long avenues and having an area of about one square kilometer was sampled resulting in a total path length of 210 km traversed. The measurement program has been carried out in day time during heavy traffic hours with instrumentation constructed so as to use normal cars participating in actual traffic.

2.3. Methods of measurements

The block diagram of the measurements is shown by Fig.1.

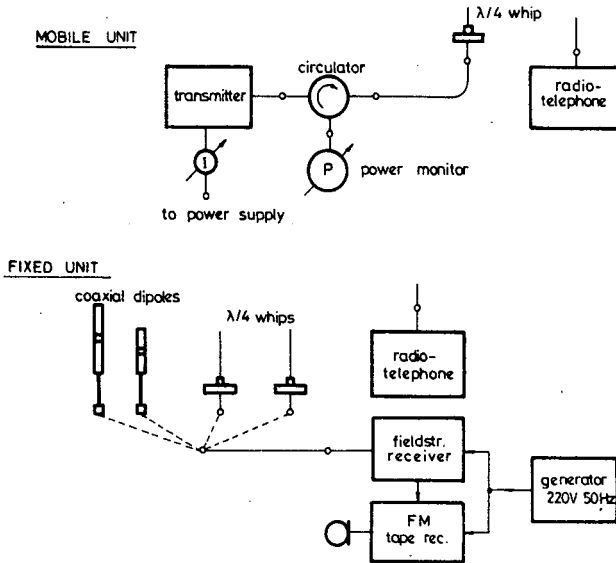


Fig.1. Measurement setup.

The transmitters constructed for this measurements has been small compact crystal controlled units with stabilized RF power. At their output ferrite circulators were used for protection against antenna mismatches.

Antennas used at the mobile unit are quarter wave whips and coaxial dipoles mounted on a tripod at the fixed site. For this type of vertical antenna the effect of supporting structure is negligible. For comparison quarter wave whips have also been installed as shown by the figure.

The main difficulty with such measurements is that fieldstrength meters and recording devices have long time constants and limited dynamic range necessitating slow vehiclespeed and frequent range changes. To avoid these difficulties a standard fieldstrength receiver was modified to have a time constant of 0,2 msec. enabling to track deep fades as low as -40dB at 150MHz and -30dB at 450MHz

below the RMS level at a vehicle speed of 60km/h in case of Rayleigh distributed signal envelope. The dynamic range of the detector was also improved to have 50dB in the linear mode of the receiver. As a recording instrument an FM tape recorder having two measuring channels with 50dB dynamic range was connected at the output of the receiver. For communication purposes there was a separate two way radiotelephone connection between the fixed and mobile station. Positions of the vehicle were reported back to the fixed site and there recorded on the service channel of the tape recorder together with other informations necessary for evaluation.

3. DATA ANALYSIS AND PRESENTATION

3.1. Analysis of data runs

The block diagram of the evaluation can be seen in Fig.2.

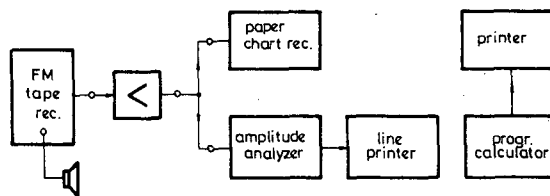


Fig.2. Analysis of recorded data runs.

As can be seen in the figure tape records were first sectionalized into homogenous runs with the help of a paper chart recorder and then analyzed.

In analyzing the field strength plots the effect of fast fading was averaged out by connecting, to the output of the tape recorder, a microprocessor controlled propagation analyzer 10 which calculated the small sector means for 5 meter intervals. Detailed description of the analyzer will be found elsewhere.

3.2. Data variability

Small sector means obtained were then classified according to the propagation conditions. Line of sight - and shadow path categories were made.

Using the classified small sector means a number of propagation curves were constructed applying standard regression techniques. One such curve is shown by Fig.3. where the free space transmission loss/ a_0 and the theoretical smooth earth loss/ a_2 is also depicted.

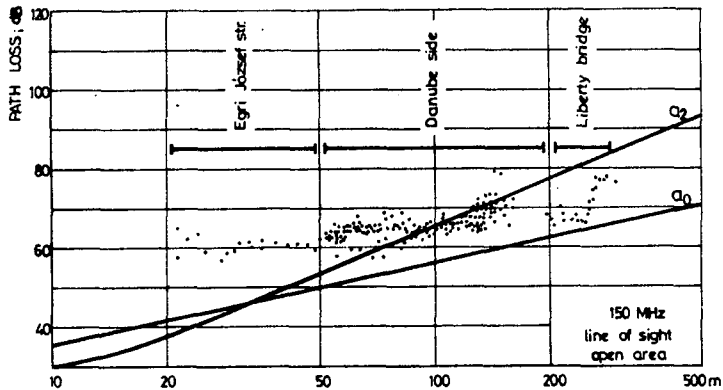


Fig.3. Measured path loss at 150MHz in open area in a city. In the figure dots represent small sector means calculated for 5 meter intervals. A qualitative impression on the variability of the means can be obtained from the spread of the dots. A better way of showing variability is to calculate "gross" mean and standard deviation for distance cells and this is shown for built up area in Fig. 4. where the cell size is 10 meters.

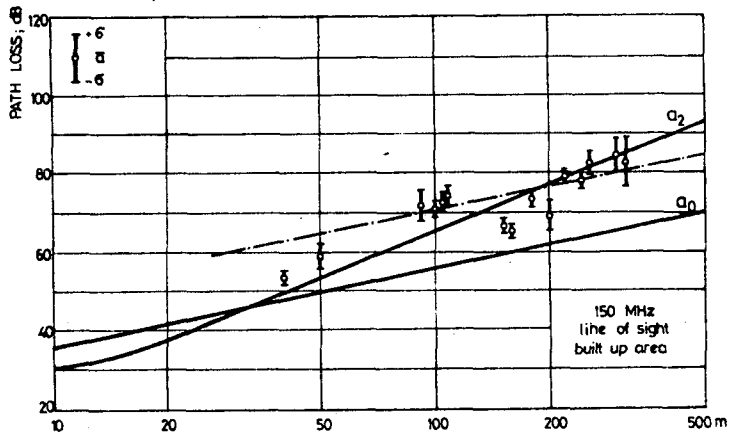


Fig.4. Measured path loss at 150MHz in built up area. As can be seen from Fig.4. the standard deviation is less than 5dB in most cases. The diagram showing the results of measurements for shadowed paths is in Fig.5.

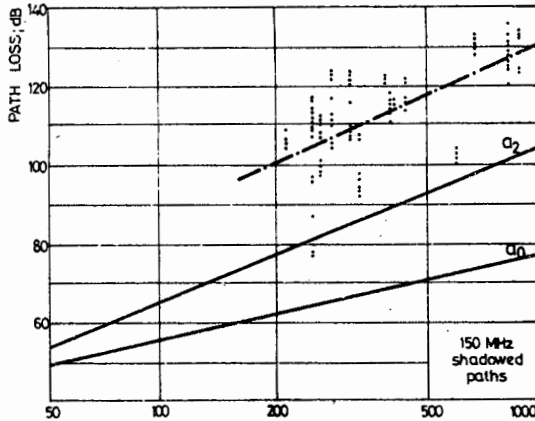


Fig. 5. Measured path loss at 150MHz for shadowed paths.
Results of measurements obtained at 450MHz are shown by Fig. 6 and 7.

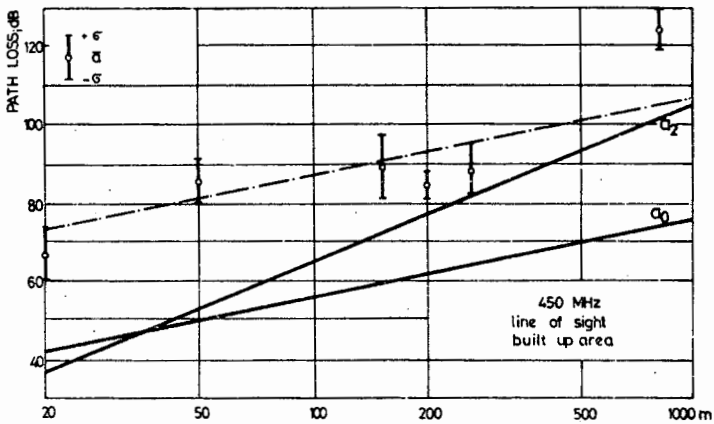


Fig. 6. Measured path loss at 450MHz for line of sight paths.

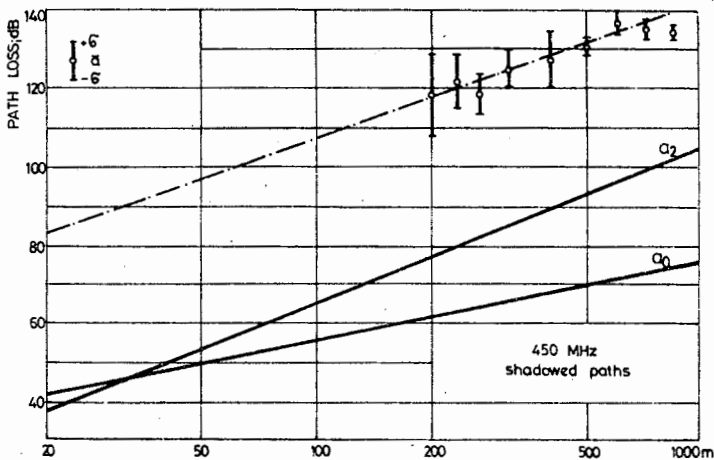


Fig. 7. Measured path loss at 450MHz for shadowed paths.

3.3. Propagation curves

Utilizing these diagrams propagation curves have been made for the two frequencies tested of which one for 450MHz is shown in Fig.8.

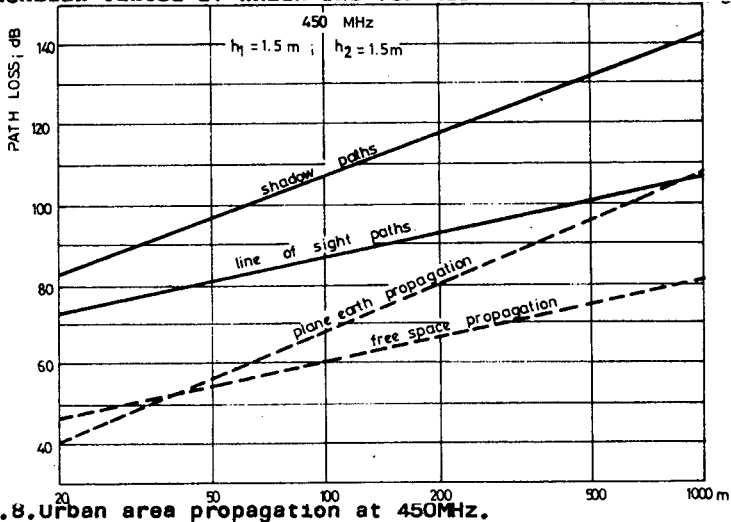


Fig.8. Urban area propagation at 450MHz.

As can be seen from the figure the curve describing line of sight paths has a slope of 20 dB/Decade with 25 dB excess loss with respect to the free space transmission, while the curve describing shadow paths has a slope of 43,5 dB/Decade and 25 dB excess loss at a distance of 1000 m with respect to the theoretical plane earth propagation.

3.4. Loss mechanisms

Comparing the excess path loss with building attenuation data the propagation mechanism is probably a combination of penetration and multiple reflection with a series of tunneling effects. This latter assumption is confirmed by data recorded at the river side showing systematically higher path losses.

4. CONCLUSIONS

Propagation diagrams prepared for VHF and UHF mobile propagation [1] [2] [11] show 35 - 40 dB/Decade variation with distance at low /i. e. 30m/ base station antenna heights and excess path losses of 25 - 30 dB with respect to free space propagation at 1 km suggesting that a modified version of the theoretical plane earth model is appropriate at short distances and low antenna heights. This conclusion is confirmed by a series of measurements made recently by

japanese workers [10] at the distance range of our measurements but with higher /5 to 15 m/ antenna elevations.

The results of our measurements have shown, that for line of sight paths short distance propagation between antennas of low elevation in urban areas during hours of heavy road traffic does not follow the anticipated plane earth law but follows a modified free space law.

By qualitative reasoning the departure can be attributed to the blocking effect of the vehicles covering the road and eliminating thereby a single specular ground reflection.

5. ACKNOWLEDGEMENTS

The author is very much indebted to Dr.M. Szokolay for providing the microprocessor controlled propagation analyzer.

7. REFERENCES

- 1./ Y. Okumura et al : Field Strength and its Variability in VHF and UHF Land-Mobile Radio Service. Review of the Electrical Communication Laboratory, vol. 16. No. 9-10, September - October, 1968.pp. 825 - 873.
- 2./ CCIR: Report 567. Propagation curves and statistics required for land mobile services using the frequency range 30 MHz to 1 GHz. XIIIth Plenary Assembly, Geneva, 1974, vol.V.p.201.
- 3./ B.Szekeres: Preliminary propagation measurements for a mobile radiotelephone system design. Proc. 4th Colloquium on Microwave Communications, Budapest, 1970. pp.ME, SM16/1-11-
- 4./ CCIR: Propagation data obtained in radio relay systems, U.I.T. 1965.
- 5./ CCIR: Rec. 452-1, Propagation data for the evaluation of interference within and between the space and terrestrial services and for the calculation of coordination distances.

