

ЭМС В ПЕЧАТНЫХ ПЛАТАХ И ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМАХ  
EMC RELATED TO PCB'S AND IC'S

---

---

*Y. ANDO, AND M. HAYAKAWA*

Dept. of Electronic Engineering, The University of Electro-Communications

**EXCITATION OF MAGNETOSTATIC WAVES  
IN AN IN-PLANE MAGNETIZED YIG FILM**

**Abstract:** Excitation of magnetostatic surface wave/magnetostatic backward volume wave modes is analyzed by using a new method which is called the integral kernel expansion method. The Fourier integral containing an unknown current density flowing in a transducer is reduced to linear equations with unknown coefficients by expansion of the integral kernel and the unknown function. Comparison of the numerical results with an experiment is in good agreement.

**1. Introduction**

At microwave and millimeter wave frequencies, ferrites, in particular yttrium-iron-garnet(YIG), are used to realize nonreciprocal devices such as isolators and circulators. Some of the devices are based on the utilization of magnetostatic waves(MSWs), which propagate in a magnetized YIG film, and have potential possibilities of application to signal processing in microwave band. Signal-to-noise (S/N) enhancers based on a nonlinear phenomenon are recently studied by several researchers[1,2]. Particularly, Kuki and Nomoto[2] proposed the S/N enhancer operating at lower frequency about 1.2GHz than the conventional S/N enhancer by using magnetostatic surface wave (MSSW) /magnetostatic backward volume wave (MSBVW) modes.

In a magnetized YIG film, if the bias magnetic field is perpendicular to the wave vector of MSW, then the MSSW propagates, while if the magnetic field is parallel to the wave vector, the MSBVW does. For the case that the magnetic field is neither perpendicular nor parallel, in other words, in an obliquely magnetized YIG film, we can ex-

pect the propagation of both MSSW and MSBVW modes, which is called MSSW/MSBVW modes.

It is important to know the excitation characteristics for the case of oblique magnetization, from the point of the design of MSW devices and the electromagnetic compatibility. But, the excitation of MSSW / MSBVW modes has not been analyzed though utilizing such the mode has advantages in MSW devices. Conventionally, the MSW excitation was calculated under the assumption that the current density distribution flowing in transducers was of uniform magnitude over the width of the transducers. However, this conventional method cannot always be used to obtain a good approximation.

In this paper, we will analyze the excitation by a metal strip transducer on the in-plane magnetized YIG by letting the current density be an unknown function and numerically solving it by means of the integral kernel expansion method. Then, in order to verify the validity of the present method, we will compare the numerical and experimental results.

## 2. Theory

We consider the configuration of the present problem as shown in Fig. 1.

The metal strip having the width  $2w$  and the infinitesimal thickness is constructed on a YIG film with thickness  $d$ . The layer-configuration goes infinitely along  $y$ - and  $z$ -directions, and the field is assumed to be independent of  $z$ , or  $\frac{\partial}{\partial z} = 0$ . The external direct magnetic field is applied in the direction at an angle  $\theta$  with  $z$ -axis, and then the MSSW propagates in  $\pm y$ -direction on the top and bottom surfaces of the YIG.

From the configuration a pair of the Fourier transform between space and wave number domains is defined as follows:

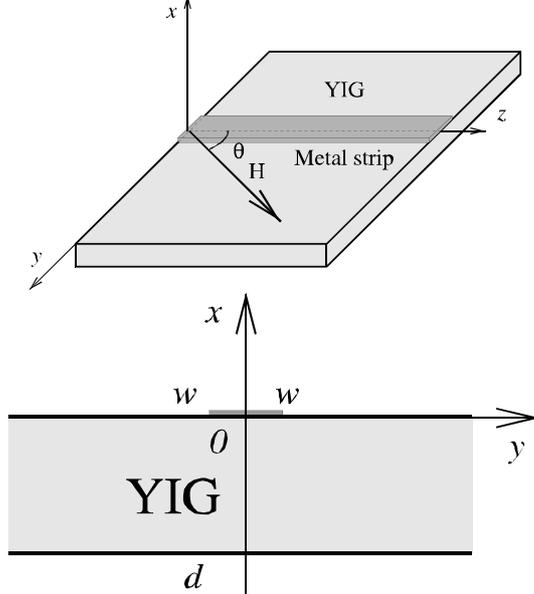


Fig. 1: Configuration for analysis

$$\begin{aligned} f(y) &= \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{f}(k) e^{-jky} dk, \\ \tilde{f}(k) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} f(y) e^{jky} dy \end{aligned} \quad (1)$$

It is assumed that magnetostatic approximation is valid and that the time factor is  $e^{j\omega t}$ . The permeability tensor of in-plane magnetized YIG is given by

$$\bar{\mu}_r = \begin{bmatrix} \mu & -j\kappa_2 & j\kappa_3 \\ j\kappa_2 & \mu_2 & \mu_3 \\ -j\kappa_3 & \mu_3 & \mu_4 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

where  $\kappa_2 = \kappa \cos \theta$ ,  $\kappa_3 = \kappa \sin \theta$ ,

$$\mu_2 = \mu \cos^2 \theta + \sin^2 \theta,$$

$$\mu_3 = (1 - \mu) \cos \theta \sin \theta,$$

$$\mu_4 = \mu \sin^2 \theta + \cos^2 \theta, \quad \mu = 1 - \frac{\Omega_H}{\Omega^2 - \Omega_H^2},$$

$$\kappa = \frac{\Omega}{\Omega^2 - \Omega_H^2}, \quad \Omega = \frac{\omega}{\gamma M}, \quad \Omega_H = \frac{\gamma H}{\gamma M}, \text{ and } H,$$

$M$ ,  $\omega$ , and  $\gamma$  are the magnitude of the bias magnetic field, the saturation magnetization of YIG, angular frequency, and the gyromagnetic ratio, respectively.

Using the usual boundary conditions that the tangential component of magnetic field and the normal component of magnetic flux density are continuous, we can obtain the relation between the current density flowing in the metal strip,  $J_z(y)$ , and the magnetic flux density,  $B_x(y)$  on the  $x=0$  plane, in wave number domain:

$$\tilde{B}_x(k) = j\mu_0 G(k) \tilde{J}_z(k), \quad (3)$$

where

$$\begin{aligned} G(k) &= -s [(\mu q - \kappa_2 s)(\mu q + \kappa_2 s + 1) \\ &\quad - (\mu q + \kappa_2 s)(\mu q - \kappa_2 s - 1) e^{-2q|k|d}] \\ &\quad / [(\mu q - \kappa_2 s + 1)(\mu q + \kappa_2 s + 1) \\ &\quad - (\mu q + \kappa_2 s - 1)(\mu q - \kappa_2 s - 1) e^{-2q|k|d}] \end{aligned} \quad (4)$$

where  $q = \sqrt{\frac{\mu_2}{\mu}}$  and  $s = \frac{k}{|k|}$ . Performing

the inverse Fourier transform and considering that  $B_x(y) = 0$  in the metal strip region, or  $-w \leq y \leq w$ , gives the following equation:

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} G(k) \tilde{J}_z(k) e^{-jky} dk &= 0, \\ -w \leq y \leq w \end{aligned} \quad (5)$$

This Fourier integral contains the unknown current density  $\tilde{J}_z(k)$ . We can solve Eq.(3) by using the integral kernel expansion method, which is suitable for the mixed boundary problems such as in the present one.

The integral kernel of Eq.(3),  $e^{-jky}$  is expanded into a series of the Legendre polynomials:

$$e^{-jky} = \sum_{m=0}^{\infty} (-j)^m (2m+1) j_m(kw) P_m\left(\frac{y}{w}\right) \quad (6)$$

Substituting Eq.(6) into Eq.(5) and invoking orthogonality of the Legendre polynomials, we can obtain

$$\int_{-\infty}^{\infty} G(k) \tilde{J}_z(k) j_m(kw) dk = 0 \quad (7)$$

Next, we expand the unknown function  $J_z(y)$  into a series of orthogonal polynomials with unknown coefficients.

$$J_z(y) = \left(1 - \frac{y}{w}\right)^{\alpha} \left(1 + \frac{y}{w}\right)^{\beta} \sum_{n=0}^{\infty} a_n P_n^{(\alpha, \beta)}\left(\frac{y}{w}\right) \quad (8)$$

where,  $P_n^{(\alpha, \beta)}(z)$  is the Jacobi polynomial and  $a_n$  ( $n=0,1,\dots$ ) are the unknown coefficients to determine. In the present problem, we put  $\alpha = \beta = -\frac{1}{2}$  because Eq.(8) would satisfy an edge condition by choosing these values if YIG was regarded just as a dielectric. The Fourier transform of Eq.(8) is given by

$$\tilde{J}_z(k) = \frac{w}{2\pi} \sum_{n=0}^{\infty} j^n a_n I_n^{(\alpha, \beta)}(kw), \quad (9)$$

where

$$I_n^{(\alpha, \beta)}(z) = \frac{z^n}{2^n n!} \int_{-1}^1 (1-t)^{\alpha+n} (1+t)^{\beta+n} e^{jzt} dt \quad (10)$$

The detail on the  $I_n^{(\alpha, \beta)}(z)$  is found in the literature [3].

Substituting Eq.(9) into Eq.(7), we can reduce the Fourier integral containing the unknown function into linear equations with respect to the unknown coefficients:

$$\begin{bmatrix} L_{00} & L_{01} & \cdots & L_{0n} \\ L_{10} & L_{11} & \cdots & L_{1n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{m0} & L_{m1} & \cdots & L_{mn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} = 0 \quad (11)$$

where

$$L_{mn} = \int_{-\infty}^{\infty} G(k) j_m(kw) I_n^{(\alpha, \beta)}(kw) dk, \quad (12)$$

which can be calculated numerically.

By using the Poynting vector, the average power flow per unit length is given by

$$P_{\pm} = -\frac{2\pi^2 \mu_0 \omega |\tilde{J}_z|^2}{k_{\pm} D^2} \times \left[ -\frac{U_1^- S_+ - U_1^+ S_- e^{-2q|k_{\pm}|d}}{2|k_{\pm}|} + \left\{ U_2^- S_+^2 + U_2^+ S_-^2 e^{-2q|k_{\pm}|d} \right\} \times \frac{1 - e^{-2q|k_{\pm}|d}}{2q|k_{\pm}|} + 2\mu_2 S_+ S_- e^{-2q|k_{\pm}|d} d + 4\mu^2 q^2 e^{2(1-q)|k_{\pm}|d} \frac{e^{-2|k_{\pm}|d}}{2|k_{\pm}|} \right], \quad (13)$$

where  $S_{\pm} = \mu q \pm \kappa_2 s \pm 1$ ,  $U_1^{\pm} = \mu q \pm \kappa_2 s$ ,  $U_2^{\pm} = \mu_2 \pm \kappa_2 q s$ . The total current is obtained by directly integrating Eq.(8) over the metal strip; that is,

$$I = \int_{-w}^w J_z(y) dy = \frac{\pi}{\cosh \pi \xi} w a_0. \quad (14)$$

Thus, the radiation resistance of the transducer is given by

$$R = \frac{2(P_+ - P_-)}{|I|^2}, \quad (15)$$

and the radiation reactance is obtained by performing the Hilbert transform:

$$X(\omega) = \frac{1}{\pi} PV \int_{-\infty}^{\infty} \frac{R(\omega')}{\omega' - \omega} d\omega', \quad (16)$$

where  $PV$  denotes the principal value of the integral.

Finally, assuming that the conductive loss of the transmission line is negligible, we

obtain the following attenuation constant of the microstrip transducer,

$$\alpha_{att} = \sqrt{\left[ -\omega C(\omega L + X) + \sqrt{\{\omega C(\omega L + X)\}^2 + (\omega CR)^2} \right] / 2}$$

where  $\omega L = \beta Z$  and  $\omega C = \frac{\beta}{Z}$ , and  $C$ ,  $L$ ,  $Z$ , and  $\beta$  are the line capacitance, the line inductance, the characteristic impedance and the propagation constant of the transducer, respectively.

### 3. Numerical and experimental results

Experiments were performed to confirm the theoretical predictions. Using a vector network analyzer (HP8720C), we measured the  $S_{21}$  of the transducer assuming the attenuation is due to the excitation of MSW.

The YIG used in this experiment is 20  $\mu\text{m}$  thick and 8mm wide. The metal strip which is 125  $\mu\text{m}$  wide, or  $w=62.5 \mu\text{m}$  in Fig.1, is directly constructed by evaporating aluminum on the YIG surface. The distance between the metal strip and the ground plane is about 400  $\mu\text{m}$ , for which the characteristic impedance and the effective dielectric constant of this transmission line are approximately 195  $\Omega$  and 8.63, respectively, if YIG is regarded just as a dielectric.

Figures 2 and 3 show the numerical results estimated by the present method and a conventional one which is based on the assumption that the current distribution  $J_z(y)$  is constant in the strip, and the experimental results for  $\theta = 0^\circ$  and  $\theta = 30^\circ$ , respectively. The magnitude of the bias magnetic field is 79.6[kA/m], for which the frequency band of MSSW mode ranges from 4.6GHz to 5.2GHz for  $\theta = 0^\circ$ . It is noted that the upper limit of MSSW band decreases, with the increase in  $\theta$ .

As you can see, the numerical results of the present method generally agree with the experimental ones. However, we find that there is a serious discrepancy between the conventional and the experimental results, in particular, in the upper frequency of MSSW band. This tendency seems to be more prominent for larger  $\theta$  angle.

The notches exist at about 4.65GHz, which corresponds to the lower limit of MSSW band. In the magnetostatic approximation, the wavelength of MSSW tends to infinity toward the lower limit of MSSW band, and hence the approximation may not be always good near the lower limit. In the experiment, there exists a ground plane, which might affect the MSSW because the wavelength becomes longer around this lower limit.

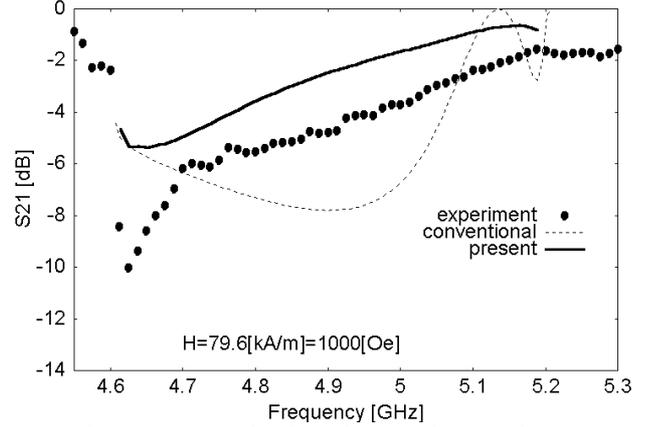


Fig. 2: Numerical and experimental results for  $\theta = 0^\circ$

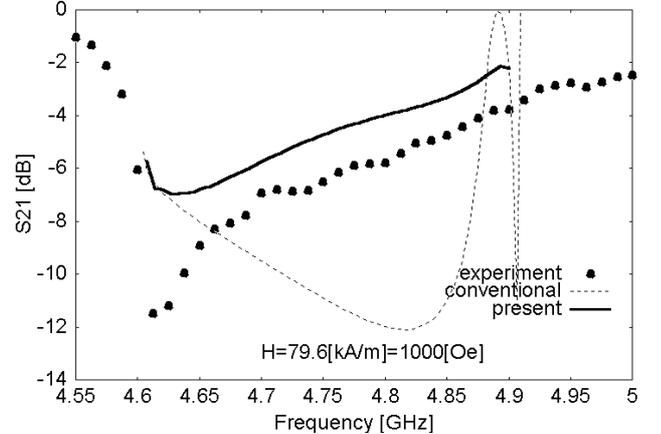


Fig. 3: Numerical and experimental results for  $\theta = 30^\circ$

### 4. Conclusion

We have analyzed the excitation of MSSW in the in-plane magnetized YIG film by using the integral kernel expansion method. The agreement of the numerical results by the present method with the corresponding experiment is excellent, while the conventional ones disagree with the experiment. It is evident that the integral kernel expansion method is appropriate for the analyses of MSW excitation problems.

## References

- [1] Y.Ishikawa, T.Nomoto, T.Okada, S.Shinmura, F.Kanaya, S.Ichiguchi, and T.Umegaki, "A signal-to-noise enhancer with extended bandwidth using two MSSW filters and two 90° hybrids," *Inst. Electr. Inform. Comm. Engrs. (IEICE) Trans. Electron.*, vol.E78-C, no.8, pp.1026-1032, 1995.
- [2] T.Kuki, and T.Nomoto, "A consideration on MSSW/BVW hybrid modes for a signal-to-noise enhancer," *IEICE Trans. Electron.*, vol.J81-C-I, no.2, pp.94-100, 1998.
- [3] Y.Ando, N.Guan, K.Yashiro, and S.Ohkawa, "Excitation of magnetostatic surface waves by slot line transducers," *IEICE Trans. Electron.*, vol.E82-C, no.7, pp.1123-1128, 1999.

*VSEVOLOD L. IVANOV, RON FOSTER*

Honeywell Int., 830 East Arapaho Rd, Richardson, TX 75081, USA  
Possible Solution to Improve the EMI Filtering

## CAPABILITY OF AN AUTOMOTIVE SENSOR WITH HALL EFFECT IC

**Abstract:** The article shows the results and recommendations regarding the Scattering S-parameter PSpice calculation and measurement for the Crank and Cam Sensors for automotive applications utilizing the Hall effect IC family to characterize the filter layout model performance and transient protection. This data details the analysis of build-in filter sensor designs with different value of discrete and buried (embedded) capacitance of PCB components and give the electrical equivalent EMI filter RLC structure circuit models of a PCB. It was found that the model provided a very good fit of calculated scattering parameters to the experimental S-Parameter data.

### Introduction

Suppression of severe automotive transients became more important as electronics with sensitive ICs were introduced into the cars. The transients can cause malfunction or damage to sensors. There are a variety of possible methods of reducing transient interference problems in high speed range to improve the EMI filtering properties of automotive Cam/Crank sensors with a biased Hall effect IC (Figure 1). It is recommended that the transients should be suppressed at the PCB of sensors thus reducing the damage of ICs. It was shown that both filters RC and Ferrite Bead +Capacitances were ineffective above 1.0 GHz and can let pass an EMI transients to the IC.

