

**ВЗАИМНОЕ ВЛИЯНИЕ, ЭКРАНИРОВАНИЕ,  
ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ**

***COUPLING, SHIELDING AND TRANSMISSION LINES***

---

---

*M. D'AMORE, M.S. SARTO, A. SCARLATTI*

Department of Electrical Engineering, University of Rome "La Sapienza"  
Via Eudossiana, 18 – 00184 Roma - ITALY

**ADVANCED MODELING OF EM FIELD INTERACTION  
WITH METALLIC-COMPOSITE AIRCRAFT**

**Abstract:** The performances of a numerical tool for the prediction of the indirect effects of the direct lightning interaction to aircraft are described. The simplifying hypotheses assumed in the model are discussed with reference to the analysis of the aircraft interaction with EM sources characterized by wider frequency spectra.

**1. INTRODUCTION**

In the last years a great interest of the aeronautical community has been devoted towards the development of powerful simulation tools, which are able to simulate the interaction of aircrafts with electromagnetic (EM) fields generated by an EM pulse (EMP) or high intensity radio frequency (HIRF) sources as well as direct and indirect lightning strokes.

A two-years research project has been developed by the authors to predict the EM effects produced by the direct lightning stroke to a metallic and composite aircraft, on the basis of the experience acquired in this field [1,2]. Actually, the avionics authorities foresee the possibility of carrying out the lightning certification process through computational analyses instead of experimental tests.

The aim of this paper is to describe the main characteristics and performances of the simulation models developed for the analysis of the lightning stroke to aircraft. Moreover the simplifying hypotheses assumed in the computational procedure in the frequency

range up to a few megahertz will be discussed. As a result of the analysis, indications will be given concerning the development of the advanced modeling of the aircraft interaction with wide-band EM sources.

**2. NUMERICAL SIMULATION OF  
LIGHTNING STRUCK AIRCRAFT**

The computational procedure for the EM indirect effects prediction is split in two phases: the calculation of the aircraft internal and external EM field and the prediction of the transient currents and voltages induced in the inner cable network.

The transient EM field distribution inside the aircraft is obtained by means of a three-dimensional (3D) finite difference time domain (FDTD) procedure, which bases on the 3D-computer aided design (CAD) model of the aircraft, including the external surfaces and the main internal structures.

The 3D mesh, consisting of cubic cells, is obtained from the digital mock-up defined in the design activity. The space resolution of 10 cm allows to resolve satisfactorily the geomet-

rical details of the structure. The 3D-FDTD procedure bases on Yee's scheme, in which Courant's stability condition is enforced.

An innovative type of boundary conditions, combined with a digital filtering technique, is implemented in the FDTD procedure, in order to truncate the FDTD mesh at only 10 cells from the aircraft, and to assure stability for millions of time iterations [3].

Non-homogeneous materials, such as carbon fiber composites (CFC) and honey-comb, are simulated by defining the effective tensors of electrical conductivity and permittivity [4]. In fact, in the frequency range excited by the lightning phenomenon, i.e. up to a few megahertz, these materials can be modeled as homogeneous and uniform. It is also assumed that the EM wave propagating through the composite panel is characterized by a planar front; this assumption holds since the average propagation constant in the slab is much greater than the propagation constant in the air, in the whole frequency range excited by the transient lightning current.

The efficient thin panel model is then implemented in the FDTD scheme to simulate composite and metallic layers [5,6].

The lightning channel is simulated by means of two segments of thin wire extending from the attachment and detachment points toward the border of the FDTD grid.

A fitting technique is applied to extrapolate the late times waveforms of the EM field, obtained by the FDTD procedure during the initial 50  $\mu\text{s}$  - 100  $\mu\text{s}$  of the transient, corresponding to a maximum of 600,000 iterations.

The magnetic field components along the cable routes are stored and the corresponding frequency spectra are computed by discrete Fourier Transform (DFT).

The electrical network onboard is constituted by several tens thousands of wires, grouped in numerous bundles, connecting all the electrical and electronic apparatus and components. Such field-excited complex network is analyzed by using the transmission line (TL) approach in the frequency domain since

the excited frequency range is up to a few megahertz.

A topological approach is developed in order to derive an equivalent sketch of the complex network, constituted only by two types of elements: branches and junctions.

In order to simplify the onboard complex wiring system, the whole network is subdivided in several electrically independent sub-nets; each sub-net is constituted by all the cables of a certain typology, which leave from one of the connectors of a critical apparatus. Each independent sub-net is then analyzed independently from the others: the presence of nearby cables is taken into account in evaluation of the line-section parameters and induced sources. The critical apparatus and their protection devices are not simulated and the ports of the sub-nets are assumed either open-ended or short-circuited.

A finite-element method (FEM) is used to compute the external parameters of the cables and of the bundles, so that the proximity effect is taken into account and the insulating sheath around the inner conductors is properly simulated. Moreover the non-critical cables are modeled as an equivalent grounded multi-wire harness, which affects the computation of the per-unit-length (p.u.l.) capacitance and inductance matrices of the nearby critical cables.

The TL equations for each field-excited line section of the network are treated by using only the magnetic field components obtained by the FDTD procedure. Each branch is hence represented by an equivalent Pi-type two-port circuit with shunted equivalent current sources accounting for the effects of the incident EM field. The nodal analysis is applied to the resulting lumped-parameter equivalent network, which includes the junctions among branches. Moreover suitable reduction coefficients are applied to the induced equivalent sources in order to take into account for the shielding effect produced by the presence of non-critical cable bundles nearby the critical branch under investigation. This approach allows a strong

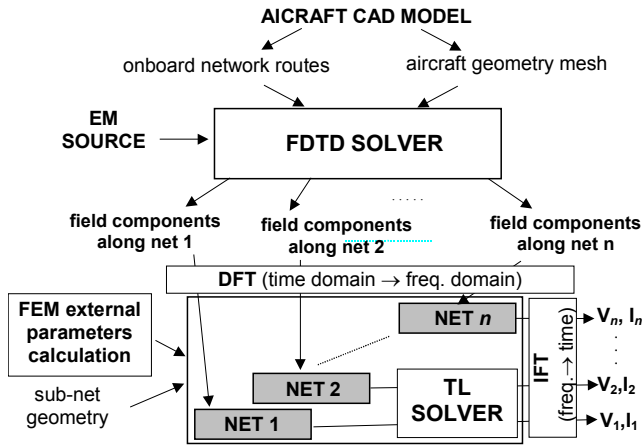


Fig.1. – Block scheme of the computational procedure

reduction of the model complexity and a great simplification of the computational procedure.

The transient voltage and current waveforms are computed by Inverse Fourier Transform (IFT) of the corresponding quantities obtained by the TL-NA procedure.

Fig.1 shows the block diagram of the described procedure.

### 3. TOWARDS THE NUMERICAL SIMULATION OF AIRCRAFT INTERACTION WITH WIDE-BAND SOURCES

Most of the working hypotheses assumed in the procedure described in the previous section are not valid any more in a wider frequency range, i.e. up to a few gigahertz.

In particular the following aspects should be treated: performances of the boundary conditions for the truncation of the FDTD mesh; numerical stability of the 3D-FDTD procedure for several hundred thousands time iterations; calculation of the p.u.l. external parameters of complex cable bundles by numerical method; approach for the simulation of field-excited critical cable harnesses by taking into account the screening effect produced by nearby bundles.

The open-boundary problem of EMP/HIRF excited aircraft is well dealt with by enforcing high-frequency non-reflecting boundary conditions in the FDTD code. This

can be done by using the perfect matched layer (PML) boundary conditions.

Due to the high-frequency content of the exciting field, the space discretization step has to be reduced in order to capture the propagation phenomena. However, the use of a very small space step results in a great expenses of computer resources. This limit can be overcome by applying computational parallel algorithms.

The validity of the effective layer model, which is applied to simulate non-homogeneous materials such as composites, should be verified above 1 GHz, because it bases on the assumption that only the first Floquet mode is modeled in the analysis. Even the validity of the thin panel model, which is applied to simulate multilayered conducting slabs, should be verified: actually such approach cannot be applied if the front of the EM wave propagating into the material is not planar. Moreover, diffraction phenomena and edge effects should be included in the model if the analysis is performed in the gigahertz range.

For frequencies up to a few gigahertz, it can still be assumed that the fundamental TEM mode of propagation is the fundamental one along the sections of the onboard networks, even if higher-order modes are excited as well. Therefore, the TL-NA approach is still adopted, but several critical aspects have to be discussed.

In fact, due to the strong coupling effect between adjacent harnesses, statistical approach should be implemented in order to compute the p.u.l. external parameters of the critical bundles by taking into account the effects of the presence of the non-critical ones. Also the effects of different load conditions of the non-critical cables should be considered. Moreover, due to the penetration of the EM field through the apertures in the braided shields of the cables, the FEM for the calculation of the external parameters can not be applied to disjuncted sub-domains, i.e. core conductors to shield and shield to reference ground. Equivalent representations of the

transverse section of braided shields have to be introduced to take into account the field penetration. Finally, the shielding effect produced by the surrounding non-critical cables on the critical ones excited by the external field should be simulated by using statistical approach, because the influence of several factors such as the load conditions, position of the critical bundle, number of surrounding cables becomes very important.

A great effort has to be done concerning the proper simulation of parasitic parameters of the loads at the cables terminations and of junction elements. Such components can be characterized in a wide frequency range by means of experimental tests. The scattering parameters matrix of each component can be measured for the whole frequency range and then the corresponding frequency-dependent nodal admittance matrix is defined and introduced in the numerical code.

In case of plane wave excitation or of electric field sources, the lumped sources impressed on the equivalent circuit of the network sections are more properly defined in terms of the electric field components. The formulation in terms of incident magnetic field is suitable for the analysis of quasi-magneto-static problems, such as the lightning phenomenon.

#### 4. CONCLUSIONS

An automatic procedure for the analysis of electromagnetic interference (EMI) on the wiring system onboard field-excited aircraft is briefly described. In case of direct or indirect lightning strokes, working hypotheses have been introduced in the definition of the proposed simulation model. As regards EM

sources like EMP/HIRF, the proposed model can be adopted by removing some of the introduced simplifications. Among the defined working hypotheses, the following can be maintained:

- thin panel approximation of metallic and composite material if the EM wave can still be assumed to propagate with a planar front;
- effective material model if only the first Floquet mode is excited;
- analysis of the TEM mode of propagation by the means of TL-NA approach;
- assumption of the reference ground as perfect conductor.

At the contrary, some hypotheses are not valid any more due to the high-frequency content of such exciting sources and must be changed as follows:

- reduction of the space discretization step to capture the minimal wavelength;
- simulation of the onboard network by applying statistical approaches to take into account the presence of non-critical bundles;
- introduction of suitable braided shield models in FEM algorithms to simulate the field penetration through apertures.

Finally some phenomena have to be taken into account:

- edge effects and diffractions in the FDTD analysis;
- ill-conditioned behavior of the equivalent sources expressions as function of the incident magnetic field;
- parasitic parameters on the terminations and on the junction components.

## References

1. M. D'Amore, M.S. Sarto, A. Scarlatti, M. Aprà, V. Volpi, "Lightning stroke to a metallic-composite aircraft: certification feasibility by simulation. Part I – Prediction of the electromagnetic field", EMC EUROPE 2000, Int. Symp. on EMC, Brugge, 11-15 Sept. 2000.
2. M. D'Amore, M. Feliziani, M.S. Sarto, F. Maradei, A. Scarlatti, M. Aprà, V. Volpi, "Lightning stroke to a metallic-composite aircraft: certification feasibility by simulation. Part II – Prediction of the induced electromagnetic effects", EMC EUROPE 2000, Int. Symp. on EMC, Brugge, 11-15 Sept. 2000.
3. M.S. Sarto, A. Scarlatti, "Suppression of late-time instabilities in 3D-FDTD analyses by combining digital filtering techniques and efficient boundary conditions", CEFC 2000, Milwaukee, (IL), June 4-7, 2000.
4. M.S. Sarto, C.L. Holloway, "Effective boundary conditions for the time-domain analysis of the EMC performances of fiber composites", IEEE Int. Symposium on EMC, Seattle, WA, Aug. 2-6, 1999.
5. M.S. Sarto, "A new model for the FDTD analysis of the shielding performances of thin composite structures", IEEE Trans. on EMC, November 1999, Vol. 41, No.4, pp.298-306.
6. M.D'Amore, M.S. Sarto, "Theoretical and experimental characterization of the EMP-interaction with composite-metallic enclosures", IEEE Trans. on EMC, May 2000, Vol.42, No.2, pp. 152-163.
7. M.D'Amore, M.S.Sarto, "Theory of field excited networks", IEEE Trans. on EMC, Special Issue on "EMC Research in Italy", Vol.38, No.2, Aug. 1996.

