

*PRACE*

**INSTYTUTU  
ŁĄCZNOŚCI**



**1998**

**110**

**PRACE  
INSTYTUTU  
ŁĄCZNOŚCI**

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

NR 110

---

WARSZAWA 1998

Komitet Redakcyjny  
Redaktor Naczelny: dr inż. Krystyn Plewko  
Z-ca Redaktora Naczelnego: doc. dr inż. Alina Karwowska-Lamparska  
Redaktorzy Działowi:  
doc. dr inż. Włodzimierz Barjasz  
dr inż. Stanisław Sońta  
inż. Maria Łopuszniak

© Copyright by Instytut Łączności, Warszawa 1998

ISSN 0020-451X

Redaktor: mgr Krystyna Juskiewicz

Skład komputerowy: techn. Danuta Pol, techn. Grażyna Woźnica

---

Instytut Łączności, Ośrodek Informacji Naukowej  
ul. Szachowa 1, 04-894 Warszawa

SPIS TREŚCI

1. Aleksander G. Nerukh, Igor V. Scherbatko, Marian Marciniak - Przesunięcie częstotliwości fali elektromagnetycznej powodowane zmianami czasowymi parametrów ośrodka (tekst w jęz. angielskim) . . . . .	7
2. Irena Yu. Vorgul, Marian Marciniak - Rozproszenie impulsu elektromagnetycznego na granicy ośrodka o przewodnictwie zmieniającym się w sposób ciągły (tekst w jęz. angielskim) . .	29
3. Elżbieta Andrukiewicz - Nowa koncepcja uprawnionego przechwytywania w telekomunikacji (tekst w jęz. angielskim) . . . .	43
4. Mirosław Pietranik, Ryszard Żarko - Kalibracja generatora pola elektromagnetycznego . . . . .	69
5. Arnold Kawecki, Ewa Wanda Maciążek - Możliwość uzyskania regionalnych charakterystyk intensywności deszczu do prognoz tłumienia mikrofal na obszarze Polski . . . . .	103

СОДЕРЖАНИЕ

1. Александр Г. Нерух, Игор В. Счербатко, Марян Марциняк - Сдвиг частоты электромагнитной волны вызываемый изменениями параметров среды . . . . .	7
2. Ирина Ю. Воргуль, Марян Марциняк - Разсеяние электромагнитического импульса на границы среды с непрерывно изменяющейся проводимостью . . . . .	29
3. Эльзбиета Андрукиевич - Новая концепция управомоченного перехватывания информации в электро-связи . . . . .	43
4. Мирослав Петраник, Рышард Жарко - Калибровка генератора электромагнитного поля . . . . .	69
5. Арнольд Кавеcki, Ева Мацёжек - Возможность определения региональных характеристик интенсивности дождя до прогнозирования ослабления микроволн на территории Польши . . . . .	103

## CONTENTS

1. Aleksander G. Nerukh, Igor V. Scherbatko, Marian Marciniak - Electromagnetic wave frequency shift by temporal variation of medium parametres .....	7
2. Irena Yu. Vorgul, Marian Marciniak - Electromagnetic pulse scattering on half-space with continuously time-varying conduc- tivity .....	29
3. Elżbieta Andrukiewicz - A new approach to lawful interception in telecommunications .....	43
4. Mirosław Pietranik, Ryszard Żarko - Calibration of the electro- magnetic field generator .....	69
5. Arnold Kawecki, Ewa Maciążek - The possibility of regional rain-rate characteristics derivation for microwaves attenuation prediction in the area of Poland .....	103

## SOMMAIRE

1. Aleksander G. Nerukh, Igor V. Scherbatko, Marian Marciniak - Décalage de fréquence de l'onde électromagnétique du aux changements temporelles de paramètres de milieu .....	7
2. Irena Yu. Vorgul, Marian Marciniak - La dispersion de l'impul- sion électromagnétique sur la frontière d'un milieu à la conducti- bilité changeable de façon permanente .....	29
3. Elżbieta Andrukiewicz - Une nouvelle conception d'interception juridiquement justifiée de trafic en télécommunication .....	43
4. Mirosław Pietranik, Ryszard Żarko - Calibrage du générateur de champ électromagnétique .....	69
5. Arnold Kawecki, Ewa Maciążek - Une possibilité d'établisse- ment des caractéristiques régionaux de l'intensité de la pluie pour élaborer les pronostiques de l'affaiblissement des micro- onde en Pologne .....	103

INHALTSVERZEICHNIS

1. Aleksander G. Nerukh, Igor V. Scherbatko, Marian Marciniak - Das von Medium-Dielektrizitätskonstante zeitabhängige Fre- quenzverschieben der elektromagnetischer Welle . . . . .	7
2. Irena Yu. Vorgul, Marian Marciniak - Streuung von elektroma- gnetischen Impuls am Halbraum mit sich kontinuierlich ändern- den Leitfähigkeit . . . . .	29
3. Elżbieta Andrukiewicz - Neue Konzeption des berechtigten Abhören in Telekommunikation . . . . .	43
4. Mirosław Pietranik, Ryszard Żarko - Kalibrieren des Oszillators von elektromagnetisches Feldes . . . . .	69
5. Arnold Kawecki, Ewa Maciążek - Möglichkeit von Gewinnung der regional Regenintensität-Kennlinien für Vorhersage von Mikrowellen-Dämpfung in Polen . . . . .	103

Aleksander G. Nerukh

Igor V. Scherbatko

Marian Marciniak

621.3.029:621.37.004.68

## **ELECTROMAGNETIC WAVE FREQUENCY SHIFT BY TEMPORAL VARIATION OF MEDIUM PARAMETRES**

New mechanism of electromagnetic wave frequency conversion by time altering of medium permittivity has been studied analytically. Also, an enhancement of reflection coefficient at a moving plasma boundary in a waveguide structure has been pointed out for the first time. It has been shown that a combination of those two phenomena may result in a qualitatively new effect that consists of an enhancement of the optical frequency shift. Possible applications of those phenomena in wavelength-division multiplexed optical transmission systems have been proposed.

### **1. INTRODUCTION**

Wavelength-domain multiplexed (WDM) fibre transmission is actually evolving from laboratory experiments to commercial applications. In this technology the huge optical bandwidth can be almost fully exploited. Moreover, an availability of erbium-doped fibre amplifiers (EDFA) provides the planet with a possibility to develop all-optical networks with different optical frequency channels independently routed. Switching the optical frequency carrying transmitted data means switching between two different channels, thus allows to control the destination of the data stream.

Therefore, the optical frequency of the signal becomes an additional degree of freedom in WDM systems allowing to take further advantage of the photonic nature of the network and additional flexibility resulting from that. Also, it is commonly believed that wavelength assignment for transmitted WDM channels should be done locally within sub-networks and not globally for the entire photonic network. This is why so much interest is paid to optical frequency conversion technology in actual photonic research effort worldwide. The research is actually at a basic state and is concentrated at investigating various phenomena and materials to develop reliable devices.