The effect of the internal solid power and ground planes capacitance inside the sensor PCB should be considered in present Crank design practice. This embedded capacitance can be in the order of hundreds of pF/cm<sup>2</sup>

when we assemble the power and ground planes very close to each other with some dielectric between them with high permittivity.

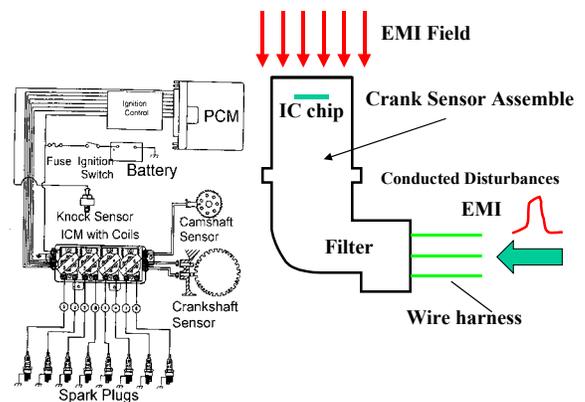


Fig. 1. Complete EI fast-star system with CAM/Crankshaft Sensors

The goal of analysis was to balance the decoupling embedded, discrete capacitances and ferrite bead of transient protective circuit so those signals don't create failure overvoltages

across the Hall effect IC. The model results were validated by scattering S-Parameter measurements.

### Analysis

One of the possible solutions is to redesign PCB of Cam/Crank sensors and to use the additional discrete decoupling capacitance in the range of 400-500 pF and internal or buried (embedded) capacitance between the PCB power and ground planes which can generate in our present geometry an additional 30-100 pF bypass capacitance in parallel with 0.1uF. In this case we will have 3 capacitance in parallel  $0.1\mu\text{F} + (400-500\text{pF}) + (30-100\text{pF})$  that will dramatically increase the filtering capability and reduce the high frequency EMI transients at the Cam/Crank sensor inputs. Fast transients at the Crank sensor, which we measured directly on the vehicle, can be superimposed upon the power supply and amplified by system resonances (Figure 2).

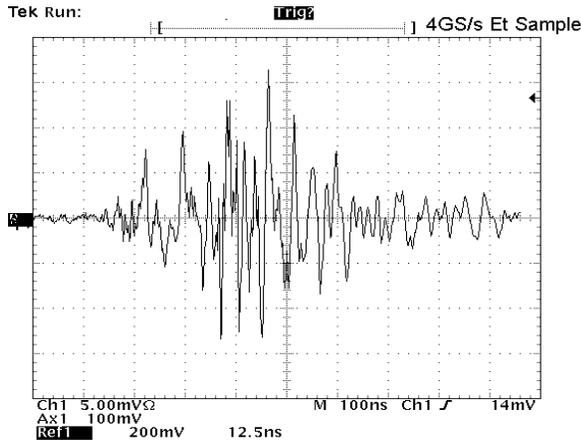


Fig. 2. Captured fast transients at Crank sensor connectors.

Depending on the thickness of the Sensor PCB layout dielectric module, for example, FR-4 material with high dielectric constant  $\epsilon_r = 3.8-4.2$ , and placement of the power and ground planes in the board stack up close to each other, various values of this internal design (buried) capacitance can exist.

The approximate values of this capacitance have been calculated by Eq. 1

$$C = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 A}{d} = \frac{\epsilon A}{d}$$

$$r C = 8.84 \frac{A \epsilon_r}{d} \text{ (pF)} \quad (1)$$

Where:  $\epsilon$  = relative permittivity of the material between plates;  $\epsilon_0$  = dielectric constant of free space;  $A$  = plane area;  $d$  = separation of the plates.

The embedded capacitance design that can be working well beyond 1 GHz can be acquired by separating ground and power planes with very thin (0.002-0.01 inch) dielectric material. There is virtually no parasitic inductance (0.1-0.7 nH). It was calculated that the power and ground planes, separated, for example, by 0.002 inches of FR-4 material will have a typical buried capacitance of 506 pF per square inch. A PCB structure (itself) is acting as one capacitance and has self-resonant frequency. To implement 30-100 pF buried capacitance in our Crank sensor design we can simply remove the Vcc traces and ground plane and replace them with one or two capacitance sandwiches from power and ground layers. The microvias, which can be incorporated in the mounting pad, are less than 0.006 inches in diameters and can use manufacturing processes such as plasma etching, laser drilling, and photovias processes.

Fig. 3 shows the equivalent of filter RLC structure circuit model of a PCB, the high frequency discrete ceramic capacitor model, PCB buried capacitance model, estimated board parasitics, and ferrite bead model. This PCB structure combination (Figure 1) had some effect on the observed oscillation, particularly in the high frequencies, showing that the problem was an interaction with the parasitic capacitances between power and ground planes and inductance of transmission traces.

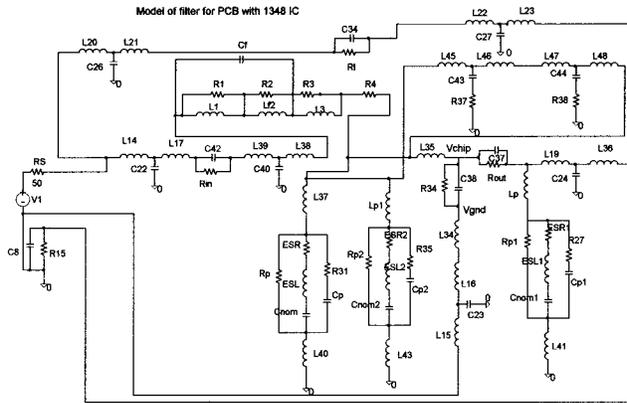


Fig. 3 The general PSpice filter and IC models.

Figure 4 shows the typical  $S_{12}$  scattering parameters experimental measurements of the GEN III Crank and Cam sensor RC and ferrite bead filters. It was found that the models provided a very good fit of calculated scattering parameters such as  $S_{12}$  response test to the experimental data which were measured using a S-Parameter Network Analyzer Test Set model HP-35677A/B. The  $S_{12}$  scattering parameters calculation was performed directly on the RC and the muRata Ferrite Bead+ Capacitance filter models to study their filtering capabilities for comparison with experimental results.

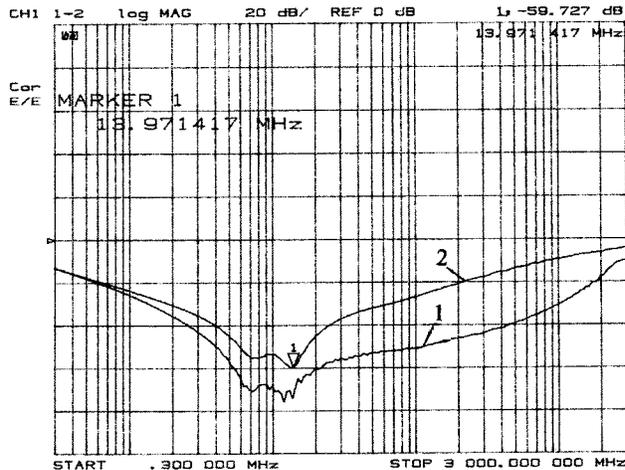


Fig. 4. Typical Scattering S-Parameter experimental measurements of the Gen III Crank and Cam Sensor filters.

Similar results have been obtained both for PSpice calculated and experimental  $S_{12}$  parameters.

A proper selection of decoupling capacitors (filter), along with the self-resonant frequency of the buried capacitance of PCB will provide enhanced EMI suppression.

Since actual capacitors are not “ideal” their characteristics deviate from those of the theoretical capacitors. We used the complex sub-circuit R-L-C model of capacitors. The equivalent series inductance (ESL) and the equivalent series resistance (ESR) were provided for every decoupling component.

For our situations, RC filter networks, surface mount ferrite bead+capacitance, and buried capacitors can be used for PC board level EMI/transient filtering. The addition of discrete ceramic capacitors, for example, 400-500pF, and buried capacitance 30-100pF to existing 0.1uF capacitance made an improvement above several hundred MHz up to GHz range (Figure 5). A PCB embedded capacitance structure (itself) should provide some loss to dampen possible power resonances.

The best EMI solution, from a PCB layout standpoint with IC, is placement of the power supply plane on one side of the PCB board with a ground plane on another side as close as possible (0.002-0.008) in. This reduces the susceptibility problem significantly and provides enough buried capacitance between Power and Ground planes to perform the high frequency filtering function currently demonstrated with an add-on capacitors. This was demonstrated by the PSpice filter model calculation with a prototype PC board with IC.

The surface mount EMI suppression ferrite bead can provide selective attenuation of high frequency signals (above several MHz) that we wish to suppress from the standpoint of EMC to comply with EMI/RFI requirements. The optimum profile would be a muRata ferrite bead in which the highest attenuation level coincides with the disruptive frequency.

Voltage and ground planes have very little lead inductance equivalence and no equivalent series resistance (ESR) as we show in buried capacitance model. But use of these planes as a decoupling capacitor can reduce RF energy

at frequencies generally in the higher ranges up to the GHz range.

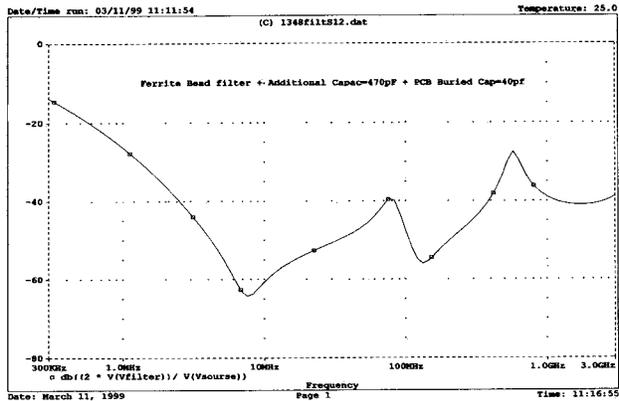


Fig. 5. PSpice evaluation of Ferrite Bead +Cap=0.1uF PCB assembly with discrete capacitance =470pf and with the buried PCB layout Capacitance.

Because of the efficiency of PCB power and ground planes as an embedded decoupling capacitor design, they should be used in addition to high self-resonant frequency discrete decoupling capacitors such as 0.1uF and 400-500pF. The addition of the small buried decoupling capacitor sandwiches in the range 30-100pF can help fix the high frequency filtering problem (Figure 6).

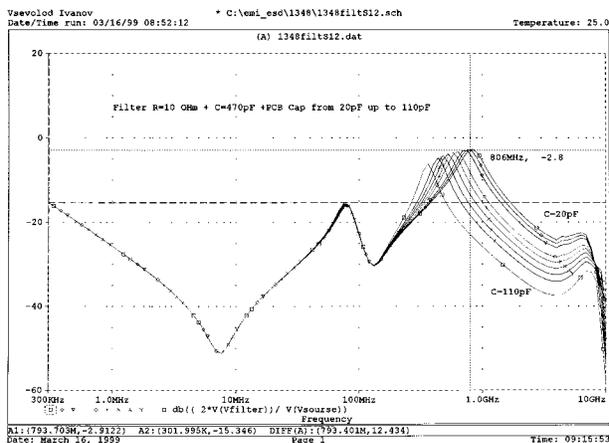


Fig. 6. PSpice evaluation of RC filter assembly with additional discrete capacitance =470pf and with embedded Capacitances varied from 20pF up to 110pF.

Additional decoupling capacitance can be good for EMI reduction, only when our PCB

planes are closely spaced, practically less than 0.01inc. At this point, if we will decrease the thickness (d) or change (increase) the relative dielectric constant of our core we can receive additional 30-100pF for decoupling capacitor.

Figures 7 shows the results of PSpice evaluation of  $S_{12}$  scattering parameters of RC and the muRata Ferrite Bead+Discrete capacitance + Buried capacitance filters PCB assembly with different combinations of components.

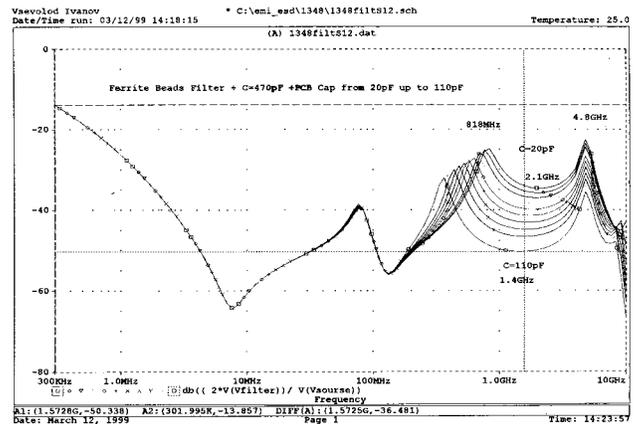


Fig. 7. PSpice evaluation of Ferrite Bead +Cap=0.1uF PCB filter with discrete capacitance 470pF and with varied embedded capacitances from 20pF up to 110pF.

## Conclusion

A PSpice model was used to characterize the transient filter that included the decoupling embedded and discrete capacitances in the PCB board. The model results were validated by scattering S-parameters measurements for the real samples. The presented measurements and Pspice simulation results show a good agreement.

Additional decoupling embedded capacitance can be good for EMI reduction if the power supply plane resonances will be diminished or eliminated by closely spacing, practically less than 0.01inc between planes and therefore increases the effectiveness of decoupling in PCB design.

## References

- [1].T.H Hubing, J.L Drewniak, T.P.Van Doren, “An experimental investigation of 4-layer printed circuit board decoupling,”Proceedings of the 1995 IEEE International Symposium o Electromagnetic Compatibility, pp.308-312, Atlanta, GA, Aug. 1995.
- [2] Minjia Xu, “Modeling of the power bus impedance for embedded capacitance boards”, UMR EMC laboratory technical brief, September 2000.

*F. FIORI, F. MUSOLINO*

Dipartimento di Elettronica, Politecnico di Torino  
C.so Duca degli Abruzzi, 24 – I-10129 Torino (Italy)  
Tel. +39 011 564 4141, Fax +39 011 564 4099  
e-mail : fiori@polito.it

## MEASUREMENT OF IC CONDUCTED EMISSIONS BY A NOVEL TECHNIQUE

**Abstract:** This paper presents a new technique for the measurement of IC conducted emissions. In particular, the current spectrum of each IC port is obtained by the measurement of RF power radiated by a microstrip line in a TEM cell. This measurement method is effective since a direct relationship between transmission line radiated power and IC pin current exists.

### Introduction

Operations of digital integrated circuits (ICs) drive the electromagnetic emissions (EMEs) of electronic systems, hence ICs like microprocessors and microcontrollers can be considered as primary sources of electromagnetic emissions. Steep currents and voltage glitches at the power supply and ground pins of an IC and proper signals at its input/output (I/O) pins drive antennas composed of printed circuit board (PCB) traces and/or interconnecting cables of the electronic system.

Radio frequency (RF) voltages and currents induced in PCB traces connected to an IC pin are named *IC conducted emissions* while electromagnetic fields directly radiated by IC package interconnections and interconnections routed at silicon level are named *IC radiated emissions*.

ICs conducted and radiated EME may seriously degrade the electromagnetic compatibility features of electronic apparatuses. For this reason, ICs characterization in terms of EME has become one of the important topics in the EMC

community. Several measurement methods have been presented in the literature and some of them are standardized [1], or are up on the way to become standard [2]. In particular, the chapters 4 and 6 of the document IEC 61967 [2] describe the measurement methods by which IC conducted emissions can be quantified.

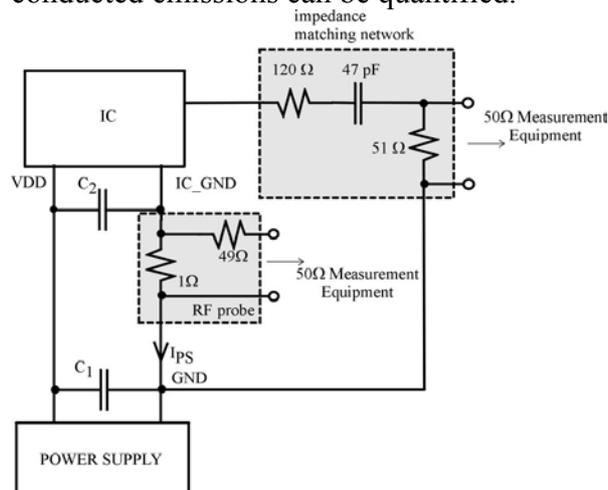


Fig. 1 - Schematic description of the 1Ω – 150Ω measurement method.

The 1Ω *Direct Coupling Method* makes possible the measurement of conducted emissions related to IC power supply pulsed

currents. In particular, the frequency spectrum of this current is obtained by the measurement of the voltage spectrum across a 1Ω resistor inserted in the power supply net (Fig.1). Such a technique is useful also in the case of ICs with multiple ground pins. Alternatively, the same current can be measured by means of the magnetic-probe method. The second method described in the Chapter 4 is the 150Ω *Direct Coupling Method*. It is proposed for the evaluation of conducted emissions of long external wiring and long PCB traces driven by an I/O pin. In particular, this method is aimed to evaluate the contribution of a single pin to the EME of an IC, and consists in the measurements of the voltage spectrum at an

I/O pin connected to a 150Ω load (Fig.1).

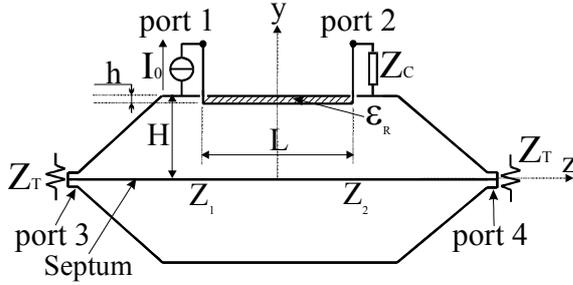


Fig. 2 Transmission line inside the TEM cell.

In this paper, the conducted emission (in terms of current spectrum) of IC pin is obtained by the measurement of the overall power radiated by a transmission line in a TEM cell. The transmission line is driven at one end by an IC pin signal. Transmission line radiated power is measured at the TEM cell terminations (ports 3 and 4 in figure 2).