- 6./ L.Kulcsár: Experimental study of long distance interference propagation in the land mobile services. Diploma thesis. /In hungarian/ Technical University of Budapest, Chair of Microwave Telecommunications, 1975.
- 7./ L.P.Rice: Radio transmission into buildings on 35 and 150MHz BSTJ vol.38, No.1. pp.197-210.
- 8./ Shehzada Mir and D.R.J. White: Building attenuation and the impact on product susceptibility. 1974 IEEE EMC Symposium Record, San Francisco, CA. pp.1-9.
- 9./ B.Szekeres: Building attenuation. A factor to improve EMC calculations. Proceedings of the 2-nd EMC Symposium Montreux, 1977. p. 565.
- 10./ K. Tsujimura - M. Kuvabara: Cordless Telephone System and Its Propagation Characteristics. IEEE Transactions on Vehicular Technology. vol. VT-26, No. 4, November, 1977. pp. 367 - 371.
- 11./ FCC: Report to Technical Committee of the Advisory Committee for Land Mobile Radio Services from Working Group 5, November 15. 1966.
- 12./ Dr. M.Szekolay: Microprocessor controlled propagation analyzer. To be published.

В. Сехереш *)

Распространение радиоволн в городе между низкими
антеннами в диапазоне ОВЧ и УВЧ

В докладе представлены результаты ряда измерений распространения на короткие расстояния /20-1000 м/, проведенных в Будапеште. Результаты показали, что для трасс прямой видимости, распространение на небольшие расстояния между низкими антеннами, во время пик на дорогах, не удовлетворяет уравнению для плоской земли. Применимо здесь модифицированное уравнение для свободного пространства.

Рис. 1. Измерительная установка.

Рис. 2. Анализ записанных данных.

Рис. 3. Измеренное ослабление трассы при 150 МГц на открытой местности в городе.

Рис. 4. Измеренное ослабление трассы при 150 МГц в застроенной местности.

Рис. 5. Измеренное ослабление при 150 МГц для затененной трассы.

Рис. 6. Измеренное ослабление трассы при 450 МГц для прямой видимости.

Рис. 7. Измеренное ослабление при 450 МГц для затененных трасс.

Рис. 8. Распространение в городе при 450 МГц.

*) Технический университет, Будапешт, Венгрия

environment protection engineering

AIM OF THE JOURNAL

Established in 1975 the journal is aimed at presenting experimental and theoretical papers dealing with various phases of the environment: the land, the hydrosphere and the atmosphere. The five volumes of the journal published so far have reflected this scope and contain papers dealing with: water purification, wastewater treatment, water reuse, solid waste disposal, neutralization and utilization of industrial gases, emission abatement, dedusting processes, noise and vibration control, systems of water and air pollution control, land recultivation, ecological problems, environmental economy, legislation and forecasting. EPE has been the forum for original research and engineering papers from authors from several countries from all continents. The types of contributions accepted include: original papers and review articles, case studies, short communications, conference reports, book reviews, letters to the Editor and discussions.

EDITORS

Tomasz WINNICKI Ph. D. Professor and Director of Institute of Environment Protection Engineering.

Wrocław Technical University,

Wybrzeże Wyspiańskiego 27

50-370 Wrocław, Poland

Jan A. OLESZKIEWICZ, Ph. D., Head

Research and Development Department,

Research Institute for Environmental Development,

51-616 Wrocław,

Rosenbergów 28,

Poland

SUBSCRIPTION

OR PAN PKiN POLAND, 00-901 Warszawa

Bank account number:

NBP VIII OM Nr 1550-6-81574, Warszawa

Orders from abroad can be placed with

„ARS POLONA”

Krakowskie Przedmieście 7, 00-068 Warszawa

ЭМС, дальнее тропосферное рас-
пространение УКВ, быстрые флюк-
туации сигнала

Троцкий В.Н., Петрушко Ю.И.

БЫСТРЫЕ ФЛУКТУАЦИИ СИГНАЛА ПРИ АНОМАЛЬНОМ ДАЛЬНОМ РАСПРОСТРАНЕНИИ САНТИМЕТРОВЫХ И ДЕЦИМЕТРОВЫХ ВОЛН

Обычно при дальнем распространении ультракоротких волн принято быстрыми флуктуациями считать флуктуации мгновенных значений уровня за сеанс продолжительностью несколько минут.

Изменения во времени средних или медианных (за несколько минут) значений уровня называют обычно медленными флуктуациями.

При определении ЭМС радиосредств быстрыми флуктуациями мешающего сигнала при больших уровнях сигнала обычно пренебрегают. Между тем, эти флуктуации существенно влияют на характер воздействия помехи на работу радиосредств, поэтому для решения проблемы ЭМС знание этих флуктуаций является необходимым.

Ниже приводятся данные о быстрых флуктуациях, полученные в СССР на ряде трасс на волнах дециметрового и сантиметрового диапазонов.

Экспериментальные исследования проводились на трассах протяженностью от 270 до 430 км [1,2,3]. На рис. 1,2,3,4 приведены усредненные за большое число сеансов интегральные кривые распределения быстрых флуктуаций сигнала. W - относительное значение уровня по отношению к медианному уровню за сеанс. Каждый сеанс имел продолжительность от 2 до 5 мин.

Результаты экспериментов показывают, что в среднем быстрые флюк-

* НИИР, Москва, СССР

туации подчиняются закону Релея (пунктирная кривая на рис. 1, 2, 3, 4) или, может быть, для некоторых трасс обобщенному закону Релея. Отличие от закона Релея наблюдается при малых уровнях.

Следует отметить, что такой закон распределения наблюдается практически на трассах любой протяженности независимо от применяемой длины волны.

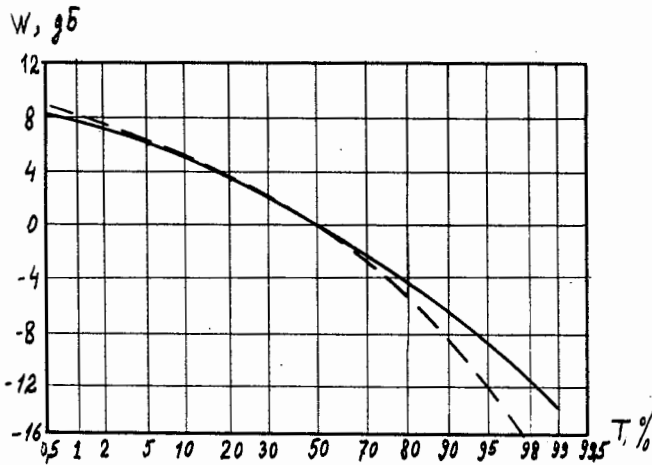


Рис. 1. Распределение быстрых флуктуаций сигнала. $R = 303$ км, $\lambda = 30$ см.

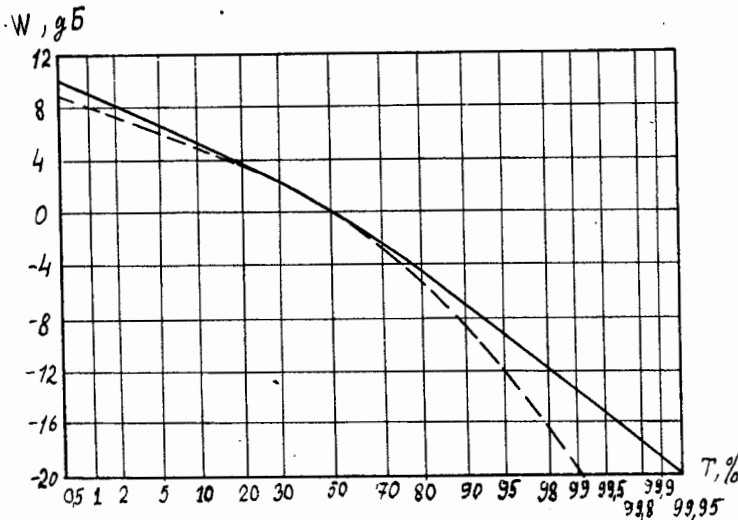


Рис. 2. Распределение быстрых флуктуаций сигнала. $R = 430$ км, $\lambda = 6,4$ см.

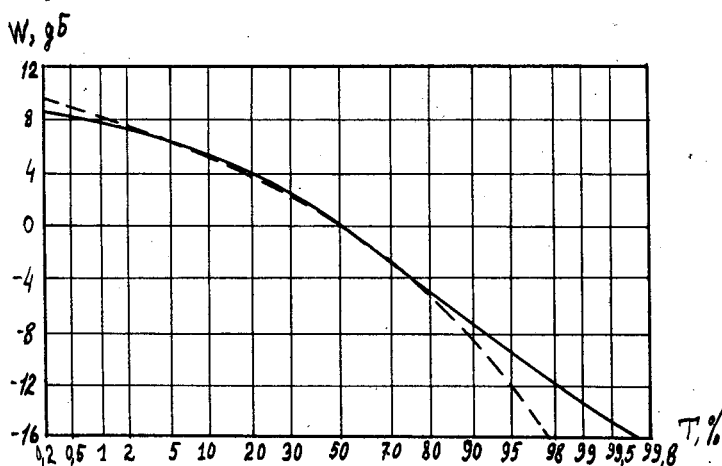


Рис. 3. Распределение быстрых флуктуаций сигнала. $R = 270$ км, $\lambda = 30$ см.

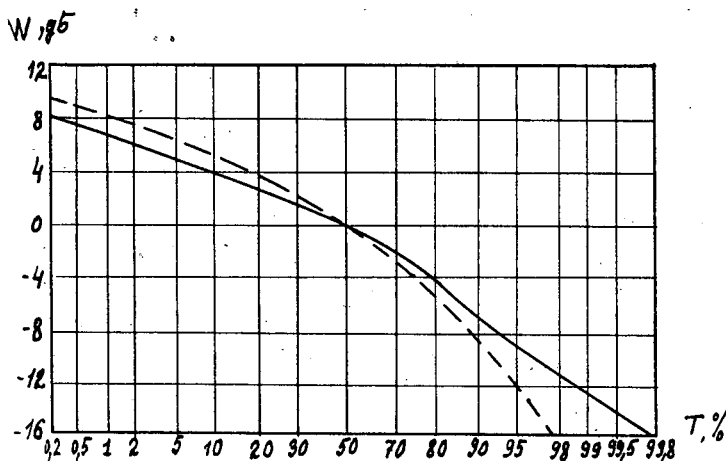


Рис. 4. Распределение быстрых флуктуаций сигнала. $R = 270$ км, $\lambda = 6,7$ см.

Климатические особенности района, где проходит трасса, также не влияют на характер распределения быстрых флуктуаций. На рис. 1 приведено распределение быстрых флуктуаций для сухопутного района, на рис. 2 - для приморского района, а на рис. 3 и 4 для трассы, проходящей над озером. На всех этих трассах распределение быстрых флуктуаций в среднем не сильно отличается от релейского для не очень малых уровней сигнала. Однако, в каждом отдельном сеансе измерений возможно до-

вольно заметное отклонение распределения от релеевского закона. На рис. 5 приведен график, показывающий пределы возможных отклонений от релеевского закона (пунктир) для 90 и 10% сеансов наблюдений. Здесь u — относительная величина мгновенного значения уровня по отношению к наиболее вероятному уровню за сеанс. Примерно такие же результаты получены на других трассах и на других частотах.

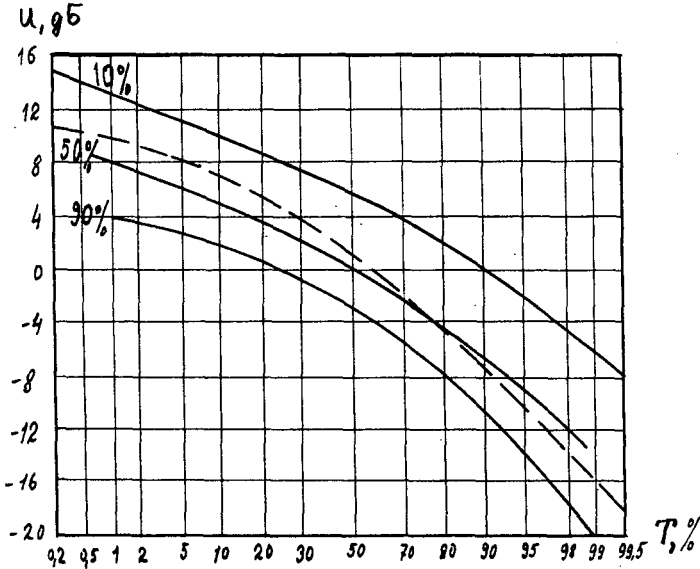


Рис. 5. Пределы отклонений распределений быстрых флуктуаций сигнала. $R = 303$ км, $\lambda = 30$ см.

На ряде трасс исследовалась зависимость характера флуктуаций от среднего значения уровня за сеанс. На рис. 6 приведена зависимость $W_{1\%}$ — относительной величины уровня для 1% времени от средней величины множителя ослабления V на трассе протяженностью 430 км на волне 6,4 см. На том же рисунке приведена зависимость глубины замираний $W_{10\%}/W_{30\%}$ от V .

Пунктирными линиями отмечены значения, соответствующие релеевскому закону. При малых уровнях наблюдается некоторое отличие от закона Релея (см. рис. 1, 2, 3, 4).

Для всех уровней, как видно из рис. 6, не наблюдается сколько-нибудь заметного изменения характера флуктуаций от изменения среднего уровня сигнала.

Что касается периода быстрых флуктуаций, то его зависимость от среднего уровня сигнала несколько неопределенна. На рис. 7 приведена

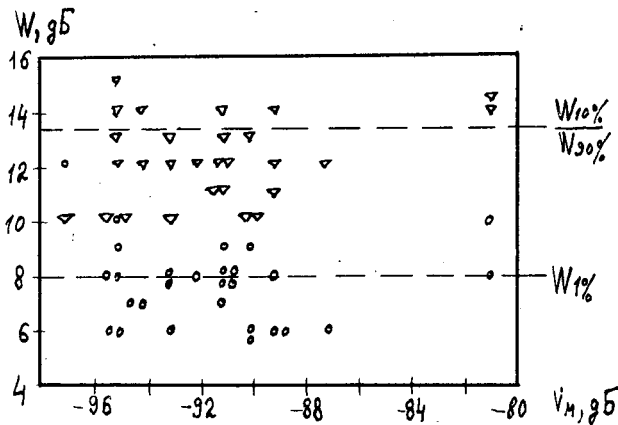


Рис. 6. Зависимость $W_{1\%}$ и $W_{10\%}/W_{30\%}$ от величины множителя ослабления. $R=430$ км, $\lambda=6,4$ см.