*S.LEE<sup>1)</sup>, M.HAYAKAWA<sup>1)</sup>, M.OMID<sup>2)</sup>*

1) Dept. of Electronic Engineering, Univ. of Electro-Communications,  
Chofu Tokyo, 182-8585, Japan

2) Teheran University, Center of Informatics and Statistics, Iran (Principal  
contact: lee@whistler.ee.uec.ac.jp)

## RADIATION FROM BENT TRANSMISSION LINES

**Abstract** This paper deals with the radiation phenomenon from bent transmissionlines numerically and experimentally. At first, the radiation loss for different types of bent transmission lines has been estimated by using the method of moments (MoM), in order to suggest the most optimal design for a bent line in terms of a radiation loss. So, the simplest line with a right-angle bend is recommended. Then, the radiation patterns from such a right-angle bent transmission line have been numerically calculated, which may indicate that the radiation is originated mainly at the bend, but other parts are also found to contribute to the overall pattern with many extra lobes. All of the numerical results were confirmed by the corresponding experiment.

### 1. Introduction

An important aspect of electromagnetic interference is the coupling of external (either intentional or unintentional) electromagnetic waves to the transmission lines and electronic systems, and there have been published a lot of papers on this subject [see our recent paper by Omid et al.(1997)[1] and references therein]. The problem opposite to this electromagnetic coupling, is the radiation of undesired electromagnetic waves from various electronic devices, which may lead to different problems (interference to other electronic systems, crosstalk etc.) However, there have been carried out very few investigations

on this radiation phenomenon [2], [3], even though it is essentially fundamental for EMC studies. So, this paper deals with the quantitative estimation of such radiation from a bent transmission line (not only bent parts) by means of full-wave analysis without TEM approximation. We calculate the current distribution of the bent transmission line by means of the MoM. Based on the calculated current distribution, we can readily obtain not only the radiation loss but also radiation patterns.

### 2. Numerical Models and Analysis Method

The configuration of the bent transmission line model is illustrated in Fig.1, together

with the coordinate system used in the paper. The transmission line (with a radius( $a$ ) of 1mm which is much smaller than a wavelength,  $\lambda$  in the frequency range, 50MHz-1.2GHz) is suspended at a height  $h$  above an infinitely perfect conducting ground, and the line without a bend goes further in the  $x$ -direction. The line is bent at the position of  $x=0$  by an angle of  $\alpha$  (from the  $x$  axis toward the  $y$  axis), as shown in Fig.1.

For the numerical analysis of the radiation phenomena of the bent transmission line (Fig.1), NEC2 is used. NEC2 program [4] uses the method of moments(MoM) which solves the integro-differential equations derived from Maxwell's equation with boundary conditions, and the lines are divided into many segments. The accuracy of the numerical solution (NEC2) is dependent on  $\Delta$ (a segment length).

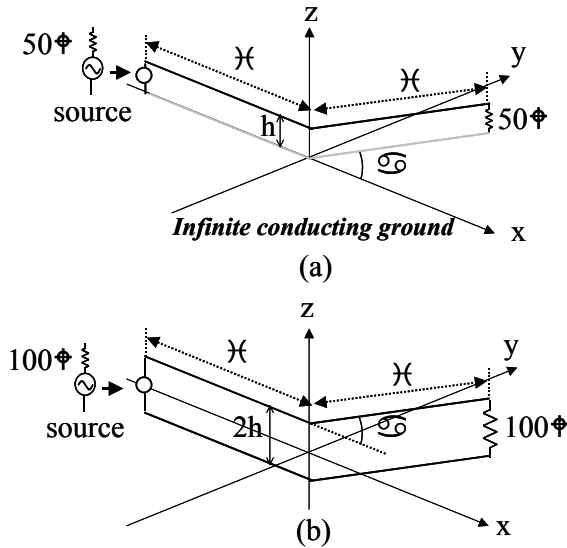


Fig.1 Configuration of the problem and coordinate system used (a) and the equivalent two-wire model used (b).

The accuracy of the numerical solution (NEC2) is dependent on  $\Delta$ (a segment length). The most important assumption in NEC2 is the thin-wire approximation, which provides a lower limit on  $\Delta$  ( $\Delta \geq 8a$ ) in order to guarantee the accuracy of less than 1% [4]. The initial configuration is illustrated in Fig.1(a), but due to this restriction together with a small height of the stand-up parts, we are obliged to consider the equivalent two-wire line case as shown in Fig.1(b) by considering the image of

Fig.1(a). The length of such a segment is taken as follows;  $0.05\lambda$  in the vicinity of the bend (within  $\pm 1\lambda$  from the bend) and  $0.1\lambda$  for other parts.

### 3. Radiation Loss from a Bent Line

Now, let us consider the radiation loss from a bent transmission line. In Fig.1(b), the feeding point on the transmission line being considered to be free from reflection, then the power of incident wave  $P_{in}$  of the transmission line would be the sum of the power  $P_{ref}$  which is reflected from the overall transmission line, the power  $P_h$  which is lost by heat at the load of the terminal, and the radiated power  $P_{rad}$  from a bent transmission line.

$$P_{in} = P_{ref} + P_h + P_{rad} \quad (1)$$

Here, the radiation loss is defined as  $P_{rad}/P_{in}$ . By using the reflection coefficient  $|\Gamma| = (P_{ref})^{1/2}/(P_{in})^{1/2}$  and Eq.(1), we can obtain the radiation loss by the following equation.

$$Radiation\ Loss(P_{rad}/P_{in}) = \frac{(1-|\Gamma|^2)P_{rad}}{(P_{rad} + P_h)} \quad (2)$$

In order to obtain the parameters for the numerical estimations, Eqs.(1) and (2), the program NEC2 is used.

Before the main analysis, the effect of bent angle and height on the radiation loss are estimated. So, the result is given in Fig.2 (the value of bend angle  $\alpha$  is changed 0, 30, 60, 90, 120 and 150 degrees, and the height of line is changed from 0.01 to 0.12  $\lambda$  at 1GHz;  $2\lambda=900\text{mm}$ ). When the value of  $h/\lambda$  increase up to 0.1, the radiation is significantly enhanced up to the order of over 10% even in the case of  $\alpha=0^\circ$  (the straight line). With the increase in  $\alpha$ , about 15% of the input power is seen to be radiated for  $\alpha=90^\circ$  and its radiation loss becomes even larger for  $\alpha \geq 90^\circ$ . As the result, the radiation loss is increased when the degree of bend angle becomes bigger. And we can confirm quantitatively the effect of line height on the radiation.

#### 4. Different Shapes of Bent Lines and Radiation Loss

In order to make a comparison of radiation from different kinds of bent lines, different types of them were considered as shown in Fig.3 (Fig.3 illustrates the correspond to the horizontal parts in Fig.1). In Fig.3  $n=1$  indicates a bend with a right angle,  $n=2$  corresponds to the case of two corners,  $n=4$  corresponds to the case of four corners and the last one is a quarter of a circle. The line spacing (twice the line height in the case with grounded conductor) is  $2h=60\text{mm}$ , the load of each terminal is  $100\Omega$  in Fig.1, and the overall length of linear transmission line and a line with a right angle bend( $n=1$ ) is  $2\lambda=900\text{mm}$ , for a bend with two corners( $n=2$ ),  $2\lambda=745\text{mm}$ , for the bent line with four corners( $n=4$ ),  $2\lambda=716\text{mm}$ , and for the circular track,  $2\lambda=706\text{mm}$ , in Fig.3. The frequency band of analysis is  $50\text{MHz} - 1.2\text{GHz}$ . Radiation loss from a transmission line with one bend (as mentioned in the previous section) is computed where the bend angle,  $\alpha=45^\circ$  (for  $n=2$ ),  $\alpha=36^\circ$  (for  $n=4$ ) and  $\alpha=2.5^\circ$  (for  $n=18$ , for the numerical circular line model) as in Fig.1(b). Also, we obtained the

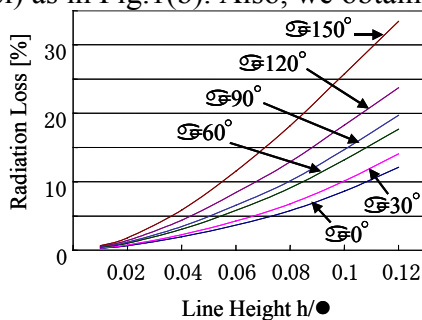


Fig.2 Radiation loss (as a percentage of the input power) as a function of line height ( $h/\lambda$ ). Frequency is  $1\text{GHz}$ ,  $2\lambda=900\text{mm}$ , and  $\alpha$  indicates the bent angle (Fig.1).

same relationship between the bend angle  $\alpha$  and the radiation loss. However, the radiation loss for the bent angle  $\alpha=2.5^\circ$  is nearly equal to that of the straight line, so that we expected that the most smooth line, (i.e., the circular line, even though it has 18 bends) would be the most effective.

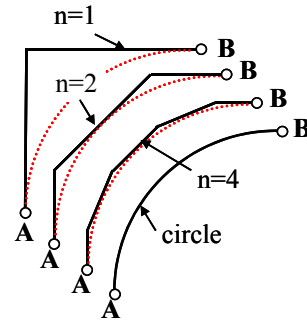


Fig.3 The different types of bent transmission lines, to connect the two points A and B.

Fig.4 illustrates the numerical result of radiation loss for each shape of bent transmission lines. The abscissa of Fig.4 indicates the overall length of the track divided by the wavelength. The frequency ranges from  $50\text{MHz}$  to  $1.2\text{GHz}$ , so that it is relatively difficult to match between the line and tailing end. Since the wave frequency is over a wide range, standing patterns are due to the mismatching as shown in Fig.4. However, Fig.4 suggests a lot of useful information on the radiation loss from bent lines. The radiation loss from a bent line with one corner( $n=1$ ; that is, right angle bend) is larger than that for a straight line( $n=0$ ) by about 2-8%,

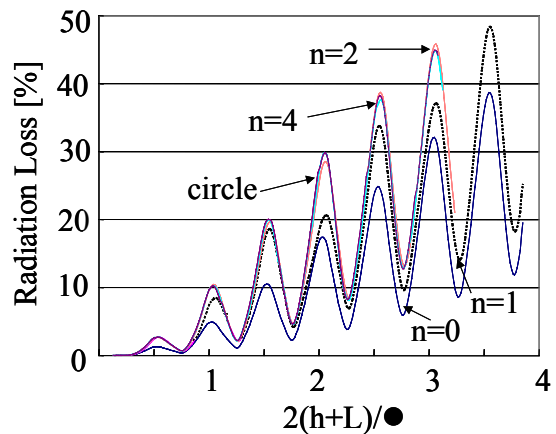


Fig.4 The numerical result for radiation loss. ( $n=0$  indicates a linear line,  $n=1$  means a bend with right angle,  $n=2$  and  $n=4$  mean the bends with two and four corners, Circle indicates a circular line.)

but it is smaller than that of the bend with many corners( $n=2,4,18$ ) by 2-7%. No significant difference in radiation loss is observed for the bend lines with many corners( $n\geq 2$  and circular). Therefore, it can

be concluded that the bend with right angle is most strongly recommended minimizing the radiation loss, which is also the simplest. And we also considered the heat loss of transmission lines [5]. There is no effect of the heat loss of the transmission.