The TEM cell method

The TEM cell is a rectangular-strip transmission line composed of a central conductor (septum) surrounded by a rectangular-shaped shield. In general, it is desirable to operate this cell at frequencies well below the cell cut-off frequency [4] at which higher order mode begin to propagate. Furthermore, if the TEM cell is terminated on its characteristic impedance, a propagating TEM field is present into the cell, which approximates a plane wave, and, consequently, uniform field exists over the central portion of the cell.

In this work the relationship between the overall radiated power from a microstrip line placed into a TEM cell and the source current spectrum is derived.

## RADIATION RESISTANCE OF A MICROSTRIP LINE IN A TEM CELL

The structure under analysis is shown in figure 2. A transmission line of length L, width W and characteristic impedance  $Z_0$  is placed inside a TEM cell (1GHz cut-off frequency). The structure is driven at the port 1 by a current source and it is loaded at the port 2 by a lumped impedance  $Z_C$ , while the ports (3,4) of the cell are connected to matched loads ( $Z_T$ ). In general, the field radiated by a source in a wave-guide may be expressed as an infinite sum of wave-guide modes [5]:

$$\bar{E}^{\pm} = \sum_n C_n^{\pm} (\bar{e}_n \pm \bar{e}_{zn}) \cdot e^{\mp j\beta_n z} \quad (1)$$

$$\bar{H}^{\pm} = \sum_n C_n^{\pm} (\mp \bar{h}_n + \bar{h}_{zn}) \cdot e^{\mp j\beta_n z} \quad (2)$$

where  $C_n$  are unknown amplitudes,  $\beta_n$  is the propagation constant,  $\bar{e}_n$  and  $\bar{h}_n$  are the electric and magnetic vectors transversal to the direction of propagation along the positive  $z$  axis,  $\bar{e}_{zn}$  and  $\bar{h}_{zn}$  are the axial electric and magnetic vectors. In (1,2)  $n$  is a general summation index and implies a summation over all possible modes.

Since the source current spectrum is well below TEM cell cutoff frequency, expressions (1,2) become :

$$\bar{E}^{\pm} = C_{TEM}^{\pm} \bar{e}_{TEM} e^{\mp j\beta_{TEM} z}$$

$$\bar{H}^{\pm} = \pm C_{TEM}^{\pm} \bar{h}_{TEM} e^{\mp j\beta_{TEM} z}$$

where:  $\bar{e}_{TEM} = (e_x \hat{x} + e_y \hat{y})$ ,

$\bar{h}_{TEM} = (h_x \hat{x} + h_y \hat{y})$

and the coefficients are computed by the following expressions:

$$C_{TEM}^{\pm} = -\frac{1}{P_{TEM}} \int_V \bar{e}_{TEM} \cdot \bar{J} e^{\pm j\beta_{TEM} z} dV$$

where :  $P_{TEM} = 2 \int_{S_{TEM}} \bar{e}_{TEM} \times \bar{h}_{TEM} \cdot \hat{z} dS_{TEM}$

and the current density distribution  $\bar{J}$ , i.e. the current density along the transmission line, can be written by Dirac-functions:

$$\begin{aligned} \bar{J} = & -I(z_1)\delta(x-x_0, z-z_1)\hat{y} + \\ & I(z_2)\delta(x-x_0, z-z_2)\hat{y} + \\ & I(z)\delta(x-x_0, y-y_0)\hat{z} \end{aligned} \quad (3)$$

Assuming that the surrounding TEM cell does not influence the current distribution along the transmission line, the transmission line theory can be employed to derive  $I(z_2)$  as a function of  $I(z_1)$  (i.e. the current  $I_0$  at the port 1).

In fact :

$$F(kL) = \frac{I(z_2)}{I(z_1)} = \frac{1 - \Gamma_C}{1 - \Gamma_C e^{-j2kL}} e^{-jkL} \quad (4)$$

where  $\Gamma_C = (Z_C - Z_0)/(Z_C + Z_0)$ ,  $k$  is the transmission line propagation constant.

By substituting (4) in (3) the coefficients  $C_{TEM}^{\pm}$  can be expressed as follows:

$$\begin{aligned} C_{TEM}^{\pm} = & -\frac{I_0}{P_{TEM}} e^{\pm j\beta_{TEM} z_1} \times \\ & \times \left[ F(kL) e^{\pm j\beta_{TEM} L} - 1 \right] \int_l e_y(x_0, y) dy \end{aligned} \quad (5)$$

Finally, the overall power radiated by a transmission line into a TEM cell (Fig. 2) is obtained by computing the real part of the Poynting vector related with the TEM mode evaluated on the TEM cell x-y cross section ( $S_{TEM}$ ). In particular:

$$\begin{aligned} P = & \frac{1}{2} \text{Re} \left\{ \int_{S_{TEM}} (\bar{E}^+ \times \bar{H}^+)^* \cdot \hat{z} dS_{TEM} + \right. \\ & \left. + \int_{S_{TEM}} (\bar{E}^- \times \bar{H}^-)^* \cdot (-\hat{z}) dS_{TEM} \right\} \end{aligned}$$

Electric and magnetic field of the TEM mode are related by :

$$\bar{H}^{\pm} = \pm \frac{\hat{z} \times \bar{E}^{\pm}}{\eta_0}$$

where  $\eta_0 = 377 \Omega$  is the intrinsic impedance of free space, hence:

$$\begin{aligned} P = & \frac{|C_{TEM}^+|^2 + |C_{TEM}^-|^2}{2\eta_0} \times \\ & \times \int_{S_{TEM}} |\bar{e}_{TEM}(x, y)|^2 dS_{TEM} \end{aligned} \quad (6)$$

By substituting (5) in (6) the relation between the overall radiated power and the square of the current magnitude is derived:

$$\begin{aligned} P = & \frac{|I_0|^2}{2\eta_0 |P_{TEM}|^2} \times \\ & \times \left\{ \left| F(kL) e^{+j\beta_{TEM} L} - 1 \right|^2 + \right. \\ & \left. + \left| F(kL) e^{-j\beta_{TEM} L} - 1 \right|^2 \right\} \times \\ & \times \left| \int_l e_y(x_0, y) dy \right|^2 \int_{S_{TEM}} |\bar{e}_{TEM}(x, y)|^2 dS_{TEM} \end{aligned}$$

Finally, we define the radiation resistance of the microstrip line inserted into the TEM cell as :

$$R_{rad} = \frac{2P}{|I_0|^2} \quad (7)$$

hence :

$$\begin{aligned} R_{rad} = & \frac{\eta_0}{4} \times \\ & \times \frac{\left\{ \left| F(kL) e^{+j\beta_{TEM} L} - 1 \right|^2 + \left| F(kL) e^{-j\beta_{TEM} L} - 1 \right|^2 \right\}}{\int_{S_{TEM}} |\bar{e}_{TEM}(x, y)|^2 dS_{TEM}} \times \\ & \times \left| \int_l e_y(x_0, y) dy \right|^2 \end{aligned}$$

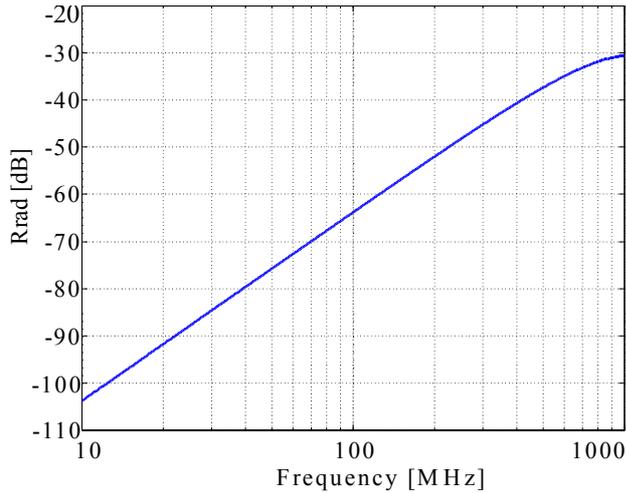


Fig. 3 – Radiation resistance ( $R_{rad}$ ) of a microstrip line ( $L=6$  cm,  $h=1.5$  mm,  $w=3.1$  mm,  $\epsilon_r = 3.97$ ) inserted into a 1GHz TEM cell.

The transversal electric field distribution  $\bar{e}_{TEM}(x, y)$  the cell has been computed using the procedure described in [6]. Such a technique is based on an integral equation in terms of the charge density on the walls of the cell. This integral equation is numerically solved and the field is calculated by integration. The radiation resistance has been evaluated for the special case of a transmission line of length  $L = 6$ cm, height  $h=1.5$ mm,  $\epsilon_R = 3.97$ ,  $Z_0 = Z_C = 50\Omega$  inserted in a 1GHz TEM cell with  $H = 4.7$ cm. Figure 3 shows such a radiation resistance versus frequency.

### Experimental test

In this section the measurement of a single-pin IC conducted emissions by using a 1 GHz TEM cell is presented.

The transmission line is realized by using a microstrip line. It has length  $L = 6$  cm and characteristic impedance  $Z_0 = 50\Omega$ . A switching unbalanced output driver excites the microstrip line at the *port 1* while a  $50\Omega$  matching network loads *port 2*.

The microstrip line is inserted into a 1 GHz TEM cell. In particular, the microstrip line is parallel to the  $z$ -axis of the cell (Fig.2).

A voltage source makes the output voltage driver switching and the spectra of RF power delivered to the TEM cell terminations are measured by a spectrum analyzer

HP8591E. The output driver current spectrum is derived by using expression (7) and the envelope is reported by continuous line in figure 4. Dashed line in the same figure has been obtained by operating the magnetic probe method. A good agreement between these measurement results is evidenced.

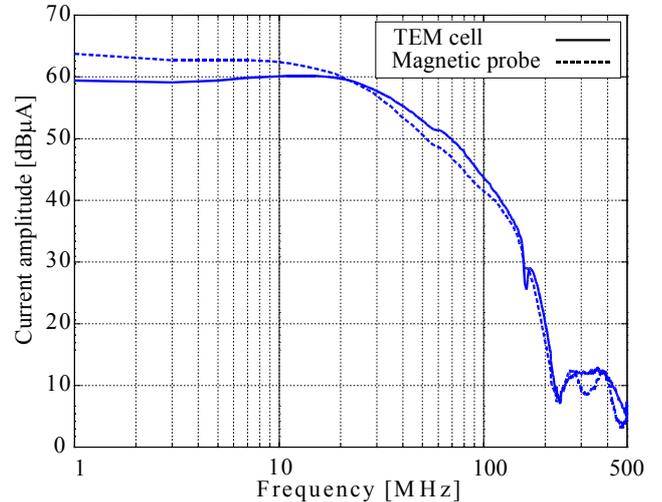


Fig. 4 - Envelopes of an output driver current spectra. Continuous line is obtained by operating the new measurement method presented in this paper, while dashed line is obtained by the magnetic probe technique

### Conclusions

In this paper a new technique for the measurement of integrated circuit conducted emissions has been shown. The TEM cell has been employed measuring the current spectrum of interference flowing in an IC pin. The radiation resistance ( $R_{rad}$ ) of a transmission line inserted in a TEM cell has been derived and evaluated for a specific structure. Such a radiation resistance has been employed in evaluating the current spectrum of a switching IC output driver.

The same current spectrum has been obtained by operating the magnetic probe measurement method and a good agreement between these experimental results has been evidenced.

## References

- [1] Electromagnetic compatibility measurement procedures for integrated circuits - integrated circuit radiated emissions measurement procedure, 150 kHz to 1000 MHz, TEM Cell - SAE Surface Vehicle Recommended Practice J1752/3, Society of Automotive Engineers, Warrendale, PA, 1995.
- [2] Integrated Circuits, Measurements of Conducted Electromagnetic Emission, IEC 61967 CDV 0.1, VDE AK767.13/14.5.
- [3] N. Masuda, N. Tamaki, H. Wabuka, T. Watanabe, K. Ishizaka, "RF current evaluation of ICs by MP-10L", NEC Research and Development, Vol.40, N.2, pp. 253-258, April 1999.
- [4] M.L. Crawford, "Generation of standard EM fields using TEM transmission cells", IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-16, No. 4, November 1974 pp.189-195.
- [5] R. E. Collin, Foundations for Microwave Engineering, McGraw- Hill, Inc., Singapore, 1992.
- [6] R.J. Spiegel, W.T. Jones, C.F. Blackman, A.W. Wood, "A method for calculating electric and magnetic fields in TEM cells at ELF", IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-29, No. 4, November 1987 pp.265-272.

*С.Ф. ЧЕРМОШЕНЦЕВ, И.В. ДОБРОВОЛЬЦЕВ*

Казанский государственный технический университет им. А.Н. Туполева

## ПРОЕКТИРОВАНИЕ МЕЖСОЕДИНЕНИЙ МНОГОСЛОЙНЫХ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ С УЧЕТОМ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ

**Abstract.** In this report is considered the problem of designing interconnections in the multilayer printed board (MPB) in view of electromagnetic compatibility. The description of construction algorithm of a way with the given length in nondirectional graph of assembly space in the MPB is given. And also it is given an example a typical fragment of interconnections with the given length which takes into account delays, reflections, distortions of a signal and cross handicaps.

Применение элементной базы субна- носекундного диапазона приводит к уси- лению влияния импеданса электрических межсоединений многослойных печатных плат (МПП) на передаваемый сигнал, и на быстроедействие цифрового узла. Любые неоднородности межсоединений, обусловленные подключением элементов, отводами проводников, изменением шири- ны и т. д., вызывают искажения и отраже- ния передаваемого сигнала. Отражения, накладываясь на основной сигнал, иска- жают его форму, изменяют амплитуду и длительность, следовательно, увеличива- ют задержки сигналов и перекрестные помехи.

Для обеспечения допустимого уровня задержек сигналов, их искажений, отра- жений и перекрестных помех, необходимо ввести ограничения на топологию и мет-

рику межсоединений МПП. Кроме того, для выравнивания задержек сигналов не- обходимы межсоединения заданной дли- ны и топологии. В наибольшей степени эти требования проявляются при проекти- ровании МПП и печатных панелей. В этих условиях традиционная задача трассиров- ки межсоединений претерпевает принци- пальные изменения. При трассировке необходимо управлять топологией и мет- рикой межсоединений, учитывать их электромагнитную совместимость (ЭМС).

Одним из важнейших требований яв- ляется строгое соблюдение длин печатных соединений с целью сведения к минимуму рассогласования времени прохождения сигналов по электрическим цепям. Для этого в общей задаче трассировки, пред- ставленной в виде совокупности подзадач поиска оптимальных путей на множестве

контактных площадок заданного множества электрических цепей, необходимо проводить путь в графе монтажного пространства проектируемой платы не минимальной длины, а заранее заданной или, по крайней мере, минимально отличающейся от нее.

Целью работы является разработка алгоритма решения задачи трассировки МПП с учетом ЭМС, обуславливающего метрические ограничения на межсоединения, и последующая его программная реализация, а также разработка типовых фрагментов позволяющих получить заданные метрические ограничения межсоединений, которые бы удовлетворяли требованиям ЭМС.

Рассмотрим пример типового фрагмента межсоединений субнаносекундных электронных средств, которые встречаются в практике проектирования МПП.

При проектировании межсоединений МПП, рекомендуемых для высокопроизводительных ЭВМ на элементной базе типа ЭСЛ ( $t_{\phi} = 1\text{нс}$ ) [1], была поставлена задача оценить влияние емкостных входов элементов, представляющих дискретные неоднородности, на изменение величин задержек сигналов на этих элементах. В данном случае межсоединение начинается от одного элемента-передатчика и последовательно обходит четыре элемента-приемника, линия заканчивается подключением к согласующему резистору  $R_c = 50\text{ Ом}$ . Первый элемент-приемник располагается на расстоянии  $l_0 = 10\text{ см}$ , а последующие элементы могут соединяться равными участками линий  $l_1, l_2, l_3$  соответственно в трех вариантах по 1, 3 и 6 см. Погонное время распространения сигнала в межсоединении МПП составляет  $8\text{ нс/м}$ , а волновое сопротивление линии  $\rho = 50\text{ Ом}$ . Емкость входа каждого элемента равна 4 пФ. Данный вид организации межсоединений называется последовательным обходом приемников и преимущественно используется в МПП.

Для анализа указанного типового фрагмента межсоединений в программно-методическом комплексе ПА-9 (интегри-

рование методом Эйлера) применялись LC-модели проводников, число моделей и их параметры выбирались, исходя из правила дискретизации межсоединений [2].

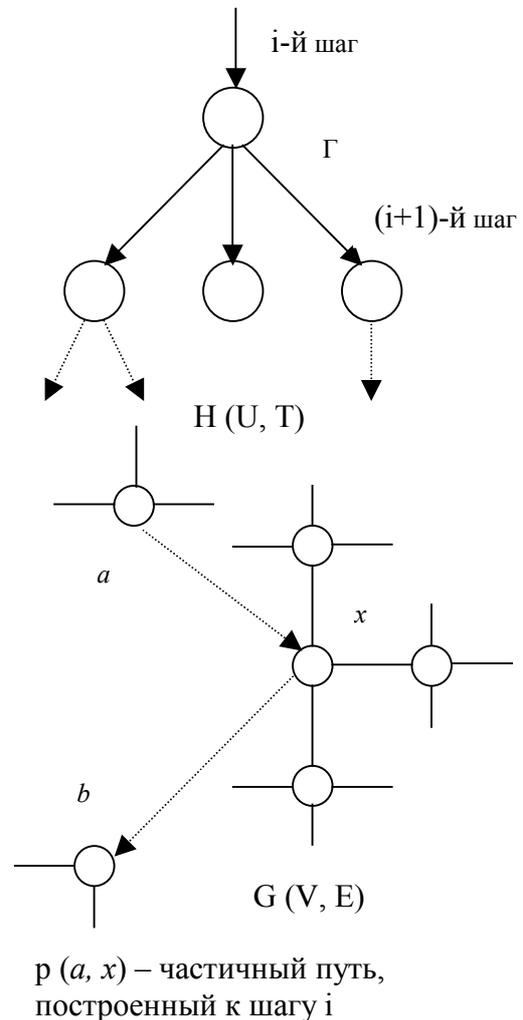


Рис. 1 Часть графа решений  $H(U, T)$  в процессе поиска оптимального пути на графе  $G(V, E)$

Можно отметить, что при длинах участков межсоединений между элементами в 1 см из-за значительного искажения вершины импульса сигнала на первом элементе величина задержки на его выходе несколько превышает задержки на остальных элементах [3]. При длинах межсоединений между элементами в 3 см и 6 см каждый вход элемента-приемника добавляет ко времени распространения сигнала в линии около 0,1нс. Длина последующего участка связи до согласующего

резистора не влияет на величину времени пробега сигнала в межсоединении.