такая зависимость для трассы 430 км для волны 6,4 см. Здесь не заметно явной зависимости периода флуктуации $\tilde{\tau}$ от V . Однако в ряде других опытов такая зависимость наблюдалась. С увеличением V возрастал период $\tilde{\tau}$. В особенности, это заметно при очень больших аномальных уровнях сигнала, когда период $\tilde{\tau}$ явно увеличивался.

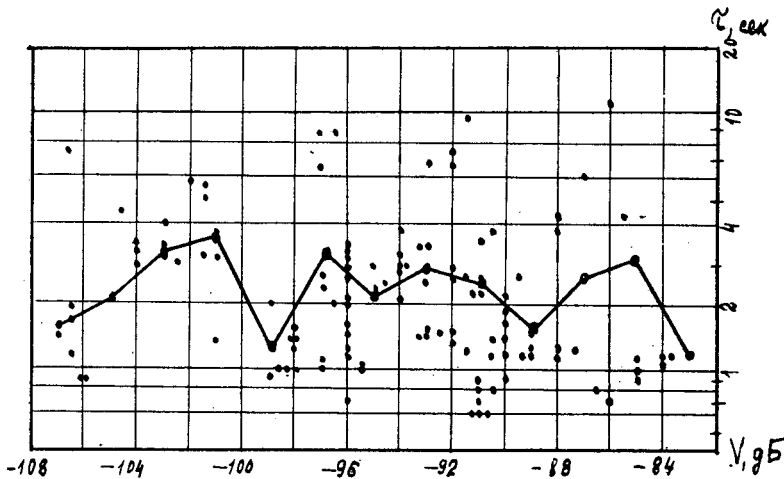


Рис. 7. Зависимость периода быстрых флуктуаций от величины множителя ослабления. $R=430$ км, $\lambda=6,4$ см.

Таким образом, эксперименты показали, что при больших уровнях сигнала закон распределения быстрых флуктуаций сигнала остается при-

мерно таким же, как и в случае нормальных уровней. Закон распределения быстрых флуктуаций подчиняется примерно закону Релея, исключая разве лишь малые уровни сигнала.

Для правильного определения воздействия мешающего сигнала при тропосферном распространении необходимо учитывать эти быстрые и глубокие флуктуации.

Литература

1. Дальнее тропосферное распространение ультракоротких волн. под редакцией Б.А.Введенского и др. "Сов.радио", 1965 г.
2. Петрушко Ю.И., Троицкий В.Н. "Исследование статистических характеристик сигнала сантиметровых волн на трассе длиной 430 км." Труды НИИР, 1975, № 1.
3. Троицкий В.Н. Исследование дальнего тропосферного распространения сантиметровых и дециметровых волн на трассе Ленинград-Петрозаводск. Радиотехника, № 3, 1972.

V.N. Troitsky, U.I. Petrushko *)

Fast signal fluctuations for anomalous long distance SHF and UHF propagation

When solving EMC problems the data are needed on fast interference signal fluctuations at anomalous high levels which are observed during small percentages of time. Under such anomalous conditions of long distance radiowave propagation fast fluctuation have another character than under standard conditions /normal level of signals/. The statistical characteristics of instantaneous signal level value for anomalous propagation are given. The relation of these characteristics with a mean value of the signal level is analyzed. The influence of the terrain conditions, climate and wavelength on fast fluctuations is analyzed too.

*) Radio Research Institute NIIR, Moscow, USSR

Распространение,
флуктуации волн,
турбулентность

Г.А.Андреев, В.А. Голунов,
А.С. Захаров, Г.И. Хохлов^{х)}

ФЛУКТУАЦИИ АМПЛИТУДЫ, ИНТЕНСИВНОСТИ, ФАЗЫ, УГЛА
ПРИХОДА И НАПРАВЛЕНИЯ РАСПРОСТРАНЕНИЯ МИЛЛИМЕТ-
РОВЫХ ВОЛН В ТУРБУЛЕНТНОЙ АТМОСФЕРЕ

Приводятся результаты теоретического и экспериментального исследования распространения радиоволн миллиметрового диапазона в турбулентной атмосфере. Экспериментальные исследования были выполнены на длине волны $2 \cdot 10^{-3}$ м на горизонтальной трассе протяженностью 5,6 км и 8 км в условиях сильной турбулентности атмосферы. Полученные данные о глубине хаотической модуляции интенсивности, коэффициентам автокорреляции, распределениям вероятностей интенсивности и угла прихода, ширине спектра необходимы для оценки электромагнитной совместимости миллиметровых каналов связи в условиях сильной турбулентности атмосферы.

Естественные турбулентные пульсации температуры и влажности приземного слоя атмосферы вызывают изменения во времени и пространстве диэлектрической проницаемости воздуха - среды, в которой распрост-

^{х)} Институт радиотехники и электроники АН СССР

Проспект Маркса 18, 103907, Москва, СССР

раняются радиоволны [1] .

Современное развитие техники генерирования [2] , приёма, усиления и преобразования радиоволн миллиметрового диапазона (ММВ-частоты 30-300 ГГц), а также растущие потребности их применения в связи, локации, навигации и для решения некоторых других задач выдвинули актуальную проблему исследования распространения ММВ в турбулентной тропосфере Земли [3,4] .

Флуктуационные явления при распространении волн в турбулентной среде описываются статистическими характеристиками амплитудных и фазовых флуктуаций пучка излучения [5,6] . Основные из них: функции распределения, структурные, корреляционные функции, спектры и глубина амплитудной хаотической модуляции (ГХМ), среднеквадратичные значения флуктуаций угла прихода и направления распространения.

Основное внимание при выполнении работы было уделено:

- измерению флуктуаций интенсивности ММВ с одновременным определением поперечной составляющей скорости переноса [3,7-9], уровня турбулентности атмосферы [8] , а также температурной составляющей флуктуаций показателя преломления оптическими методами [10,11] ,
- сопоставлению экспериментальных данных о флуктуациях интенсивности и угла прихода с теоретическими в приближении МПВ,
- получению экспериментальных данных о структурной характеристике флуктуаций показателя преломления на ММВ в экстремальных условиях (летний период года).

ФЛУКТУАЦИИ АМПЛИТУДЫ И ИНТЕНСИВНОСТИ

В приближении МПВ в волновой зоне, где волновой параметр пучка $\rho = \frac{L}{k \rho_0^2} \gg 1$, асимптотическое выражение для ГХМ интенсивности [6] имеет вид:

$$m_I = 0,36 C_n^2 k^{7/6} L^{11/6} \quad (1)$$

Аппроксимационное выражение для коэффициента автокорреляции флуктуаций интенсивности $R_I(\rho)$ представляется в форме

$$R_I(\rho/\sqrt{\lambda L}) = e^{-\frac{a\rho}{\sqrt{\lambda L}}} \left(1 + \frac{a\rho}{\sqrt{\lambda L}}\right). \quad (2)$$

В (1,2) обозначены: C_n^2 - структурная характеристика турбулентных флуктуаций показателя преломления атмосферы, L - протяженность

трассы, ρ - модуль радиуса-вектора между двумя точками приёма в плоскости, перпендикулярной направлению распространения пучка.

При статистической обработке медленные флуктуации подавлялись фильтрацией по Хэммингу [12].

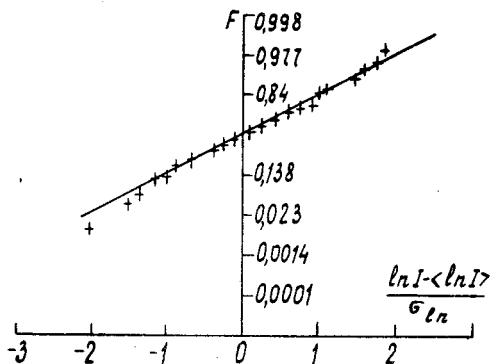


Рис. 1. Интегральные распределения флуктуаций интенсивности: прямая - логарифмически-нормальное, крестики - экспериментальное

На рис. 1 представлено распределение вероятностей в форме выпрямленной диаграммы. С учетом усреднения апертурой антенны, для точечного приёмника величины $m_T = 10-12\%$ на $\lambda = 2,3 \cdot 10^{-3} \text{ м}$ при $L = 8 \cdot 10^3 \text{ м}$. Определенная по соотношению (1) величина C_n для $m_T = 10\%$ оказалась равной $0,435 \cdot 10^{-6} \text{ м}^{-1/3}$.

На рис. 2 представлены коэффициенты автокорреляции флуктуаций интенсивности. По оси абсцисс отложена безразмерная величина $\tau_* = \frac{\langle V_1 \rangle \tau_e}{\Delta L}$. Средняя поперечная составляющая скорости переноса $\langle V_1 \rangle$ определялась по измерениям пространственно-временной корреляции оптического пучка [7]. Интервал временной корреляции τ_e , определяемый по уменьшению корреляции в "е" раз, определяется соотношением $\tau_e = \frac{0,64 \sqrt{\Delta L}}{\langle V_1 \rangle}$. При наличии поперечного переноса неоднородностей ширина ΔF спектра флуктуаций интенсивности оценивается по формуле:

$$\Delta F = \langle V_1 \rangle / \sqrt{\Delta L}, \quad (3)$$

где $\langle V_1 \rangle$ - поперечная составляющая скорости переноса неоднородностей,

усредненная вдоль всей трассы.

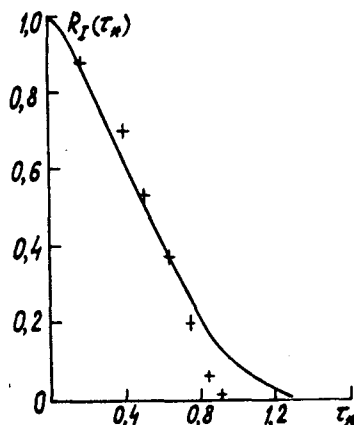


Рис. 2. Коэффициенты автокорреляции интенсивности: сплошная — теоретический, крестики — экспериментальные значения

При $\lambda = 2,3 \cdot 10^{-3}$ м, $L = 8 \cdot 10^3$ м ($\sqrt{\lambda L} = 4,3$ м) и наиболее типичных для приземного слоя атмосферы значениях скорости ветра $\langle V \rangle = 0,5 - 6$ м/с ожидаемая полоса частот флуктуаций интенсивности $\Delta F = 0,1 - 2$ Гц. Гипотеза "замороженной" турбулентности не учитывает флуктуаций направления скорости переноса и времени эволюции (собственное время жизни) неоднородностей. Если первые значительно меньше средней скорости, то временем эволюции неоднородностей можно пренебречь лишь при условии $L_0 \gg \sqrt{\lambda L}$ (L_0 — внешний масштаб неоднородностей) [6], т.е. в инерционном интервале турбулентности. В приземном слое атмосферы внешний масштаб неоднородностей определяется высотой трассы распространения (примерно половина высоты) и для условий эксперимента составлял порядка 5 м. Это означает, что внешний масштаб неоднородностей L_0 соизмерим с радиусом первой зоны Френеля $\sqrt{\lambda L}$ и поэтому при описании флуктуаций интенсивности следует ожидать отступление от гипотезы "замороженной" турбулентности. Действительно, статистическая обработка экспериментальных данных показала, что в

спектре флуктуаций интенсивности наряду с ожидаемыми частотами присутствуют и более низкие частоты. Поэтому представлялось целесообразным разделить флуктуации на быстрые с частотами выше 0,1 Гц и медленные, частоты которых ниже 0,1 Гц. Медленные флуктуации интенсивности обусловлены, очевидно, переносом и эволюцией крупномасштабных неоднородностей, размер которых много больше величины $\sqrt{\lambda L}$.

ФЛУКТУАЦИИ ФАЗЫ, УГЛА ПРИХОДА И НАПРАВЛЕНИЯ РАСПРОСТРАНЕНИЯ

Сильные амплитудные флуктуации являются мультипликативной помехой и делают невозможным точные измерения фазовых флуктуаций обычным методом пространственно разнесённого приёма (интерференционный метод). В таком случае целесообразно осуществить измерения флуктуаций угла прихода волны и с помощью теоретического соотношения между среднеквадратичными значениями фазы σ_φ и угла прихода $\sigma_\alpha = \frac{\sigma_\varphi}{k\rho}$ определить флуктуации фазы по флуктуациям угла прихода.

В [6] для средних квадратов направления распространения пучка $\langle \vartheta_n^2 \rangle$, угла прихода σ_α^2 получены асимптотические выражения

$$\langle \vartheta_n^2 \rangle = 1,2 C_n^2 L (2\rho_e)^{-1/3}, \quad (4)$$

$$\sigma_\alpha^2 = 1,1 C_n^2 L (2\rho_0)^{-1/3}, \quad (5)$$

где ρ_e - эффективный радиус пучка у передающей апертуры, ρ_0 - радиус приёмной апертуры.

Результаты численного интегрирования громоздкого интегрального соотношения для коэффициентов автокорреляции флуктуаций угла прихода $R_\alpha(\tau_*)$ [6] целесообразно аппроксимировать выражением:

$$R_\alpha(\tau_*) = e^{-a|\tau_*|} \left[\cos b\tau_* + \frac{a}{b} \sin b\tau_* \right], \quad (6)$$

где a , b - параметры аппроксимации.