### 5.Experimental Results

In order to confirm the validity of the numerical analysis of the radiation loss, experiments were performed. By using network analyzer, S-parameters ( $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ) are measured in the experiment.  $S_{11}$  and  $S_{21}$  indicate the coefficient of reflection and transmission, respectively. The radiation loss of Eq.(2) can be estimated by,  $P_{rad}/P_{in}=1-|S_{11}|^2-|S_{21}|^2$ . We have good agreement between the numerical and experimental results. As an example, the comparison is plotted in Fig.5 in the case of  $n=1$  (as already shown to be the best in terms of radiation loss). The first glance at Fig.5 suggests that the agreement between the numerical and experimental results is excellent

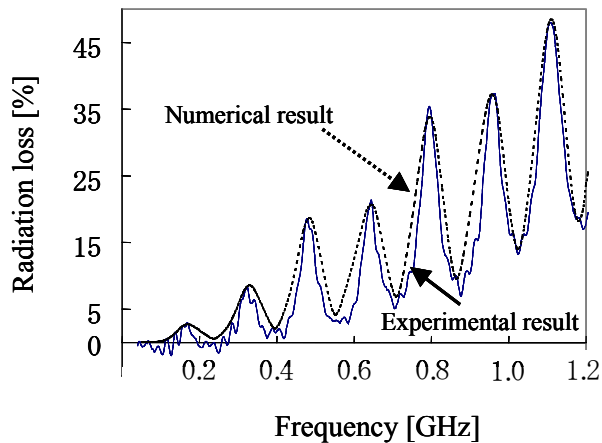


Fig.5 The comparison between the experimental (full line) and numerical results (broken line) in the case of  $n=1$  (the bent line with a right angle bend).

### 6.Radiation pattern

As the second step of our study on a bent transmission line, the radiation pattern is calculated by combining the electromagnetic fields from the currents of all the wire segments (the current distribution is already obtained by NEC2). Also, the numerical estimation for the radiation pattern from a bent

transmission line is confirmed by the corresponding experiment. Fig.6 illustrates the radiation pattern from the whole part of a bent transmission line ( $h=6\text{mm}$ , and  $\alpha=90^\circ$  in Fig.1, in which  $E_\theta$  and  $E_\phi(\theta, \phi$  are the components of the cylindrical coordinate.) are plotted for the fixed value of  $\theta=45^\circ$ . Fig.6(a) and (b) indicates the numerical and experimental estimation, respectively. It is found that both radiation patterns are in good agreement with each other. Nakamura et al.[3] have estimated the radiation by using the full-wave analysis just like ours, but they have had an assumption that the radiation is only from the bend. In order to have a comparison with theirs, we extract a piece of current for the

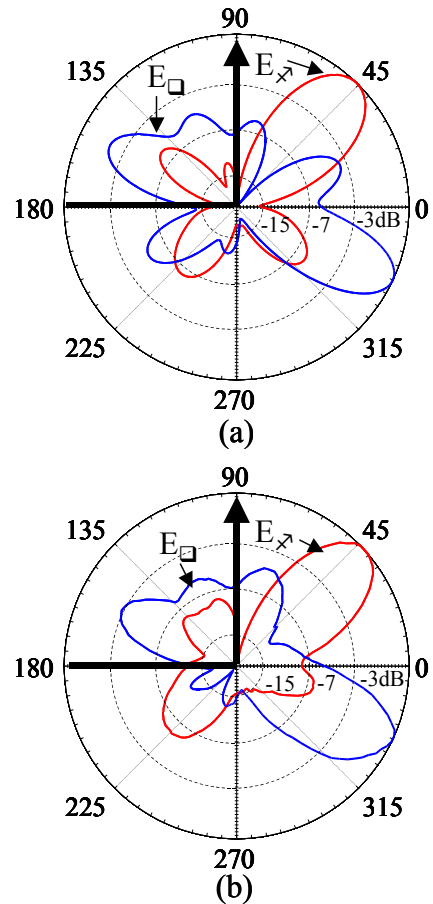


Fig.6 The radiation patterns for the  $E_\theta$  and  $E_\phi$  components with taking into account the whole contribution. (a) indicates the numerical result and (b) indicates the experimental result.  $\lambda=1.1\lambda$ . The thick line indicates the bent line.



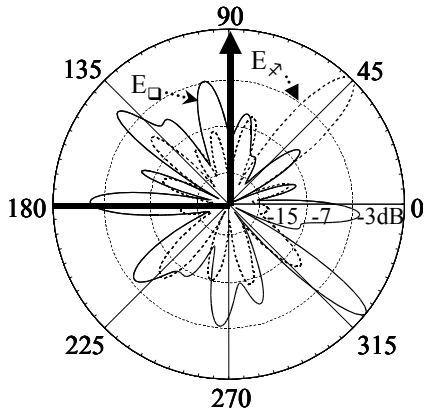


Fig.7 Change in radiation patterns due to the change in the total length.  $\lambda$  is increased to  $\lambda=3.1\lambda$ .

bend region (in the vicinity of the bend within  $\pm 1\lambda$ ) and we compute the radiation patterns (though not shown). Those computed ones are found to be in rather good agreement with Nakamura et al.'s result. However, the radiation patterns in Fig.6 are considerably different from Nakamura's result. The number of side lobes increases considerably with the increasing in line length. This may indicate that even if the radiation is mainly from the bend region, the whole line is also contributing to the overall patterns. This difference becomes to be conspicuous in Fig.7 by the changing the total line length from  $\lambda=1.1\lambda$  to  $\lambda=3.1\lambda$ . By looking at Fig. 6 in the case of  $\alpha=90^\circ$ , we think of the physical

mechanism of radiation from a bent transmission line. There are two traveling wave antennas [6]; one is the current up to the bend, and the other is that after the bend. As we can notice from the current distribution, the standing wave pattern in the current distribution enables us to calculate the reflection coefficient at the bend to be of the order of 0.1 for  $\alpha=90^\circ$  and  $\lambda=1\lambda$ . Of course, the antenna before the bend is the type of a standing wave due to the reflection at the bend, but the reflection is so small that it seems to be considered more like a traveling wave antenna.

## 7. Conclusion

By the use of MoM, the radiation phenomenon from bent transmission lines has been estimated in an exact manner, which is of fundamental importance in EMC studies. The relationship of radiation loss from a bent transmission line with the line height and bend angle has been quantitatively studied by means of the full-wave analysis. Then, the bend with right-angle is found to be optimal in term of radiation loss. We have also discussed the radiation pattern from a line with a bend of right-angle. These numerical results are confirmed by the laboratory experiment.

## Reference

- [1] M.Omid, Y.Kami, and M.Hayakawa, "Field coupling to nonuniform and uniform transmission lines", IEEE Trans. EMC, vol.39, 201-211, 1997.
- [2] A.Reinex, and B.Jecko, "Radiation losses in the time domain transmission line method", Proc. Int'l Symp. on EMC '94 Roma, pp.402-407, Rome, September 13-16, 1994.
- [3] T.Nakamura, N.Hayashi, H.Hukuda, and S.Yokokawa, "Radiation from the transmission line with an acute bend", IEEE Trans. EMC, vol. 37, no.3, pp.317-325, 1995.
- [4] G.J.Burke, and A.J.Poggio "Numerical Electromagnetics Code (NEC) - Method of Moments", Lawrence Livermore National Laboratory, 1981.
- [5] C.R.Paul, "Analysis of Multiconductor Transmission Lines", John Wiley & Sons, pp.164-168, pp.30, 1994.
- [6] C.A.Balanis, "Antenna Theory - Analysis and Design", John Wiley & Sons, pp.488-498, Chap.10, 1997

*Н.В.Коровкин*,\* *С.В. Кочетов*,\* *Г.Волленберг*,\*\* *Е.Е.Селина*\*, *С.А.Ткаченко*,\*\*  
*М.Яноз*\*\*\*

\* Санкт-Петербургский Государственный Технический Университет,  
Россия

\*\* Otto-Von-Guericke-University of Magdeburg, Germany

\*\*\* Swiss Federal Institute of Technology of Lausanne, Switzerland

## ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СХЕМНЫХ МОДЕЛЕЙ НЕОДНОРОДНЫХ ЦЕПЕЙ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ ПРИ РЕШЕНИИ ЗАДАЧ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ

**Реферат:** В работе представлены расчетные методы решения задач ЭМС, позволяющие рассчитывать переходные процессы, возникающие в распределенных системах под воздействием импульсных электромагнитных полей. Эти методы не имеют ограничений на свойства воздействий и характеристики анализируемых объектов, существенно расширяют возможности исследователей в области ЭМС. Авторы предлагают подход, позволяющий одновременно учитывать поверхностный эффект, эффект близости и излучение электромагнитной энергии в распределенных системах. Предложен подход к построению схемных моделей неоднородных цепей с распределенными параметрами (ЦРП), основанный на разбиении ЦРП на однородные и неоднородные участки. Для однородных участков используются цепные схемы замещения, а для неоднородностей - схемные модели, полученные с помощью метода конечных элементов (Partial Element Equivalent Circuits (PEEC)) [1-3]. Предложен подход, основанный на сопряжении схем замещения, полученных обоими методами. Поскольку, в большинстве случаев, длина неоднородных участков ЦРП много меньше длины однородных участков, предложенный подход позволяет построить численную модель разветвленной ЦРП, не требующую значительных вычислительных затрат.

Проблема разработки методов моделирования ЦРП при воздействии импульсных полей с короткими фронтами достаточно актуальна для ЭМС, так как в настоящее время общей тенденцией стало расширение диапазона частот электромагнитных воздействий. Это и природные воздействия - электромагнитные импульсы, генерируемые током канала молниевозного разряда, передразрядное излучение грозового облака, электромагнитные волны, возбуждаемые разрядом молнии в волноводе «земля-ионосфера», электромагнитные шумы, порождаемые магнитным полем земли, солнечной радиацией, космическими излучениями, а также антропогенные источники - излучение мощных антенн и радаров, коммутации высоковольтного оборудования. Особняком в ряду такого рода воздействий стоят коммутации оборудования на элегазовых подстанциях, которые генерируют импульсы с фронтом порядка долей наносекунды, а также излучающие устройства специального назначения [4,5].

Ряд из перечисленных воздействий имеет в своем спектре частоты порядка десятков гигагерц и выше. С другой стороны, значительное влияние на протяженные электроэнергетические сети оказывают и магнитные поля с частотами, составляющими доли герца, характерные для геомагнитных явлений. Это делает актуальным разработку математических моделей, адекватно воспроизводящих динамику процессов в весьма широком диапазоне частот.

Рассмотрим горизонтальную линию, проходящую над плоской проводящей поверхностью. К концам линии присоединены произвольные нагрузки (цепь 1 и цепь 2 на рис. 1). Введем обозначения:  $\epsilon_0$ ,  $\mu_0$  - электрическая и магнитная постоянные,  $\epsilon$ ,  $\mu$  - диэлектрическая и магнитная проницаемости земли,  $a$  - радиус провода,  $h$  - высота подвеса провода,  $l$  - длина линии,  $\vec{E}^{ext}$  - вектор напряженности внешнего

электрического поля, действующего на систему,  $\vec{k}$  - вектор направления распространения волны. На рассматриваемую цепь действует импульс электромагнитного поля, распространяющегося в пространстве в виде плоской волны. Определим токи и напряжения на концах линии при следующих допущениях: проводимость воздуха равна нулю, проводимость земли бесконечно велика, активное сопротивление провода равно нулю. Для этого используем систему обобщенных телеграфных уравнений двухпроводной линии [6,7,8]:

$$\begin{cases} -\frac{d\dot{U}(z)}{dz} = j\omega \frac{\mu}{4\pi} F(\dot{I}(z)) - \dot{E}_z^{ext}(z), \\ -\frac{dF(\dot{I}(z))}{dz} = j\omega 4\pi\epsilon \dot{U}(z) + \\ + g(z,l)\dot{I}(l) - g(z,0)\dot{I}(0), \end{cases} \quad (1)$$

где  $g(z, z')$  - функция Грина системы, а  $F(\dot{I}(z)) = \int_0^l g(z, z')\dot{I}(z')dz'$ .