In this paper a new mechanism of electromagnetic wave frequency conversion is studied. As it's known, temporal variations of medium parameters cause alterations in the frequency and amplitude of the electromagnetic wave propagating in the medium. The wave reflection from a medium moving boundary results in the same effect. A combination of these two phenomena may produce a qualitatively new effect that consists of an enhanced frequency shift.

## 2. FREQUENCY TRANSFORMATION BY TIME ALTERING OF MEDIUM PERMITTIVITY

It is well known [3,4,8,17] that a plane wave  $E_0(t,r) = E_0 e^{i\omega t} e^{-i\omega s r}$ , as an initial field, maintains a wave number  $s = \omega/v$  with a jump changing of a medium permittivity but exhibits a transformation of its frequency and amplitude. Wave splitting into direct and inverse waves comes about also. For example, for a dissipative dielectric, when a medium goes to a state with a permittivity  $\epsilon_1$  and a conductivity  $\sigma_1$  at some moment of time,  $\epsilon \rightarrow \epsilon_1, \sigma_1$ , the initial field transforms to the form  $E_1(t,r) = A(t) e^{-i s r}$ , where:



$$\begin{aligned}
 A(t) = \frac{\varepsilon}{2\varepsilon_1} & \left( \left( 1 + \frac{\omega + i\frac{\bar{\sigma}_1}{2\varepsilon_1}}{\varpi_1} \right) e^{\left(-\frac{\bar{\sigma}_1}{2\varepsilon_1} + i\varpi_1\right)t} + \right. \\
 & \left. + \left( 1 - \frac{\omega + i\frac{\bar{\sigma}_1}{2\varepsilon_1}}{\varpi_1} \right) e^{\left(-\frac{\bar{\sigma}_1}{2\varepsilon_1} - i\varpi_1\right)t} \right)
 \end{aligned} \tag{1}$$

and

$$\varpi_1 = \sqrt{\omega_1^2 - \left(\frac{\bar{\sigma}_1}{2\varepsilon_1}\right)^2}, \quad \omega_1 = \frac{v_1}{v} \omega, \quad \bar{\sigma}(t) = \sigma(t)/\varepsilon_0, \quad v_1 = c/\sqrt{\varepsilon_1},$$

$\varepsilon_0$  is electric permittivity of vacuum.

For abrupt ionisation of a medium, when a cold plasma is created and the permittivity becomes equal to  $\varepsilon = 1 - \omega_{e1}^2/\omega^2$ , where a plasma frequency takes a value  $\omega_{e1}$  the transformation has an analogous form

$$\begin{aligned}
 A(t) = \frac{1}{2} & \left( \left( 1 + \frac{\omega}{\sqrt{\omega^2 + \omega_{e1}^2}} \right) e^{i\sqrt{\omega^2 + \omega_{e1}^2}t} + \right. \\
 & \left. + \left( 1 - \frac{\omega}{\sqrt{\omega^2 + \omega_{e1}^2}} \right) e^{-i\sqrt{\omega^2 + \omega_{e1}^2}t} \right).
 \end{aligned} \tag{2}$$

Wave splitting is connected with time variation of a medium parameter and occurs not only with an abrupt change of the parameters but with continuous changing of them [1] as well as for an electromagnetic impulse [16].

When parameters change continuously, exact solutions can be derived only in unique cases [1]. But it can be made numerically by virtue of the recursion method [14,15] that is based on the evolutionary approach [12]. The field is determined by means of the equations that for the  $n$ -th time step have the form

$$\begin{aligned}
 E_n(t, x) = & F_n(t, x) + \\
 & - \frac{1}{2v_n} \left\{ \frac{\varepsilon_n - \varepsilon}{\varepsilon_n} \frac{\partial^2}{\partial t^2} + \frac{\bar{\sigma}_n}{\varepsilon_n} \frac{\partial}{\partial t} \right\} \int_{t_{n-1}}^{\infty} dt' \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{\bar{\sigma}_n}{2\varepsilon_n}(t-t')} \times \\
 & \times \theta \left( t - t' - \frac{|x - x'|}{v_n} \right) I_0 \left( \frac{\bar{\sigma}_n}{2\varepsilon_n} \sqrt{(t-t')^2 - \frac{(x-x')^2}{v_n^2}} \right) F_n(t', x') dx',
 \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned}
 F_n(t, x) = & E_0(t, x) + \\
 & - \frac{1}{2v} \sum_{k=1}^{n-1} \int_{t_{k-1}}^{t_k} dt' \int_{-\infty}^{\infty} dx' \left( \bar{\sigma}_0(t') + \frac{\varepsilon(t') - \varepsilon}{\varepsilon} \frac{\partial}{\partial t} \right) \times \\
 & \times \delta \left( t - t' - \frac{|x - x'|}{v} \right) E_k(t', x').
 \end{aligned} \quad (4)$$

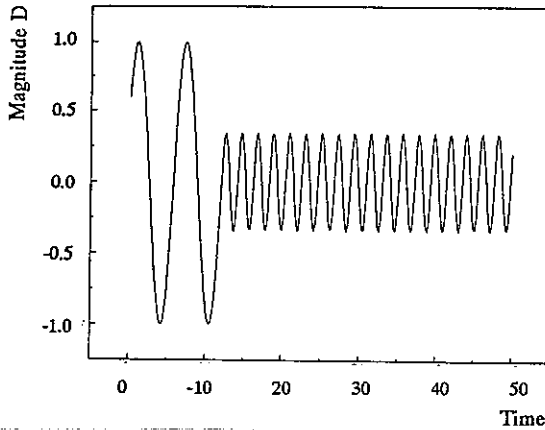


Fig. 1. The frequency shift with time jump of permittivity at  $\tau_0 = 12$  when  $\varepsilon_1/\varepsilon = 9$  (in arbitrary units)

Here,  $I_0$  is the modified Bessel function,  $\delta$  is the Dirac function. It is convenient to calculate not electric field but an electric flux density which remains continuous with time jumps of medium parameters:  $D_n(\tau, \xi) = \epsilon_0 \epsilon_n E_n(t, x)$ ,  $L_n(\tau, \xi) = \epsilon_0 \epsilon F_n(t, x)$ , where  $\tau = t\nu\kappa$ ,  $\xi = x\kappa$  are dimensionless variables,  $\kappa$  - the factor with a wave number dimension.

For example, a transformation of the harmonic primary field  $L_0(\tau, \xi) = \cos(\tau - \xi)$  for various time dependencies of the permittivity is given below. The coefficients for this calculation are chosen from the data of refraction index  $n = n' + in''$  for semiconductor of kind InGaAsP [19] that has magnitudes  $n' \approx 3.6$ ,  $n'' \approx 0.01$ . For an abrupt change of permittivity  $\epsilon(\tau) = \frac{\epsilon_1}{\epsilon} \theta(\tau - \tau_0)$ , the result is shown in fig.1.

For periodic modulation of the permittivity  $\epsilon(\tau) = [1 + b \sin(g\tau)]^{-1}$  a transformed field is shown in fig. 2 and fig. 3.