В [13] было установлено, что относительная среднеквадратичная угловая ошибка σ_α из-за амплитудных флуктуаций при определении углового положения источника моноимпульсным методом в случае амплитудного суммарно-разностного алгоритма обработки представлена в виде:

$$\sigma_* = \frac{\delta v}{v_\lambda} = \frac{\pi}{4,8} m_x \sqrt{1 - R_I}, \quad (7)$$

где R_I - коэффициент пространственной корреляции флуктуаций интенсивности на входной апертуре, f - фокусное расстояние антенны, v_λ - максимальное значение углового положения источника излучения, соответствующее верхнему пределу линейной зоны пеленгационной характеристики.

Из соотношения (7) следует, что при размере приёмной апертуры ρ_0 много меньшем радиуса пространственной корреляции флуктуаций интенсивности ρ_k ($\rho_0 \ll \rho_k$) флуктуации сигнала сильно коррелированы ($R \approx 1$) и амплитудные флуктуации не будут вносить ошибок при измерении угла прихода в пределах линейной зоны пеленгационной характеристики.

При использовании временного аналога моноимпульсного метода - метода диаграмной модуляции для значительного ослабления амплитудных флуктуаций необходимо кроме этого выбирать период модуляции существенно меньше временного интервала корреляции флуктуаций интенсивности.

Идея метода диаграмной модуляции заключается в применении двух пучков, которые могут быть сформированы двумя разнесёнными антеннами с малыми апертурами или двумя облучателями, разнесёнными в фокальной плоскости антенны большой апертуры. Смещение облучателя из фокуса перпендикулярно оси параболоида приводит к смещению главного максимума излучения.

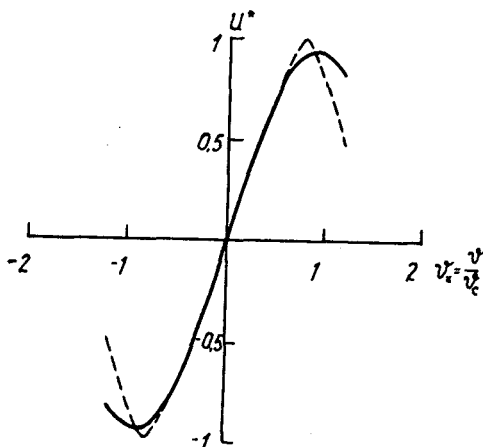


Рис. 3. Разностные диаграммы направленности приёмной системы: сплошная - теоретическая, пунктир - экспериментальная

На рис. 3 представлены теоретически ожидаемая и экспериментальная разностные диаграммы направленности приёмной системы.

В результате статистической обработки экспериментальных данных установлено, что среднеквадратичная величина быстрых флуктуаций угла прихода принимала значения от $10''$ до $17''$ в зависимости от времени суток и метеословий. При пасмурной погоде и в дождях флуктуации уменьшались.

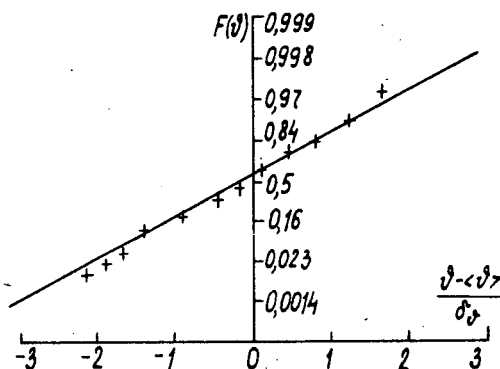


Рис. 4. Интегральные распределения флуктуаций угла прихода: прямая - нормальное, крестики - экспериментальное

На рис. 4 в форме выпрямленных диаграмм приведено экспериментальное распределение вероятностей флуктуаций угла прихода, которое хорошо согласуется с нормальным распределением.

Коэффициент автокорреляции флуктуаций угла прихода $R_{\vartheta}(\tau_*)$, полученный в результате статистической обработки по формуле для стационарного случайного процесса, представлен на рис. 5 как функция $\tau_* = \frac{V \cdot \tau}{\rho}$.

Результаты исследований показали, что асимптотическое описание флуктуаций в приближении МПВ и их аппроксимация соотношениями (I-6) согласуется с экспериментом.

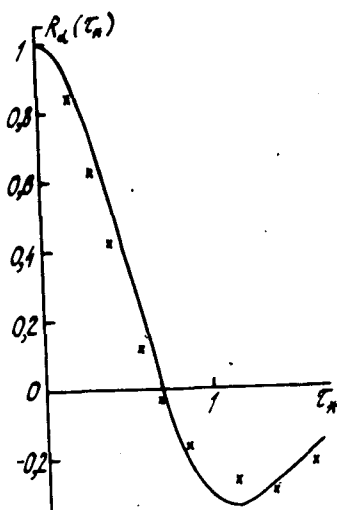


Рис. 5. Коэффициенты автокорреляции флуктуаций угла прихода: сплошная - теоретическое, крестики - экспериментальное

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Рытов С.М., Кравцов Ю.А., Татарский В.И., Введение в статистическую радиофизику, ч.П, Случайные поля, изд. "Наука", 1978.
- [2] IEEE Trans. on Microwave Theory and Technigmes, Special issue on millimeter waves, 1976, v. MTT-24, 11.
- [3] Андреев Г.А., О влиянии флуктуаций скорости переноса неоднородностей на статистические характеристики волны, распространяющейся в турбулентной атмосфере, Изв. ВУЗов, Радиофизика 1964, т. 7, № 6, с.1198-1200,
- [4] Андреев Г.А., Бабкин Ю.С., Изюмов А.О., Соколов А.В., Флуктуации пучка СВММ излучения в турбулентной атмосфере, Всесоюзный симпозиум по распространению СВММ и ММ волн в атмосфере Земли и планет, Тезисы докладов, Москва-Горький, 1974, с.54-56,

- [5] Андреев Г.А., Гельфер Э.И., Зверев В.А., Цейтлин В.Э., Двумерные пространственные статистические характеристики флуктуаций интенсивности импульсного оптического излучения при распространении в приземном слое атмосферы, Изв. ВУЗов, Радиофизика 1971, т. 14, № 2, с.276-284,
- [6] Андреев Г.А., Черная Л.Ф., Флуктуации пучка миллиметровых волн при распространении в турбулентной поглощающей тропосфере Земли, Радиотехника 1978, т. 33, № 1, с.16-29,
- [7] Андреев Г.А., Голунов В.А., Захаров А.С., Хохлов Г.И., Пространственно-временные корреляционные характеристики насыщенных флуктуаций интенсивности лазерного пучка в турбулентной атмосфере, Радиотехника и электроника 1979, т. 24, № 11, с.2367-2369,
- [8] Андреев Г.А., Голунов В.А., Исмаилов А.Т., Парщиков А.А., Розанов Б.А., Таныгин А.А., Флуктуации интенсивности и угла прихода радиоизлучения на $\lambda = 2,3$ мм в турбулентной земной атмосфере, Радиотехника и электроника 1979, т. 24, № 9, с.1910-1911,
- [9] Андреев Г.А., Голунов В.А., Захаров А.С., Хохлов Г.И., Устройство зондирования случайно-неоднородных сред, Авторское свидетельство № 661339, Открытия, изобретения, промышленные образцы, товарные знаки 1979, № 17, с.159,
- [10] Андреев Г.А., Кузнецов В.М., Цейтлин В.Э., Способ определения структурной характеристики флуктуаций показателя преломления, Авторское свидетельство, открытия, изобретения, промышленные образцы, товарные знаки 1973, № 30, с.142,
- [11] Андреев Г.А., Хохлов Г.И., Частотно-контрастные характеристики оптических систем в турбулентной атмосфере, Изв. АН СССР, Физика атмосферы и океана 1971, т. 7, № 10, с.1045-1052,
- [12] Хемминг Р.В., Численные методы, М., Наука, 1972,
- [13] Андреев Г.А., Магид Р.М., Влияние флуктуаций интенсивности на измерения углового положения источника излучения оптико-электронным моноимпульсным методом, Изв. ВУЗов, Радиофизика 1972, т. 15, № 1, с.55-61.

G.A.Andreyev, V.A.Golunov, A.S.Zakharov, G.I.Khokhlov *)

FLUCTUATIONS OF AMPLITUDE, INTENSITY, PHASE, ANGLE OF ARRIVAL AND
PROPAGATION DIRECTION OF MILLIMETER RADIOWAVES IN TURBULENT
ATMOSPHERE

Mastering of the millimeter waves band opens large perspectives for radio communication. The principal advantage of the millimeter waves band is its extremely wide frequency band, what makes it possible to solve the problem of EMC essentially.

In this paper the results of theoretical and experimental research of the millimeter radiowaves propagation in turbulent atmosphere are reported. The experiment was performed at wavelegth of 2 mm at horizontal path of length 5,6 km and 8 km in strongly turbulent atmosphere. Fluctuations of radiowave, fundamental parameters as amplitude, intensity, phase, angle of arrival and direction of propagation have been investigated. That makes it possible to estimate a noise immunity of the millimeter communication channel in strongly turbulent atmosphere.

Fig. 1 Integral distribution of intensity fluctuations: line is lognormal distribytion, crosses are experiment.

Fig 2. Autocorrelation coefficient of intensity fluctuations: curve is theory, crosses are experiment.

Fig 3. Receiving sistem difference of directivity diagram: solid line -theory, dotted line is experiment.

Fig 4. Integral distribytion of angle of arrival fluctuations: curve is normal distribytion, crosses are experiment.

Fig 5. Autocorrelation coefficient of angle of arrival fluctuations: solid line is theory, crosses are experiment.

*)Institute of Radioengineering and Electronics
of the Academy of Sciences of the USSR
Moscow, USSR

H. T. Al Ha fid, S. C. Gupta and M. I. Al Mashhadani*

PROPAGATION OF ELECTROMAGNETIC WAVES UP TO 40 GHz
THROUGH SAND AND DUST STORM PERIODS

1.0 INTRODUCTION

Sand and dust storms are very frequent in desert parts of countries like Iraq, Iran, Sudan and Sahara. The optical visibility reduces to twenty meters or less under its severe conditions. Sand and dust particles absorb and scatter electromagnetic energy similar to rain drops, snow and fog. Attenuation of microwave signal up to 100 GHz is studied by Roderic et al. (1). Experimental results on attenuation of microwave signal at 10GHz in presence of sand particles have been conducted by Ahmed, (2), using open cavity resonator. Here an attempt is made to estimate attenuation of microwave signal when propagating through sand storm conditions. The concept of form factor is used to estimate scattering of energy by spherical sand particles. This approach predicts that attenuation increases faster above 10 GHz frequency. Experimental results performed over Nasiriya-Baghdad Microwave Link are given during adverse sand storm conditions.

2.0 ANALYTICAL TREATMENT

During sand storm conditions the sand particles rise up to the height of 100 meters and more. The dispersed sand particles are the main constituent of sand storms. The sand particles usually have radii less than 0.15 mm and particles with radii less than 0.05 mm constitutes more than 30 to 40 percent of the total number of particles. Here sand and dust particles are assumed to be spheres having dielectric constant equal to 3.7 (1 - j 0.01). For a normal incidence of electromagnetic wave on a sphere, the specific attenuation A dB per unit length is given by (1) as,

$$A = 20 K I_m (\eta) / I_n (10)$$

$$A = 8.686 K I_m (\eta) \text{ dB per unit length} \quad \dots\dots\dots (1)$$

where $K = \frac{2\pi}{\lambda}$,

This attenuation includes both due to absorption and scattering of energy from the dielectric sphere. Let the radius of sphere is r and

* College of Engineering, University of Mosul, Mosul, IRAQ.

Introducing equation (7) into equation (2),

$$A = 8.686 \frac{8}{3} K^4 f (\Delta K) \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 2} \right)^2 \int_0^{\infty} r^6 N(r) dr$$

It is assumed that sand and dust storm particle radius distribution is found to have an exponential distribution (4) and is approximated as,

$$N(r) = \beta e^{-\beta r}$$

where $\bar{r} = \frac{1}{\beta}$ is the average radius of particle

$$\text{and } \int_0^{\infty} r^6 \frac{1}{\bar{r}} e^{-\beta r} dr \approx 5! \bar{r}^{-6}$$

Hence,

$$A = f(K) 8.686 \left(\frac{8}{3}\right) K^4 \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 2}\right)^2 (5!) \beta^{-6} \text{ dB/meter}$$

$$\therefore A = f(\Delta K) 8.686 \left(\frac{8}{3}\right) K^4 \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 2}\right)^2 120 \beta^{-6} (10)^3 \text{ dB/Km} \dots (8)$$

Introducing equations (3) and (4) in equation (8),

$$A = 2.14 \times 10^{10} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 2}\right)^2 \times \frac{m \epsilon_0}{e^2} f^2 \frac{r^6}{\lambda^4} \dots \text{dB/Km} \dots (9)$$

where f: frequency in Hz.

r: radius of particle in meters

λ : wavelength in meters

The attenuation is estimated for different sand particles using equation (9) and is plotted in Figure 2 for different frequencies and for two different radii. The results are compared with Mie-Ryde Theory in Fig. 2. Attenuation in dB/Km is plotted in Fig. 3, for different frequencies and different radii.

3.0 EXPERIMENTAL RESULTS

The performance of Nasiriya-Darabji Microwave link near Baghdad is observed during the adverse sand-storm periods of the year. The deep fading in microwave signal is obtained due to abnormal distribution of atmospheric sand concentration and refractive index. The received signal was recorded on chart paper for twenty four hours during storm days. Meteorological data like horizontal visibility, wind direction and speed are recorded and is given in Table 1.