На основе системы обобщенных телеграфных уравнений могут быть построены две численные модели. Рассмотрим первую из них.

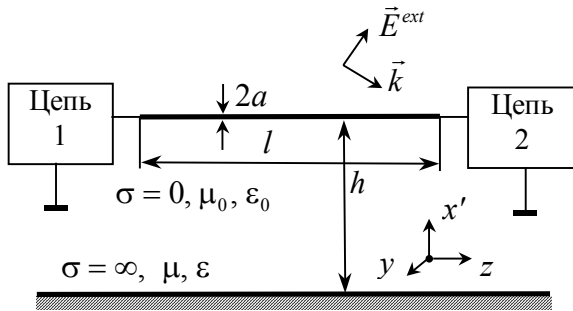


Рис. 1. Система «провод над землей»

Перейдем в системе уравнений (1) к безразмерной координате  $x$ , определяемой следующим образом  $x=z/l$ . Тогда функция Грина  $g(z, z')$  и интеграл свертки  $F(\dot{I}(z))$  могут быть представлены в виде:

$$g(z, z') = \frac{e^{-jk\sqrt{(x-x')^2 + \hat{a}^2}}}{l\sqrt{(x-x')^2 + \hat{a}^2}} - \frac{e^{-jk\sqrt{(x-x')^2 + 2\hat{h}^2}}}{l\sqrt{(x-x')^2 + 2\hat{h}^2}} = \hat{g}(x, x')/l, \quad \hat{a} = a/l, \quad \hat{h} = h/l, \quad k = Kl, \\ F(\dot{I}(z)) = \int_0^1 \hat{g}(x, x')\dot{I}(x')dx' = \hat{F}(\dot{I}(x)),$$

где  $\hat{g}(x, x')$  и  $\hat{F}(\dot{I}(x))$  - функции безразмерной переменной  $x$ ,  $\hat{a}, \hat{h}, k$  - безразмерные параметры задачи. После подстановки  $\hat{g}$  и  $\hat{F}$  в систему уравнений (1), получим систему обобщенных телеграфных уравнений в виде:

$$\begin{cases} -\frac{d\dot{U}(x)}{dx} = j\omega \frac{\mu l}{4\pi} \hat{F}(\dot{I}(x)) - l\dot{E}_x^{ext}(x), \\ -\frac{d\hat{F}(\dot{I}(x))}{dx} = j\omega 4\pi\epsilon l \dot{U}(x) + \hat{g}(x, 1)\dot{I}(1) - \\ - \hat{g}(x, 0)\dot{I}(0), \end{cases}$$

Преобразуем систему обобщенных телеграфных уравнений к виду, позволяющему построить цепочечную схему замещения. Интеграл свертки  $\hat{F}(\dot{I}(x))$  представим следующим образом:

$$\hat{F}(\dot{I}(x)) = \int_0^1 \hat{g}(x, x')\dot{I}(x')dx' = \dot{I}(x) \int_0^1 \hat{g}(x, x') \frac{\dot{I}(x')}{\dot{I}(x)} dx'$$

Разложив функцию  $\dot{I}(x')/\dot{I}(x)$  по переменной  $x'$  в ряд Тейлора в окрестности точки  $x'=x$ , ( $|x'-x| < 1$ ) с точностью до первого члена ряда, запишем:

$$\frac{\dot{I}(x')}{\dot{I}(x)} \approx 1 + \frac{1}{\dot{I}(x)} \frac{d\dot{I}(x')}{dx'} \Big|_{x'=x} (x' - x) \quad (3)$$

Далее, введем обозначения:

$$\zeta_1(x) = \int_0^1 \bar{g}(x, x') dx', \quad \zeta_2(x) = \int_0^1 \bar{g}(x, x')(x' - x) dx'$$

и, учитывая быстрое убывание функции Грина, а также малость интегралов  $\zeta_1(x)$  и  $\zeta_2(x)$  за пределами окрестности точки  $x = x'$ , получим:

$$\begin{aligned} \widehat{F}(\dot{I}(x)) &\approx \dot{I}(x) \int_0^1 \bar{g}(x, x') dx' + \\ &+ \frac{d\dot{I}(x)}{dx} \int_0^1 \bar{g}(x, x')(x' - x) dx' = \\ &= \dot{I}(x) \zeta_1(x) + \frac{d\dot{I}(x)}{dx} \zeta_2(x) \end{aligned}$$

Аналогично, введя обозначения

$$\begin{aligned} \theta_1(x) &= \int_0^1 \frac{\partial}{\partial x} \bar{g}(x, x') dx', \\ \theta_2(x) &= \int_0^1 \frac{\partial}{\partial x} \bar{g}(x, x')(x' - x) dx', \end{aligned}$$

получим для производной функции:

$$d\widehat{F}(\dot{I}(x))/dx = \int_0^1 \frac{\partial}{\partial x} \bar{g}(x, x') \dot{I}(x') dx'$$

Запишем систему обобщенных телеграфных уравнений в виде:

$$\left\{ \begin{aligned} -\frac{d\dot{U}}{dx} &= j\omega \frac{\mu}{4\pi} \left[ \zeta_1(x) - \zeta_2(x) \frac{\theta_1(x)}{\theta_2(x)} \right] \dot{I} + \\ &\frac{\zeta_2(x)}{\theta_2(x)} \left\{ k^2 \dot{U} - j\omega \frac{\mu}{4\pi} \left[ \bar{g}(x, 1) \dot{I}(1) - \bar{g}(x, 0) \dot{I}(0) \right] \right\} - \\ &- l \dot{E}_x^{ext}(x), \\ -\frac{d\dot{I}}{dx} &= j\omega \frac{4\pi\epsilon}{\theta_2(x)} l \dot{U} + \frac{\theta_1(x)}{\theta_2(x)} \dot{I} + \frac{\bar{g}(x, 1)}{\theta_2(x)} \dot{I}(1) - \\ &- \frac{\bar{g}(x, 0)}{\theta_2(x)} \dot{I}(0). \end{aligned} \right. \quad (4)$$

Система телеграфных уравнений может быть получена из системы обобщенных телеграфных уравнений, если использовать в (3) только нулевой член разложения в ряде Тейлора  $\dot{I}(x')/\dot{I}(x) \approx 1$  и считать линию однородной. Отметим, что полученные путем такого предельного перехода эквивалентные индуктивность  $L'(\omega)$  и емкость  $C'(\omega)$  на единицу длины центральной части конечной длинной линии совпадают с известным выражением для индуктивности  $L'_0$  и емкости  $C'_0$  бесконечной однородной длинной линии над проводящей поверхностью:

$$\begin{aligned} L'_0 &= L'(\omega)|_{\omega \rightarrow 0} = \\ &= \operatorname{Re} \left\{ \frac{\mu}{2\pi} \zeta_1(x) \Big|_{x=1/2} \right\} \rightarrow \frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{2h}{a}, \\ C'_0 &= C'(\omega)|_{\omega \rightarrow 0} = \\ &= \operatorname{Re} \left\{ \frac{2\pi\epsilon}{\theta_2(x) \Big|_{x=1/2}} \right\} \rightarrow \frac{2\pi\epsilon}{\ln(2h/a)}, \quad \bar{h} \ll 1. \end{aligned}$$

Уравнения (4) описывают динамику процессов в линии, учитывают конечность ее длины и, приближенно, явление излучение электромагнитной энергии линией. При этом в (4) в явном виде могут быть выделены эквивалентные параметры линии, зависящие от частоты и координаты. Явление излучения и концевой эффект в (4) описаны добавочными членами, которые в области низких частот становятся малыми. Эквивалентная емкость и индуктивность на единицу длины линии  $L'(\omega, x)$  и  $C'(\omega, x)$  зависят от частоты и координаты, причем эта зависимость от координаты обладает свойством четности относительно середины линии, что следует из четности функции Грина относительно точки  $x = x'$ .

Анализ свойств системы уравнений (4) позволяет условно разделить эквивалентную схему замещения линии на части. Поскольку в центральной части линии функции  $\theta_1(x)$  и  $\zeta_2(x)$  становятся малыми, а  $\theta_2(x)$  и  $\zeta_1(x)$  - не зависят от координаты при любых частотах, то для центральной части линии можно записать более простую систему уравне-

ний с постоянными по координате параметрами:

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d\dot{U}(x)}{dx} &= -Z'(j\omega)\dot{I}(x) + l\dot{E}_x^{ext}(x), Z'(\omega) = \\ &= \frac{\mu}{4\pi} \zeta_1(\omega, \frac{1}{2}), \\ \frac{d\dot{I}(x)}{dx} &= -Y'(j\omega)\dot{U}(x), \\ Y'(\omega) &= \frac{4\pi\epsilon}{\theta_2(\omega, 1/2)}. \end{aligned} \right. \quad (5)$$

Эквивалентные параметры  $Z'(\omega)$ ,  $Y'(\omega)$  в уравнениях (5) зависят от частоты, причем в области низких частот выполняются условия:  $Z'(j\omega) \approx j\omega L'_0$ ,  $Y'(j\omega) \approx j\omega C'_0$ , а в области высоких частот они проявляют новые свойства, характеризующие линию, как излучающую систему.

Индуктивность  $L'_f(\omega)$  системы “провод над землей” складывается из  $L'(\omega)$  - внешней индуктивности,  $L'_w(\omega)$  - внутренней индуктивности провода и  $L'_g(\omega)$  - индуктивности, определяемой потоком, замыкающимся в земле. Активное продольное сопротивление  $R'_f(\omega)$  системы “провод над землей” складывается из  $R'_w(\omega)$  - сопротивления провода и  $R'_g(\omega)$  - сопротивления земли, а также  $R'(\omega)$  - эквивалентного сопротивления излучения. Следовательно, эквивалентное продольное сопротивление линии с учетом поверхностного эффекта и эффекта излучения можно представить следующим образом:

$$\begin{aligned} Z'_f(\omega) &= R'(\omega) + R'_w(\omega) + R'_g(\omega) + \\ &+ j\omega(L'(\omega) + L'_w(\omega) + L'_g(\omega)) = \\ &= R'_f(\omega) + j\omega L'_f(\omega) \end{aligned}$$

Активное продольное сопротивление линии в области низких и средних частот определяется активным внутренним сопротивлением провода и земли, а в области высоких частот - эквивалентным сопротивлением излучения конечной линии. В области низких и средних частот индуктивность системы “провод над землей” обу-

словлена как внутренней индуктивностью провода и земли, так и внешней индуктивностью системы “провод над землей”, а в области высоких частот - только внешним частотно-зависимым сопротивлением системы “провод над землей” (рис. 2). На основе системы уравнений (5) может быть получена цепная схема замещения линии, моделируемой Т-образными звеньями, содержащими в качестве продольных сопротивлений и поперечных проводимостей двухполосники, аппроксимирующие зависимости от частоты эквивалентных параметров линии  $Z'_f(\omega)$  и  $Y'(\omega)$  [8].

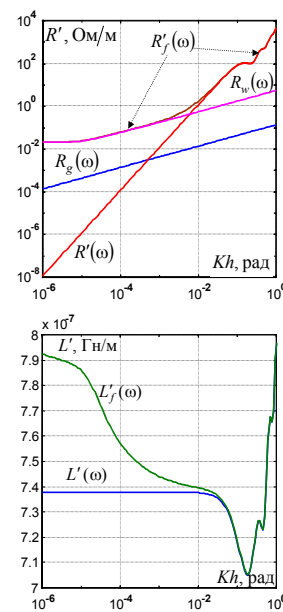


Рис. 2. Зависимость эквивалентных параметров линии от частоты и высоты подвеса провода.

Цепная схема замещения центральной части линии, полученная на основе уравнений (5), позволяет рассчитывать переходные процессы в линии при низких вычислительных затратах и с большей точностью, что показано в [8]. При моделировании конечных участков линии на основе уравнений (4), возникает ряд проблем, связанных с построением схемы замещения с учетом неоднородности конечных участков линии. Полученные математические модели дают значительную погрешность на концах линии.