Анализ можно проводить для конкретной элементной базы, чтобы получить соответствующие заданные или предельно-допустимые длины межсоединений [4, 5]. Аналогичным образом проводится оценка типового фрагмента межсоединений с точки зрения уровня перекрестных помех в межсоединениях.

Принимая во внимание обстоятельство NP-полноты задачи отыскания пути с заданной длиной между двумя вершинами графа [6], необходимо разрабатывать приближенные алгоритмы, одним из которых является ниже рассматриваемый алгоритм.

Пусть нам задан граф-решетка  $G(V, E)$ , моделирующий коммутационное поле печатной платы,  $V$  – множество вершин (узлов решетки),  $E$  – множество ребер.

Необходимо между заданными вершинами  $a$  и  $b$  ( $a, b \in V$ ) найти путь  $p(a, b)$  с длиной, минимально отличающейся от заданного значения  $L$ .

$$\text{in } |L - |p(a, b)||, \text{ где } L > 0 \quad (1)$$

Под путем в графе понимаем последовательность смежных неповторяющихся вершин графа.

Решение данной задачи сведем к поиску пути минимальной стоимости в графе решений  $H(U, T)$ , получающемуся при просмотре исходного графа  $G(V, E)$  от начальной вершины  $a \in V$ . Каждая вершина  $u \in U$  графа решений  $H$  представляет собой некоторое состояние процесса поиска оптимального по критерию (1) пути в  $G(V, E)$  и отображает этап включения очередной вершины заданного графа в искомый путь  $p(a, b)$ . Процесс перехода от некоторого  $i$ -го состояния с частичным путем  $p(a, x)$  к последующему состоянию  $(i+1)$  определяется оператором перехода  $\Gamma$ , заданным как структура смежности графа  $G(V, E)$  и значением функции стоимости выбора решения  $F$  (рис.1). Процесс направленного просмотра графа  $G$  и неявного порождения графа  $H$  продолжается до тех пор, пока не будет найдена целевая

вершина  $b \in V$  с минимальным значением функции стоимости на ней.

Рассмотрим алгоритм построения пути заданной длины в неориентированном графе. Присвоим каждой вершине  $v \in V$  графа  $G$  метку  $l$ , принимающую два значения:  $t$  – временная метка,  $c$  – постоянная метка, вес  $m$ , равный значению функции стоимости на ней  $F(v)$  и указатель на предшествующую вершину пути.

*Шаг 0.* Инициализация. Начальной вершине  $a$  присваиваем вес  $m(a) = 0$  и метку  $l(a) = t$ . Все остальные вершины  $v \in (V \setminus a)$  остаются непомеченными.

*Шаг 1.* Среди всех вершин с временными метками найти вершину  $x$  с наименьшим весом. Сделать метку найденной вершины постоянной. Если нет вершины с временными метками, то окончить поиск (искомого пути  $p(a, b)$  в  $G$  не существует).

$$x: m(x) = \min \{m(V)\}, F(x) = 0,$$

где  $v \in V, l(v) = t$ .

*Шаг 2.* Если вершина  $x$  является вершиной  $b$ , то переход к 5.

*Шаг 3.* Для всех вершин  $y$ , смежных с  $x$ , метки которых временные или вершины непомечены, вычислить функцию стоимости  $F(y)$ .  $y = \Gamma(x), l(y) = c$ , где отображение  $\Gamma$  задает структуру смежности графа  $G(V, E)$ .

Функцию стоимости выбора вершины-кандидата на включение в рассматриваемый путь зададим в следующем виде:

$$(y) = |p(a, y)| + k |L - (|p(a, y)| + r(y, b))| \quad (2)$$

где  $|p(a, y)|$  – длина текущего пути от вершины  $a$  до рассматриваемой вершины  $y$ ;  $(y, b)$  – оценка длины пути от рассматриваемой вершины  $y$  до целевой вершины  $b$ ;  $L$  – требуемая длина исходного пути;  $k$  – весовой коэффициент,  $k > 0$ .

Для рассматриваемого невзвешенного графа-решетки в качестве оценочной функции  $r(y, b)$  принимаем расстояние  $d(y, b)$  между вершинами, считая, что граф  $G(V, E)$  отображается на плоскость с линейным расстоянием на ней. Линейное расстояние между двумя точками определяется как:

$$d_{12} = |x_1 - x_2| + |y_1 - y_2|$$

Если вершина  $y$  ранее не была помечена, то ее вес принимаем равным значению функции на ней  $m(y) = F(y)$  и устанавливаем указатель вершины  $y$  на вершину  $x$ ,  $(y) \geq x$ , иначе, если вершина  $y$  имеет временную метку  $l(y) = t$  и ее вес больше значения функции на ней  $m(y) > F(y)$ , то ее вес изменяется на значение функции на ней и переустанавливается ее указатель на вершину  $x$ .

*Шаг 4.* Переход к 1.

*Шаг 5.* Построение пути от вершины  $b$  к  $a$  по указателям.

Данный алгоритм, являясь локально-оптимальным, всегда будет находить какой-нибудь путь между заданными вершинами, если он существует. Это следует из метода поиска в ширину на графе-решетке целевой вершины [7]. Имея временную сложность  $O(|V|^2)$ , как видно из представленного описания алгоритма, он

позволяет сократить число просматриваемых вершин в процессе поиска и, соответственно, время работы путем задания увеличенного значения коэффициента в выражении (2). Увеличение значения  $k > 2$  вызывает направление просмотра вершин преимущественно в сторону целевой вершины. При  $k=0$  алгоритм становится алгоритмом поиска кратчайшего пути между двумя заданными вершинами. В предложенном алгоритме различного рода запреты и неоднородности коммутационного поля легко учитываются в его структуре смежности.

Результатом данной работы является программная реализация модуля проектирования межсоединений МПП с учетом ЭМС [8, 9] в среде объектно-ориентированного программирования Delphi. Приводятся конкретные примеры проектирования МПП.

## Литература

1. Князев А.Д., Кечиев Л.Н., Петров Б.В. Конструирование радиоэлектронной и электронно-вычислительной аппаратуры с учетом требований ЭМС М.: Радио и связь, 1989. – 221с.
2. Чермошенцев С.Ф. Системы и методы анализа внутриаппаратурной электромагнитной совместимости электронных средств: Учеб. пособие. Казань: Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 1999. 48с.
3. Катопис Дж. Учет помех переключения при проектировании быстродействующих ЭВМ // Тр. ин-та инженеров по электротехнике и радиоэлектронике. - 1985. - Т. 73, №9. - С. 68-79.
4. Чермошенцев С.Ф., Добровольцев И.В. Проектирование помехозащищенных межсоединений многослойных печатных плат // Проектирование и эксплуатация электронных средств: Тез. докл. Междунар. науч.-техн. конф. – Казань, 2000. – С. 48-49.
5. Добровольцев И.В. Разработка экспертных моделей проектирования межсоединений электронных средств по критерию электромагнитной совместимости // Техническая кибернетика, радиоэлектроника и системы управления: Тез. докл. науч.-техн. конф. – Таганрог, 1998. – С. 227.6. Гэри М., Джонсон Д. Вычислительные машины и труднорешаемые задачи. М.: Мир, 1982. – 286с.
7. Стайглиц К. Комбинаторная оптимизация. – М.: Мир, 1985. – 318с.
8. Чермошенцев С.Ф., Добровольцев И.В. Проектирование межсоединений многослойных печатных плат с учетом помехозащищенности // Компьютерные технологии в науке, проектировании и производстве: Тез. докл. I Всерос. науч.-техн. конф. – Н. Новгород, 1999. – Ч.1. – С. 16.
9. Чермошенцев С.Ф., Добровольцев И.В. Информационные технологии трассировки помехозащищенных многослойных печатных плат // Проблемы высшего технического образования: Тез. докл. Всерос. науч.-метод. конф. – Казань, 1999. – С. 133.

## МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В МЕЖСОЕДИНЕНИЯХ ЦИФРОВЫХ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ

**Abstract.** The design of the electromagnetic processes in the intercircuits printed circuits considered. Some methods of the analysis are comparing: the method of the normal waves in the time region, the method of the normal waves in the frequency region, and also the results of the design on the program complex analysis of the technical systems PA-9 are reduced.

Моделирование электромагнитных процессов в межсоединениях цифровых печатных плат становится актуальным, когда длительность фронта распространяющихся импульсов в межсоединениях составляет доли наносекунд, а электрические длины проводников соизмеримы с длиной волны сигнала элемента. При этом важно определение временных характеристик межсоединений, таких как задержка сигнала, искажения, отражения, перекрестные помехи. Их необходимо знать на этапе проектирования современных быстродействующих цифровых узлов на основе печатных плат, в которых сигналы от одного элемента к другому распространяются по шинам, изготавливаемым в виде многопроводных линий. Проходя по линии, сигналы испытывают искажения, которые могут ухудшать параметры быстродействующих цифровых узлов и приводить к появлению ложных сигналов. Вследствие широкого частотного спектра передаваемых сигналов, межсоединения должны рассматриваться как длинные линии. Это обстоятельство существенно усложняет проведение аналитического расчета с высокой степенью точности и вызывает трудности при оценке формы электромагнитных процессов в межсоединениях. Поэтому более целесообразными оказываются численные методы анализа.

Целью данной работы является исследование электромагнитной совместимости цифровых печатных плат субнаносекунд-

ного диапазона и сравнительное моделирование электромагнитных процессов в параллельно расположенных межсоединениях печатных плат различными методами.

Для упрощения анализа обычно прибегают к определенным приближениям [1], которые следуют из особенностей структуры печатной платы и существенно упрощают анализ: межсоединения кусочно-однородны по длине, в межсоединениях распространяются квази-ТЕМ-волны и поведение линии можно описать, используя параметры теории цепей, т.е. с помощью матриц погонных индуктивностей  $[L]$ , коэффициентов электростатической индукции  $[B]$ , сопротивлений  $[R]$  и проводимостей  $[G]$ , которые будем считать известными. Эти параметры могут зависеть от частоты (например, из-за наличия скин-эффекта или диэлектрических потерь), хотя часто их считают постоянными.

С учетом этих допущений межсоединения печатной платы можно описать системой дифференциальных уравнений в частных производных во временной области и системой обыкновенных дифференциальных уравнений в частотной области. Для многопроводной системы с  $N$  прямыми параллельными проводниками и одним общим земляным (опорным) слоем напряжения и токи линии, согласно теории цепей, при распространении ТЕМ-волн связаны следующими телеграфными уравнениями:

$$\frac{\partial[V(x,t)]}{\partial x} = -[R] \cdot [I(x,t)] - [L] \cdot \frac{\partial[I(x,t)]}{\partial t} \quad (1)$$

$$\frac{\partial[I(x,t)]}{\partial x} = -[G] \cdot [V(x,t)] - [B] \cdot \frac{\partial[V(x,t)]}{\partial t} \quad (2)$$

где  $[V(x,t)]$ - вектор напряжений между сигнальными проводниками и землей на расстоянии  $x$  от начала линии в момент времени  $t$ , а  $[I(x,t)]$ - вектор токов, протекающих по проводникам на расстоянии  $x$  от начала линии в момент времени  $t$ .

В частотной области эти уравнения преобразуются к следующему виду:

$$\frac{d[V(x)]}{dx} = -[R] \cdot [I(x)] - j\omega[L] \cdot [I(x)], \quad 0 < x < D$$

$$\frac{d[I(x)]}{dx} = -[G] \cdot [V(x)] - j\omega[B] \cdot [V(x)], \quad 0 < x < D$$

где  $\omega$  - угловая частота,  $[V(x)]$  и  $[I(x)]$  - векторы комплексных напряжений и комплексных токов линии,  $D$  - длина линии.

Рассмотренные выше уравнения можно решить следующими методами: методом нормальных волн во временной области, методом нормальных волн в частотной области, методом пошагового продвижения во времени и другими.

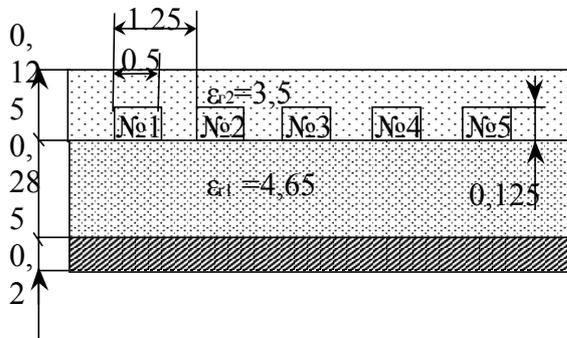


Рис. 1

Для моделирования были разработаны соответствующие программные модули, реализующие метод нормальных волн во временной области, метод нормальных волн в частотной области, метод пошагового продвижения во времени, с помощью которых можно определять отклик как одиночных, так и многопроводных межсоединений при различных способах подключения генераторов напряжения к концам линии.

В качестве примера рассмотрим фрагмент печатной платы с пятью сигнальными проводниками и земляным плоским экраном, поперечное сечение которого схематически показано на рис.1. Межсоединения не имеют потерь и волновое сопротивление линии составляет 50 Ом. Известны матрицы погонных индуктивностей  $[L]$  и погонных коэффициентов электростатической индукции  $[B]$  размерностью  $5 \cdot 5$ . Моделировался случай, когда проводники с номерами 1, 2, 4 и 5 являлись активными, а проводник с номером 3 был пассивным. При этом активные проводники были нагружены с одной стороны генераторами напряжения  $E(t)$  с внутренним сопротивлением 50 Ом, ЭДС которых имеют начальные линейно нарастающие участки, продолженные постоянным напряжением. Такие ЭДС аппроксимируют передние фронты импульсов. На других концах проводники были нагружены резисторами 50 Ом, т.е. линии считались согласованными. На пассивный проводник напряжение не подавалось, и он так же был нагружен с обоих концов сопротивлениями 50 Ом.

Результат моделирования методом продвижения во времени представлен на рис.2. При этом время переднего фронта сигнала составляло 0.2 нс, амплитуда сигнала 1 В, интервал моделирования по времени 3 нс, длина межсоединений была равна 15 см.

Моделирование проводилось при числе Т-образных звеньев равно 54, временной шаг составлял  $\Delta t = 0.1$  пс. Время моделирования на компьютере с процессором Pentium II-300 составило 92.8 с. На рис.2а показана форма напряжений на генераторном и нагрузочном конца активных проводников №1, 2, 4 и 5, а на рис.2б форма перекрестной помехи на пассивном проводнике №3. На осциллограммах заметны осцилляции отклика, частота колебаний которых прямо пропорциональна количеству звеньев модели.

Этот же пример моделировался методом нормальных волн во временной области при частоте дискретизации по вре-

мени с шагом 0.6 пс. При этом не было никаких паразитных осцилляций отклика линии. Время моделирования составило 7 с.

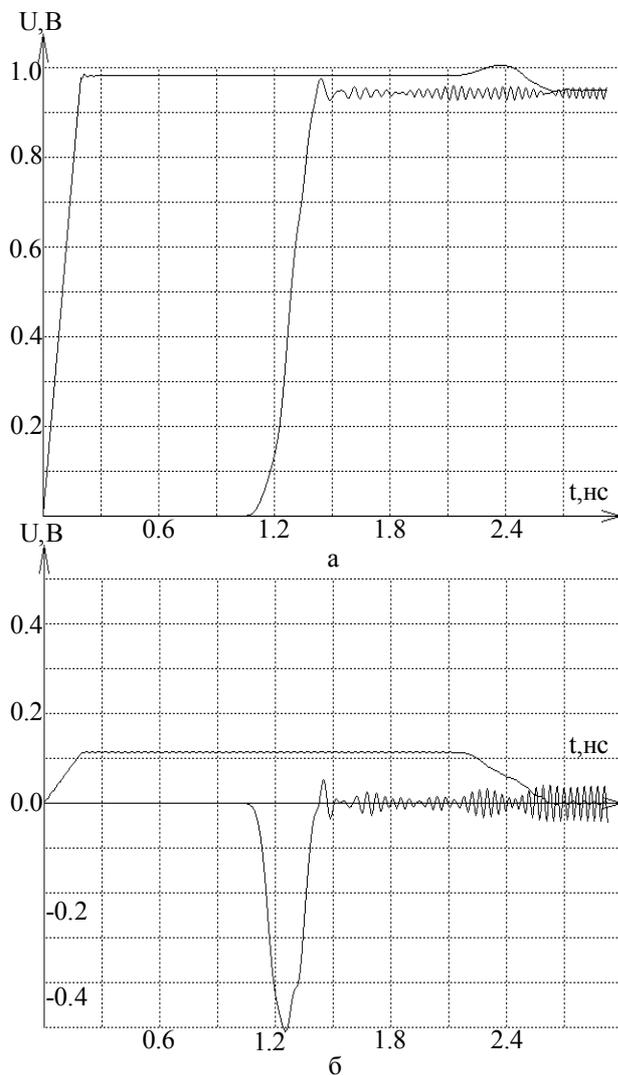


Рис.2

При моделировании методом нормальных волн в частотной области было использовано 512 отсчетов во временной области, взятых с частотой дискретизации 128 ГГц. Время моделирования составило 31.9 с. В отклике наблюдались небольшие осцилляции, которые связаны с конечностью дискретизации по частотам в алгоритме быстрого преобразования Фурье.

Для анализа в комплексе математического моделирования технических систем ПА-9 были составлены соответствующие модели LC-типа. С помощью них моделировался данный пример и были получены

аналогичные результаты, как и в случае метода продвижения во времени.