The tests were carried from June 1st to August 31st, 1979, during this period, for small and big severe sand storms, deep fading of received signal was recorded. Figure (4) shows the variation in received signal level recorded on June 3rd from 1.0 p.m. to 4.00 p.m. The

susceptibility X . The form factor (3) is defined as the ratio of the field amplitude for an extended scatterer with N_{eff} electrons to the scattered by a single electron. A modified attenuation (A) as given by equation (1) is modified as

$$A = 8.686 K f(\Delta K) I_m(\eta) \text{ dB/unit length} \dots\dots (2)$$

where the form factor is obtained by integrating over the scattering sphere (Fig. 1), in spherical co-ordinates, as

$$f(\Delta K) = 3 N_{eff} \frac{\text{Sin } r\Delta K}{(r\Delta K)^3} - \frac{\text{Cos } r\Delta K}{(r\Delta K)^2} \dots\dots (3)$$

where

$$f(0) = N_{eff} = \frac{m\omega^2 \epsilon_0}{e^2} X \frac{4}{3} \pi r^3 \dots\dots (4)$$

and bulk refractive index for a medium of sparsely distributed scatterer is

$$\eta = 1 - j \frac{2\pi}{K^3} \int_0^\infty S(0,D) N(D) dD \dots\dots (5)$$

where

- ϵ_0 = permittivity of vacuum = 8.85×10^{-12} F/m
- m = mass of electron
- e = electronic charge
- X = susceptibility = $\text{Re}(\epsilon_r - 1)$
- $S(0,D)$ = forward scattering amplitude
- $N(D)dD$ = number density of sand particles with equivalent diameter D in the interval dD

The infinite series expressions for the forward scattering amplitude of a spherical particles can be approximated by the first few terms (1). Since the linear dimensions of sand particles are small compared with wavelength (λ), the problem in hand is simplified, so

$$S(0,D) = j \left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^3 \left[U_1 + U_2 \left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2 + U_3 \left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^3 + \dots\dots \right] \dots\dots (6)$$

where $U_1 = \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 2}$

and $U_2 = \frac{3}{5} \left(\frac{\epsilon_r - 2}{\epsilon_r + 2}\right) + \frac{1}{30} (\epsilon_r + 2) + \frac{1}{6} \left(\frac{\epsilon_r + 2}{2\epsilon_r + 3}\right)$

where ϵ_r is the frequency and temperature dependent relative dielectric constant.

Putting equation (6) in equation (5) and $D = 2r, dD = 2 dr,$

$$I_m(\eta) = \frac{8}{3} K^3 \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 2}\right)^2 \int_0^\infty r^6 N(r) dr \dots\dots (7)$$

sand rising between 12.55 p.m. to 1.10 p.m. about fifteen minutes, the level of received signal is not stable and drops by 25 dB. Further at 1.30 p.m. to 3.20 p.m., negative spikes of short durations of minutes are recorded. The maximum of them changes by level of 25 to 30 dB. An attenuation of 10 dB in signal was recorded between 1.40 p.m. to 2.10 p.m. Further at 2.50 p.m., negative spike of 5 minutes duration is also recorded, during stormy periods.

CONCLUSION

From the results, it is seen that attenuation of microwave signal rises sharply above 15 GHz frequency to 40 GHz during sand storm conditions. In future communication systems, the aim is to use higher frequencies even up to 100 GHz. This study further suggests that more field and experimental work are needed to predict propagation of microwave energies through sand storm conditions. The sand concentration variation with height and variation of refractive index with height, should be known to predict such effects.

REFERENCES

- (1) Roderic, L.O., David V. R., and Daniel B.H., "The aR^b relation in the calculation of Rain Attenuation", I.E.E.E. Trans. A/p, Vol. 26, March 1978.
- (2) Ahmed, I.Y., "Microwave Measurements on Dust Using an Open Cavity Resonator", Electronics Letters, 19th Aug. Vol. 12, No. 17, 1976.
- (3) Portis, A. M., "Electromagnetic Fields, Sources and Media, Publication John Wiley, 542 - 543, 1978.
- (4) Ghobrial, S.I. et al., "Microwave attenuation in sand storms" Report on Faculty of Engineering, University of Khartoum, Sudan, 1975.

Date	Wind		Visibility in (Km.)	Barometer Standard Level (mb)	Temperature		Relative Humidity	Time
	Direction (Degree)	Speed for 10 mins. m/sec.			Dry bulb °C	Wet bulb °C		
2/6	310	5	12	5.7	31.1	16.6	16	21.00
2/6	330	6	10	6.6	26.5	14.5	20	24.00
3/6	330	4	12	7.0	24.3	15	32	1.00
3/6	310	4	12	7.1	23.5	14.5	32	3.0
3/6	330	11	0.8	5.3	36.8	17.8	8	18.00 (stm)
3/6	300	6	6	6.0	31.0	16.5	16	21.00
3/6	300	6	10	6.6	26.5	14.5	20	24.00

Table I

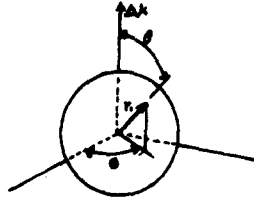


Fig. 1. Scattering sphere

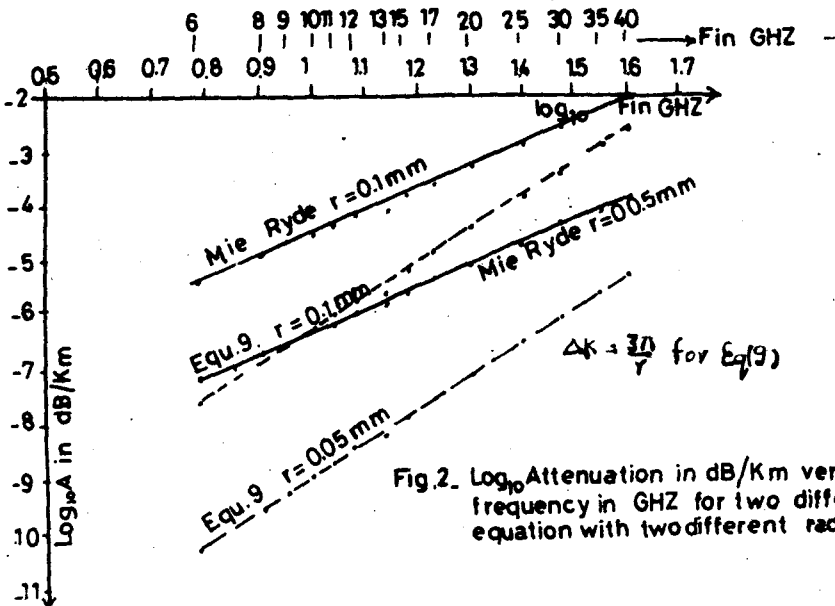
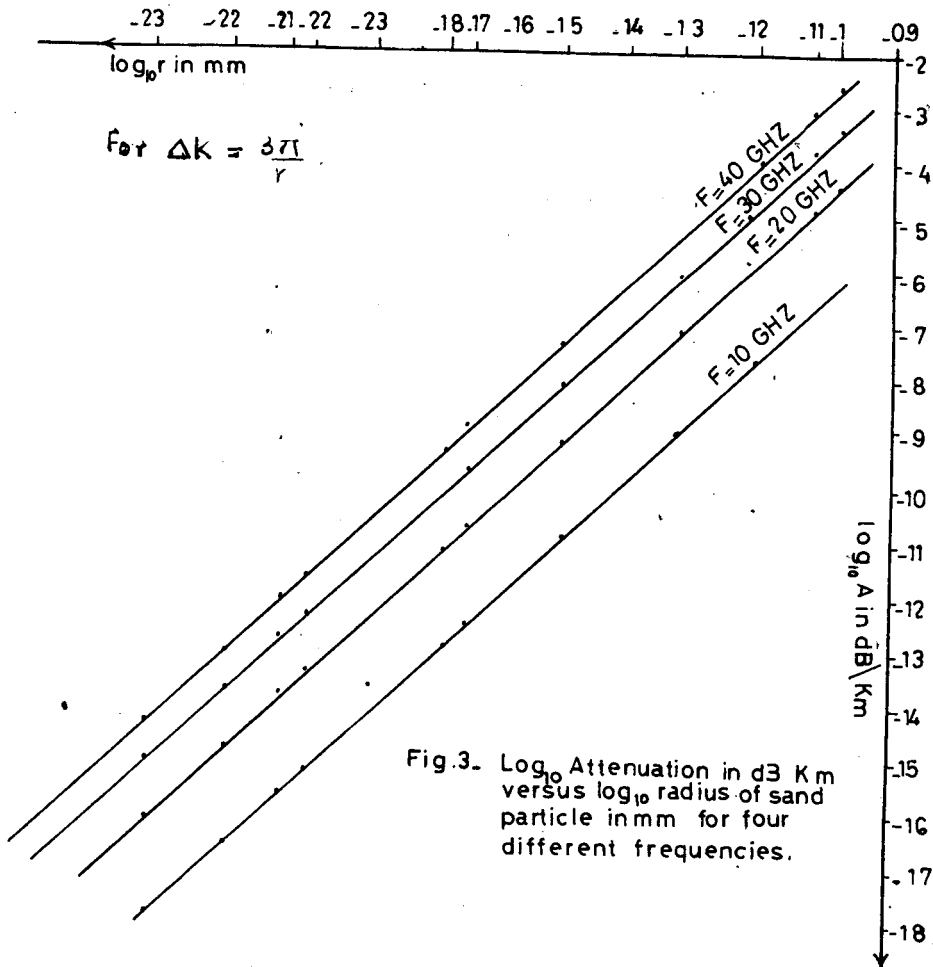


Fig. 2. Log_{10} Attenuation in dB/Km versus log_{10} frequency in GHz for two different equation with two different radius.



Х.Т. Ал Хафид, С.Ц. Гупта, М.И. Ал Машхадани *

Распространение ЭМ волн частотой до 40 ГГц через
пылевые и песчаные бури

Пылевые и песчаные бури очень частые в пустынных частях стран таких как Ирак, Иран, Судан, Алжир и др. Оптическая видимость уменьшается до 20м или меньше и частицы песка и пыли поглощают и рассеивают ЭМ энергию похоже дождю, снегу или туману. Ослабление микроволнового сигнала частотой до 100 ГГц исследовали Родерик и др. [1]. Экспериментальные исследования ослабления микроволн до 10 ГГц в присутствии частиц песка были проведены Ахмедом [2], при использовании открытого объемного резонатора. Здесь авторы делают попытку оценить ослабление микроволнового сигнала, проходящего через песчаную бурю. Для оценки рассеяния энергии сферическими частицами песка, применяется концепция форм-фактора. Этот подход предсказывает, что ослабление увеличивается быстрее свыше 10 ГГц. Приведены результаты экспериментальных исследований на радиорелейной линии Насирия - Багдад во время песчаной бури.

Рис. 1. Рассеивающая сфера.

Рис. 2. Логарифм ослабления в дБ/км в функции логарифма частоты в ГГц, для разных уравнений с двумя разными радиусами.

Рис. 3. Логарифм ослабления в дБ/км в функции логарифма радиуса частицы песка, для четырех разных частот.

* Мосульский университет, Мосул, Ирак

I

Author Index

- Abramson Y.M., 83
 Akimov V.S., 83
 Altman C., 303
 d'Amrosio G., 553
 Andreev G.A., 319, 437
 Bakaushina G.O., 571
 Bem D.J., 465, 487, 507, 751, 761
 Betsky O. V., 561, 571
 Beyer D., 693, 713
 Bhat T.A.R., 283
 Bijelić V., 617
 Boerner W.M., 329
 De Bonitatus A., 829
 Boronichev G.K., 111
 Borsero M., 867
 Bykhovsky M.A., 227, 247
 Caniggia S., 45
 Cardinali G., 45
 Cauterman M., 721
 Chernomordik D.A., 859
 Cole J.B., 329
 Corona P., 829
 Corsaro E., 771
 Danilov V.I., 877
 Degauque P., 721
 Demoulin B., 721
 Devyatkov N.D., 561, 571
 Djebari B., 663
 Dmitrieva E.N., 533
 Dulović L., 617
 Faleev A.S., 571
 Ferrara G., 553, 829
 Floryński R., 117
 Fontaine J., 371, 663
 Frolov O.P., 743, 747
 Gaiduk V.I., 571
 Gęborys L., 523
 Gelvich E.A., 561
 Goddard W.R., 329
 Golant M.B., 561
 Golunov V.A., 319, 437
 Gorbachev A.A., 729, 877
 Götze S., 713
 Grzybkowski M.J., 393
 Gupta S.C., 447, 591
 Hadrian W., 783
 Al Hafid H.T., 447, 591
 Hall D.H., 329
 Hall J.K., 163
 Hamelin J., 663
 Hashimoto H., 399
 Helliwell R.A., 341
 Herman J.R., 93
 Hinata T., 409
 Horvath T., 683
 Hosono T., 409
 Hrapko A.M., 571
 Hurgin U.I., 571
 Ilkayev G.I., 111
 Ilyin U.D., 191, 201
 Inzoli L., 45
 Kalmakov A.P., 793
 Kanamaru Y., 399
 Kantor L.Ya., 67
 Kapitanov V.V., 381
 Karwowska-Lamparska A., 255
 Karwowski A., 751
 Katulski R., 515
 Kędzierski L., 255
 Khokhlov G.I., 437
 Kirby R.C., 13
 Kirichenko V. I., 263, 273
 Klajn M.A., 465
 Kontorovich V.Y., 823
 Koperski A., 543
 Kovalchuk V.M., 533
 Krasilnikov V.D., 729
 Kudryashova V.A., 571
 Kureny E.G., 533
 Lefevre F., 341
 Leteinturier C., 663
 Livshits D.M., 849
 Lokshin M.G., 247
 Leonov V.A., 849
 Lorke H., 693, 713
 Londquist S., 657
 Al Mashhadni M.I., 447
 Matheson R.J., 627
 Mayher R.J., 609
 Mehner M., 713
 Miller M.M., 237
 Modeev Yu.I., 729, 877
 Moran W.M., 609
 Moszczyński M., 751
 Murray J.P., 627
 Myaskovsky G.M., 263, 273
 Nakai T., 133
 Nano E., 867
 Novák I., 839
 Nowakowski W., 583
 Orlov R.A., 309
 Palatov K.I., 571
 Paolini E., 829
 Park C.G., 341
 Parlow R.D., 601
 Parshina L.A., 571
 Pavliouk A., 219
 Pawelec J.J., 103
 Pawłowski W., 515
 Payansky Y.M., 73
 Petak L.P., 637
 Petrov B.V., 125
 Petrushko U.I., 431
 Pevnitsky V.P., 811
 Piłatowicz A., 361
 Pirjola R., 351
 Plumej J.P., 371
 Polozok Y.V., 823
 Porteanu M., 181
 Quelch M.W., 163
 Quboa K., 591
 Rajan S., 283
 Rebrova T.B., 561
 Rodionov Ya.G., 729
 Rusakiewicz W., 173
 Rutkowski J.T., 13
 Schatzberg A., 303
 Schüppler H., 693, 713
 Segá W., 487, 497, 507
 Senčilo A.Y., 83, 309
 Sevastyanova L.A., 561
 Shafai L., 329
 Śmiałkowski T., 543
 Smolyanskaya A.Z., 561
 Spaulding A.D., 143
 Starčević D., 477
 Stecher M., 647
 Steinbigler H., 703
 Struzak R.G., 7, 497
 Stumpers F.L., 9
 Svoboda J., 801
 Szabłowski B.F., 465
 Szekeres B., 419
 Szlavska L., 455
 Szpor S., 673
 Tarnawecy M.Z., 329
 Temkin S.E., 209
 Timofeev V.V., 73
 Tranfaglia A., 553
 Treiger M.B., 533
 Trofimov A.I., 73
 Troitsky V.H., 431
 Tugelkin V.K., 319
 Umbert A., 371
 Vaculikova P., 801
 Vasenkova L.V., 877
 Venskauskas K.K., 291
 Vondrák M., 801
 Waszkis W., 487, 497, 507
 Weinberger H.L., 23
 Weiss H.J., 57
 Więcek M., 893
 Wiesinger J., 703
 Wimmer J., 153
 Wojnar A., 33
 Yamazaki M., 409
 Yamazaki T., 409
 Yampolsky V.G., 737, 743
 Zakharov A.S., 437
 Žarko R., 883
 Zavizion V.A., 571
 Żernicki E., 761