Альтернативой предложенной методике построения численной модели по

уравнениям (1) служит создание схемы замещения по методу конечных элементов [1-3]. Согласно этому подходу схема замещения линии строится в виде цепной схемы, каждое звено которой имеет вид представленный на рис. 3. Здесь  $L_{pnm}$  - индуктивности участков линии,  $P_{ij}$  - потенциальные коэффициенты,  $\varphi_i$  и  $\varphi_j$  - точки разбиения линии,  $R_m$  - эквивалентное активное сопротивление участка линии,  $t' = t - (\vec{r} - \vec{r}')/V_c$  - время запаздывания,  $V_c$  - скорость света в вакууме,  $\vec{r}$  - вектор, описывающий положение элементарного тока или заряда, а  $\vec{r}'$  - вектор, описывающий точку, на которую воздействует поле, генерируемое элементарным током или зарядом.

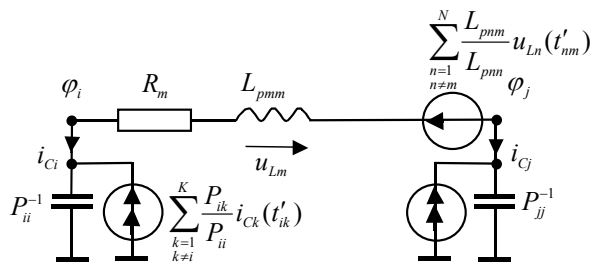


Рис. 3. Эквивалентная схема участка линии, построенная по методу ПЕЕС.

Все параметры данной схемы замещения определяются до начала расчета переходного процесса, однако, в ходе самого расчета, на каждом шаге численного ин-

тегрирования для каждого звена схемы замещения линии производится вычисление источников по формулам, указанным на рис. 3. Алгоритм требует огромных вычислительных затрат (линия может быть разбита на тысячи участков), что не позволяет использовать его для протяженных ЦРП без специальной вычислительной техники. Данный алгоритм обладает высокой точностью при моделировании [1-3].

Цепные схемы замещения, полученные обоими способами, обладают структурой, которая позволяет выполнить их каскадное соединение. При сопряжении схемных моделей ЦРП, полученных обоими способами, используем предположение, что длина однородных участков ЦРП обычно много больше, чем длин неоднородностей (таких как разветвления и концевые участки линий). Схема замещения, построенная для длинных однородных участков по уравнению (4), и для относительно коротких концевых участков - на основе метода конечных элементов, обеспечивает высокую точность и быстродействие при расчете переходных процессов в ЦРП. При этом учитываются как явления излучения электромагнитной энергии и концевой эффект, так и потери в проводках, связанные с поверхностным эффектом

## Литература

1. A.E.Ruehli, Equivalent circuit models for three-dimensional multiconductor systems, IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, 1974, vol. 22, №3 pp. 216-221.
2. G.Wollenberg, A.Görisch, Analysis of 3D interconnect structures with PEEC using SPICE, IEEE Trans. On Electromagnetic Compatibility, Vol. 41, No. 04, pp. 412 - 417.
3. G.Wollenberg, A.Görisch, Coupling of PEEC Models with Transmission Line Models for Simulation of Wiring Structures, Proceedings of the 1999 IEEE Int. Symp. on Electromagnetic Compatibility, Seattle/WA, Aug. 2-6, pp. 848-853
4. W.A.Radasky EMC strategy for the future, Proc. Int. Symp. on EMC, 2000, Wroclaw, Poland, pp. 3-7.
5. H.A.Klok Risk analyses by the use of the commercial equipment in a military environment, Proc. Int. Symp. on EMC, 2000, Wroclaw, Poland, pp. 794-798.
- [6] M.V.Ianoz, N.V.Korovkin, S.V.Kotchetov, E.E.Selina, S.V.Tkachenko, G.V.Vodopianov, A finite length model using equivalent circuits for the analysis of electromagnetic radiation. Proc. Int. Symp. on EMC, 1998, Rome, Italy, pp. 632-636.
- [7] S.Tkachenko, F.Rachidi, M.Ianoz Electromagnetic field coupling to a line of finite length / Theory and fast iterative solution in frequency and time domains, IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, 1995, vol.37, №4, pp. 509-518.

[8] Н.В.Коровкин, С.В.Кочетов, Е.Е.Селина, С.В.Ткаченко, М.Яноз Анализ процессов в распределенных системах для задач электромагнитной совместимости, Научно-технические ведомости СПбГТУ, 2000, №3, С. 71-80.

*С.А.БАШАРИН<sup>1)</sup>, Н.В.КОРОВКИН<sup>2)</sup>, А.М.ПАНКИН<sup>3)</sup>.*

1. Санкт-Петербургский Государственный Электротехнический Университет «ЛЭТИ»,
2. Санкт-Петербургский Государственный Технический Университет,
3. НИТИ им. А.П.Александрова, г. Сосновый Бор.

## **КОНТРОЛЬ СОСТОЯНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ НА ОСНОВЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ**

**Реферат.** В рассмотрен подход к решению задачи параметрической идентификации электрических цепей, содержащих подцепи с распределенными параметрами. Подход может применяться для определения помех в функционирующей системе, включающей цепи с распределенными параметрами. Описан метод идентификации, приведены уравнения для типичной системы, содержащей источник, нагрузку и соединяющую их длинную линию. Метод может использоваться для технического контроля источника, нагрузки, а также и длинной линии, которая представлена своим волновым сопротивлением и коэффициентом затухания

Важным для задач электромагнитной совместимости является определение присутствия помех в напряжениях и токах функционирующих систем, а также возможность поиска неисправностей систем в тех случаях, когда уровни помех превышают допустимые уровни. Значительная доля помех является следствием наличия в системах протяженных электрических соединений - длинных линий, которые необходимо представлять в расчетах цепями с распределенными параметрами. Для решения задач такого типа могут использоваться методы диагностики технического состояния систем [1,2]. Основой диагностирования является измерение в ходе работы системы набора величин, информация о которых позволяет перейти к оценке диагностических признаков (контролируемых параметров).

В качестве диагностических признаков можно рассматривать параметры элементов цепи (в случае линейных элементов), функциональные зависимости (в случае нелинейных элементов, например,

вольт-амперные характеристики нелинейных резисторов) или функциональные зависимости переменных состояния цепи для тестового или рабочего режимов. В последнем случае имеет место функциональная идентификация при решении задачи диагностирования, в двух первых случаях – параметрическая идентификация.

Во всех случаях идентификации оценки диагностических признаков и их погрешности сравниваются с допустимыми значениями этих величин, которые априорно известны. Результатом такого сопоставления является заключение о техническом состоянии отдельных элементов или всей цепи на момент проведения контроля.

В [1,2] рассмотрен метод идентификации параметров нелинейных электрических цепей с сосредоточенными параметрами на основе регистрации переменных состояния цепи в течение специально созданного переходного процесса. Модель динамики такого процесса может быть

представлена системой дифференциальных уравнений, записанных в форме Коши:

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bf, \quad (1)$$

где:  $x \equiv \{x_i\}_{i=1,n}^T$  – вектор переменных состояния,  $f \equiv \{f_i\}_{i=1,m}^T$  – вектор источников,  $B \equiv \{b_{i,j}\}_{i=1,n,j=1,m}$  – матрица коэффициентов источников, а  $A \equiv \{a_{i,j}\}_{i,j=1,n}$  – матрица параметров цепи.

Переходя в (1) от дифференциалов к конечным разностям получим на каждом временном шаге систему алгебраических уравнений относительно неизвестных величин, в качестве которых могут выступать коэффициенты матриц  $A$  и  $B$ . Определение этих коэффициентов позволяет получить информацию о состоянии элементов цепи или всей цепи в целом, т.е. осуществлять контроль технического состояния.

В данной работе параметрическую идентификацию предлагается применить для цепей, включающих подцепи с распределенными параметрами. Это является актуальным для контроля длинных кабельных трасс, диагностирования состояния изоляции кабелей и возможных наводок от внешних источников.

Рассмотрим задачу идентификации цепи, содержащей длинную линию и представленную на рис. 1. Линия длиной  $\ell$  связывает источник сигнала  $E(t)$ , описываемый параметрами  $R_1, R_2, L_1$  с нагрузкой, представляемой схемой замещения с параметрами  $R_3, L_3, C_3$ . Линия задается в этой задаче величиной волнового сопротивления  $Z$ , коэффициентом затухания  $\alpha$ .

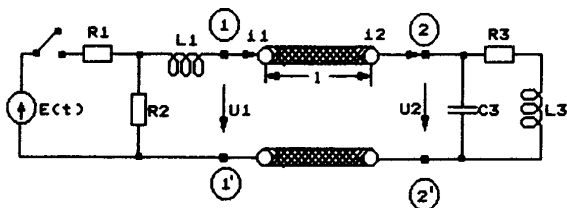


Рис. 1. Схема диагностируемой цепи

Представление линии схемой замещения с сосредоточенными параметрами для решения задачи диагностирования приводит к весьма громоздким системам дифференциальных уравнений [4,5], поэтому воспользуемся методом, основанном на правиле эквивалентных волн [6].

Время прохождения сигнала по линии  $T = \ell/v$ , где  $v$  – скорость распространения сигнала в линии. Будем рассматривать процессы, происходящие в схеме в интервале времени  $0 \leq t < 4T$ . Разобьем по времени процесс в диагностируемой цепи на 3 этапа.

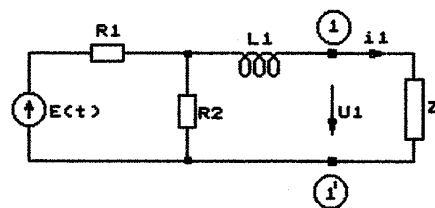


Рис. 2. Эквивалентная схема для расчета  $i_1, u_1$

Для первого временного этапа ( $0 \leq t < 2T$ ) согласно методу, основанному на правиле эквивалентных волн для точек 11' исходной цепи (рис. 1), схема для расчета величин  $i_1, u_1$  имеет вид представленный на рис. 2. В течение этого этапа отраженный от нагрузки сигнал не влияет на ток и напряжение на входе линии, и линия представлена волновым сопротивлением  $Z$ .

Будем полагать, что тестирующий сигнал  $E(t) = E_0 1(t)$  подается в момент времени  $t=0$ . Уравнение состояния, представляющее математическую модель процессов на входе цепи на первом интервале имеет вид:

$$L_1 \frac{di_1}{dt} + \left( Z + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right) \cdot i_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E_0, \quad (2)$$

$$i_1|_{t=0} = 0; \quad u_1(t) = Zi_1(t).$$

Уравнение (2) может быть решено аналитически или численным методом, если известны значения параметров цепи  $R_1, R_2, L_1, Z$ .



На втором временном этапе ( $T \leq t < 3T$ ) рассмотрим процессы в точках 22' исходной электрической цепи (рис. 1). Схема для расчета тока  $i_2$  и напряжения  $u_2$  в этой точке представлена на рис. 3.

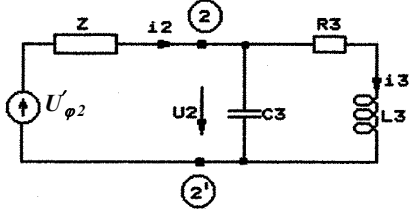


Рис. 3. Эквивалентная схема для расчета  $i_2, u_2$

В качестве источника в схеме, представленной на рис. 3, согласно методу, основанному на правиле эквивалентных волн, следует использовать величину

$$U'_{\varphi 2}(t) = 2u_1(t - T) \cdot e^{-\alpha l},$$

в выражение для которой входит коэффициент затухания линии  $\alpha$ . Это обстоятельство дает возможность рассматривать коэффициент затухания как неизвестную величину в задаче диагностирования и, соответственно определить ее в итоге решения этой задачи.