С помощью реализованных методов был проведен анализ зависимости амплитуды перекрестной помехи от длины межсоединений для рассмотренного выше примера. При этом длина межсоединения изменялась от 5 см до 80 см, время фронта сигнала составляло 0.2 нс, а все остальные параметры оставались неизменными. График зависимости амплитуд перекрестной помехи от длины межсоединения приведен на рис.3. Как можно наблюдать, перекрестная помеха на генераторном конце пассивного проводника имеет положительное значение и не зависит от длины межсоединения. В то же время перекрестная помеха на нагрузочном конце пассивного проводника имеет отрицательное значение и сильно возрастает с увеличением длины межсоединения.

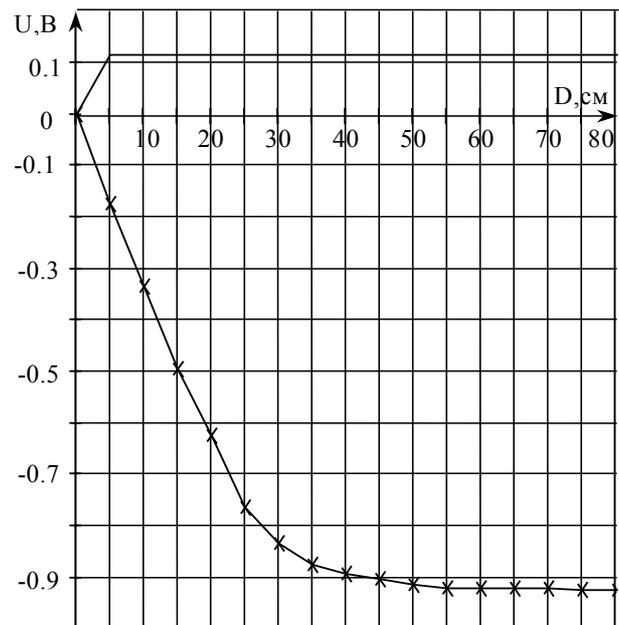


Рис.3

Так же был проведен анализ зависимости амплитуды перекрестной помехи от длительности фронта импульса передаваемого по линии. В этом случае длина межсоединения составляла 20 см, а время переднего фронта  $t_{фр}$  изменялось от 2 нс до 0.05 нс. Все остальные параметры оставались прежними. График зависимости амплитуды перекрестной помехи от длительности фронта импульсов представлен

на рис.4. Можно заметить, что напряжение перекрестной помехи на генераторном конце пассивного проводника не зависит от изменения фронта импульса, в то время как на нагрузочном конце оно увеличивается с уменьшением времени фронта сигнала.

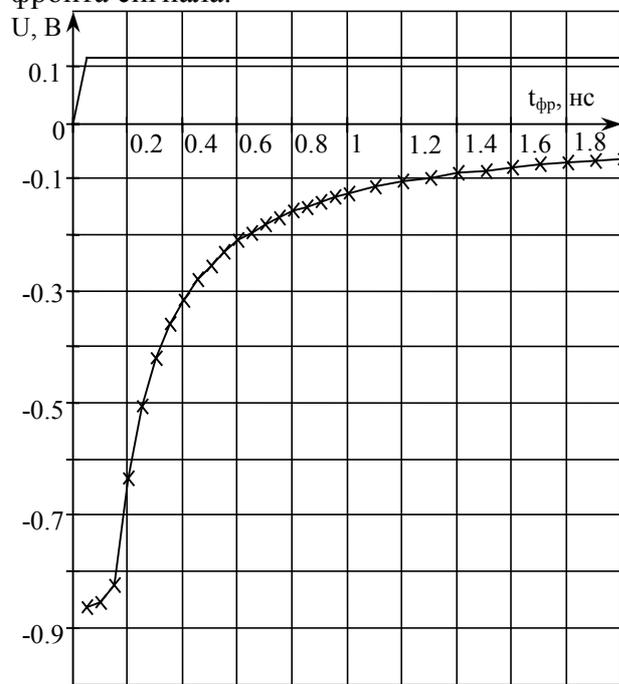


Рис.4

Для сравнения вычислительных затрат каждого из методов приведена таблица 1, в которой даны значения времени моделирования на ЭВМ с процессором Pentium II - 300 для каждого из методов (графа 1 - метод нормальных волн во временной области, 2 - метод нормальных волн в частотной области, 3 - метод продвижения во времени, 4 - моделирование в ПА-9) при увеличении длины межсоединений.

Сравнивая методы анализа электромагнитных процессов в межсоединениях печатных плат, можно сделать следующие выводы: 1) наиболее точным и менее затратным по времени является метод нормальных волн во временной области, как не дающий никаких паразитных осцилляций. Однако он не применим к линиям передачи с потерями, что явно сужает область его применения; 2) при анализе линии передачи с потерями (в проводниках и диэлектриках) и частотно-зависимыми параметрами целесообразным является

применение метода нормальных волн в частотной области. Однако при этом надо учитывать, что на концах линия должна быть нагружена только линейными и инвариантными во времени цепями; 3) при моделировании линии с частотно-независимыми параметрами наиболее подходящим методом, позволяющим анализировать межсоединения с потерями и без потерь, с нелинейными и произвольными нагрузками, в реальном масштабе времени является метод пошагового продвижения во времени, хотя с точки зрения быстродействия он уступает методам нормальных волн; 4) анализ в комплексе математического моделирования технических систем ПА-9 требует наибольших затрат по времени. В тоже время, с помощью этой системы имеется возможность моделирования ситуаций с непосредственным подключением к концам межсоединений логических элементов; 5) погрешность моделирования электромагнитных процессов рассмотренными методами составляет  $\pm 3\%$ .

Таблица 1

Длина межсоединения, см	Время моделирования, сек			
	1	2	3	4
5	2.69	12.11	33.12	7.9
10	4.83	21.74	62.94	30.9
15	7.09	31.90	92.77	53
20	9.83	44.24	122.59	85.1
25	11.70	52.65	152.52	129.9
30	14.77	66.47	182.41	185.3
35	17.30	77.85	209.05	248.1
40	19.78	89.01	241.78	316.6
45	22.24	100.08	271.66	408.1
50	23.56	106.02	298.25	495.5
55	27.07	121.82	331.42	608.9
60	29.55	132.98	361.47	698.9
65	32.08	144.36	391.24	788.6
70	34.55	155.48	421.11	903.6
75	35.48	159.66	453.09	971.6
80	39.49	177.71	482.96	1146.6

## Литература

1. Джорджевич А.Р., Саркар Т.К., Харрингтон Р.Ф. Временные характеристики многопроводных линий передачи // Тр. ин-та инженеров по электротехнике и радиоэлектронике. -1987. -Т.75. №6.-С. 7-29.
2. Чермошнцев С.Ф. Анализ временных характеристик межсоединений субнаносекундных цифровых печатных плат // Электромагнитная совместимость технических средств и биологических объектов: Сб. докл. V Рос. науч.-техн. конф.-С.-Пб., 1998. - С. 237-242.
3. Чермошнцев С.Ф. Анализ перекрестных помех в межсоединениях при конструировании ЭВС // Электромагнитная совместимость и электромагнитная экология: Сб. науч. докл. III Междунар. симпозиума С.-Пб., 1997. -С. 10-11.
4. Чермошнцев С.Ф., Галимов А.С. Сравнительное моделирование электромагнитных процессов в межсоединениях печатных плат // Электромагнитная совместимость и интеллектуальные здания: Сб. докл. науч.-техн. конф. М., 2000. - С. 52-56.

*Т. Р. ГАЗИЗОВ*

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники

## МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРЯМЫХ ПЕРЕКРЁСТНЫХ ПОМЕХ В ДЛИННОЙ МНОГОПРОВОДНОЙ МИКРОПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ С ПОКРЫВАЮЩИМ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ СЛОЕМ

**Abstract** – Forward crosstalk waveforms on the second, on the third and on the fourth conductors from the first conductor are investigated for the case of matched coupled microstrip lines with covering dielectric layer in dependence on thickness of the layer and on length of the lines. It is shown that forward crosstalk magnitude on the third and the fourth conductors can exceed the one on the second conductor and can increase with length of lines up to 50% of magnitude of signal in active line.

Проблема взаимных электромагнитных наводок (перекрёстных помех) в соединительных линиях аппаратуры, представляющих собой, в общем случае, многопроводные линии передачи, особенно обострилась с ростом быстродействия элементной базы и плотности монтажа электронной аппаратуры. Обычно рассматриваются только две связанные линии, поскольку влияние от первой линии на вторую полагают преобладающим, а влияние от первой линии на остальные – пренебрежимо малым, например, когда планарные линии расположены ближе к общей плоскости, чем друг к другу.

Между тем, для многопроводных линий с двухслойным диэлектриком (третий слой – внешняя среда) такое допущение может оказаться некорректным, например, в случаях полной или частичной компенсации прямой перекрёстной помехи (т.е. на дальнем конце) второй линии. Возможности такой компенсации в раз-

личных структурах из отрезков двух связанных линий с двухслойным диэлектриком были подробно рассмотрены в работах [1,2].

Цель данной работы – исследовать прямые перекрёстные помехи в многопроводной линии передачи в зависимости от её параметров.

Объектом исследования выбрана обычная микрополосковая линия (МПЛ), поскольку она является одной из самых распространённых соединительных линий, и в ней возможна компенсация прямой перекрёстной помехи покрывающим диэлектрическим слоем [2]. С помощью метода моментов [3] были вычислены матрицы погонных коэффициентов электростатической [С] и электромагнитной [L] индукции четырёх связанных МПЛ с покрывающим диэлектрическим слоем (Рис.1). Толщина  $T$  и ширина  $W$  линий, расстояние между линиями  $S$ , расстояние от линий до края структуры  $D$  и толщина

Таблица 1.

Форма напряжения прямой перекрёстной помехи на второй (2), третьей (3) и четвёртой (4) линиях при сигнале амплитудой 1В с линейно нарастающим фронтом 0,1нс в начале первой линии для структуры с поперечным сечением из рис.1 длиной 0,2м при различных значениях  $H_{d2}/W$  (сверху вниз по мере возрастания).

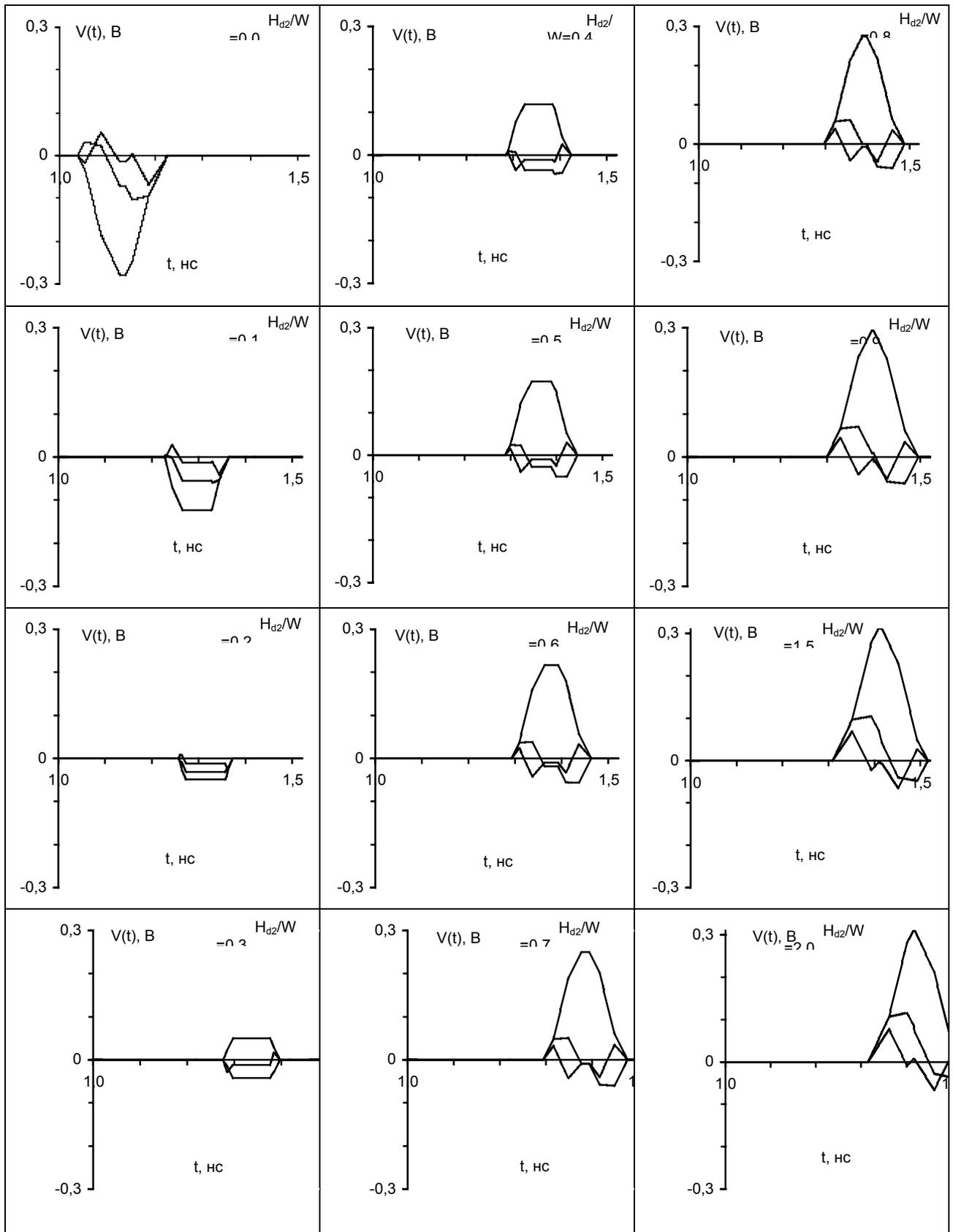
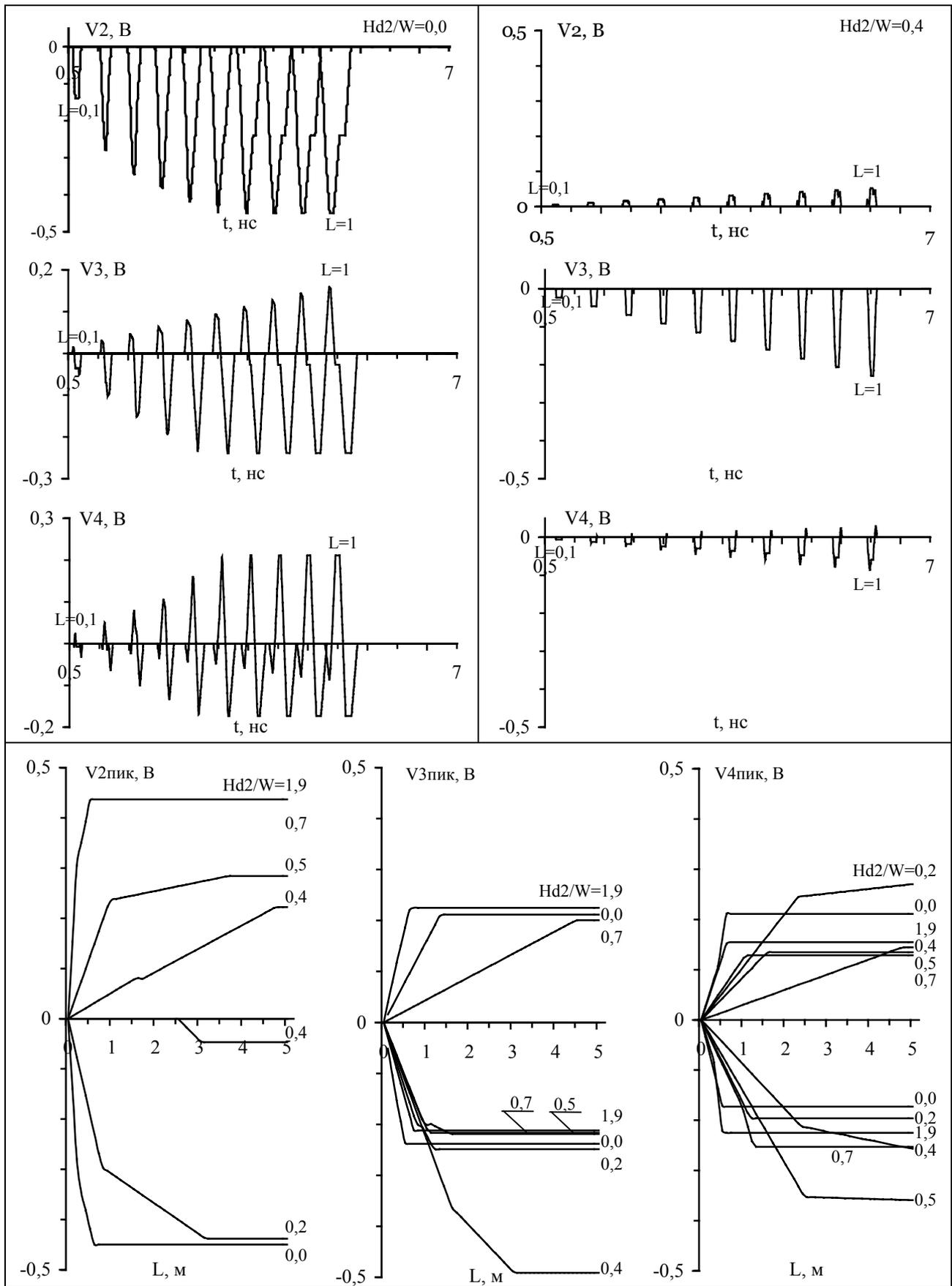


Таблица 2.

Прямые перекрёстные помехи в зависимости от длины линий  $L$  с поперечным сечением из рис.1.



подложки  $H_{d1}$  таковы, что  $T/W=0,01$ ;  $D/W=1$ ;  $S/W=1$ ;  $H_{d1}/W=0,5$ . Относительная диэлектрическая проницаемость подложки  $\epsilon_{r1}=3$ , покрывающего слоя  $\epsilon_{r2}=5$ , а его относительная толщина  $H_{d2}/W=0;0,1\dots2$ .