Алфавитный указатель советских авторов

Абрамсон В.М.	83	Паршина Л.А.	571
Акимов В.С.	83	Паянский Ю.М.	73
Андреев Г.А.	318, 437	Певницкий В.П.	811
Вакаушина Г.Ф.	571	Петров В.В.	125
Бецкий О.В.	561, 571	Петрушко П.И.	431
Вороничев Г.К.	111	Полозов Ю.В.	823
Выховский М.А.	227, 247	Реброва Т.В.	561
Васенкова Л.В.	877	Родионов Я.Г.	729
Венскаускас К.К.	291	Севастьянова Л.А.	561
Гайдук В.И.	571	Сенчило А.Я.	83, 309
Гельвич Э.А.	561	Смолянская А.З.	561
Голант М.В.	561	Темкин С.Е.	209
Голухов В.А.	318, 437	Тимофеев В.В.	73
Горбачев А.А.	729, 877	Трейгер М.Б.	533
Данилов В.И.	877	Троицкий В.Н.	431
Деятков Н.Д.	561, 571	Трофимов А.И.	73
Дмитрева Е.Н.	533	Тужилкин В.К.	318
Завязков В.А.	571	Фалеев А.С.	571
Захаров А.С.	437	Фролов О.П.	743, 747
Ильин Ю.Д.	191, 201	Хохлов Г.И.	437
Илькаев Г.И.	111	Храпко А.М.	571
Калмаков А.П.	793	Хургин У.И.	571
Кантор Л.Я.	67	Черномордик Д.А.	859
Капитонов В.В.	381	Ямпольский В.Г.	737, 743
Кириченко В.И.	263, 273		
Ковальчук В.М.	533		
Конторович В.Я.	823		
Красильников В.Д.	729		
Кудряшова В.А.	571		
Куренный Э.Г.	533		
Леонов В.А.	849		
Лившиц Д.М.	849		
Локшин М.Г.	247		
Модеев Ю.И.	729, 877		
Мясковский Г.М.	263, 273		
Орлов Р.А.	309		
Павлюк А.П.	219		
Палатов К.И.	571		

CONTENTS

OPENING CEREMONY

Chairman's Address	7
Program Committee Chairman	9

A. PLENARY SESSION

1	A1	R.C. KIRBY, J. T. RUTKOWSKI: Electromagnetic compatibility guidelines for the next 20 years: impact of the WARC-1979	13
2	A2	H.L. WEINBERGER: Communication satellite spectrum conservation through advanced technology	23
3	A3	A. WOJNAR: Objective EMC criteria for radio systems: do they exist?	33
4	A4	S. CANIGLIA, S. CARDINALI, L. INZOLI: EMI problems in the design of telephone switching system	45

B. EMC ASPECTS IN SATELLITE SYSTEMS

5	B1	H.I. WEISS: EMC and communication satellite services after WARC-79	57
6	B2	L. Ya. KANTOR: On the estimation of the geostationary orbit capacity limits	67
7	B3	V.V. TIMOFEEV, Y. M. PAYANSKY, A.I. TROFIMOV: Some practical aspects of satellite communication systems coordination	73
8	B4	Y.M. ABRAMSON, A. Y. SENCHILO, V.SAKIMOV: Prediction of and potential trouble measures against broadband man-made radio interference to a scheduled system of satellite television broadcasting at 12 GHz	83
9	B5	J. R. HERMAN: Noise sources in near-space spectrum pollution	93

C. GENERAL PROBLEMS AND STATISTICAL METHODS IN EMC (URSI Commission E Session)

10	C1	J. J. PAWELEC: On some probabilistic approach to EMC problems in communication systems	103
11	C2	G.K. BORONICHEV, G. I. ILKAYEV: Determination of a criterion for a degree of electromagnetic compatibility of a complex consisting of interference sources and receptors	111
12	C3	R. FLORYŃSKI: Signal and noise spectra superposition -- a measure of transmission performance	117
13	C4	B.V. PETROV: An analysis of pulse interference in electronic equipment	125
14	C5	T. NAKAI: Requirement of instrumentation for the statistical measurement on the man-made noise	133
15	C6	A.D. SPAULDING: The robustness of the locally optimum detectors for non-gaussian noise	143

D. SPECIFIC EMI SOURCES

16	D1	J. WIMMER: Interface -- EMC for data and signal lines	153
17	D2	J.K. HALL, M. W. QUELCH: R.F. interference generated by a thyristor-controlled, hand-held drill motor	163
18	D3	W. RUSAKIEWICZ: EM field produced by frequency-stabilized R.F. plastic welders	173
19	D4	M. PORTEANU: Increase of noise immunity in relay control systems by using on-off element with generalized characteristic	181
20	D5	U.D. ILYIN: Passing the undesired oscillations of an oscillator through the waveguide transmission line elements	191
21	D6	U.D. ILYIN: Methods and equipment for measuring the pulling figure of a magnetron with a view to calculating the cut-off-band oscillations spectrum	201
22	D7	S.E. TEMKIN: The spectrum calculation of the out-of-band radiation of an impulse magnetron	209

E. EMC AND RADIOCOMMUNICATION I

23	E1	A. PAVLIOUK: CCIR and efficient use of the radio-frequency spectrum	219
24	E2	M.A. BYKHOVSKY: Radio interference compensation in angular modulation communication systems	227
25	E3	M.M. MILLER: The influence of first local oscillator spectrum on the dynamic range of HF communication receiver	237
26	E4	V.A. BYKHOVSKY, M. G. LOKSHIN: Methods to improve EMC in TV broadcasting	247
27	E5	A. KARWOWSKA-LAMPARSKA, L. KEDZIERSKI: Redundancy reduction and picture quality	255

F. EMC AND RADIOCOMMUNICATION II

28	F1	G.M. MYASKOVSKY, V. I. KIRICHENKO: Forecast of radio interferences to mobile surface radio services	263
29	F2	G.M. MYASKOVSKY, V. I. KIRICHENKO: Probability characteristics of radio interferences to mobile surface radio communication systems	273
30	F3	S. RAJAN, T.A.R. BHAT: Frequency assignment in duplex communication systems to avoid intermodulation interference	283
31	F4	K. K. VENSKAUSKAS: The improvement of electromagnetic compatibility characteristics of the marine HF and MF Radio communication systems	291

G. EM FIELDS

- 32 G1 C. ALTMAN, A. SCHATZBERG: Reciprocity relations between currents and fields in gyrotropic, anisotropic and bianisotropic media 303
- 33 G2 R.A. ORLOV, A. Y. SENCHILLO: Determination of interrelation between arbitrary radiators by means of series expansion in multipole fields 309
- 34 G3 G.A. ANDREEV, V.A. GOLUNOV, V.K. TUGELKIN: Radiation properties of natural formations in the millimeter wave range 319

H. POWER LINE RADIATION (Coupling to the ionosphere and magnetosphere — impact of natural and man-made noise)

- 35 H1 W.M. BOERNER, J. B. COLE, W.R. GODDARD, M. Z. TARNAWECKY, L. SHAFAI, D.H. HALL: Impacts of solar and auroral storms on power line systems . 329
- 36 H2 C.G. PARK, R.A. HELLIWELL, F. LEFEUVRE: Ground observations of power line radiation coupled to the ionosphere and magnetosphere 341
- 37 H3 R. PIRJOLA: Induction in power transmission lines during geomagnetic disturbances 351
- 38 H4 A. PILATOWICZ: Radio noise level due to electric power lines and its relation with line design parameters 361
- 39 H5 A. UMBERT, J. FONTAINE, J.P. PLUMIEY: A computing model and its experimental testing for an evaluation of electromagnetic interferences created by interfering circuits on transmission or high-voltage lines above a dissipative ground . . . 371
- 40 H6 V.V. KAPITONOV: Assessment of radio interference from power lines taking into account their fluctuations in time and space 381

I. PROPAGATION

- 41 I1 M.J. GRZYBKOWSKI: A novel formula for VHF/UHF propagation loss for land mobile communication in rural terrain . . . 393
- 42 I2 H. HASHIMOTO, Y. KANAMARU: Height-patterns of VHF television waves 339
- 43 I3 T. HOSONO, T. HINATA, T. YAMAZAKI, M. YAMAZAKI: Some techniques for suppressing TV-signal interference caused by tall buildings 409
- 44 I4 B. SZEKERES: Propagation in urban areas between antennas of low elevation at VHF and UHF frequencies 419
- 45 I5 V.H. TROITSKY, U.I. PETRUSHKO: Fast signal fluctuations for anomalous long distance SHF and UHF propagation . . 431
- 46 I6 V. A. GOLUNOV, A. S. ZAKHAROV, G.I. KHOKHLOV: Fluctuation

of amplitude, intensity, phase and direction of arrival and propagation direction of millimeter radiowaves in turbulent atmosphere 437

47 I7 H.T. AL HAFID, S.C. GUPTA, M.I. ALMA-SHADANI: Propagation of electromagnetic waves up to 40 GHz through sand and dust storm periods 447

J. COMPUTER MODELS

- 48 J1 L. SZLAVICKA: Computer-aided method for analysing VHF and UHF interferences on broadcast receivers 455
- 49 J2 D.J. BEM, M.A. KLAJN, B.F. SZABLOWSKI: Conceptual model of the electromagnetic environment for EMC analysis of radiocommunication systems 465
- 50 J3 D. STARČEVIĆ: Production of digital model of topographic map for radio communication planning 477
- 51 J4 D.J. BEM, W. SEGA, W. WASZKIS: Model of topographical environment of VHF/UHF broadcasting systems 487
- 52 J5 W. SEGA, R. G. STRUŽAK, W. WASZKIS: Computer prediction of VHF/UHF transmitting station coverage area 497
- 53 J6 D.J. BEM, W. SEGA, W. WASZKIS: Computer simulation of a TV-network . . . 507
- 54 J7 R. KATULSKI, W. PAWŁOWSKI: Calculation of terrain distribution of field strength for VHF and UHF television and broadcasting services 515
- 55 J8 L. GĘBORYS: ZIR — the new program for interference computation in radio link network 523
- 56 J9 E.G. KURENNY, E.N. DMITRIEVA, M.B. TREIGER, V.M. KOVALCHUK: Mathematical modeling of flicker influence . . . 533

K. BIOLOGICAL EFFECTS OF RF ENERGY

- 57 K1 A. KOPERSKI, T. ŚMIAŁKOWSKI: Evaluation of radiation hazards caused by HF equipment 543
- 58 K2 G. D'AMBROSIO, G. FERRARA, A. TRANFAGLIA: Pulsed radiation teratogenic effects 553
- 59 K3 N.D. DEVIATKOV, O.V. BETSKY, E.A. GELVICH, M.B. GOLANT, T.B. REBROVA, L.A. SEVASTYANOVA, A.Z. SMOLYANSKAYA: Influence of the millimetre wave electromagnetic radiation on the biological structures and different organisms 561
- 60 K4 N.D. DEVIATKOV, G. P. BAKAUSHINA, O.V. BETSKY, V. I. GADUK, V.A. ZAVIZION, V.A. KUDRYASHOVA, K.I. PALATOV, L.A. PARSHINA, A.S. FALEEV, A.M. HRAPKO, U.I. HURGIN: Millimeter spectroscopy as a method of