Уравнение состояния для схемы, представленной на рис. 3, имеют вид:

$$\begin{cases} \frac{di_3}{dt} = -\frac{R_3}{L_3}i_3 + \frac{1}{L_3}u_2 \\ \frac{du_2}{dt} = -\frac{1}{C_3}i_3 - \frac{1}{ZC_3}u_2 + \frac{1}{ZC_3}U'_{\varphi 2}(t) \end{cases}, (3)$$

$$u_2|_{t \leq T} = 0, \quad i_3|_{t \leq T} = 0.$$

На третьем временном ( $2T \leq t < 4T$ ) этапе анализа снова рассмотрим процессы в точках 11' исходной электрической цепи (рис. 1) в промежутке времени  $2T \leq t < 4T$ . При этом следует учитывать дополнительный источник  $U'_{\varphi 1}$  представляющий сигнал, отраженный от конца линии. Эквивалентная схема для расчета тока  $i_1$  и напряжения  $u_1$  представлена на рис. 4.

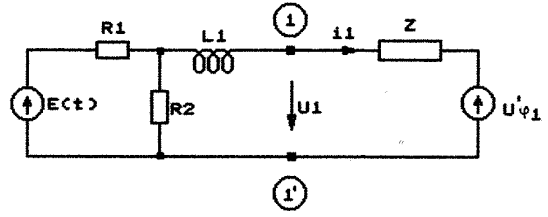


Рис. 4. Эквивалентная схема для расчета  $i_1, u_1$  при наличии отраженного сигнала

Для определения источника  $U'_{\varphi 1}$  используется формула (4).

$$U'_{\varphi 1}(t) = [2u_2(t - T) - U'_{\varphi 2}(t - T)] \cdot e^{-\alpha l} = [2u_2(t - T) - u_1(t - 2T)] \cdot e^{-\alpha l}, (4)$$

где  $u_1$  и  $u_2$  напряжения, определенные из решения задач (2) и (3).

Уравнение состояния для схемы, представленной на рис. 4, будет иметь вид:

$$\begin{aligned} L_1 \frac{di_1}{dt} + \left( Z + \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \right) \cdot i_1 = \\ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E_0 - U'_{\varphi 1} \end{aligned} \quad (5)$$

Рассматривая полный интервал времени диагностирования как  $0 \leq t < 4T$  и объединяя уравнения (2), (3) и (5) получим единую систему дифференциальных уравнений:

$$\begin{cases} \frac{di_1}{dt} = -\frac{1}{L_1} \left( Z + \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \right) \cdot i_1 + \\ + \frac{1}{L_1} \left[ \frac{E_0 \cdot R_2}{R_1 + R_2} - U'_{\varphi 1}(t) \right] \\ \frac{di_3}{dt} = -\frac{R_3}{L_3}i_3 + \\ + \frac{1}{L_3}u_2; \\ \frac{du_2}{dt} = -\frac{1}{C_3}i_3 - \frac{1}{ZC_3}u_2 + \frac{U'_{\varphi 2}(t)}{ZC_3}; \\ T \leq t \leq 3t \end{cases}$$

где

$$U_{\varphi 1}(t) = \begin{cases} 0, & 0 \leq t \leq 2T \\ U'_{\varphi 1}(t), & 2T \leq t < 4T \end{cases}$$

$$U_{\varphi 2}(t) = \begin{cases} 0, & 0 \leq t \leq T \\ U'_{\varphi 2}(t), & T \leq t \leq 3T \end{cases}$$

$$i_1|_{t=0} = 0; \quad u_2|_{t \leq T} = 0; \quad i_3|_{t \leq T} = 0.$$

При решении задачи анализа решение системы (6) может быть получено различными численными методами. При решении задач диагностирования численные методы могут быть использованы для определения неизвестных параметров цепи по результатам измерений переменных состояния. Для этого система уравнений (6) записывается в виде (1), где  $\mathbf{x} = (i_1, u_2, i_3)^T$ , а коэффициенты матриц  $\mathbf{A}$  и  $\mathbf{B}$  представляют величины, зависящие от параметров цепи. Для определения параметров организуется переходный процесс в цепи (например, подачей ступеньки напряжения  $E(t)$ ). С некоторой частотой в течение времени  $0 \leq t < 4T$  регистрируются значения вектора  $\mathbf{x}$ .

На основе численного метода выполняется дискретизация уравнения состояния:

$$\begin{bmatrix} \frac{\Delta x_1}{\Delta t} \\ \frac{\Delta x_2}{\Delta t} \\ \dots \\ \frac{\Delta x_n}{\Delta t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & \dots & a_{1n} & b_{11} & \dots & b_{1m} \\ a_{21} & \dots & a_{2n} & b_{21} & \dots & b_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{n1} & \dots & a_{nn} & b_{n1} & \dots & b_{nm} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ \dots \\ x_n \\ e_1 \\ \dots \\ e_m \end{bmatrix}$$

или в матричной форме:

$$\Delta \mathbf{x} = \delta \cdot \mathbf{L} \cdot \mathbf{w}, \quad (7)$$

где  $\mathbf{L}$  – расширенная матрица параметров, в которой  $a_{11} \dots a_{nn}$  и  $b_{11} \dots b_{nm}$  – коэффициенты матриц линейных канонических уравнений состояния,  $\delta = \Delta t$  – временной интервал дискретизации,

$\mathbf{w} = [x_1, \dots, x_n, e_1, \dots, e_m]^T$  – обоб-

щенный вектор состояния и воздействий для дискретных (точечных) спектров сигналов, который в дальнейшем будем называть дискретным спектром состояния.

Матрица  $\mathbf{L}$  может рассматриваться как матричный оператор, связывающий множество входных и выходных сигналов. Для определения  $n+m$  элементов одной строки  $\mathbf{L}$  необходимо  $n+m$  уравнений. Для этого применяется процедура смещения разностного уравнения на  $l$  интервалов дискретизации, что позволяет воспользоваться новой априорной информацией и получить новое уравнение. Инверсию поясним на примере идентификации параметров уравнений состояний цепи второго порядка. Уравнения состояния имеют вид (вектор  $e$  состоит из одного элемента  $u$ ):

$$\begin{cases} dx_1/dt = a_{11}x_1 + a_{12}x_2 + b_{11}u \\ dx_2/dt = a_{21}x_1 + a_{22}x_2 + b_{21}u \end{cases}, \quad (8)$$

где  $x_1, x_2$  – переменные состояния цепи,  $u$  – воздействие.

Заменив уравнения состояния (8) уравнениями в конечных разностях, получим:

$$\begin{cases} \Delta x_{j,1} = \delta(a_{11}x_{j,1} + a_{12}x_{j,2} + b_{11}u_j) \\ \Delta x_{j,2} = \delta(a_{21}x_{j,1} + a_{22}x_{j,2} + b_{21}u_j) \end{cases}, \quad (9)$$

где  $\Delta x_{j,1}, \Delta x_{j,2}$  – приращения переменных состояния на интервале дискретизации  $\delta$ ,  $j$  – номер шага. Уравнения (9) удобно записать построчно в матричной форме:

$$\begin{cases} \Delta x_{j,1} = \delta \cdot L_1 \cdot \mathbf{w}_j; \\ \Delta x_{j,2} = \delta \cdot L_2 \cdot \mathbf{w}_j \end{cases}. \quad (10)$$

где  $L_1 = [a_{11} \ a_{12} \ b_{11}]$ ;  $L_2 = [a_{21} \ a_{22} \ b_{21}]$  строки оператора  $\mathbf{L}$ . Каждое из уравнений (10) содержит три неизвестные величины, для определения которых необходимо составить еще два уравнения. Недостающие уравнения можно получить путем смещения процесса вычислений по уравнению (10) на один или несколько интервалов дискретизации  $\delta$ . Обозначим число ин-

тервалов дискретизации для смещения через  $l$ , а для формирования третьего уравнения системы введем кратность смещения  $k$ .

В результате получим систему трех уравнений с тремя неизвестными элементами первой строки оператора  $\mathbf{L}$ :

$$\begin{aligned}\Delta x_{j,1} &= \delta(a_{11}x_{j,1} + a_{12}x_{j,2} + b_{11}u_j); \\ \Delta x_{j+l,1} &= \delta(a_{11}x_{j+l,1} + a_{12}x_{j+l,2} + \\ &= b_{11}u_{j+l}); \\ \Delta x_{j+kl,1} &= \delta(a_{11}x_{j+kl,1} + \\ &+ a_{12}x_{j+kl,2} + b_{11}u_{j+kl}).\end{aligned}\quad (11)$$

в которых  $l = 1, 2, \dots$ ;  $k = 2, 3, \dots$ , а приращения переменных состояния вычисляются на интервале  $\delta$  с учетом смещения:

$$\begin{aligned}\Delta x_{j,1} &= x_{j+1,1} - x_{j,1}; \\ \Delta x_{j+l,1} &= x_{j+l+1,1} - x_{j+l,1}; \\ \Delta x_{j+kl,1} &= x_{j+l+kl,1} - x_{j+kl,1}.\end{aligned}\quad (12)$$

Уравнения (11,12) позволяют получить систему уравнений, которая в свою очередь определяет алгоритм идентификации:

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} \Delta x_{j,1} \\ \Delta x_{j+l,1} \\ \Delta x_{j+kl,1} \end{bmatrix} &= \\ &= \delta \begin{bmatrix} x_{j,1} & x_{j,2} & u_j \\ x_{j+l,1} & x_{j+l,2} & u_{j+l} \\ x_{j+kl,1} & x_{j+kl,2} & u_{j+kl} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{11} \\ a_{12} \\ b_{11} \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (13)$$

или  $\Delta \mathbf{x}_j = \delta \cdot \xi_j \cdot L_1 j$  где  $\Delta \mathbf{x}_j = \delta \cdot \xi_j \cdot L_1 j$

идентифицирующая матрица, инверсия которой позволяет определить элементы первой строки оператора  $\mathbf{L}$ .

$$L_1 j = \delta^{-1} \cdot \xi_j^{-1} \cdot \Delta \mathbf{x}_j. \quad (14)$$

Аналогичное выражение можно получить для определения элементов второй строки оператора  $\mathbf{L}$ .

В рассмотренном примере матрица  $\xi_j$  формируется на основе простейшей разностной схемы, что не обеспечивает вы-

сокой точности идентификации. Для повышения точности расчета значений элементов матричного оператора  $\mathbf{L}$  цепи можно уменьшать величину интервала дискретизации или переходить к более точным формулам численного интегрирования. Второй путь является более рациональным. Целесообразно использование многошаговых процедур и вычисление значения параметров  $\mathbf{L}$  на основе производной, вычисленной не только в  $j$ -ой точке, но и других точках сетки, в зависимости от требований к точности вычислений. Полученные в точках значения производной усредняются, и на основе усредненного значения идентифицируются параметры оператора  $\mathbf{L}$ .

Матрица  $\xi_j$  формируется в зависимости от выбранной численной процедуры идентификации на основе аппроксимации интеграла квадратурной формулой, отвечающей свойствам многошаговых методов численного интегрирования:

$$\begin{aligned}\int_{t_j}^{t_{j+1}} f[\mathbf{e}(t), \mathbf{y}(t)] dt &\approx \\ &\approx \delta \cdot \sum_{i=1}^{i=2q} \mathbf{A}_i f[\mathbf{e}(t^*), \mathbf{y}(t^*)]\end{aligned}$$

где  $\mathbf{y}$  – вектор откликов,  $\mathbf{e}$  – вектор тестовых сигналов. Матрицу  $\xi_j$  можно записать в общем виде:

$$\xi_j = \delta \cdot \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{i=2q} \mathbf{A}_i \mathbf{y}_{j+i-1} & \sum_{i=1}^{i=2q} \mathbf{A}_i \mathbf{e}_{j+i-1} \\ \sum_{i=1}^{i=2q} \mathbf{A}_i \mathbf{y}_{j+i+l-1} & \sum_{i=1}^{i=2q} \mathbf{A}_i \mathbf{e}_{j+i+l-1} \end{bmatrix}$$

где  $q$  – параметр, определяющий степень точности аппроксимации отрезка интегральной кривой,  $\mathbf{A}_i$  – матрица, определяемая из условий приближения интеграла конечной суммой.

В случае нелинейной цепи матричный оператор  $\mathbf{L}$  будет нестационарным и его значения следует вычислять на каждом интервале идентификации в пределах всего рабочего диапазона.