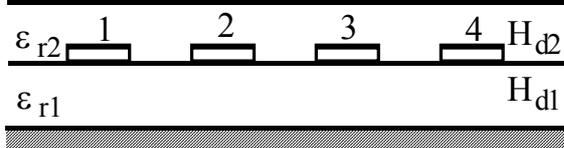


Рис.1. Поперечное сечение исследуемой структуры.

Для моделирования формы прямых перекрёстных помех использовались простые аналитические формулы, полученные в [4] для линий без потерь и дисперсии, с нулевыми нагрузками в начале и согласованных на конце. К началу первой линии подключен генератор э.д.с., линейно нарастающей за  $0,1$ нс до постоянного уровня  $1$ В. В табл.1 приведены результаты моделирования формы напряжения прямой перекрёстной помехи на второй (2), третьей (3) и четвёртой (4) линиях при их длине  $L=20$  см для различных значений  $H_{d2}/W$  (сверху вниз по мере возрастания).

Качественный анализ формы прямой перекрёстной помехи на конкретной линии сделать довольно сложно, поскольку она является суперпозицией четырёх мод, каждая из которых распространяется со своей скоростью. Однако из результатов моделирования можно сделать следующие выводы.

1. Пиковые значения прямой перекрёстной помехи на линиях 3 и 4 могут быть одного порядка и могут быть больше, чем на линии 2 (в случае компенсации прямой перекрёстной помехи (структура 2) прямой перекрёстной помехи на линии 3 определяется, большей частью, влиянием от линии 1, проявляющимся в виде однополярного импульса, и влиянием импульса перекрёстной помехи в линии 2, проявляющимся в виде двухполярного импульса. Причём вклад каждого из этих влияний может быть как преобладающим, так и нулевым.

3. Полная компенсация (или небольшая перекомпенсация) прямой перекрёстной помехи на линии 2 минимизирует

прямую перекрёстную помеху на линиях 3 и 4.

Поскольку реальная длина линий может изменяться в довольно широком диапазоне, полезно исследовать зависимость прямых перекрёстных помех от длины линии.

В табл.2 приведены результаты моделирования формы напряжения прямой перекрёстной помехи на второй (V2), третьей (V3) и четвёртой (V4) линиях, при изменении длины линии  $L=0,1;0,2\dots1$  м (показаны вместе) для двух значений  $H_{d2}/W=0,0;0,4$  (в двух верхних ячейках, соответственно). В нижней ячейке приведены зависимости пиковых значений (положительных и отрицательных) прямых перекрёстных помех ( $V2_{\text{пик}}$ ,  $V3_{\text{пик}}$ ,  $V4_{\text{пик}}$ ) от длины линии  $L=0,1;0,2\dots5$  м, при различных значениях  $H_{d2}/W=0,0;0,2;0,4;0,5;0,7;1,9$ . Из анализа табл.2 можно сделать следующие выводы.

1. При увеличении длины линии пиковые значения прямой перекрёстной помехи на линиях 2, 3 и 4 увеличиваются до максимально возможных значений (и дальше не растут), причём эти значения одного порядка и достигают 50% уровня линии 1.

2. При приближении к точке компенсации прямой перекрёстной помехи на линии 2 уменьшается максимально возможное пиковое значение прямой перекрёстной помехи на этой линии.

3. Максимально возможное пиковое значение прямой перекрёстной помехи на линии 3 может быть больше, чем на линии 2.

В заключение, подчеркнём ещё раз, что представленные результаты получены в предположении линий без потерь и дисперсии, с нулевыми нагрузками в начале и согласованных на конце. Таким образом, при моделировании учитывается вклад только падающих волн каждой из мод в линиях, что довольно сложно точно проверить экспериментально, поскольку рассогласование мод приведёт к их отражениям той или иной полярности, что может сильно изменить форму и величину пря-

мых перекрёстных помех на разных линиях. Более точное моделирование и его экспериментальная проверка будут выполнены в дальнейшем. Тем не менее, важно, что полученные значения получа-

ются уже только за счёт разности скоростей различных мод и их амплитуд, тогда как наличие отражений может привести к значительному росту значений.

### Литература

1. T.R.Gazizov and N.A.Leontiev, Compensation of Far-End Crosstalk in Interconnects of a Double-Layered Dielectric PCB, *Proc. of the 13-th Int. Zurich Symp. on EMC, Zurich, Switzerland, February 16-18, 1999*, pp.645-648.
2. T.R.Gazizov, N.A.Leontiev, O.M.Kuznetsova-Tadjibaeva, Far-End Crosstalk Reduction in Coupled Microstrip Lines with Covering Dielectric Layer, *Proc. of the 15-th Int. Wroclaw Symp. on EMC, Wroclaw, Poland, 27-30 June, 2000*, pp.45-49.
3. C.Wei, R.F.Harrington, J.R.Mautz, and T.K.Sarkar, Multiconductor transmission lines in multilayered dielectric media, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, pp.439-450, no.4, 1984.
4. H.You, M.Soma, Crosstalk Analysis of Interconnection Lines and Packages in High-Speed Integrated Circuits, *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, pp.1019-1026, no.8, 1990.

**С. Ф. ЧЕРМОШЕНЦЕВ, З. М. ГИЗАТУЛЛИН**

Казанский государственный технический университет им. А. Н. Туполева

## АНАЛИЗ ВОСПРИИМЧИВОСТИ ЦИФРОВЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ К ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОМУ РАЗРЯДУ

**Abstract.** In this work present the results of analysis of a susceptibility of digital elements of printed-circuit boards of electronic devices to the electrostatic discharge with using mathematical and software simulation. Possible mechanisms of origin and influence of a static electricity, consequence of this influence are determined and some measurers for protection of electronic devices are offered.

Анализ воздействия статического электричества (СЭ) является одной из основных частей любой деятельности в области изготовления, монтажа, установки и обслуживания электронных средств (ЭС). Например, электронная промышленность США ежегодно теряет от 10% до 18% продукции в результате повреждения СЭ, а затраты на ремонт ЭС и их дополнительное обслуживание составляют около 10 млрд. долларов [1].

Решение проблемы СЭ многие авторы [2, 3] видят в применении для анализа влияния разряда СЭ специальных имитаторов. На практике эта проблема частично так и решается, устойчивость к электростатическому разряду проверяется с применением имитаторов, но практика показала несколько существенных недостатков такого подхода: 1) разряд в воздушной среде нестабилен, из - за чего снижается

воспроизводимость результатов испытаний; 2) имитатор содержит высоковольтный источник напряжения, что требует принятия специальных мер по защите; 3) существенные материальные и финансовые затраты на проведение испытаний; 4) сложно на этапе проектирования ЭС предсказать последствия воздействия СЭ.

Учитывая данные недостатки и актуальность проблемы, в настоящей работе предлагается проводить анализ непосредственного и косвенного влияния разряда СЭ на цифровые элементы печатных плат ЭС путем моделирования с помощью программно-методического комплекса (ПМК) ПА7 (ПА9) и соответствующих компонентных моделей.

Вызывающие опасные воздействия заряды СЭ могут возникать различными путями. Однако при изготовлении и применении ЭС и приборов существенны два

механизма поляризации: за счет трения и индукции. СЭ может находиться в двух состояниях: либо в виде неподвижного скопления зарядов, либо в виде тока. Проблемы возникают при быстром разряде между заряженными телами, во время которого появляются импульсы тока с временем нарастания в наносекундном или субнаносекундном диапазоне [3].

Первый, из наиболее вероятных, механизмов влияния разряда СЭ, это когда заряженное тело разряжается на выводы, корпус интегральной схемы или на межсоединения в печатной плате, что может иметь место при обслуживании, изготовлении, испытаниях, проверки и ремонте ЭС. Искра при этом обладает сильными нелинейными свойствами. Форма кривых тока, а особенно фронт импульса имеют очень сложный вид. В этом случае возможно три варианта поведения цифрового элемента: 1) потенциал источника разряда относительно низкий и при этом функционирование элемента не нарушается; 2) напряжение разряжающегося тела находится в определенном диапазоне, начиная со значения нижней границы которого происходит ложное срабатывание цифрового элемента; 3) напряжение источника разряда больше некоторой критической величины, определяемой кривой Бунша – Белла, при котором уже необходим анализ на предмет повреждения цифрового элемента.

Второй механизм воздействия – это косвенное влияние, обусловленное паразитным взаимодействием между контурами устройства и контурами, образованными при разрядах СЭ. В данном случае, тело с некоторым электрическим зарядом разряжается на корпус ЭС или на любое другое тело.

Практический опыт подтверждает, что по настоящему важным параметром является ток разряда. В приближении путь тока вдоль корпуса может быть уподоблен бесконечно длинному проводнику. Несмотря на грубую оценку, эта модель дает результаты, достаточно хорошо согласующиеся с измерениями внутри корпу-

сов ЭС с помощью миниатюрных зондов [1].

При этом через контур, образованный при разряде, проходит импульс тока, который создает переменное магнитное поле. В контуре, находящемся внутри ЭС, возникает ЭДС, пропорциональная скорости изменения магнитного потока  $\Phi$  и, следовательно, тока  $i$ , создающего этот поток:

$$E_{\text{ЭДС}} = - \frac{d\Phi}{dt} = M \frac{di}{dt};$$

где  $M$  - взаимная индуктивность контуров, зависит от конфигурации и размеров контуров.

В контуре, находящемся внутри прибора и удаленным от проводника с током разряда  $i$  на среднее расстояние  $d$ , индуцируется напряжение:

$$U = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left( \frac{a}{d} \right)^2 \frac{\Delta i}{\Delta t};$$

где  $a$  и  $l$  - длина и ширина контура соответственно;  $\mu_0$  - коэффициент магнитной проницаемости среды.

Для моделирования влияния разряда СЭ на элементы печатных плат были разработаны и реализованы программно на ПМК ПА7 (ПА9) следующие модели [4, 5]: 1) модель источника разряда СЭ; 2) модели корпуса и межсоединения на печатной плате; 3) модели цифровых элементов.

Во многих случаях явления воздушных и контактных разрядов СЭ можно в хорошем приближении смоделировать при помощи эквивалентных схем, предлагаемых для имитаторов. При этом существенным моментом является подбор значений параметров элементов. Различные авторы [1,2,3] рекомендуют разные значения параметров разряда: сопротивления  $R_p$ , емкости  $C_p$  и индуктивности  $L$ . При этом также различают разряд с разных заряженных объектов, например, с тела человека при различных операциях, с передвижных тележек, кресел в компьютерном или лабораторном помещении.

Модели воздушного и контактного разряда реализованы в ПМК ПА7 (ПА9). С их помощью можно создавать требуемые ГОСТом уровни жесткости воздействий и моделировать некоторые реальные процессы [4, 5].

Адекватность реализованных моделей источника электростатического разряда доказывается путем сравнения полученных с помощью этих моделей осциллограмм тока (рис. 1) при  $R_p = 300 \text{ Ом}$ ,  $C_p = 150 \text{ пФ}$ ,  $L = 170 \text{ нГн}$ ,  $C_k = 3 \text{ пФ}$  с экспериментальными данными [6] при соответствующих параметрах элементов модели и при напряжении разряжающегося объекта 4кВ.

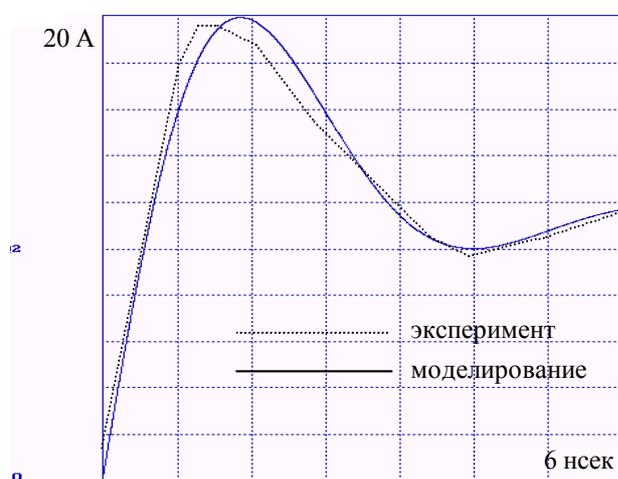


Рис. 1 Осциллограммы разрядного тока в области малых времен

В нашем случае, при анализе влияния разряда СЭ, наводимые помехи имеют фронты менее 1 нс, т. е. на практике физическая длина линий связи в печатных платах больше критической и, следовательно, их необходимо представлять моделью длинной линии. В этом случае модель сигнального проводника представляет последовательность Т – образных звеньев, содержащих LC элементы.

С учетом всего рассмотренного выше, была получена и реализована на ПМК ПА7 (ПА9) модель, которая позволяет учитывать наводимую на линии связи индуктивную помеху через включенный в нее зависимый источник напряжения.

Для более точного анализа влияния разряда СЭ на элементы печатных плат

необходимо использовать нелинейную нагрузку на концах межсоединений, что более соответствует реальности. Для реализации модели цифрового элемента каждый транзистор в этой схеме представлен в виде модели Эберса - Молла биполярного транзистора для большого сигнала.

В качестве первой модели нелинейного элемента печатных плат был выбран элемент с ТТЛ логикой. На данной элементной базе было реализовано множество отечественных разработок и она является базовой для сравнения с другими типами цифровых элементов.

В качестве второй модели нелинейного элемента печатных плат был выбран элемент ЭСЛ – типа с парафазным выходом. Элементы ЭСЛ – типа – одни из самых быстродействующих логических элементов.

В качестве третьей модели нелинейного элемента печатных плат был выбран элемент с КМОП структурой. Данная элементная база обладает многими преимуществами и широко применяется в перспективных разработках. Адекватность реализованных моделей элементов доказывается сравнением входных, выходных и передаточных характеристик моделей элементов с характеристиками, приведенными в литературе для данного типа элементов [7].

Результаты моделирования воздействия СЭ на цифровые элементы печатных плат представлены в виде:

1. Сравнительного графика (рис. 2) уровней типичных динамических помехоустойчивостей элементов ЭСЛ, ТТЛ и КМОП типа [2, 3] с площадью наводимой помехи от разряда СЭ на корпус ЭС при различных источниках в зависимости от напряжения: 1) параметры малой мебели ( $R_p=40 \text{ Ом}$ ,  $C_p=200 \text{ пФ}$ ,  $L=300 \text{ нГн}$ ); 2) параметры источника по ГОСТ 29191 – 91 для воздушных разрядов ( $R_p=150 \text{ Ом}$ ,  $C_p=150 \text{ пФ}$ ,  $L=300 \text{ нГн}$ ); 3) параметры источника по МЭК 1000 – 4 – 2 -95 для контактных разрядов ( $R_p=330 \text{ Ом}$ ,  $C_p=150 \text{ пФ}$ ,  $L=60 \text{ нГн}$ ); 4) параметры для человека ( $R_p=1000 \text{ Ом}$ ,  $C_p=100 \text{ пФ}$ ,  $L=300 \text{ нГн}$ ).

При моделировании расстояние между контурами 2 см, длина межсоединения 15 см и ширина контура в многослойной печатной плате 1,14 мм.

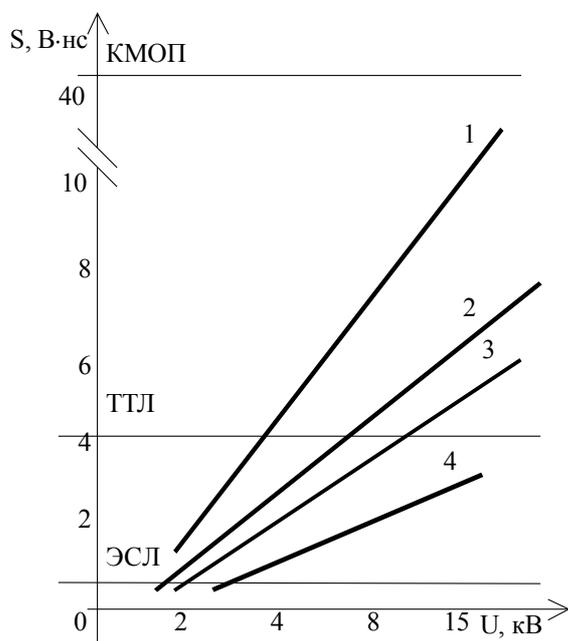


Рис. 2 Сравнение уровней динамической помехоустойчивости ЭСЛ, ТТЛ и КМОП элементов с помехой при косвенном разряде СЭ

2. Сравнительного графика (рис. 3) уровней типичных динамических помехоустойчивостей элементов ЭСЛ, ТТЛ и КМОП типа [2, 3] с площадью наводимой помехи от непосредственного разряда СЭ на сигнальный вывод элемента в многослойной печатной плате при различных источниках в зависимости от напряжения: 1) параметры малой мебели; 2) параметры источника по ГОСТ 29191 – 91 для воздушных разрядов; 3) параметры источника по МЭК 1000 – 4 – 2 – 95 для контактных разрядов; 4) параметры для человека.

3. Зависимости величины наводимой помехи при прямом и косвенном воздействии СЭ от  $d$  - расстояния между контурами, от  $a$  - ширины контура на печатной плате и в зависимости от типа разряжаемого объекта или параметров источников установленных ГОСТом [5, 6].