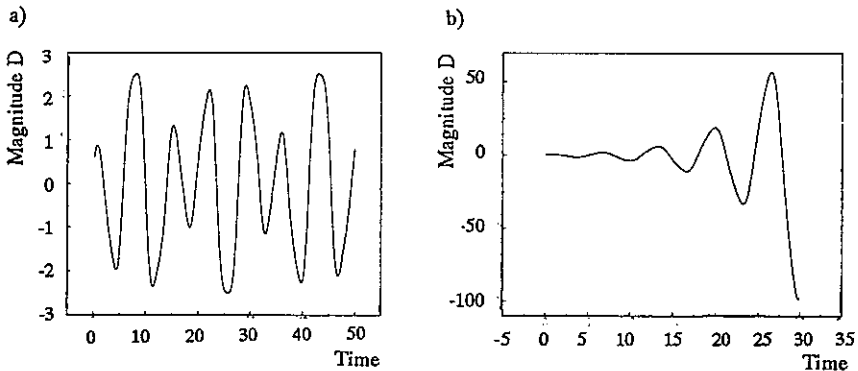


Fig. 2. The field transformation for small modulation depth of the permittivity (in arbitrary units)  
 a)  $g = \sqrt{2}$ ,  $b = 0.15$ ; b)  $g = 1.9$ ,  $b = 0.2$

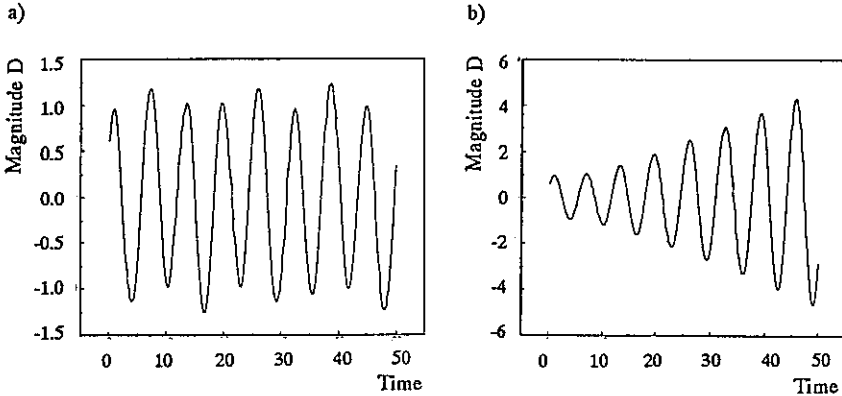


Fig. 3. The field transformation for great modulation depth of the permittivity (in arbitrary units)

a)  $g = \sqrt{2}$ ,  $b = 0.9$ ; b)  $g = 1.9$ ,  $b = 0.7$

### 3. ENHANCED REFLECTION OF ELECTROMAGNETIC WAVE FROM A PLASMA MOVING IN A WAVEGUIDE STRUCTURE

Another way to shift a wave frequency and to amplify its amplitude is a double Doppler effect when an electromagnetic wave reflects from a moving medium boundary [2,5-7,9,18,20,21].

It is a common practice to characterise the efficiency of such a reflection of by the ratio of the boundary velocity to the wave phase velocity. However, in a dispersive structure the ratio of the boundary velocity to the wave group velocity is of prime importance [11,13]. It appears most clearly in a waveguide structure when a double dispersion mechanism exists.

Simulation of such an interaction is a cluster of a homogeneous cold plasma that moves along the waveguide with velocity  $u$ . Let  $\omega_c$

be the Lorentz-covariant plasma frequency,  $\delta = \omega_e/\omega$  is the plasma factor,  $\gamma^2 = (1 - \beta^2)^{-1}$  is the relativistic factor,  $\beta = u/c$ .

The incident electromagnetic wave is of the TE type

$$E_0(t, x) = b_{\perp} E_0 \exp(i(\omega t - k_0 x)), \quad k_0(\omega) = \frac{1}{c} \sqrt{\omega^2 - \omega_k^2}$$

is the wave number in an empty waveguide,  $\omega_k$  - the waveguide frequency,  $\Lambda^{-1} = (\sqrt{1 - (\omega_k/\omega)^2})^{-1}$  is a waveguide factor for the considered mode. The problem geometry is shown in fig. 4.

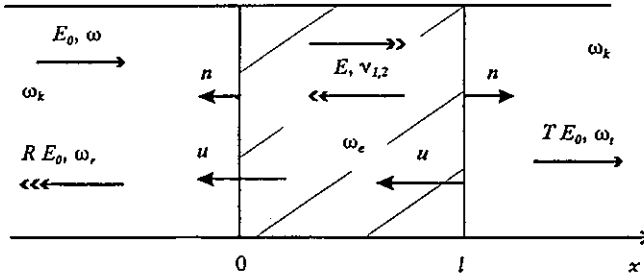


Fig. 4. A wave reflection from a plasma cluster moving in a waveguide

The frequencies and the wavenumbers of the interior waves are

$$\begin{aligned} \nu_{1,2} &= \gamma^2 \left( \Omega \pm \beta \sqrt{\Omega^2 - \omega_{ke}^2 \gamma^{-2}} \right), \\ k_{1,2} &= \frac{1}{c} \gamma^2 \left( \pm \beta \Omega + \sqrt{\Omega^2 - \omega_{ke}^2 \gamma^{-2}} \right), \end{aligned} \quad (5)$$

where  $\Omega = \omega - uk_0(\omega)$ ,  $\omega_{ke}^2 = \omega_k^2 + \omega_e^2$ . For the plasma velocity  $\beta > \beta_1$ , where

$$\beta_1 = (\Lambda - \delta \sqrt{\delta^2 - \Lambda^2 + 1}) (\delta^2 + 1)^{-1}, \quad (6)$$

depends strongly on problem parameters that are listed in table 1, the interior field consists of the damped waves as the expressions under the roots are negative.

Table 1

The  $\beta_1$  values

	$\delta = 0.5$	$\delta = 1.0$	$\delta = 1.5$
$\Lambda^{-1} = 10$	0.365	0.655	0.800
$\Lambda^{-1} = 2.5$	-0.097	-0.472	-0.688
$\Lambda^{-1} = 1.25$	0.327	-0.183	-0.499
$\Lambda^{-1} = 1.001$	0.584	-0.090	-0.390

The frequency multiplication coefficient for the reflected wave is determined by the movement velocity and the waveguide factor by virtue of the formula

$$P = \omega_r / \omega = (1 - 2\beta\Lambda + \beta^2) / (1 - \beta^2), \quad (7)$$

and does not depend on the interior parameters of the cluster (length and plasma frequency).

Reflectance and external transmittance are given by the formulae

$$R = \frac{Pf2i\sin\alpha}{(1-f^2)\cos\alpha + i(1+f^2)\sin\alpha}, \quad (8)$$

$$T = \frac{(1-f^2)\exp(i\gamma\delta\omega c^{-1}ql)}{(1-f^2)\cos\alpha + i(1+f^2)\sin\alpha},$$

where

$$q = \gamma(\Lambda - \beta) / \delta, \quad f = (q - \sqrt{q^2 - 1})^2, \quad \alpha = \gamma\delta\omega c^{-1}l\sqrt{q^2 - 1}.$$

When the plasma cluster length tends to infinity one has a reflectance of a half-infinite plasma cluster

$$R_0 = Pf = P(q - \sqrt{q^2 - 1})^2. \quad (9)$$

This reflectance peaks at  $\beta \approx \beta_1$ .