Приведенные численные процедуры позволяют построить функциональную дискретную модель электрической цепи, представленной многополюсником с  $m$ -

входами и  $n$ -выходами. Найденные значения коэффициентов матриц **A** и **B** или непосредственно используются в качестве диагностических признаков или служат для дальнейшего определения искомых параметров цепи.

Диагностирование технического состояния элемента или цепи может быть выполнено на основе допускового контроля путем сравнения значений идентифицированных элементов матричного оператора или найденных значений параметров цепи с аналогичными, определенными заранее для технически исправного состояния диагностируемого объекта.

### **Заключение**

Рассмотрен подход, позволяющий выполнять диагностирование наличия поме-

хи в функционирующей технической системе, основанный на процедуре диагностирования. Предложено обобщение метода диагностирования параметров элементов электрических цепей, для цепей с распределенными параметрами. Ранее подобный метод был предложен для диагностирования нелинейных цепей с сосредоточенными параметрами [1]. Диагностируемые параметры систем распределенных систем – длинных линий представлены их волновыми сопротивлениями и коэффициентами затухания, однако, это не исключает применения указанного подхода к более детальному представлению свойств, например, кабельных трасс, для выявления дефектов в изоляции и наводок от соседних линий

### **Литература**

1. С.А.Башарин, М.Г.Бояркина. «Идентификация макромоделей нелинейных динамических цепей». Электромеханика, №12, 1991, с.34-37.
2. А.М.Панкин, В.П.Даниленко, С.А.Башарин. «Моделирование ионизационной камеры нейтронно-физического СУЗ ядерного реактора для целей диагностики». Тр. межд. н-т. конф. «Актуальные проблемы анализа и обеспечения надежности и качества приборов, устройств и систем». Пенза, 1998, с.244-245.
3. С.А.Башарин, А.М.Панкин. «Идентификация и диагностика многополюсников цепей управления защиты ядерного реактора». Тр. межд. симп. «Надежность и качество». Пенза, 1999, с.451-452.
4. N.V.Korovkin, E.E.Selina, «An efficient method of wave processes in transmission simulation using discrete models», IEEE EMC Symp., Denver, USA, August 24-28, 1998, v. 2, p. 946-951.
5. N.V.Korovkin, E.E.Selina, «Wave processes modeling in the distributed electromagnetic systems», St.-Petersburg, 1992. (Russian).
6. Л.Р.Нейман, К.С.Демирчян, «Теоретические основы электротехники», т.1, Л.: Энергоиздат, 1981. 536 с

## REDUCTION OF LOW FREQUENCY MAGNETIC FIELDS BY FIELD-CONTROLLED ACTIVE SHIELDS

**Abstract** – Knowledge and control of low frequency magnetic fields is an important topic for power system and EMC engineers. Reduction of critical magnetic fields is increasingly necessary to prevent humans from EM field exposure effects and electrical/electronic apparatus and systems from electromagnetic interference (EMI). The aim of this paper is to propose an active shielding technique based on field-controlled active coils. The method permits to attenuate arbitrarily shaped magnetic fields, instant by instant, in the area to be protected. The reduction of the low frequency magnetic field in a cubic volume is investigated. A prototype of the active shield with field-controlled active coils is also presented.

### Reduction of incident magnetic fields by field-controlled active shields

#### Summary

Strong magnetic fields can be generated at power frequency by several high voltage (HV) and low voltage (LV) power systems and by some industrial and household electrical devices. High magnetic fields must be

attenuated for the following main reasons [1]-[7]:

- i) to reduce the disturbances induced in the electrical or electronic equipment;
- ii) to comply with the field reference levels of standards, rules and laws related to the protection of the human exposure to electromagnetic fields.

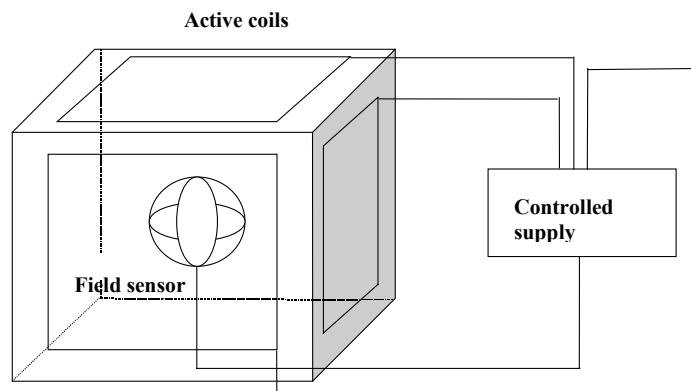


Fig.1 Prototype of the field-controlled active shield applied to a box.

For the above-mentioned reasons it is very important to develop techniques to attenuate considerably critical magnetic fields in the environment. Here, a method is proposed to reduce low frequency magnetic fields by means of field-controlled active

shields. Active shields are generally composed by current coils that produce a magnetic field opposite to the incident one, in order to reduce the total magnetic field [8]. In the proposed method the active coils are energised by field-controlled sources, which

generate, instant by instant, currents whose amplitudes and waveforms are obtained as function of the incident magnetic field. The incident magnetic field is measured, instant by instant, by a field sensor linked to a controlled power supply that generates opportune currents in order to achieve the desired magnetic shielding effectiveness in the area to be shielded. The magnetic shielding effectiveness is defined as the ratio, in decibel, of the incident magnetic field and of the magnetic field in presence of the active shield [6].

A prototype of a box with field-controlled active shield has been realised. Six active circuits composed by several coils have been located on the six facets of the cubic box. The six active coils are independently supplied by a controller in order to obtain the desired magnetic shielding effectiveness inside the box. The control of the power supply is realised by means of a control chain, which takes into account the magnetic field level inside the box.

The main problem of the field-controlled active shields is to construct the waveform of the coil currents as function of the incident

magnetic field. To this aim the incident magnetic field generates an electromotive force (emf) in a coil of the field sensor as follows:

$$emf = -A \frac{d}{dt} B(t) \quad (1)$$

where  $B(t)$  is the time-variable magnetic field and  $A$  the surface of the coil.

The idea is to obtain instant by instant a current proportional to the magnetic field  $B(t)$  measured by the field sensor. The proposed field-controlled supply is realised by the functional chain shown in Fig.2, where the amplifier and the preamplifier are used to increase the signal current  $I$ . The constructed signal current is then controlled in order to follows the variations of the incident magnetic field. The proposed feedback is shown in Fig.3, where  $R$  represents the coil impedance,  $B_c$  the magnetic field produced by the active coils,  $B_e$  the incident magnetic field and  $B_{tot}=B_e+B_c$  the total magnetic field,  $G$  an analytical function which links  $B_c$  with the current  $I$ .

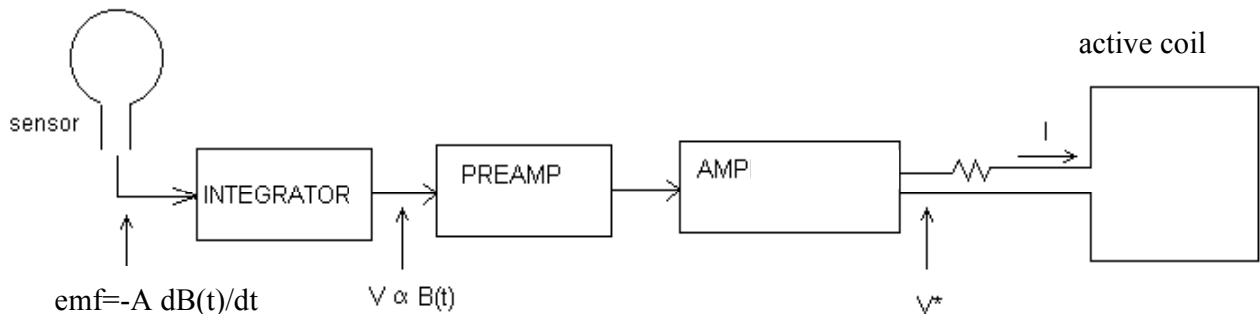


Fig. 2 - Functional chain to construct the desired current in the active coils.

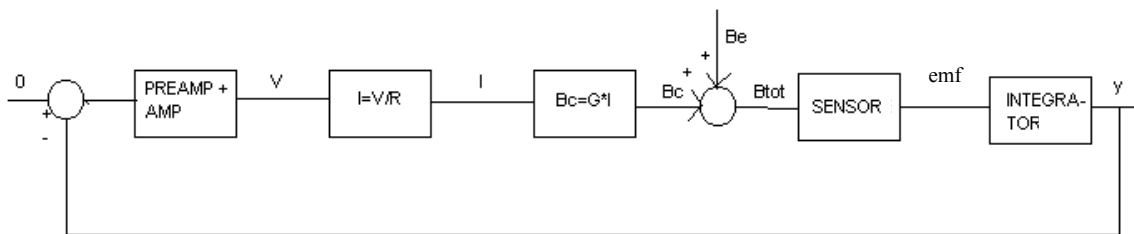


Fig. 3. - Scheme of the control system.

The performance of the proposed field-controlled active coils is shown in Fig.4 where the emf produced by the incident magnetic field in a planar passive coil is compared with the emf produced by the total magnetic in the same planar active coil. The obtained field attenuation is greater than 20 dB.

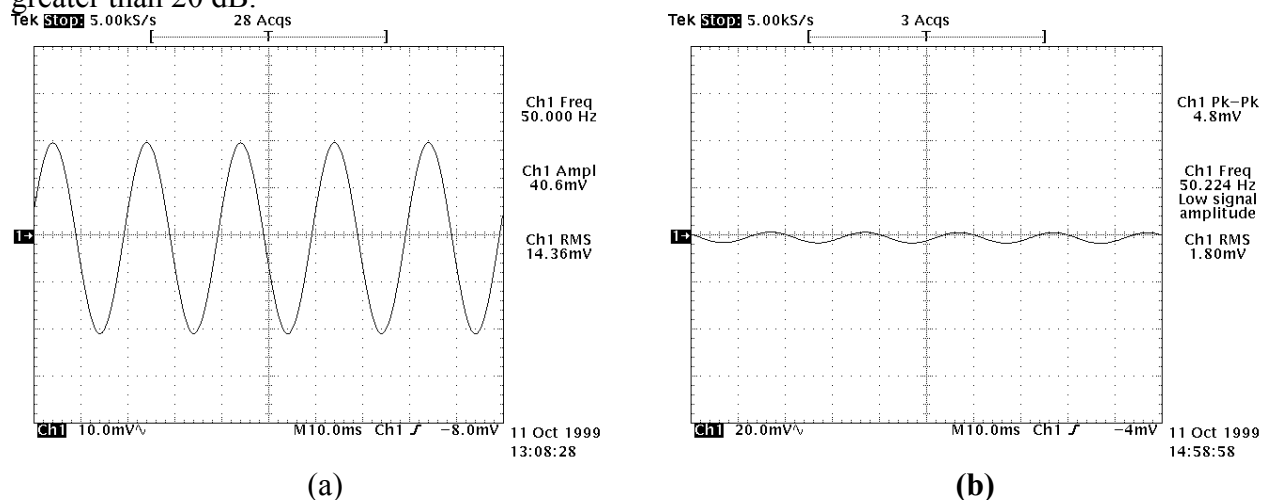


Fig. 4 - (a) emf in coils without active shield; (b) emf in coils with field-controlled active shield

## References

- [1] Decreto del Presidente Consiglio dei Ministri, 23/04/1992, "Limiti massimi di esposizione ai campi elettrico e magnetico generati alla frequenza industriale nominale (50 Hz) negli ambienti abitativi e nell'ambiente esterno", GURI 6/5/1992.
- [2] CEI 211-4 "Guida ai metodi di calcolo dei campi elettrici e magnetici generati da linee elettriche" 1996.
- [3] CIGRE' Working Group 36.06, "Electric and magnetic fields and cancer: an update", *Electra*, no. 161, August 1995.
- [4] Swedish National Board of Occupational Safety and Health, "Low frequency electrical and magnetic fields – the precautionary principle for national authorities – Guidance for decision makers", 1996.
- [5] ICNIRP, "Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic and electromagnetic fields (up to 300 GHz), *Health Physics*, no. 4, vol. 74, April 1998.
- [6] R. B. Schultz, V.C. Plantz and D.E. Brush, "Shielding theory and practice," *IEEE Trans. Electromag. Compat.*, vol. 30, no.3, pp. 187-201, Aug. 1988.
- [7] R. G. Olsen., "On low frequency shielding of electromagnetic fields," *Proc. of 10<sup>th</sup> Int. Symp. on High Voltage Eng.*, Montreal, Canada, Aug. 25 – 29, 1997.
- [8] M. Reta-Hernández and G. G. Karaday, "Attenuation of low frequency magnetic fields using active shielding," *Electric Power System Research*, 45, pp.57-63, 1998.