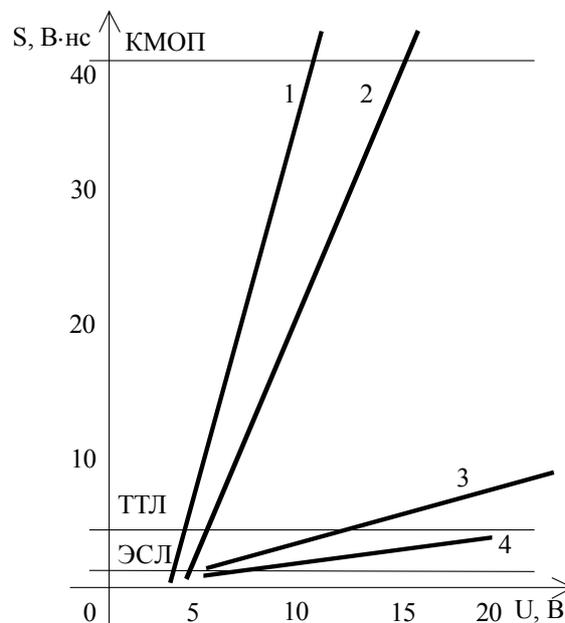


Рис. 3 Сравнение уровней динамической помехоустойчивости ЭСЛ, ТТЛ и КМОП элементов с помехой при непосредственном разряде СЭ

По полученным, в данной работе, результатам можно судить об областях работоспособности ЭСЛ, ТТЛ и КМОП цифровых элементов при непосредственном и косвенном воздействии СЭ и соответственно еще на этапе проектирования исключить возможные потенциально опасные межсоединения в печатных платах

ЭС

## Литература

1. Кузьмин В. И., Кечиев Л. Н. Электростатический разряд и электронное оборудование: Учебное пособие. -М.: Изд-во МГИЭИМ, 1997. – 83 с.
2. Хабигер Э. Электромагнитная совместимость. Основы её обеспечения в технике / Пер. с нем. И. П. Кужекина; Под ред. Б. К. Максимова. – М.: Энергоатомиздат, 1995. – 295 с.
3. Шваб А. Электромагнитная совместимость / Пер. с нем. В. Д. Мазина и С. А. Спектора, 2-е изд., перераб. и доп.; Под ред. И. П. Кужекина. – М.: Энергоатомиздат, 1998.- 480 с.
4. Чермошенцев С. Ф., Гизатуллин З. М. Исследование влияния разряда статического электричества на элементы печатных плат // Электромагнитная совместимость технических средств и биологических объектов: Сб. докл. VI Рос. науч.-техн. конф. – С.- Пб., 2000. – С. 255 – 259.

5. Чермошенцев С. Ф., Гизатуллин З. М. Моделирование влияния разряда статического электричества на элементы печатных плат электронных средств // Вестник КГТУ им. А. Н. Туполева. – 2000. – № 2. – С. 22 – 26.

6. Файзулаев Б. Н., Логачев В. В. Анализ переходных процессов при непрямом воздействии электростатического разряда // Электромагнитная совместимость технических средств и биологических объектов. Сб. докл. VI Рос. науч.-техн. конф. - С.-Пб., 2000. – С. 49 - 52.

7. Влах И., Сингхал К. Машинные методы анализа и проектирования электронных схем: Пер. с англ. - М.: Радио и связь, 1988. - 560 с.

**Л. Н. КЕЧИЕВ**

Московский государственный институт электроники и математики

## **МЕТОДЫ АНАЛИЗА ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ УСТРОЙСТВ**

Abstract. The numerical methods of the analysis of PCB, their feature and usage are considered.

Для рассматривания явлений, происходящих в печатных платах, во всей их полноте необходимо изучать электромагнитное поле исследуемого устройства. В ряде случаев могут быть приняты определенные допущения, упрощающие рассмотрение явления, что приводит к более простым моделям элементов конструкций устройств, но принятие этих допущений возможно только при их электродинамическом обосновании. Анализ электрических процессов в конструкциях коммутационных плат, и методы определения электрических параметров их моделей определяются структурой электромагнитного поля и свойствами среды, в которой они распространяются.

### **Электродинамическое обоснование моделей**

Конструкция печатной платы быстродействующего устройства (БУ) и линии связи в ее составе должны обеспечивать передачу постоянного тока для цепей низкой тактовой частоты, что определяет существование Т-волны. С другой стороны, при переходе из одного логического состояния в другое для быстродействующей элементной базы напряжение изменяется за интервал времени близкий к 0,5 нс, что соответствует максимальной частоте спектральной составляющей примерно 600 МГц. В [1] граничная частота спектра

оценивается значением 500 МГц для устройств гигабитовой электроники при скорости обработки информации 1 Гбит/с. Для приведенного значения частоты 600 МГц при значении относительной диэлектрической проницаемости платы равной 6 (стеклотекстолит) минимальная длина волны  $\lambda_{\min}$  в спектре сигнала составляет 0,2 м. Высшие типы волн в линиях связи появляются при соизмеримых значениях поперечных геометрических размеров сечений линий и длины волны возбуждающих колебаний. Так, в коаксиальной линии связи высшие типы волн появляются при длине волны возбуждающих колебаний меньше полусуммы периметров проводников [2]. Полученное значение длины волны 0,2 м более чем на два порядка превосходит требуемое для возникновения высших типов волн значения параметров сечения проводников, т.к. ширина проводников в прецизионных печатных платах не превосходят 1 мм. Для  $\epsilon_r = 6$ ,  $t = 0,3$  мм и  $v = 0,4$  мм получаем критическую частоту  $f_{kp} = 110$  ГГц, что существенно выше полученного значения 0,6 ГГц.

Таким образом, в линиях связи БУ при временах переключения из одного логического состояния в другое, соответст-

вующих сверхскоростной цифровой элементной базе, выполняются условия существования "чистой" Т-волны, без возбуждения высших типов волн. Это позволяет использовать для расчета электрического поля линий квазистатическое приближение.

### **Классификация методов анализа**

Математические модели линий связи базируются на методах анализа, которые можно обобщить в две группы [3]. Первая основана на применении теории цепей, вторая оперирует теорией электромагнитного поля. В первой группе можно выделить два хорошо известных метода, в одном из которых линии связи представляются в виде малых элементов и решение получают на основе законов Кирхгофа. Принимая размеры элементов, стремящиеся к нулю, дифференциальные уравнения, описывающие линию, представляются уравнениями первого порядка. Второй метод в этой группе основан на представлении линии связи в виде последовательности звеньев, параметры которых определяются первичными параметрами линий - емкостью, индуктивностью, сопротивлением и проводимостью с последующим их анализом в обобщенном виде при помощи теории цепей.

Во второй группе, основанной на применении теории электромагнитного поля, анализ линий связи может рассматриваться как граничная задача с последующим решением уравнений Максвелла, описывающих линию связи.

Для первой группы методов характерно некоторое приближение решений в большой мере обусловленное трудностями расчета первичных электрических параметров линии и дискретностью модели, замещающей линии с распределенными параметрами. Однако для этой группы можно использовать достаточно простые, хорошо разработанные методы теории цепей.

Методы второй группы несомненным преимуществом имеют то, что они опираются на фундаментальные принципы

электродинамики, но и в этом случае необходимо точное значение электрических параметров линий, определяемых через параметры поля соответствующими интегральными уравнениями.

Применение ЭВМ для анализа линии связи в печатных платах, а также для оценки работоспособности цифровых узлов на них, требует наличия программ анализа электронных схем, входной язык которых накладывает определенные ограничения на описание моделей линий. С другой стороны, значения этих элементов должны определяться по возможности точно, что требует применения теории поля для рассмотрения граничной задачи анализа конструкции линии, характерной для второй группы методов. Подобный подход, сочетающий определение электрических параметров линий связи при помощи теории поля и представление линии в виде дискретных звеньев, непосредственно описываемых входным языком универсальных программ анализа электронных схем, может быть наиболее приемлем в инженерной практике.

### **Модели линий связи**

Наиболее общему представлению линий связи в печатных платах, выполненным в виде параллельных проводников, соответствует их описание в виде многопроводной линии (МПЛ). Теоретическое рассмотрение МПЛ позволяет сформулировать предпосылки построения математических моделей линий связи и обосновать методы расчета их параметров. Рассмотрение ведется в квазистатическом приближении с учетом следующих предположений:

- линия без потерь,
- линия бесконечно длинная,
- сечение линии не изменяется по длине,
- диэлектрическая среда, окружающая проводник линейна, изотропна и может быть неоднородной.

В МПЛ для пространства вне проводников могут быть записаны уравнения Максвелла. Если функции  $U_i(z,t)$  и  $I_j(z,t)$ ,

по крайней мере, однократно дифференцируемые и линейно независимы - от вариаций  $x$  и  $y$ , а функции потенциала  $\varphi_i(x, y)$  - дважды дифференцируемые по  $x$  и  $y$ , но независимы от  $Z$  и  $t$ . Значения  $L_{ij}$  постоянны и их количество -  $N^2$ , то можно сформулировать следующие требования к электрическим и магнитным полям.

1. Тангенциальная компонента  $\bar{\mathbf{E}}$  и нормальная компонента  $\bar{\mathbf{H}}$  должны стремиться к нулю на всех поверхностях проводников.
2. Функция  $I_i(z, t)$  является током на проводнике  $i$ - по отношению к общему проводнику под номером 0.
3. Функция  $U_i(z, t)$  является напряжением на проводнике  $i$ .
4. Сумма токов всех  $(N + 1)$  проводников равна нулю все время в любом сечении  $Z$ , а  $\bar{\mathbf{E}}$  и  $\bar{\mathbf{H}}$  стремятся к нулю на бесконечном расстоянии от проводников.
5. Электрическое поле  $\bar{\mathbf{E}}$  и магнитное поле  $\bar{\mathbf{H}}$  должны удовлетворять уравнениям Максвелла.

Для выполнения указанных требований должны быть удовлетворены следующие необходимые и достаточные условия.

1. Функция  $\varphi_i(x, y)$  принимает постоянные значения на всех поверхностях проводников.
2. Если постоянное значение  $\varphi_i(x, y)$  на поверхности проводника  $j$  обозначить  $\varphi_i(j)$  для  $j = 0, 1, 2, \dots, N$ , тогда

$$\varphi_i(j) = \delta_{ij} + \varphi_i(0); \quad i = 1, 2, \dots, N;$$

где  $\delta_{ij}$ - символ Кронекера:  $\delta_{ij} = 1$  при  $i = j$ ,  $\delta_{ij} = 0$ , при  $i \neq j$ .

3. Постоянные  $L_{ij}$  должны быть выбраны таким образом, чтобы

$$\sum_{i=1}^N C_{ij} L_{jk} = \epsilon \mu \delta_{ik};$$

$$C_{ij} = \epsilon \phi \bar{n}_i \cdot \nabla \varphi_i d\ell_i$$

где  $\bar{n}_i$ , - единичный вектор нормальный к поверхности проводника  $i$ ;  $d\ell_i$ - элемент пути интегрирования вокруг провода  $i$  при любом значении  $Z$ .

4. Для  $i = 1, 2, \dots, N$ :

$$\bar{r} \cdot \nabla \varphi_i \rightarrow 0, \quad \text{при } |\bar{r}| \rightarrow \infty,$$

где  $|\bar{r}|$  - радиус-вектор,

$$\bar{r} = \sqrt{x^2 \bar{i} + y^2 \bar{j}};$$

$\bar{i}$ ,  $\bar{j}$  - единичные векторы, соответственно вдоль  $x$  и  $y$ .

5. Для  $i = 1, 2, \dots, N$ , функция  $\varphi_i(x, y)$  удовлетворяет уравнению Лапласа

$$\nabla^2 \varphi_i = \partial^2 \varphi_i / \partial x^2 + \partial^2 \varphi_i / \partial y^2 = 0$$

или Пуассона

$$\nabla^2 \varphi_i = \partial^2 \varphi_i / \partial x^2 + \partial^2 \varphi_i / \partial y^2 = F(xy)$$

Функции  $U_i(z, t)$  и  $I_i(z, t)$  удовлетворяют телеграфным уравнениям для линий без потерь.

Отмеченные условия являются основой построения математических моделей линий связи в печатных платах. При этом особую роль играет выше упомянутое условие 3.

Условие квазистационарности позволяет при синтезе математических моделей линий и расчете их параметров выделить базовый электрический параметр, при помощи которого можно определить основные электрофизические параметры. Таким базовым параметром целесообразно принять электрическую емкость линии [56...58]. Кроме этого, учитывая, что в конструкции линии связи для устройств повышенного быстродействия не применяются магнитные материалы, приводя-

щие к снижению скорости распространения электромагнитной волны в линии, для характеристики неоднородных диэлектрических сред эффективной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_{эф}$  необходимо рассчитывать электрическое поле исследуемого объекта. Через значения емкостных параметров  $\epsilon_{эф}$  можно определить из отношения

$$\epsilon_{эф} = C/C_0,$$

где  $C$  - электрическая емкость при неоднородной среде;  $C_0$  - электрическая емкость для той же системы электродов при замене всех диэлектриков воздушной средой с  $\epsilon_r=1$ .

Введение  $\epsilon_{эф}$  позволяет перейти к рассмотрению линий связи с однородными диэлектрическими средами с  $\epsilon_r \equiv \epsilon_{эф}$  и использовать для определения параметров линий следующие соотношения

$$\begin{aligned} [L] &= \mu_o \epsilon_o [C]^{-1}, \\ [Z] &= (1/V_o \sqrt{\epsilon_{эф}}) [1][C_o]^{-1}, \end{aligned}$$

где  $[Z]$  - матрица размерностью  $N \times N$  волновых сопротивлений линий связи с элементами:  $Z_{ij} = 0, i \neq j$ ; при  $i = j - Z_{ii}$ , где  $Z_{ii}$  - волновое сопротивление линии связи  $i$  при закороченных на землю входах всех остальных линий.

При определении элементов матрицы  $[C]$  размерностью  $N \times N$  следует использовать обобщенную емкостную матрицу  $[C]^*$  размерностью  $(N+1)(N+1)$ , которая соответствует второй группе формул Максвелла [6]. Предполагая систему проводников электронейтральной, и, положив потенциал общего провода по номером 0 равный нулю, получаем

$$[q] = [C][U],$$

и оно является основным для всех методов определения электрофизических параметров линии.

Элементы матрицы  $[C]$  в [7] даны в виде, удобном для расчетов на ЭВМ через параметры матрицы  $[C]$ .

Таким образом, квазистатическое рассмотрение линий связи печатных плат позволяет свести задачу определения параметров их моделей к электростатической задаче с разработкой методов расчета базового электрического параметра и через него - остальных параметров линии. Анализ конструкций печатных плат позволяет типизировать сечения линий связи в них и выделить для этих сечений особенности, которые должны быть учтены при разработке методов расчета базового параметра:

- Проводники частично экранированы или не экранированы.
- Конфигурация сечения проводников и экранов может быть произвольная.
- Диэлектрические области, как правило, неоднородны.
- Количество диэлектрических включений в общем случае произвольное.
- Границы раздела диэлектрических сред произвольной конфигурации.
- Электростатическая задача формулируется не только как плоскопараллельная, но и как трехмерная (например, при пересечении проводников).

Отмеченные особенности ограничивают возможности существующих методов определения электрической емкости, а большинстве случаев делают их непригодными для применения.

### Методы расчета параметров плат

Расчет электрической емкости основан на знании заряда тела и его потенциала. Наиболее полный справочный материал по расчету емкости приведен в [8], а методы расчета для тел различной конфигурации можно найти в [9 - 12] и ряде других источников.

В простейших случаях предполагают, что распределение заряда на проводнике постоянно, и тела разделяют на точечные

и линейные, поперечные размеры сечений которых весьма малы по сравнению с расстоянием от провода до точек, в которых рассматривается поле. Для этих допущений получены многие формулы некоторых классических задач.

Группа методов **непосредственного определения емкости** [8] и один из самых распространенных методов из данной группы - метод средних потенциалов (метод Хоу) [8, 9, 13] основана на задании некоторого фиктивного распределения заряда либо по поверхности, либо по объему тела, удовлетворяющего граничному условию постоянства потенциала по поверхности проводника. Для тел со сложными конфигурациями границ получить желаемое распределение зарядов эвристическими алгоритмами практически невозможно.

**Метод площадок** является одним из методов непосредственного определения емкости [14 - 16] и основан на определении заряда проводника по его потенциалу. Метод соответствует приближенному решению интегрального уравнения первого рода при аппроксимации неизвестного распределения заряда по поверхности проводника импульсной функцией, и он может быть использован как разновидность численного метода расчета электрической емкости. Принцип метода площадок, связанный с разбиением поверхности проводников на отдельные дискретные фрагменты, лежит в основе метода граничных элементов, требующего наличия функции Грина. Он используется при разработке математических моделей линий на основе метода граничных элементов.

**Метод эквивалентных зарядов** не находит практического применения [8], ввиду сложности алгоритма отыскания распределения зарядов, создающих электростатическое поле с заданной конфигурацией эквипотенциалей.

**Метод конформных преобразований** один из наиболее широко применяемых методов расчета электрической емкости через параметры электрического поля. Математический аппарат метода всесто-

ронне разработан и имеется значительное число работ как математического (например, [17, 18]), так и прикладного характера применительно к расчету электрического поля [3, 10, 11, 19]. Основная трудность применения метода заключается в отыскании функции преобразования, что становится самостоятельной математической задачей, поскольку общего метода ее решения не существует. Поэтому в инженерной практике используются справочные таблицы и графики, полученные на основе ранее найденных преобразований. Обширный справочный материал по этому вопросу имеется в книгах [8, 20, 21, 22]. Кроме отмеченной выше принципиальной трудности использования метода конформных преобразований, существенным ограничением его применения является требование плоскопараллельности электростатической задачи, наличие плоскостей симметрии и возможность расчета только в простейших вариантах диэлектрических сред.

Несмотря на это, метод нашел весьма широкое применение при расчете параметров полосковых линий передач СВЧ, что можно объяснить ограниченностью набора и простотой конструкторских вариантов линий, наличием простых конфигураций границ раздела сред и их малым количеством.

Учитывая подобие конструкторской реализации печатных плат полосковым линиям передачи СВЧ, целесообразно дать краткую характеристику решенных вопросов определения электрических параметров линии методом конформных преобразований с целью определения возможности его применения для расчета линий связи в коммутационных платах.

В работе [23] рассматриваются полосковые линии в однородном диэлектрике. Это одна из первых работ, в которой показано, что заряд, емкость и волновое сопротивление инвариантны при конформном преобразовании, если соответствующие проводники имеют одни и те же потенциалы. Этот вывод лежит в основе применения метода для расчета парамет-

ров разнообразных конструкций элементов РЭС. Рассмотренные в работе модели линий передач СВЧ могут быть в определенной мере использованы при расчете линий в коммутационных платах. Например, круглый провод над плоскостью бесконечной протяженности может быть моделью тонкопроводного или стежкового монтажа. Ряд формул непосредственно могут быть использованы для расчета печатного монтажа. Приближенные формулы для некоторых конструкций даны в [24].