Reflectivity and transmittance of a cluster are determined by the known equations

$$\bar{R} = S_R/S_O = RR^* v_{gR}/v_{gO}, \quad \bar{T} = S_T/S_O TT^*, \quad (10)$$

where  $S_O$   $S_R$   $S_T$  - are the energy fluxes of incident, reflected and transmitted waves.

For  $\beta_1 \leq \beta$

$$\bar{R} = \frac{\bar{R}_0 \text{sh}^2 \alpha^*}{4q^2(1 - q^2) + \text{sh}^2 \alpha^*}, \quad (11)$$

$$\bar{T} = \frac{4q^2(1 - q^2)}{4q^2(1 - q^2) + \text{sh}^2 \alpha^*},$$

$$\bar{R}_0 = \frac{(1 + \beta^2) \Lambda - 2\beta}{\Lambda(1 - 2\beta\Lambda + \beta^2)} P^2. \quad (12)$$

For  $-1 < \beta < \beta_1$

$$\bar{R} = \frac{\bar{R}_0 4 \sin^2 \alpha}{[1 - (q - \sqrt{q^2 - 1})^4]^2 + 4(q - \sqrt{q^2 - 1})^4 \sin^2 \alpha}, \quad (13)$$

$$\bar{T} = \frac{[1 - (q - \sqrt{q^2 - 1})^4]^2}{[1 - (q - \sqrt{q^2 - 1})^4]^2 + 4(q - \sqrt{q^2 - 1})^4 \sin^2 \alpha},$$

$$\bar{R}_0 = \frac{(1 + \beta^2) \Lambda - 2\beta}{\Lambda(1 - 2\beta\Lambda + \beta^2)} P^2 (q - \sqrt{q^2 - 1})^4. \quad (14)$$

The maximum reflectivity of the electromagnetic wave in the waveguide can take very great magnitudes and is observed not for relativistic values of the cluster velocity but for smaller values as it is noticed in table 2. The value of this plasma cluster velocity depends on the parameters of the plasma and the waveguide and can be done very small. A strong influence of the waveguide is explained by the fact that the group velocity of the incident wave tends to zero when  $\Lambda^{-1} \rightarrow \infty$  but the group velocity of the reflected wave

$$v_{gR} = c(2\beta - (1 + \beta^2)\Lambda)(1 - 2\beta\Lambda + \beta^2)^{-1}$$

does not tend to zero.

Table 2

The reflectivity of the half-infinite cluster

Freq. multipl. coeff., P	The relativistic factor, $\gamma$	The waveguide factor, $\Lambda^{-1}$	The plasma factor, $\delta$	Reflectiv. of the half-inf. clust., $\bar{R}_0$
2	1.05	1.25	1.25	4.5
2	1.12	2.5	1.1	7.2
2	1.21	20	0.073	70.0
10	1.84	1.25	3.0	125.0
10	1.96	2.5	2.55	225.0
10	2.3	20	2.18	2000.0

The shift of the reflectivity maximum to smaller values of the cluster velocity owes to the existence of a double dispersion mechanism, a plasma dispersion and a waveguide dispersion.



#### 4. COMBINATION OF TWO MECHANISMS FOR A FREQUENCY SHIFT

Combining of an effect of an electromagnetic wave frequency changing caused by time variation of permittivity and a similar one caused by reflection from a moving boundary gives a new effect. It is shown at an example of a flat dielectric slab whose boundaries move beginning from zero moment of time and meet through any time interval. The problem geometry is shown in fig. 5.

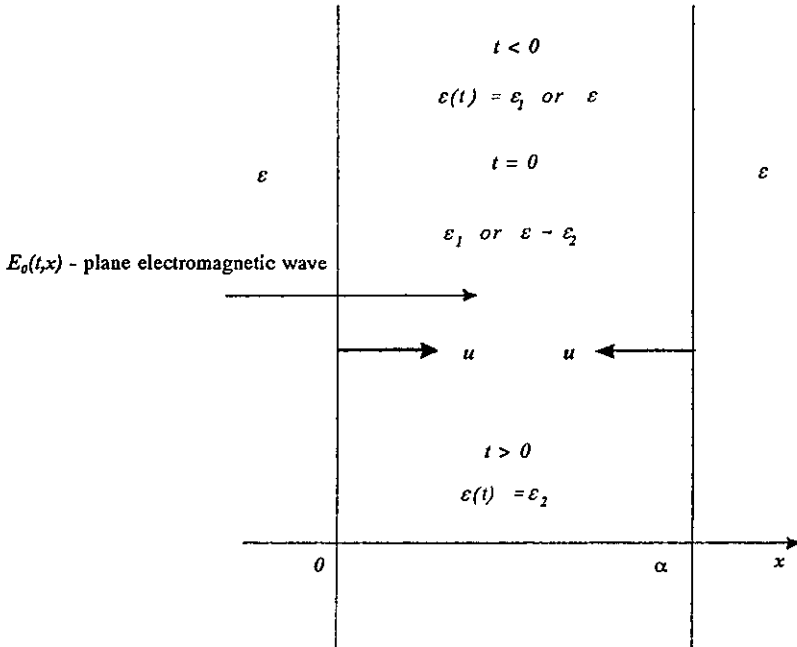


Fig. 5. The problem geometry

The equation for electromagnetic field inside the slab as well as outside one is analogues to eq. (5)

$$E = E_0 - \frac{1}{2\varepsilon v} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \int_{-\infty}^{\infty} dt' \int_{-\infty}^{\infty} dx' [\varepsilon_1 - \varepsilon + (\varepsilon_2 - \varepsilon_1) \theta(t')] \times \\ \times \chi \theta \left( t - t' - \frac{|x - x'|}{v} \right) E. \quad (15)$$

Here,  $\varepsilon$  is the permittivity outside a slab;  $\varepsilon_1$  and  $\varepsilon_2$  are the permittivity inside a slab before zero time moment and after it, respectively;  $\chi(t, x)$  - characteristic function that equals to one inside a slab and zero outside of it;  $\theta(t)$  - the Heaviside unit function.