- studying microwave radiation influence on biologically active compounds 571
- 61 K5 W. NOWAKOWSKI: The growth and the content of DNA and RNA of seedlings of *Pisum sativum* L. and *Cucumis sativus* L. in the environment without exterior electromagnetic field 583
- 62 K6 K. QUBOA, H. T. AL HAFID, S. C. GUP-TA: Estimation of power absorption and temperature rise within human eye in presence of electromagnetic radiations 591
- L. TECHNIQUES FOR EFFICIENT SPECTRUM UTILIZATION
- 63 L1 R.D. PARLOV: Management techniques for improved spectrum utilization 601
- 64 L2 R.J. MAYHER, W.M. MORAN: Minicomputer software development for spectrum management 609
- 65 L3 L. DULOVIĆ, V. BIJEIĆ: Information and documentation system for radio-frequency spectrum management 617
- 66 L4 J.P. MURRAY, R.J. MATHESON: Computer aided spectrum monitoring 627
- 67 L5 L. P. PETAK: An application of automatic spectrum monitoring equipment 637
- 68 L6 M. STECHER: Properties of smart EMI-measuring receivers 647
- M. LIGHTNING AND EMC
- 69 M1 S. LUNDQUIST: Observed radiation pulses from lightning and the localization of thunderstorms in Sweden 657
- 70 M2 C. LETEINTURIER, B. DJEBARI, J. HAMELIN, I. FONTAINE: Electromagnetic field emitted by lightning stroke. Theoretical model taking into account the ground conductivity. Comparison with experimental measurements made at Saint Privat d'Allier 663
- 71 M3 S. SZPOR: Polish lightning research-electromagnetic theories 673
- 72 M4 T. HORVÁTH: A practical method of calculation of the induced voltage 683
- 73 M5 D. BEYER, H. LORKE, H. SCHÜPPLER: Calculation of lightning effects on communication cable 693
- 74 M6 H. STEINBGLER, J. WIESINGER: Voltage responses of screening tubes to unit step lightning currents with regard to ferromagnetic and non-ferromagnetic materials 703
- N. EMC AND CABLE COMMUNICATION
- 75 N1 D. BEYER, S. GÖTZE, H. LORKE, M. MEHNER, H. SCHÜPPLER: EMC and protective measures in communication systems 713
- 76 N2 B. DEMOULIN, P. DEGAT'QUE, M. CAUTERMAN: Electromagnetic coupling through the braid of a coaxial cable 721
- 77 N3 A.A.GORBACHEV, V.D. KRASILNIKOV, Yu. I. MODEEV, Ya. G. RODIONOV: Equipment methods of protection of wire intercity transmission lines against radio noises 729
- O. EMI REDUCTION THROUGH ANTENNA DESIGN
- 78 O1 V.G. YAMPOLSKY: The front-to-back ratio of the antennas for radio-relay links and methods for its improving 737
- 79 O2 O.P. FROLOV, V.G. YAMPOLSKY: A statistical estimate of the protective action of the antennas of the radio relay links 743
- 80 O3 O.P. FROLOV: The back-to-front ratio of a mirror antenna with weak illumination of aperture edges 747
- 81 O4 D.J. BEM, A. KARWOWSKI, M. MOSZCZYŃSKI: Circuit properties of cage antennae 751
- 82 O5 D.J. BEM, E. ŻERNICKI: Measuring LF and MF antenna radiation patterns by means of a helicopter 761
- P. MEASURING METHODS AND INSTRUMENTATION I
- 83 P1 E. CORSARO: Shielding and immunity from radio interferences. Basic objects of measurement methods 771
- 84 P2 W. HADRIAN: Measuring tests for shielding effectiveness of an enclosure of energy distribution devices used in building complexes 783
- 85 P3 A. P. KALMAKOV: Assessment of a batch of radiointerference producing electrical appliances on the basis of an extremely limited sample 793
- 86 P4 P. VACULIKOVÁ, M. VONDRÁK, J.SVOBODA: Some aspects of measuring radio frequency interference generated by static power converters 801
- 87 P5 V.P. PEVNITSKY: On the relationships between the quasi-peak and effective values of quasi-impulsive processes of man-made radio interference 811
- 88 P6 Y.V. POLOZOK, V. Y. KONTOROVICH: On the uncertainty of estimation of conditions of transmission systems equipment operation when checking the interference by a broadband device 823
- 89 P7 P. CORONA, A. De BONITATIBUS, G. FERRARA, E. PAOLINI: The limits for anisotropy of the mixture of fieldmodes to be satisfied in the reverberating chambers with variable geometry used for power measurements 829
- 90 P8 I. NOVÁK: Possibilities of measuring co-channel interference among AM broadcasting transmitters 839

Q. MEASURING METHODS AND INSTRUMENTATION II

- | | | | | | |
|----|----|---|-----|---------------------|-----|
| 91 | Q1 | V.A. LEONOV, D.M. LIVSHITS: Artificial mains-networks used in measuring man-made radio interference | 849 | | |
| 92 | Q2 | D.A. CHERNOMORDIK: A magnetic-field generator intended for measuring the immunity of radio electronic equipment to interference | 859 | | |
| 93 | Q3 | M. BORSERO, E. NANO: Test site suitability assessment for radiation measurements. | | | |
| | | | | Theoretical results | 867 |
| 94 | Q4 | L.V. VASENKOVA, A. A. GORBACHEV, V.I. DANILOV, Yu. I. MODEEV: A noiseproof meter of noise signal intensity measurement | | | 877 |
| 95 | Q5 | R. ŽARKO: The problems of linearity and pulse response in the design of an audio-frequency interference voltmeter | | | 883 |
| 96 | Q6 | M. WIĘCEK: Influence of nonideal bandstop filter on measurement results of AM receivers using spectral method | | | 893 |

СОДЕРЖАНИЕ

	стр.
ЦЕРЕМОНИЯ ОТКРЫТИЯ	
Вступительное слово председателя симпозиума	7
Вводные замечания председателя Комитета по научной программе	9
А. ПЛЕНАРНОЕ ЗАСЕДАНИЕ	
1 А1 Р.Ц. Кирби, Е. Рутковский: Решения ВАКР 79 - программа работ в области ЭМС на предстоящие 20 лет.	13
2 А2 Г.Л. Вайнберггер: Использование прогрессивной технологии для сохранения спектра спутников связи.	23
3 А3 А. Войнар: Объективные критерии по ЭМС для радиосистем - существуют-ли они?	33
4 А4 С. Каниггиа, Г. Кардинали, Л. Инволи: Проблемы радиопомех при проектировании телефонных коммутационных систем	45
В. ЭМС И СПУТНИКОВАЯ СВЯЗЬ	
5 В1 Х.И. Вайс: ЭМС и спутниковая связь после Мировой административной радиоконференции 1979.	57
6 В2 Л.Я. Кантор: Об оценке предельной пропускной способности геостационарной орбиты.	67
7 В3 В.В. Тимофеев, Ю.М. Паянский, А.И. Трофимов: Некоторые практические аспекты координации систем спутниковой связи	73
8 В4 Ю.М. Абрамсон, А.Я. Сенчило, В.С. Акимов: Прогноз и профилактика широкополосных промышленных радиопомех планируемой системе спутникового ТВ вещания на 12 ГГц.	83
9 В5 Д.Р. Херман: Источники радиопомех в ближнем космическом пространстве.	93
С. ОБЩИЕ ПРОБЛЕМЫ И СТАТИСТИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ В ЭМС /сессия Комиссии E УРСИ/	
10 С1 Ю.Я. Павелец: Об одном вероятностном подходе к вопросу ЭМС в системах электросвязи.	103

VIII

- 11 С2 Г.К. Вороничев, Г.И. Илькаев: Определение критерия ЭМС комплекса источников помех и рецепторов. 111
- 12 С3 Р. Флорински: Коэффициент покрытия спектра сигнала спектром помехи в качестве меры неискаженности передачи. 117
- 13 С4 Б.В. Петров: Анализ импульсных помех в радио-электронной аппаратуре. 125
- 14 С5 Т. Накаи: Требования к аппаратуре для статистических измерений радиопомех. 133
- 15 С6 А.Д. Спольдинг: Устойчивость против негаусовского шума локально оптимальных детекторов. 143

D. ОТДЕЛЬНЫЕ ИСТОЧНИКИ ПОМЕХ

- 16 D1 И. Виммер: Интерфейс — ЭМС для линий передачи данных. 153
- 17 D2 Ж.К. Хол, М.В. Квельч: Радиопомехи создаваемые ручной дрелью с тиристорным управлением. 163
- 18 D3 В. Русакевич: ЭМ поле от устройств для высокочастотной сварки пластмасс, работающих со стабилизацией частоты. 173
- 19 D4 М. Портеану: Увеличение помехоустойчивости в системах управления с реле, путем применения элемента включение-выключение с обобщенными характеристиками. 181
- 20 D5 Ю.Д. Ильин: Прохождение побочных колебаний генератора через элементы волноводного тракта 191
- 21 D6 Ю.Д. Ильин: Методы и аппаратура для измерения коэффициента электронного смещения частоты /КЭСЧ/ магнетрона, с целью последующего расчета спектра внеполосных колебаний. 201
- 22 D7 С.Е. Темкин: Расчет спектра внеполосных излучений импульсного магнетрона. 209

E. ЭМС В РАДИОСВЯЗИ I

- 23 E1 А.П. Павлык: МНКР и проблема повышения эффективности использования радиоспектра. 219
- 24 E2 М.А. Быховский: Компенсация радиопомех в системах связи с угловой модуляцией. 227
- 25 E3 М. Миллер: Влияние спектра сигнала первого гетеродина на динамику КВ радиосвязного приемника. 237

IX

- 26 F1 В.А. Быховский, М.Г. Локшин: Методы улучшения ЭМС служб ТВ вещания. 247
- 27 E5 А. Карвовска-Лямпарска, Л. Кендзерски: Влияние уменьшения избыточности на качество изображения. 255
- F. ЭМС В РАДИОСВЯЗИ II
- 28 F1 Г.М. Мясковский, В.И. Кириченко: Прогноз радиопомех сухопутным подвижным радиослужбам. 263
- 29 F2 Г.М. Мясковский, В.И. Кириченко: Вероятностные характеристики радиопомех системам сухопутной подвижной службы 273
- 30 F3 С. Раман, Т.А.Р. Вхат: Метод присвоения частот в системах дуплексной связи, позволяющий избежать интермодуляционных помех. 283
- 31 F4 К.К. Венскаускас: Улучшение характеристик ЭМС судового комплекса средств радиосвязи диапазонов декаметровых гектометровых волн. 291
- G. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПОЛЯ
- 32 G1 Ц. Алтман, А. Шацберг: Отношения взаимности между токами и полями в гиротропных, анизотропных и двуанизотропных средах. 303
- 33 G2 Р.А. Орлов, А.Я. Сенчило: Определение взаимосвязи произвольных излучателей с помощью разложений по полям мультиполей. 309
- 34 G3 Г.А. Андреев, В.А. Годунов, В.К. Тухилин: Излучательные свойства природных образований в миллиметровом диапазоне волн. 319
- H. ИЗЛУЧЕНИЕ ЛИНИЙ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧ /взаимодействие с Ионосферой и магнитосферой - влияние натуральных и промышленных помех/
- 35 H1 В.М. Вернер, Е.В. Коль, В.Р. Годдард, М.З. Тарнавецки, Л. Шафан, Д.Х. Хол: Влияние солнечных бурь и бурь от полярного сияния на системы ЛЭП. 329
- 36 H2 Ц.Г. Парк, Р.А. Халликуэль, Ф. Лефер: Наземные наблюдения излучения ЛЭП, взаимодействующего с Ионосферой и магнитосферой. 341
- 37 H3 Р. Пирвола: Индукция в ЛЭП во время геомагнитных возмущений. 351

- 38 Н4 А. Пилатович: Радиопомехи от ЛЭП высокого напряжения и влияние параметров проектирования ЛЭП на уровень этих помех. 361
- 39 Н5 А. Умберт, Ж. Фонтэн, Ж.П. Пльмей: Вычислительная модель и ее экспериментальная проверка для оценки ЭМ помех, создаваемых мешающими контурами в передающих линиях на землей с потерями. 371
- 40 Н6 В.В. Капитонов: Оценка радиопомех от ЛЭП с учетом их временных и пространственных флуктуаций. 381

1. РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

- 41 I1 М.Я. Гжибковски: Новая формула оценки потерь энергии при распространении радиоволн на трассе наземной подвижной радиосвязи в сельской местности. 393
- 42 I2 Х. Хашимото, И. Канамару: Характеристики изменения с высотой телевизионного сигнала ОВЧ. 399
- 43 I3 Т. Хосоно, Т. Хината, Т. Ямазаки, М. Ямазаки: Некоторые методы подавления помех в приеме ТВ сигнала, вызванных высотными зданиями. 409
- 44 I4 В. Секереш: Распространение радиоволн в городе между низкими антеннами в диапазоне ОВЧ и УВЧ. 419
- 45 I5 В.Н. Троицкий, Ю.И. Петрушко: Быстрые флуктуации сигнала при аномальном дальнем распространении сантиметровых и дециметровых волн. 431
- 46 I6 Г.А. Андреев, В.А. Голунов, А.С. Захаров, Г.И. Хохлов: Флуктуации амплитуды, интенсивности, фазы, угла прихода и направления распространения миллиметровых волн в турбулентной атмосфере. 437
- 47 I7 Х.Т. Ал Хафид, С.Ц. Гупта, М.И. Ал Машхадани: Распространение ЭМ волн частотой до 40 ГГц через пылевые и песчаные бури. 447

1. МОДЕЛИРОВАНИЕ НА ЭЦВМ

- 48 J1 Л. Славичка: Метод для анализа помех в радиовещательных приемниках диапазона ОВЧ и УВЧ с помощью ЭЦВМ. 455
- 49 J2 Д.Ю. Бэм, М. Клайн, Б. Шабловски: Понятная модель ЭМ среды для анализа ЭМС радиосистем. 465