**Л. Н. КЕЧИЕВ, П. В. СТЕПАНОВ, А. А. ШЕВЧУК**

Московский государственный институт электроники и математики

## ЭКРАНИРУЮЩИЕ ПРОКЛАДКИ КАК СРЕДСТВО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЦЕЛОСТНОСТИ ЭКРАНА

**Abstract.** The modern approaches to creation and application of conductive gaskets are considered. The guidelines on their application are considered.

Целостность экрана играет определяющую роль в эффективности экранирования. Известно, что теоретическая эффек-

тивность не достижима из-за отверстий, щелей, смотровых окон и других неоднородностей экранирующей оболочки. Тем

не менее, при обеспечении ЭМС и решения вопросов информационной безопасности требуется свести до минимума проникновение электромагнитной энергии через неоднородности экрана. Важный класс изделий, используемых для восстановления целостности защиты, являются экранирующие прокладки. В настоящее время промышленность освоила производство значительной номенклатуры этих изделий, информация о них весьма разрознена и во многих случаях труднодоступна. В настоящей работе приведено обобщение конструкций прокладок и даны рекомендации по их установке. Приведенные сведения будут полезны для конструкторов электронных средств.

Экранирующие прокладки применяются для временного или постоянного уплотнения соединений. Практически все виды экранирующих прокладок обеспечивают высокую плотность соединения, обеспечивая одновременную защиту от климатических факторов внешней среды. Когда поверхности соединены без прокладок, никакие силы не смогут идеально прижать их друг к другу, поскольку соединяемые поверхности не бывают совершенно ровными и гладкими. В результате через образовавшуюся щель будет происходить утечка электромагнитного поля (ЭМП).

Таким образом, в большинстве случаев, наименее дорогой способ получения герметичности соединения двух поверхностей (с обеспечением водонепроницаемости, маслонепроницаемости, непроницаемости для ЭМП) – это применение эластичных экранирующих прокладок, которые компенсируют неровности поверхностей.

Для удобства сравнения и выбора прокладки можно разделить на следующие типы:

- прокладки из проводящих пластиков и эластомеров;
- прокладки с направленно внедренными проводниками;
- плетеные проволочные прокладки;

- эластичные прокладки с высокопроводящим покрытием;
- гребенчатые прокладки;
- спиральные пружинящие прокладки из проволоки;
- круглые спиральные прокладки из металлической ленты.

**Прокладки из проводящих пластиков и эластомеров** применяются для получения высокой плотности соединения с обеспечением водонепроницаемости и защиты от ЭМИ. Проводящие эластомеры изготавливаются путем внедрения множества мельчайших металлических шариков (наполнителя) в материал эластомера.

Вид наполнителя: серебро, никель, медь, алюминий, посеребренная медь, посеребренное стекло и др.

Материал эластомера: силикон, флорсилекон, EPDM.

Максимальное удельное электрическое сопротивление (при поставке): 0,003 ... 0.01 Ом·см.

**Прокладки с направленно внедренными проводниками** изготавливаются путем внедрения множества тонких параллельных проводников в изоляционное основание из сплошного или пористого силикона. Прокладки с направленно внедренными проводниками обеспечивают одновременно герметизацию соединения и защиту от ЭМП. Выпускаются прокладки с клеящимся основанием для быстрой установки на поверхность соединения.

Материал проводников: монель или алюминий.

Диаметр внедренных проводников: 0,1 мм (монель) или 0,13 мм (алюминий).

Плотность расположения: 110 ... 140 проводников на 1 кв. см.

**Плетенные проволочные прокладки** изготавливаются из гибкой проволоки и похожи на оплетку коаксиального кабеля. Такие прокладки можно сделать из практически любого типа металла. Наиболее часто при производстве плетенных проволочных прокладок используются следующие материалы: монель, бериллиевая бронза, посеребренная латунь, алюминий, сталь с медным покрытием и наружным



слоем олова. В середине этих прокладок может быть воздух или, для максимальной упругости, сердцевина может быть сделана из пористого силикона или неопрена.

В основном плетеные проволочные прокладки применяются для экранирования соединений, имеющих длину более 100 мм и ширину от 1,5 до 20 мм.

Эффективность экранирования 100 дБ на частоте 1 ГГц.

Как разновидность плетеных проволочных прокладок выпускаются следующие типы прокладок:

- комбинированные прокладки из плетеных проволочных прокладок и уплотняющих прокладок из силикона или неопрена. Предназначены для экранирования ЭМП и защиты от пыли, грязи и влаги. Эффективность экранирования 100 дБ на частоте 1 ГГц.
- проводящие эластомеры в металлической оплетке обеспечивают эффективность экранирования на 20 дБ больше, чем обычные плетеные прокладки.

Среди новых разработок следует отметить экран из **тканой медной сетки**, отличающийся высокой эффективностью и предназначенный для экранирования кабелей и проводных жгутов. Экранирующий материал, представляющий собой сетку из тонкой медной проволоки, имеет малые отверстия, большую гибкость и обеспечивает практически полную защиту от воздействия ЭМП.

Процесс нанесения покрытия является одним из важнейших в производстве плетеных прокладок. Недостаточное нанесение покрывающего слоя может привести к производству не совместимого и в некоторых случаях (например, в случае отшелушивания покрытия) опасного продукта. Альтернативой нейлоновых волокон, покрытых серебром, является никель-медные волокна. Эффективность прокладок на основе никель-медных волокон широко варьируется и зависит от технологии и качества материалов, используемых при производстве. Благодаря своей низкой гибкости никель “трескается” на границах прокладок еще на стадии производства.

Чрезмерное отшелушивание может привести к короткому замыканию в цепях электронного оборудования, даже такого “нетребовательного”, как домашний компьютер.

**Эластичные прокладки с высокопроводящим покрытием** устанавливаются в местах соединения экрана или отдельных деталей корпуса, обуславливая минимальную величину сопротивления между соединяемыми поверхностями, тем самым, обеспечивая полную защиту от ЭМИ. Они используются в соединениях с гладкими поверхностями, где максимальная величина неровностей не превышает 0,1 мм. Основу прокладок составляет силикон. Наружный слой выполняется из серебра, золота, меди, никеля, посеребренной меди, посеребренного алюминия и других материалов. Отличительная черта этих прокладок – очень низкая допустимая прижимная сила.

Выпускается множество видов прокладок с **высокопроводящим покрытием**, которые отличаются формой сечения: ленточные (толщиной 0,5 ... 0,75 мм и шириной до 300 мм), прямоугольные, квадратные, трубчатые, пористые прокладки, угловые, P-образные, D-образные, а также различные виды прокладок изготавливаются на заказ.

Установка прокладок осуществляется с помощью зажимов, клеящегося основания и запрессовки фигурных выступов.

Большинство прокладок (трубчатых, P-образных, D-образных) выпускаются шириной от 0,75 до 15 мм и длиной до 30 м.

Удельное электрическое сопротивление при поставке: 0,005 Ом·см (0,001...0,5 Ом·см).

Удельное электрическое сопротивление после эксплуатации в течение 240 часов при 40° С и влажности 90...95% (MIL-STD-202F, метод 103b, тест №4): 0,03 Ом·см (0,005...0,5 Ом·см).

Удельное электрическое сопротивление после эксплуатации (1000 ч при 135° С плюс 48 ч при 170° С): 0,03 Ом·см (0,004...0,65 Ом·см).

Давление сжатия (для листовых прокладок): 105 кг/см<sup>2</sup>.

Для остальных типов прокладок с высокопроводящим покрытием прижимная сила: 0,15 кг/см<sup>2</sup> (0...0,3 кг/см<sup>2</sup>).

Рабочая температура: -55° С ... +260° С.

**Гребенчатые прокладки** используются для дверей, крышек и других частей аппаратуры, требующих особого обслуживания и частого доступа. Первые варианты гребенчатых прокладок были изготовлены несколько десятков лет назад и являлись самым первым типом ЭМ прокладок появившихся в мире. Отличительной чертой гребенчатых прокладок является большое значение максимального сжатия (до 95%). Основные недостатки этих прокладок связаны с тенденцией отдельных пружинящих пластинок окисляться и ломаться.

Большинство гребенчатых прокладок изготавливаются из медно-бериллиевого сплава, обеспечивающего прекрасные пружинящие свойства, долговечность, применение в соединениях с большими неровностями. Материал покрытия медно-бериллиевых прокладок: золото, серебро, олово, никель, кадмий, цинк.

Прокладки выпускаются различных размеров и конфигураций: множество видов нестандартных гребенчатых прокладок изготавливается на заказ. Большинство прокладок имеет стандартную длину: 305 мм, 405 мм, 455 мм, 610 мм. Выпускаются прокладки длиной до 10 м.

Высота гребенчатых прокладок, в среднем, 5 мм (0,75... 11 мм), ширина от 3,3 до 41,5 мм. Число пружинящих пластинок на 10 см длины: 10...40 штук (максимальное количество – 65 штук).

Рабочая температура: -45° С ... +150° С (для прокладок с самоклеящейся подложкой); -45° С ... +70° С (для прокладок с креплением на проводящем клее).

Спирально пружинящие прокладки из проволоки отличаются следующими характеристиками:

- высокая эффективность защиты на частотах 100 ГГц;

- постоянство формы и множество контактов металл-металл, обуславливающих хорошую проводимость;
- малая прижимная сила;
- малая величина остаточного сжатия;
- высокая электро- и теплопроводность;
- простота установки;
- широкий температурный диапазон.

Прокладки изготавливаются из посеребренной, позолоченной или никелированной проволоки. Материал проволоки: нержавеющая сталь, титан, бериллиевая бронза и др. Основные параметры прокладок:

- диаметр проволоки: 0,05 ... 1,5 мм.
- сжатие прокладки в рабочем состоянии 25%.
- упругое максимальное сжатие прокладки 40% (35 ... 45%).
- значение остаточного сжатия 5%.
- рабочий диапазон температур: -273° С ... +288° С.

Существует несколько типов спиральных пружинящих прокладок из проволоки: прокладки для работы с нагрузкой в осевом направлении, в радиальном направлении, ленточного типа, для работы с нагрузкой.

Спиральные прокладки, изготовленные из металлической ленты (рис ), отличаются механической прочностью, высокой экранирующей способностью и низкой стоимостью.

Эффективность экранирования:

- 100 кГц – 120 дБ (105...165 дБ);
- 1 МГц – 120 дБ (95...165 дБ);
- 10 МГц – 115 дБ (90...160 дБ);
- 100 МГц – 110 дБ (85...155 дБ);
- 1 ГГц – 110 дБ (85...155 дБ).

При установке экранирующих прокладок на металлическую поверхность используют следующие методы:

- установка в паз, если изготовление пазов будет относительно недорогим и нетрудоемким;
- использование клеящей подложки, самый быстрый и дешевый из всех методов установки экранирующих прокладок;

- крепление непроводящей части прокладки;
- использование проводящего клея;
- крепление с помощью винтов;
- крепление с помощью зажимов;
- особые методы.

Все твердые эластомеры, составляющие основу большинства эластичных эк-

ранирующих прокладок, практически не сжимаемы в объеме. При этом прокладки из эластомеров при установке требуют дополнительного пространства, необходимого для расширения прокладки при сжатии. Рекомендуется выбирать ширину паза не менее, чем на 10% больше ширины несжатой прокладки.