Collapsing slab is created after zero moment of time when slab boundaries begin to move with a velocity  $u$  and meet at a moment  $t_c = a / 2u$ . The electromagnetic field has qualitatively dissimilar forms in the different zones on the time-spatial diagram, fig. 6. A distance between zones decreases by the law (for the case  $u < v_2$ )

$$t_n - t_{n-1} = p^{1-n} \frac{a}{v_2 + u}, \quad (16)$$

so that infinitely many zones are packing up in a finite interval. Here,

$$p = \frac{v_2 + u}{v_2 - u}.$$

If  $u > v_2$  a field does not feel influence of the slab boundaries. The field in the 00 zone consists of two splitting waves [10]

$$E = C_1 e^{i\omega_2(t-x/v_2)} + C_2 e^{-i\omega_2(t+x/v_2)}, \quad (17)$$

$$C_{1,2} = \frac{v_2}{v} \frac{v_2 \pm v}{2v}, \quad \omega_2 = \omega \frac{v_2}{v}$$

The field in the  $mm$  zone has more complicated structure

$$\begin{aligned}
 E_{mm} = & \frac{\omega^{(+)}}{\omega} C_0 \left\{ \exp(i\omega^{(+)}(t - x/v_2)) + \right. \\
 & + \left. \sum_{k=1}^{m-1} R_1^k \exp \left[ i\omega^{(+)} p^k (t - (-1)^k x/v_2) - i \frac{1-p^2}{1-p^2} q \frac{\omega^{(+)} a}{v_2} \right] \right\} + \\
 & + R_1^m C_1 \exp \left[ i\omega_2 p^m (t - (-1)^m x/v_2) - i \frac{1-p^2}{1-p^2} q \frac{\omega_2 a}{v_2} \right] + \quad (18) \\
 & + R_1^m C_2 \exp \left[ -i\omega_2 p^m (t + (-1)^m x/v_2) + i \frac{1-p^2}{1-p^2} p q \frac{\omega_2 a}{v_2} \right] + \\
 & + R^m C_1 \exp \left[ i\omega_2 (t - (-1)^m x/v_2) \right] \Phi^{\frac{m+i_m}{2} \frac{v_2}{v}} + \\
 & + R^m C_2 \exp \left[ -i\omega_2 (t + (-1)^m x/v_2) \right] \Phi^{\frac{-m-i_m}{2} \frac{v_2}{v}},
 \end{aligned}$$

where

$$C_0 = \frac{2v_2}{v+v_2}, \quad q = \frac{2v_2}{v_2-u}, \quad \omega^{(\pm)} = \omega \frac{v_2}{v} \frac{v-u}{v_2 \pm (-1)u}, \quad (19)$$

$$R_1 = pR, \quad R = \frac{v-v_2}{v+v_2}, \quad \Phi = e^{-i\omega \frac{2a}{v_2}}, \quad i_m = \frac{1}{2}(1 - (-1)^m).$$

Inside the slab there are two waves caused by splitting waves  $C_1$  and  $C_2$  owing to a permittivity jump, but frequencies of these waves increase with a zone number. The set of the waves that are propor-

tional to  $C_0$  and raised by a field that emerges upon a slab after zero moment of time has a discrete frequency spectrum. Frequencies of all waves grow up with a zone number and with time consequently.

A frequency multiplication coefficient equals  $p = \frac{v_2 u}{v_2 - u}$  and grows

with  $u \rightarrow v_2$ .

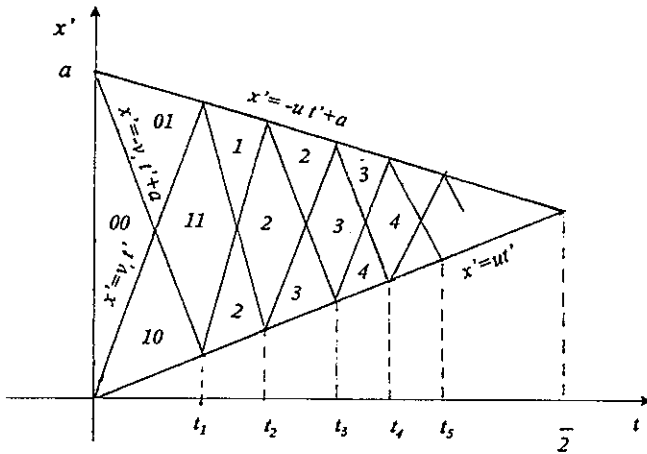


Fig. 6. Formation of time-spatial zones for a slab that is collapsing

Behaviour of the secondary waves amplitudes is determined by a relation between wave phase velocity and a boundary velocity. If  $R_1 > 0$ , that is  $vu - v_2^2 > 0$ , the amplitudes grow infinitely during a finite time interval. The region with such a relation between velocities is shown in fig. 7 as a single crosshatched region.

The energy balance for waves raised by the waves  $C_1$  and  $C_2$  in the slab in the time interval  $[t_{m-1}, t_m]$  is determined by

$$\frac{dW}{dt} = \epsilon_2(v_2 - u) \left( R_1^2 - p \right) R_1^{2(m-1)} \times \left\{ C_1^2 \cos^2(\omega_m t - \phi_1) + C_2^2 \cos^2(\omega_m t - \phi_2) \right\}, \quad (20)$$

where

$$\omega_m = p^{m-1} \frac{v_2 + u}{v} \omega.$$

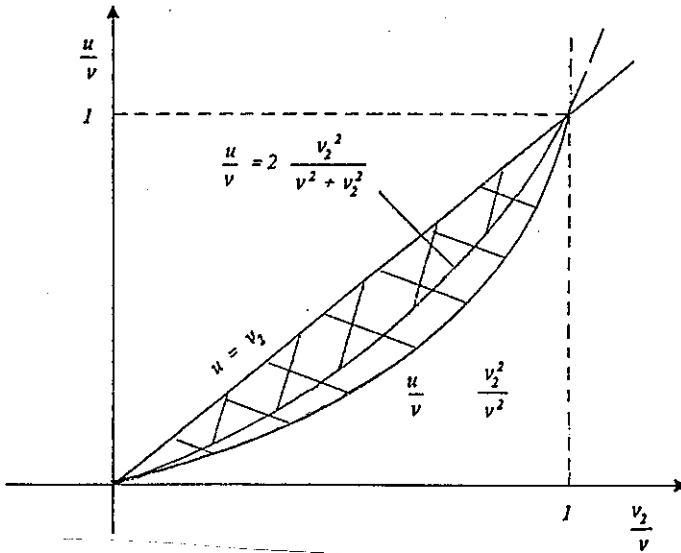


Fig. 7. Regions where amplitudes grow and energy accumulates

When a movement is absent ( $u = 0$ ) then  $dW / dt < 0$ . The waves with the frequency  $\omega_2$  are shone out.

When boundaries move and  $R_1^2 - p > 0$  or

$$\frac{u}{v} > \frac{2v_2^2}{v^2 + v_2^2}, \quad (21)$$

then  $dW / dt > 0$ .

A region where a field energy accumulates is shown in fig. 7 as a double crosshatched region.

Outside the slab field represents a sequence of wave packages that are divided by fronts  $x_m = vt_m$ . Field in such a package within planes  $vt_{m+1}$  and  $vt_m$  has the form

$$E_m = \frac{2v^2}{v_2(v+v_2)} \frac{v_2+u}{v+u} C_1^{t_m} C_2^{1-t_m} \times \\ \times R_1^m e^{-i\omega p^m \frac{v_2+u}{v+u} (t+x/v) + (-1)^m i\omega \eta_m \frac{a}{v}}, \quad (22)$$

where

$$\eta_m = -\frac{v_2 - u}{2u} p^{1-t_m} (1 - p^{m+t_m}).$$

This wave frequency rises by a factor  $p^m$ . A field energy within the package is proportional to

$$W_{ex} \approx \left[ \left( \frac{v - v_2}{v + v_2} \right)^2 p \right]^m. \quad (23)$$

If  $\frac{u}{v} > \frac{2v_2^2}{v^2 + v_2^2}$  a field energy within the package outside the slab

grows infinitely when  $m \rightarrow \infty$ , that corresponds to approaching to a collapse moment.