- 50 J3 Д. Старчевиц: Создание цифровой модели топографической карты для целей планирования радиосистем. 477
- 51 J4 Д.Ю. Бэм, В. Сенга, В. Вашкис: Модель топографической среды для радиовещательных систем в диапазонах ОВЧ/УВЧ. 487
- 52 J5 В. Сенга, Р.Г. Стружек, В. Вашкис: Предсказание с помощью ЭЦВМ зоны покрытия радиостанции в диапазонах ОВЧ/УВЧ. 497
- 53 J6 Д.Ю. Бэм, В. Сенга, В. Вашкис: Моделирование на ЭЦВМ телевизионной сети. 507
- 54 J7 Р. Катульский, В. Павловски: Вычисление напряженности поля для радиовещательных и телевизионных служб в диапазонах СВЧ и УВЧ. 515
- 55 J8 Л. Гемборьск: ЗИР — новая программа для расчета помех в сети радиорелейных линий. 523
- 56 J9 Э.Г. Куренный, Е.Н. Дмитриева, М.В. Трейгер, В.М. Ковальчук: Математическое моделирование воздействий фликера. 533

К. БИОЛОГИЧЕСКОЕ ВЛИЯНИЕ В.Ч. ЭНЕРГИИ

- 57 K1 А. Коперски, Т. Смялковски: Оценка опасного ЭМ излучения, вызванного высокочастотным оборудованием. 543
- 58 K2 Г. д'Амброзио, Г. Феррера, А. Транфалиа: Тератогенные эффекты импульсного ЭМ излучения. 553
- 59 K3 Н.Д. Девятков, О.В. Вецкий, Э.А. Гельвич, М.В. Голант, Т.В. Реброва, Л.А. Севастьянова, А.З. Смолянская: Воздействие электромагнитных колебаний миллиметрового диапазона длин волн на биологические структуры и организмы различной сложности. 561
- 60 K4 Н.Д. Девятков, Г.Ф. Бакаушина, О.В. Вецкий, В.И. Гайдук, В.А. Завизион, В.А. Кудряшова, К.И. Палатов, Л.А. Паршина, А.С. Фалеев, А.М. Храпко, У.И. Хургин: Миллиметровая спектроскопия как метод изучения воздействия СВЧ излучения на биологически активные соединения. 571
- 61 K5 В. Новаковский: Рост и содержание ДНК и РНК в сеянцах гороха и огурца в среде без ЭМ поля. 582
- 62 K6 К.М. Кубов, Х.Т. Ал Хафид, С.Ц. Гупта: Оценка поглощения мощности ЭМ излучения и повышения температуры в глазу человека. 591

L. МЕТОДЫ ЭФФЕКТИВНОГО ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЭМ СПЕКТРА

- 63 L1 Р. Парлол: Методы управления для эффективного использования ЭМ спектра. 601
- 64 L2 Р. Майхер, В. Моран: Развитие математического обеспечения миникомпьютера для управления ЭМ спектром. 609
- 65 L3 Л. Дуловиц, В. Билиц: Информационная система на ЭЦМ для контролирования использования радиоспектра. 617
- 66 L4 Д. Муррай, Р. Матесон: Контроль спектра с использованием ЭЦМ. 627
- 67 L5 Л.П. Петак: Применение автоматических устройств наблюдения за ЭМ спектром. 637
- 68 L6 М. Штегер: Приемник для измерения помех с повышенными возможностями. 647

M. МОЛНИИ И ЭМС

- 69 M1 С. Лундквист: Наблюдаемые импульсы излучения от молневых разрядов и определение местонахождения гра в Швеции. 657
- 70 M2 Ц. Летентурье, Б. Дьebarи, Ж. Гамелен, Ж. Фонтен: ЭМ поле излучаемое при ударе молнии. Теоретическая модель с учетом проводимости земли. Сравнение с измерениями проведенными в Сбн-Прива д Алле. 663
- 71 M3 С. Шпор: Польские исследования молнии — электромагнитные теории. 673
- 72 M4 Т. Хорват: Практическая методика расчета индуктированного напряжения. 683
- 73 M5 Д. Вейер, Х. Лорке, Х. Шюллер: Расчет воздействия молнии на кабели связи. 693
- 74 M6 Г. Штайнбиглер, И. Визингер: Отклик по напряжению экранирующих труб на единичный скачок тока молнии при ферромагнитных и неферромагнитных материалах. 703

N. ЭМС В ПРОВОДНОЙ СВЯЗИ

- 75 N1 Д. Вейер, С. Гётце, Х. Лорке, М. Менер, Х. Шюллер: ЭМС и защитные мероприятия в установках связи. 713
- 76 N2 В. Демулен, П. Дегок, М. Котерман: Электромагнитная связь через оболочку коаксиального кабеля. 721

XIII

- 77 №3 А.А. Горбачев, В.Д. Красильников, В.И. Модеев, Я.Г. Родионов: Аппаратурные методы защиты проводных междугородных линий связи от радиопомех. 729

О. УМЕНЬШЕНИЕ ПОМЕХ С ПОМОЩЬЮ НАДЛЕЖАЩЕГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ АНТЕНН

- 78 О1 В.Г. Ямпольский: Помехозащищенность антенн РРЛ в заднем полупространстве и пути ее улучшения. 737
- 79 О2 О.П. Фролов, В.Г. Ямпольский: О статистической оценке защитного действия антенн РРЛ. 743
- 80 О3 С.П. Фролов: Помехозащищенность зеркальных антенн при малом уровне возбуждения краев ее раскрыва. 747
- 81 О4 Д.Ю. Вэм, А. Карвовски, М. Мощински: Свойства клеточных антенн. 751
- 82 О5 Д.Ю. Вэм, Э. Жерницки: Измерения характеристик излучения длинно и средневолновых антенн с помощью вертолета. 761

Р. МЕТОДЫ И АППАРАТУРА ИЗМЕРЕНИЙ I

- 83 Р1 Э. Корсаро: Экранирование и помехоустойчивость — основные предметы измерений. 771
- 84 Р2 В. Хадриан: Метод испытания эффективности экранирования кожуха энергетических распределительных устройств, используемых в зданиях. 783
- 85 Р3 А.П. Калмаков: Оценка партии электроустройств-источников помех по крайне ограниченной выборке. 793
- 86 Р4 П. Вацуликова, М. Вондрак, Я. Свобода: Некоторые аспекты измерения промышленных помех, генерированных мощными полупроводниковыми преобразователями. 801
- 87 Р5 В.П. Певницкий: К вопросу о соотношениях между квазипиковыми и эффективными значениями квазимпульсных процессов промышленных радиопомех. 811
- 88 Р6 В.В. Полозов, В.Я. Конторович: О неопределенности оценки условий работы аппаратуры систем передачи при контроле помех широкополосным прибором. 823
- 89 Р7 П. Корона, А. Де Бонитатibus, Г. Феррара, Э. Паолини: Пределы для анизотропии смеси модов полей, которым надо удовлетворить в реверберационных камерах с переменной геометрией, применяемых для измерений мощности. 831

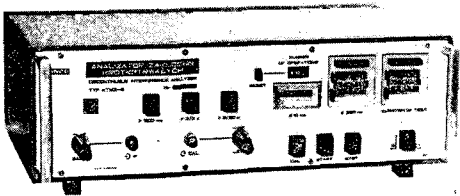
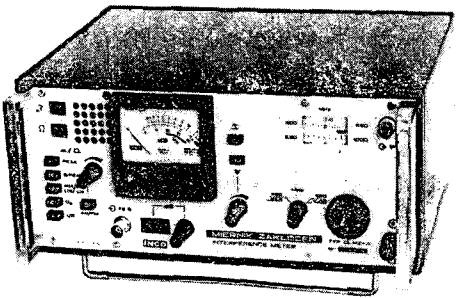
- 90 P8 И. Новак: Возможности измерений в общем канале помех, вызванных радиовещательными АМ передатчиками. 839
- Q. МЕТОДЫ И АППАРАТУРА ИЗМЕРЕНИЙ II
- 91 Q1 В.А. Леонов, Д.М. Лившиц: Эквиваленты сети, используемые при измерении радиопомех. 849
- 92 Q2 Д.А. Черномордик: Генератор магнитного поля для измерения помехозащищенности радиоэлектронной аппаратуры 859
- 93 Q3 М. Ворсери, Э. Нано: Оценка годности площадки для измерения ЭМ поля. Теоретические результаты. 867
- 94 Q4 Л.В. Васенкова, А.А. Горбачев, В.И. Данилов, Ю.И. Модеев: Помехоустойчивый измеритель интенсивности шумовых сигналов.. 877
- 95 Q5 Р. Барко: Проблемы линейности и импульсной характеристики вольтметра звуковых частот. 883
- 96 Q6 М. Венчек: Влияние неидеального заграждающего фильтра на результаты измерения АМ радиоприемников спектральным методом. 893

INCO

ELECTRONIC INSTRUMENTATION

WROCLAW – POLAND

offers



- ▶ Radio interference and field intensity meters for the frequency range of 10 kHz to 1 GHz.
- ▶ Selective microvoltmeters for the frequency range of 10 kHz to 1 GHz.
- ▶ Wide range of special measuring equipment such as: discontinuous interference analyzer, MDS-clamp, artificial mains networks, antennas, voltage probes, current probes.
- ▶ Special generators for pulse response checking of RIFI meters.
- ▶ Variable attenuators, grid-dip meters, coaxial switches and others for the frequency range up to 1 GHz.
- ▶ Q-meters.

Contact us directly:

INCO

ELECTRONIC INSTRUMENTATION

UL. TARNOGAJSKA 11/13,
50-950 WROCLAW, POLAND

PHONE: 67-40-81
TELEX: 0712-357 IN PL

or our exporter:

MEIRONEX

POLISH FOREIGN TRADE ENTERPRISE

AL. JERZOLIMSKIE 44,
00-950 WARSZAWA, POLAND

PHONE: 26-20-11
TELEX: 814471 MTX PL

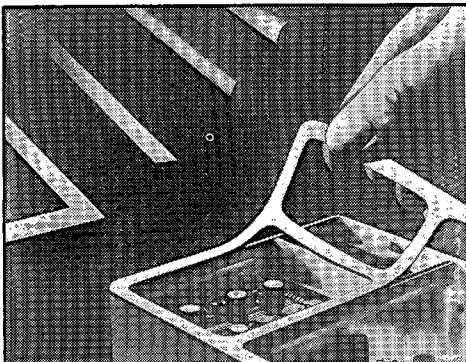
Coming EMC Symposia:

SWISS EMC SYMPOSIUM 1981

4th International Symposium and Exhibition on EMC, March 10-12, 1981, Zurich. For more information contact: Dr. T. Dvorak, ETH Zentrum-KT, 8092 Zurich; Telephone: 01 326-211 ext. 2790, telex: 53173 eth bi.

WROCLAW EMC SYMPOSIUM 1982

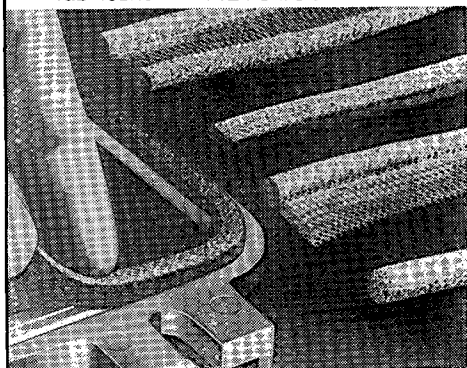
Sixth International Wrocław Symposium and Exhibition on EMC, September 1982, Wrocław, Poland. For more information contact: Mr. W. Moron, EMC Symposium P.O. Box 2141, 51-645 Wrocław 12, Poland, Telephone: 482-815, Telex: 0712 118 ilw pl.



EMI/RFI Conductive gaskets
ALTOSIL HYPER

Conductive Systems

- paints ALTOLAK
- adhesive ALPOXY
- lubricant ALTOLUB



EMI/RFI gaskets for shielding and
sealing
TRICONITE

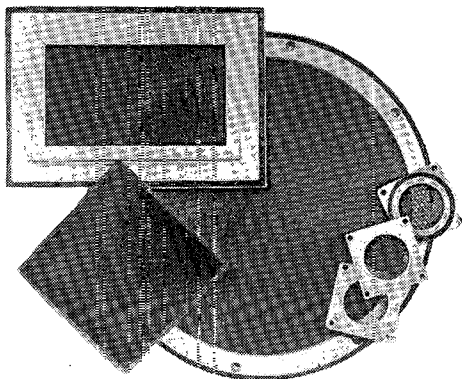


Elastomeric Interconnectors

- ZEBRA
- CELCI
- ALTOCEC
- COMCO

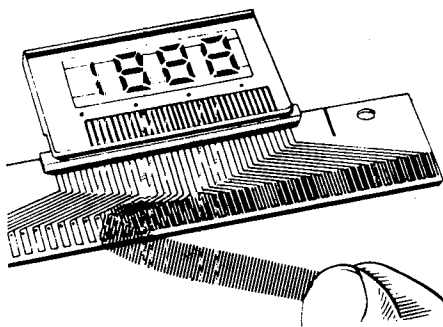
ALTOFLEX

European specialist of the EMI/RFI shielding presents a full range of shielded material:



EMI/RFI Shielded ventilation panels
ALTOCELL

EMI/RFI Shielded windows
HYPERGLACES

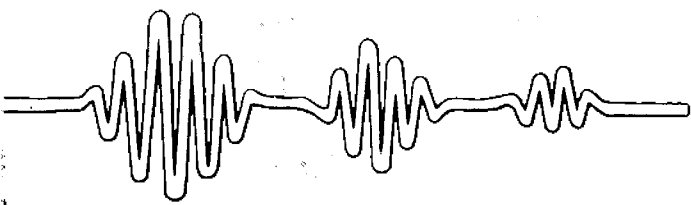


ALTOFLEX

36, rue des Maraichers
75020 PARIS—FRANCE—
Téléphone: 372.81.88
Telex: AGALMEZ 680691 F

Seefeldstr. 92
CH—8008 ZÜRICH
Tél: (01) 69 07 69
Telex: 53975 Zabr CH

4000 DUSSELDORF
Cranachstrasse 6
Fernruf: (0211) 66.40.80
Telex: 858 8146 AGALD



 / 80