Различные варианты полосковых линий рассмотрены в работах [25 - 28], причем в работе [25] отмечаются принципиальные трудности при аналитических преобразованиях, возникающих при решении задач со сложными границами. В [29] определяется электрическая емкость экранированной линии в кусочно-однородной среде. Несмотря на то, что решение доведено до программной реализации, предварительно выполняемые весьма сложные аналитические выкладки, снижают общность работы для случаев произвольной конфигурации границ раздела сред. Экранированные связанные линии в кусочно-однородных средах рассмотрены в [30], а асимметричные полосковые линии - в [31]. Результаты работ по анализу полосковых линий представлены в весьма обширном списке работ и обобщены в специальной литературе, например в [20, 21, 32]. В ряде случаев эти материалы могут быть непосредственно использованы при проектировании печатных плат, но в наиболее общих случаях они оказываются непригодными.

Определенный интерес для расчета линий связи представляет работа [33], в которой методом конформных преобразований определяется емкость двух изолированных проводников. Круговые границы раздела сред в этом случае приводят к громоздким предварительным аналитическим выкладкам, которые еще более усложняются при числе проводников более двух.

Можно указать еще ряд методов расчета электрической емкости, например, **координатно-структурный** [34], **пространственной инверсии** [8], **вычисления по картине поля**, построенного либо путем аналитической аппроксимации [8], либо приближенно графически. Определенную группу составляют **энергетические методы** [8, 35], основанные на теореме Томпсона. Перечисленные методы не нашли широкого применения для расчета емкости в основном из-за оценочного характера получаемых результатов.

Численные методы, которые можно отнести к приближенным, ориентированы на широкое применение ЭВМ. К наиболее перспективным методам следует отнести:

- метод моментов (ММ) [17, 36, 37],
- метод граничных элементов (МГЭ) [38, 39, 59, 60],
- метод конечных элементов (МКЭ) [40, 41],
- метод конечных разностей (МКР) [17, 42].

**Методы моментов и граничных элементов** основаны на применении функции Грина для получения граничных интегральных уравнений (ГИУ) с последующим их решением. Задача сводится к интегральному уравнению Фредгольма первого рода [43], а функции Грина для ряда типовых случаев можно найти в работах, например, [19, 44]. Примеры применения функций Грина для определения электрических параметров конструкций РЭА можно найти в [13], а для решения трехмерных задач - в [45].

Наибольшую эффективность приобретают применения функций Грина для получения ГИУ совместно с методом моментов [36, 37] для алгебраизации уравнений. Совокупность этих процедур можно отнести к МГЭ [38]. Метод моментов широко используется для решения задач электростатики и электродинамики [46], для определения электрических параметров полосковых линий [47] и отдельных ее фрагментов [48]. Широкие возможности ММ подтверждаются его применением для расчета электрических параметров

линий с проводниками круглого сечения в изоляции [49 - 51]. В работе [52] обсуждаются вычислительные аспекты этой задачи при ее решении на ЭВМ.

Анализ применений ММ и МГЭ позволяет сформулировать следующие преимущества численных методов расчета путем решения ГИУ.

1. Возможен анализ линий связи со значительно более сложной конфигурацией границ по сравнению с аналитическими методами.
2. Уменьшение размерности исходной задачи на единицу путем перехода к граничным элементам.
3. Отсутствие необходимости дискретизировать "ненагруженные" области, обычно составляющие большую часть диэлектрических областей линий.
4. Относительная простота алгоритмизации и программной реализации.

К недостаткам этих методов можно отнести:

1. Необходимость аналитического вывода требуемой функции Грина.
2. Необходимость выбора для каждой анализируемой конструкции своей базисной функции, аппроксимирующей истинное распределение зарядов на поверхности проводников.
3. При переходе от матриц потенциальных коэффициентов к матрицам емкостных коэффициентов возникает необходимость обращения матриц, являющихся полностью заполненными. При анализе сложных конструкций линий связи, размерность матриц быстро растет, что увеличивает затраты вычислительных ресурсов.
4. Рассматриваемые методы могут быть отнесены к классу некорректных задач [53] и, следовательно, погрешности, возникающие в результате дискретизации или машинных округлений, могут привести к значительным погрешностям расчета. Поэтому, несмотря на то, что на том уровне дискретизации поверхности, на котором обычно проводятся расчеты электрофизических параметров линий, существующие особенности ГИУ не

особенности ГИУ не проявляются, необходимо введение регуляризующей добавки в ядро уравнения Фредгольма, что еще более усложняет математическую модель.

Таким образом, применение ММ и МГЭ целесообразно при получении математических моделей линий связи с частичным экранированием, преимущественно в однородной среде, при возможно малой дискретизации поверхности проводников.

В печатных платах БУ находят применение в основном линии связи с полным или частичным экранированием, которые реализуются в виде многослойных печатных плат. Наличие экранов ограничивает область анализа. Поэтому для расчета базового параметра линии с большим числом проводников при наличии неоднородной диэлектрической среды, границы раздела в которой имеют сложную конфигурацию, необходимо применение методов численного решения дифференциального уравнения Лапласа. **Метод конечных разностей** [40, 54, 55] заключается в замене дифференциального оператора приближенными выражениями через разностные отношения значений искомой функции в точках области. Метод построен на дискретизации диэлектрической области линии связи путем ее разбиения на элементы конечных размеров, которые в совокупности аппроксимируют реальную линию связи.

В электростатическом приложении применение МКЭ ограничивается в основном расчетом потенциальных полей. Это объясняется сложностью алгоритмизации метода для диэлектрически неоднородных сред и смешанных граничных условий, необходимостью разработки универсального входного языка, программных интерпретаторов, а также рядом других ограничений. Существенным недостатком метода является сложность дополнительных преобразований и вычислений при расчете таких интегральных физических величин, как распределение зарядов на поверхности проводников, суммарных

зарядов, электрической емкости. Эти недостатки в определенной мере устраняются в модифицированном методе конечных элементов (ММКЭ), который представляет собой развитие МКЭ на базе физических аналогий, применительно к задачам

анализа линий связи в устройствах повышенного быстродействия [61 - 64].

Численные методы могут быть эффективно использованы для дальнейшего анализа целостности сигнала в печатных платах [65 - 68].

## Литература

- Бош Б. Г. Гигабитовая электроника: обзор. - ТИИЭР, 1979. т. 67, № 3, с. 5 - 50.
- Конструкции СВЧ устройств и экранов: Учеб. пособие для вузов /А. М. Чернушенко, Н. Е. Меланченко, Л. Г. Малорацкий, Б. В. Петров; Под ред. А. М. Чернушенко. - М.: Радио и связь, 1983, - 400 с.
- King R. W. P. Transmission - Line Theory. N. Y.; 1955. - 510 p.
- Weeks Approximation. IBM J. Res. Develop., 1972, v. 16, № 6, p. 604 - 611.
- Ho C. W. Theory and Computer - aided Analysis of Lossless Transmission Lines. IBM J. Res. Develop., 1973, v. 17, № 3, p. 249 - 255.
- Никольский В. В. Теория электромагнитного поля: Учеб. пособие для вузов. - 3-е изд. перераб. и доп. - М.: Высш. школа, 1964, - 384 с.
- Paul C. R. Feather A. E. Computation of the Transmission Line Inductance and Capacitance Matrices from the Generalized Capacitance Matrix. IEEE Trans. on EMC, 1976, v. EMC - 18, № 4, p. 175 - 183.
- Иоссель Ю. Я., Кочанов Э. С., Струнский М. Г. Расчет электрической емкости. - 2-е изд. перераб. и доп. -Л.: Энергоиздат. Ленингр. отделение, 1981. - 288 с.
- Миролюбов Н. Н., Костенко М. В., Левинштейн М. Л., Тиходеев Н. Н. Методы расчета электростатических полей. - М.: Высш. школа, 1963. - 415 с.
- Говорков В. А. Электрические и магнитные поля. - 3-е изд., перераб. и доп. - М.: Энергия, 1968. - 488 с.
- Бинс К., Лауренсон П. Анализ и расчет электрических и магнитных полей. Пер. с англ. /Под ред. И. И. Галанова. - М.: Энергия, 1970. - 376 с.
- Adams A. T. Electromagnetic for Engineers. - N. Y.: Ronald Press Comp., 1971. - 468 p.
- Расчет электрических цепей и электромагнитных полей на ЭВМ /М. Г. Александрова, А. Н. Белянин, В. Брюкнер и др.; Под ред. Л. В. Данилова и Е. С. Филиппова. - М.: Радио и связь, 1983. - 344 с.
- Ивлиев Е. А., Иоссель Ю. Я. К расчету электрической емкости методом площадок. - Электричество, 1983, № 7, с. 65 - 68.
- Иоссель Ю. Д., Гусева Е. И. Методы расчета емкости пластин (обзор). - Электричество, 1984, № 4, с. 32 - 38.
- Ивлиев Е. А., Иоссель Ю. Я. О применении метода площадок для расчета емкости проводников, расположенных в кусочно-однородных средах. - Электричество, 1984, № 6, с. 64-66.
- Канторович Л. В., Крылов В. И. Приближенные методы высшего анализа. - 5-е изд., исправленное. - Л.: Физматгиз, 1962. -708 с.
- Лаврентьев М. А., Шабат Б. В. Методы теории функции комплексного переменного. - М.: Наука, 1965. - 570 с.
- Бухгольц Г. Расчет электрических и магнитных полей. - М.: Изд. ИЛ, 1961. - 712 с.
- Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств /С. И. Бахарев, В. И. Вольман, Ю. А. Либ и др.; Под ред. В. И. Вольмана. - М.: Радио и связь, 1982, - 328 с.
- Howe N. Stripline Circuit Design. Actech House, 1974. - 344 p.
- Русин Ю. С. Определение паразитных емкостей в радиоэлектронных устройствах. - Радиотехника. 1980, т. 35, № 11, с. 53 -55.
- Ассадурьян Ф., Римаи Е. Упрощенная теория полосковых волноводов. - Вопросы радиолокационной техники, 1954, №- 2, с. 40 -51.
- Бал И. Дж., Гарг Р. Простые и точные формулы для несимметричной полосковой линии с конечной толщиной полоски. - ТИИЭР, 1977, т. 65, № 11, с. 104 - 106.
- Блэк, Хиггинс. Точное определение параметров несимметричных полосковых передающих линий. В кн.: Печатные схемы сантиметрового диапазона /Пер. с англ./ Под ред. В. И. Сушкевича. - М.: Изд. ИЛ. 1956. - 400 с.
- Савов Н. А., Савов В. Н. О емкости и волновом сопротивлении некоторых систем проводников. - Электричество, 1965, № 6, с. 55 - 65.
- Тетевосян Г. Г. Расчет погонной емкости и электрического поля симметричной полосковой линии. - Изв. вузов "Радиотехника", 1980, т. 35, № 2, с. 77 - 79.
- Ивашка В. П., Шугуров В. К. Симметричная полосковая линия с любым конечным числом центральных полосок. - Литовский физический сборник, 1973, т. XIII. № 5, с. 709 - 722.

- Smith J. I, The Even - and Odd - mode Capacitance Parameters for Coupled Lines in Suspended Substrate. IEEE Trans. on MTT, 1971, v. MTT - 19, № 5, p. 424 - 431.
- Bedair S. S., Sobhy M. I. Accurate formulas for computer - aided Design of Shielded Microstrip Circuits. IEE Proc., 1980, v. 127, № 6.
- Bedair S. S., Characteristics of Some Asymmetrical Coupled Transmission Lines. IEEE Trans. on MTT, 1984, v. MTT - 32, № 1, p. 108 - 110.
- Нефедов Е. И., Фиалковский А. Т. Полосковые линии передачи. - М.: Наука, 1974. - 128 с.
- Товмасян Н. Е., Мирзабемян Ж. М. Определение электрических потенциалов и емкости двух изолированных цилиндрических проводников. - Электричество, 1980, № 10, с. 66 - 69.
- Острейко В. Н. Электрическая емкость круглого проводника относительно плоскости с диэлектрическим покрытием. - Изв. вузов "Электромеханика", 1981, № 1, с. 5 - 10.
- Стрэттон Дж. Теория электромагнетизма. - М.: Гостехиздат, 1948. - 539 с.
- Харрингтон Р. Применение матричных методов к задачам теории поля. - ТИИЭР, 1967, т. 55, № 2, с. 5 - 19.
- Harrington R. F, Fields Computation By Moment Method. - N. Y.: Macmillon Comp., 1968. - 229 p.
- Бенерджи П. Баттерфилд Р. Метод граничных элементов в прикладных науках /Пер. с англ. - М.: Мир, 1984. - 494 с.
- Бреббия К. Методы граничных элементов /Пер. с англ. Бреббия К. Теллес Ж., Вроубел Л. - М.: Мир, 1987. - 524 с.
- Зенкевич О., Морган К. Конечные элементы и аппроксимация /Пер. с англ. - М.: Мир, 1986. - 318 с.
- Сильвестер П., Феррари Р. Метод конечных элементов для радиоинженеров и инженеров-электриков /Пер. с англ. - Мир, 1986. - 229 с.
- Dworsky L. N. Modern Nransmission Line Theory and Application. - J. W. & Sons, 1979. -350 p.
- Арсенин В. Я. Методы математической физики и специальные функции. - 2-е изд., перераб. и доп. - М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1984. - 384 с.
- Durand E. Electrostatique; т. 1-3. - Paris, mason, 1964 - 1966.-v. 1 - 516 p.; v. 2 - 443 p.; v. 3 -389 p.
- Ruehli A. E., Brennan P. A. Effecient Capacitance Calculation for Three - Dimensional Multiconductor Systems. IEEE Trans. on MTT, 1973, v. MTT - 21, № 2, p. 76 - 82.
- Adams A. T., Strait B. J. On Contributions at Syracuse University to the Moment Method. IEEE Trans. on EMC, 1980, v. EMC - 22, № 4, p. 220 -232.
- Farrar A., Adams A. T. Computation of Lumped Microstrip Capacities by Matrix Methods Rectanqular Sections and end effect. IEEE Trans. on MTT, 1971, v. MTT - 19, № 5, p. 495 - 497.
- Farrar A. Adams A. T. Characterictic impedance of Microstrip by the Method of Moment. IEEE Trans. on MTT, 1970, v. MTT - 18, № 1, p. 65 - 66.
- Clements J. C., Paul C. R., Adams A. T. Computation of the Capacitance Matrix for Systems of Dielectric - Coated Cylindrical Conductors. IEEE Trans. on EMC, 1975, v. EMC - 17, № 4, p. 238 - 248.
- Paul C. R. Useful Matrix Chain Parameter Identities for the Analysis of Multiconductor Transmission Lines. IEEE Trans. on MTT, 1975, v. MTT - 23, № 9, p. 756 - 760.
- Paul C. R. Reference Potential Terms in Static Capacitance Calculation via the Method of Moments. IEEE Trans. on EMC, 1978, v. EMC - 20, № 1, p. 267 - 269.
- Paul C. R., Feather A. E. Application of Moment Methods to Characterization of Ribbon Cables. Computers and Elect. Eng., 1977, v. 4, № 3, p. 173 - 184.
- Тихонов А. Н., Арсенин В. Я. Методы решения некорректных задач. - 2-е изд., перераб и доп. - М.: Наука, 1979. - 284 с.
- Ильин В. П. Численные методы решения задач электрофизики. - М.: Наука, 1985. - 336 с.
- Демирчян К. С., Чечурин В. Л. Машинные расчеты электромагнитных полей: Учеб. пособие для электротехн. и энерг. спец. вузов. - М.: Высш. школа, 1986. - 240 с.
- Кечиев Л.Н., Цирин И. В. Расчет паразитных емкостей в конструкциях РЭА. В кн. "Теория и практика конструирования и обеспечения надежности и качества электронной аппаратуры и приборов" /Тезисы докладов Всесоюзной НТК. - М.: Радио и связь, 1984. - с. 20 - 21.
- Кечиев Л. Н., Цирин И. В. Численные методы расчета емкостных и индуктивных параметров печатного монтажа при решении задач внутриаппаратурной ЭМС. В кн. "X научно - техническая конференция, посвященная дню радио" /Тезисы докладов. - М.; Радио и связь, 1984, - с. 127.
- Кечиев Л. Н., Цирин И. В., Батонин Н. В., Иванов С. Н. Метод расчета электрической емкости печатных проводников с учетом их толщины. В кн. "Информационно-измерительные системы и точность в приборостроении" /Тезисы докладов (ДСП). - М.: ЦНИИТЭИПриборостроения, 1984. - с. 27.
- Кечиев Л. Н. Применение метода моментов и граничных элементов для расчета электрофизических параметров линий связи в коммутационных платах. В кн. "Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств" /Тезисы докладов и сообщений всесоюзного научн.-техн. симпозиума. - М.: Радио и связь, 1986. - с. 95 - 96.

Кечиев Л. Н., Цирин И. В. Численный метод расчета паразитных емкостей элементов РЭА сложной конфигурации. В кн. "Электромагнитная совместимость. Труды УП Межд. симпозиума по ЭМС. Часть 2." - Вроцлав, 1984. - с. 695 - 701.

Кечиев Л. Н., Цвелих А. В., Цирин И. В. Моделирование электростатических задач конструирования РЭА методом Электрических сеток. В кн. "Автоматизация проектирования электронной аппаратуры". - Таганрог: ТРТИ, 1984, вып. 3. - с. 70 - 73.

Кечиев Л. Н., Цирин И. В. Эффективный численный метод решения внутренней задачи электростатики. В кн. "Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств в подвижных службах" /Тезисы докладов. - Рига: ИЭ и ВТ АН СССР, 1985. - с. 222 - 223.

Воробьев А. Ю., Кечиев Л. Н., Королев С. А., Степанов П. В. Численные методы анализа многопроводных линий связи. - М.: МИЭМ, 2000. - 50 с.

Воробьев А. Ю., Кечиев Л. Н., Королев С. А., Степанов П. В. Численные методы определения емкостных параметров многопроводных линий связи. - М.: МИЭМ, 2000. - 77 с.

Bazenkov N. I., Gazizov T. R. EMC Improvement of a Double-Sided PCB. Symposium on EMC-92, pp. 381 – 384.

Gazizov T. R., Bazenkov N. I. On the Crosstalk Reduction in PCB. Symposium on EMC-94, pp. 550 – 553.

Gazizov T. R. An Effect of Far-end Crosstalk Compensation in Double-Layered Dielectric PCB Intercjnnects