## 5. CONCLUSIONS

Electromagnetic wave frequency conversion by time altering of medium permittivity have been studied and enhanced reflection of electromagnetic waves from a plasma moving in a waveguide structure has been pointed out. A combination of those two effects results in a very efficient frequency shift.

The application of described phenomena for the purpose of optical signal processing in photonic telecommunication systems and also in microwave techniques is a subject of further study and will be the topic of a future publication.

## REFERENCES

1. Averkov S.I., Boldin V.P.: Waves in nondispersive nonstationary inhomogeneous media. *Radiophys. Quantum Electron.* (English Transl.), Vol. 23, No. 9, 1980, pp. 1060-1066 (in Russian pagination).
2. Fainberg J.B., Tklich V.S.: Electromagnetic wave reflection from a plasma moving through dielectric medium in a constant magnetic field. *Soviet Physics-Techn. Physics* (Engl. Transl.), Vol. 4, No. 4, 1959.
3. Fante R.L.: Transmission of electromagnetic waves into time-varying media. *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, Vol. AP-19, No. 3, 1971, pp. 417-424.
4. Felsen L.B., Whitman G.M.: Wave propagation in time-varying media. *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, Vol. AP-18, No. 2, 1970, pp. 242-253.
5. Kurilko V.I., Miroshnichenko V.I.: Electromagnetic wave reflection by a moving plasma. *Soviet Physics-Techn. Physics* (Engl. Transl.), Vol. 7, No. 7, 1962.
6. Lampert M.A.: Reflection of electromagnetic waves by Cerenkov electron gas. *Phys. Rev.*, Vol. 102, No. 2, 1956, pp. 299-304.
7. Landecker K.: Possibility of frequency multiplication and wave amplification by means of some relativistic effects. *Phys. Rev.*, Vol. 86, No. 6, 1952, pp. 852-855.

8. Morgenthaler F.R.: Velocity modulation of electromagnetic waves. IRE Trans. Microwave Theory Techn., Vol. MTT-6, No. 4, 1958, pp. 167-172.
9. Mori W.B.: Generation of tunable radiation using an underdense ionization front. Physical Review A, Vol. 44, No. 8, 1991.
10. Nerukh A.G.: Electromagnetic waves in the dielectric layer with time-dependent parameters. Zurnal Techniceskoj Fiziki, Vol. 57, No. 11, 1987, pp. 2078-2087.
11. Nerukh A.G., Khizhnjak N.A.: Energy relations for the interaction of an electromagnetic wave with a plasma cluster moving in a waveguide. Radiophysics and Quantum Electronics (Engl. Transl.), Vol. 26, No. 12, 1983.
12. Nerukh A.G., Khizhnjak N.A.: Modern problems of transient macroscopic electrodynamics. Test-Radio Publ., Kharkov, 1991 (in Russian).
13. Nerukh A.G., Khizhnjak N.A., Minko P.E.: Electromagnetic wave reflection from stratified plasma cluster moving in a waveguide. Radiophysics and Quantum Electronics (Engl. Transl.), Vol. 33, No. 5, 1990.
14. Nerukh A.G., Scherbatko I.V., Nerukh D.A.: Using the evolutionary recursion for solving electromagnetic problem with time-varying parameter. Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 14, No. 1, 1997, pp. 31-36.
15. Nerukh A.G., Scherbatko I.V., Rybin O.N.: The direct numerical calculation of an integral Volterra equation for an electromagnetic signal in a time-varying dissipative medium. J. of Electromagnetic Waves and Applications, Vol. 12, 1998, pp. 163-176.
16. Nerukh A.G., Shavorkina I.Yu.: Splitting of electromagnetic impulse under a conductivity jump of restricted medium. Zurnal Techniceskoj Fiziki, Vol. 62, No. 5, 1992, pp. 108-118 (in Russian).
17. Ostrovsky L.A., Stepanov N.S.: Nonresonant parametric phenomena in distributed system. Radiophysics and Quantum Electronics (Engl. Transl.), Vol. 14, No. 4, 1971, pp. 489-529 (in Russian pagination).



18. Stoljarov S.N.: Selected papers by A. Einstein. Moscow, 1975-1976; Nauka, 1978, pp. 152-215 (in Russian).
19. Visser T.D., Block H., Lenstra D.: Modal analysis of a planar waveguide with gain and losses. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, Vol. 31, No. 10, 1995, pp. 1803-1810.
20. Yeh C.: Reflection and transmission of electromagnetic waves by a moving plasma medium. *J. of Appl. Phys.*, Vol. 37, No. 8, 1966, pp. 3079-3084.
21. Zagorodnov O.G., Fainberg J.B., Egorov A.M., Bolotovskiy B.M.: Frequency multiplication by means of a plasma "collapse". *Soviet Physics-Techn. Physics (Engl. Transl.)*, Vol. 6, No. 3, 1961.

Aleksander G. Nerukh  
Igor V. Scherbatko  
Marian Marciniak

**PRZESUNIĘCIE CZĘSTOTLIWOŚCI FALI  
ELEKTROMAGNETYCZNEJ POWODOWANE  
ZMIANAMI CZASOWYMI PARAMETRÓW OŚRODKA**

**S t r e s z c z e n i e**

Opisano analitycznie nowy mechanizm konwersji częstotliwości fali elektromagnetycznej w wyniku zmian czasowych przenikalności dielektrycznej ośrodka. Wykazano po raz pierwszy, że współczynnik odbicia fali elektromagnetycznej od granicy poruszającej się plazmy w strukturze falowodowej może ulegać znacznemu zwiększeniu. Stwierdzono, że połączenie tych dwóch efektów może powodować znaczne zwiększenie przesunięcia częstotliwości fali. Wskazano możliwości zastosowań analizowanych zjawisk w systemach transmisji światłowodowej ze zwielokrotnieniem falowym WDM (*Wavelength-Division Multiplexion*).

Александр Г. Нерух  
Игор В. Счербатко  
Марян Марциняк

**СДВИГ ЧАСТОТЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ  
ВОЛНЫ ВЫЗЫВАЕМЫЙ ИЗМЕНЕНИЯМИ  
ПАРАМЕТРОВ СРЕДЫ**

**Р е з ю м е**

Описывается аналитически новый механизм смещения частоты электромагнитной волны в результате изменений во времени диэлектрической проницаемости среды. Впервые доказано что коэффициент отражения электромагнитной волны от границы движущейся плазмы в волноводе может значительно возрасти. Показано что совместное воздействие этих двух эффектов может значительно увеличить сдвиг частоты электромагнитной волны. Показано возможность использования рассматриваемых эффектов в системах оптической связи с волновым уплотнением (Wavelength Division Multiplexion).

Aleksander G. Nerukh  
Igor V. Scherbatko  
Marian Marciniak

**DECALAGE DE FREQUENCE DE L'ONDE  
ELECTROMAGNETIQUE DU AUX CHANGEMENTS  
TEMPORELLES DE PARAMETRES DE MILIEU**

**R é s u m é**

On a présenté un nouveau mécanisme de la conversion de la fréquence de l'onde électromagnétique due aux changements temporelles de perméabilité diélectrique du milieu. On a démontré-pour la première fois le coef-

ficient de réflexion de l'onde électromagnétique de la frontière de plasma qui se déplace dans la structure d'un guide d'onde peut subir une remarquable augmentation. On a constaté que la combinaison de ces deux effets peut causer une remarquable augmentation de décalage de la fréquence de l'onde. On a montré les possibilités d'utilisation des effets analysés dans les systèmes de transmission par fibres optiques avec multiplexage par division de l'ondes (WDM).

Aleksander G. Nerukh

Igor V. Scherbatko

Marian Marciniak

**DAS VON MEDIUM-DIELEKTRIZITÄTSKONSTANTE  
ZEITABHÄNGIGE FREQUENZVERSCHIEBEN  
DER ELEKTROMAGNETISCHER WELLE**

**Z u s a m m e n f a s s u n g**

Der neue Mechanismus vom zeitabhängigen Medium-Dielektrizitätskonstante verursachten Frequenzverschieben der elektromagnetischer Welle ist analysiert worden. Das erste Mal ist nachgewiesen worden, daß der Reflexionsfaktor am Grenze des sich bewegten Plasmas in Wellenleitersstrukture erhöht werden kann. Gezeigt worden ist, daß die beiden Effekte gleichzeitig erhebliche Erhöhung des Wellen-Frequenzverschiebens verursachen können. Mögliche Applikationen dieser Phänomene in optischen Übergangssystemen mit Wellenlängenmultiplex (WDW) werden vorgelegt.

Irena Yu. Vorgul  
Marian Marciniak

621.391.1.037.37

## **ELECTROMAGNETIC PULSE SCATTERING ON HALF-SPACE WITH CONTINUOUSLY TIME-VARYING CONDUCTIVITY**

Theoretical investigation of electromagnetic pulse interaction with transient conductive half-space is carried out by solving Volterra integral equation for the field. General analytical solutions outside the conductive region are obtained for a continuous temporal variation of the conductivity with assumption of the half-space homogeneity and also for a propagating conductivity change. Some special cases of the conductivity time-dependencies are analysed numerically. Particularly, physical features of rectangular pulse scattering for the case of time-harmonic and time-splashing conductivity were investigated.

### **1. INTRODUCTION**

There is a growing interest in exploiting new phenomena for the purposes of high-speed optical signal processing in view of its applications in future optically transparent fibre-based telecommunication networks. This is expected to allow avoiding electronic bottlenecks in high-speed data transmission, as today's electronics is considerably slower in comparison with huge optical bandwidth. Thus, controlling light by light (instead of light by electrical signal) is in the scope of big research effort in the planet.

In this paper new optical phenomena occurring at reflecting boundary with varying conductivity are investigated. In particular, short optical pulse reflection and division to several partial pulses of shorter duration and higher peak power have been demonstrated with ana-

lytic and numerical simulations. Also optical threshold effects are pointed out.

Investigation of electromagnetic field behaviour in transient media started from the simplest but fundamental case of abrupt temporal change of media parameters [1, 2]. It has been shown for different media that the time jump of media parameters leads to electromagnetic wave splitting onto direct and inverse one [1, 2, 6]. Only a few works dealt with continuous temporal changes of environmental parameters, as such the ones by F.A. Harfoush and A. Taflov [3] for harmonic time-dependence and by A. Nerukh [4] for an approximation of continuous change by a sequence of abrupt ones. In these works the problems usually were solved numerically or approximately and only a few types of continuous dependencies were considered.

In the present work we consider electromagnetic field transformation for two general cases of the conductivity nonstationarity. The first is the case of homogeneous half-space with continuously time-varying conductivity. In the second one the conductivity propagating change is assumed including a wave of conductivity as well as a homogeneous motion of 1-D conductive structure inside a conductive region. After finding general solutions for the external field (the field outside the transient region) we extract its features for some special cases.

## 2. FORMULATION

Consider one-dimensional problem, assuming that the fields have only a components which are normal to the  $x$ -axis and independent on the  $y$ - and  $z$ -coordinates.

The conductivity change starts in the half-space  $x \geq 0$  at the moment  $t = 0$  (fig. 1). The fields before and after this moment are called the initial and scattered fields, correspondingly. The external region is assumed to be a stationary homogeneous lossless medium.

Three cases are considered there: the case of a homogeneous transient half-space, the case of a propagating conductivity change and the case of an inhomogeneous half-space with transient conductivity. For each problem an analytical expression for the conductivity time-dependence is to be obtained. The external region is assumed to be a stationary homogeneous lossless medium.

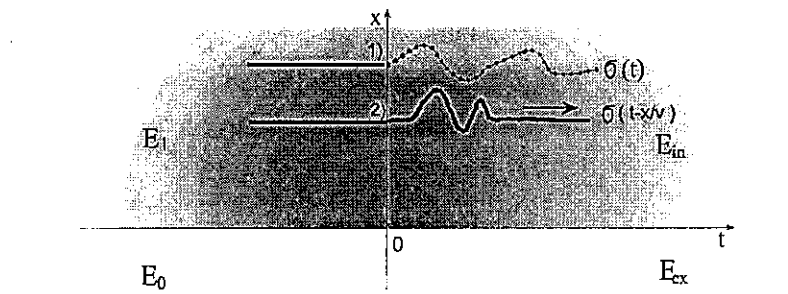


Fig. 1. Problem geometry and notation

Common formulation of the considered problems is in determination of the external field  $E_{ex}$  by initial one ( $E_0$ ) and by the conductivity time-dependence  $\sigma(t)$  or  $\sigma(t-x/v)$ .

Mathematically, the problems are formulated in terms of the Volterra integral equation for the electrical component of electromagnetic field [5], which has the following form for the internal field (inside the transient region) for  $t > 0, x > 0$ :

$$\begin{aligned}
 E_{in}(t,x) = & A(t,x) - \frac{2\pi}{\epsilon v} \theta(vt-x) \int_{t-x/v}^t dt' \sigma(t',x-v(t-t')) E_{in}(t',x+ \\
 & -v(t-t')) - \frac{2\pi}{\epsilon v} \theta(x-vt) \int_0^t dt' \sigma(t',x-v(t-t')) E_{in}(t',x-v(t-t')) + \\
 & - \frac{2\pi}{\epsilon v} \int_0^t dt' \sigma(t',x+v(t-t')) E_{in}(t',x+v(t-t')) \quad (1)
 \end{aligned}$$

and for the external field for  $t > 0$ ,  $x < 0$ :

$$E_{ex}(t, x) = B(t, x) - \frac{2\pi}{\epsilon v} \theta(vt + x) \int_0^{t+x/v} dt' \sigma(t', v(t-t') + x) E_{in}(t', v(t-t') + x), \quad (2)$$

where the terms  $A$  and  $B$  are determined by the initial field and prehistory of its interaction with the media:

$$A(t, x) = E_0(t, x) - \theta(x - vt) \frac{2\pi}{\epsilon v} \int_{t-x/v}^0 dt' \sigma(t', x - v(t-t')) E_1(t', x - v(t-t')) + \\ - \frac{2\pi}{\epsilon v} \int_{-\infty}^0 dt' \sigma(t', x + v(t-t')) E_1(t', x + v(t-t')) \quad (3)$$

$$B(t, x) = E_0(t, x) - \frac{2\pi}{\epsilon v} \theta(vt + x) \int_{-\infty}^0 dt' \sigma(t', v(t-t') + x) E_1(t', v(t-t') + x) + \\ - \frac{2\pi}{\epsilon v} \theta(x + vt) \int_{-\infty}^{t+x/v} dt' \sigma(t', v(t-t') + x) E_1(t', v(t-t') + x), \quad (4)$$

$\epsilon$  is the dielectric permittivity,  $v = c/\sqrt{\epsilon}$  is the light velocity in considered medium,  $\sigma(t, x)$  is a transient inhomogeneous conductivity,  $\theta$  is Heaviside step function. The external field  $E_{ex}$  is a function to be found by solving these equation jointly, eliminating the internal field  $E_{in}$ .

### 3. SOLUTION

Inside the transient half-space, there are two spatial-temporal zones:  $x > vt$  and  $x < vt$ , where integral equations for the fields and the fields themselves are different. For  $x > vt$  the transformed field is

not influenced by the boundary and the processes and formulas here are the same as those in the unbounded-domain case. For  $x < vt$ , the boundary influence changes the transformed field. But instead of this the differential equations for  $\sigma(t)$  turned out to be the same as those for the unbounded-domain problem and for  $x > vt$ . Their solution is:

$$\begin{aligned} \sigma(t)E_{in}(t,x) = & \frac{\varepsilon v^3}{4\pi} \int_0^t \frac{\partial^2}{\partial x^2} [E_{in}(t',x) - A(t',x)] dt' + \\ & - \frac{\varepsilon v}{4\pi} \frac{\partial}{\partial t} [E_{in}(t,x) - A(t,x)]. \end{aligned} \quad (5)$$

To obtain a solution for the external field we try to obtain an expression for the internal field determining after the external one.

Introduce a new function  $F$  of one variable as:

$$F(t) \equiv - \frac{2\pi}{\varepsilon v} \int_0^t dt' \sigma(t', v(t-t')) E_{in}(t', v(t-t')),$$

which determines the external field in the external region  $-vt < x < 0$  by the expression  $E_{ex}(t,x) - B(t,x) = F(t + x/v)$ , and a new function  $\Phi(t,x) = E_{in}(t - x/v, x) - A(t - x/v, x)$  for  $0 < x < vt$ , satisfying the following equation obtained from (1):

$$\Phi_x'(t,x) + \frac{2}{v} \Phi_t'(t,x) = - \frac{4\pi}{\varepsilon v} \frac{\partial}{\partial t} \int_0^{t-x/v} dt' \sigma(t', v(t-t')) E_{in}(t', v(t-t')) \quad (6)$$

with the boundary and initial conditions  $\Phi(t,0) = F(t)$ , and  $\Phi(x/v,x) = E_{in}(0,x) - A(0,x) = 0$ .

Knowing the external field at any point, the field in the whole external region can be determined, including the region close to the boundary. So it would be enough to obtain the solution for the external field at the points where  $|x| \ll vt$ . Under this approximation,



we can solve the equation (6), hence expressing the internal field through the external one, because the integral at the right-hand part of (6) will be equal to  $F(t)$ :

$$\Phi_x'(t,x) + \frac{2}{v} \Phi_t'(t,x) \approx 2F'(t). \quad (7)$$

After substitution of this equation solution into (3) we obtain the conductivity time-dependence in the half-space determined by the scattered field:

$$\sigma(t) (E_{ex}(t-x/v, x) - E_0(t-x/v, x) + E_0(t, 0)) = \sigma_0 A(0, 0), \quad (8)$$

where  $\sigma_0 = \sigma(0)$  is the known value of initial conductivity, and  $x$  means an arbitrary point co-ordinate (not only  $|x| \ll vt$ ) inside the external region  $-vt < x < 0$ .

Assuming that the conductivity does not change in the whole half-space simultaneously but its change is propagating with a velocity  $v_1$ , that is  $\sigma(t, x) \equiv \sigma(t \pm x/v_1)$ , by analogy with the above solution, we can obtain the following expression:

$$\sigma(t \pm x/v_1) (E_{ex}(t \pm x/v_1 + z/v_1 - z) - E_0(t \pm x/v_1 + z/v_1, -z) + E_0(t \pm x/v_1, 0)) = \sigma_0 A(0, 0). \quad (9)$$

This formula corresponds to a wave of conductivity change as well as to the conductive half-space uniform motion along the  $x$ -axis.

#### 4. ANALYSIS FOR SPECIAL CASES

Two different situations has been analysed as special cases. They are reported below.

##### Case 1. Time-harmonic conductivity

- a) homogeneous time-harmonic conductivity,
- b) propagating wave of the conductivity.

To demonstrate the obtained solution implementation, we calculate the external (reflected) field which is a result of interaction of the initial field of the form of a rectangular pulse with homogeneous time-harmonic conductivity as well as with.

For the rectangular pulse  $E_0 = \theta(t-x/v) - \theta(t-x/v - t_0)$  scattering on the homogeneous half-space with time-harmonic conductivity, computer analysis revealed the scattered pulse features dependence on the conductivity frequency. When it is comparable with reverse incident pulse duration then the pulse of scattered field just changes a little in its shape under the same duration. When the conductivity frequency is more then four times as much as reverse pulse duration, the scattered pulse has deep valleys (fig. 2). Their number grows with the frequency increasing. Thus, it becomes a consequence of pulses with joint duration less then that of the initial pulse. These pulses amplitude can be more than ten times as much as that of the initial pulse.

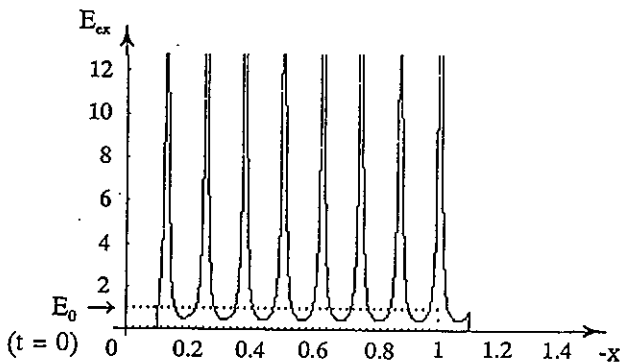
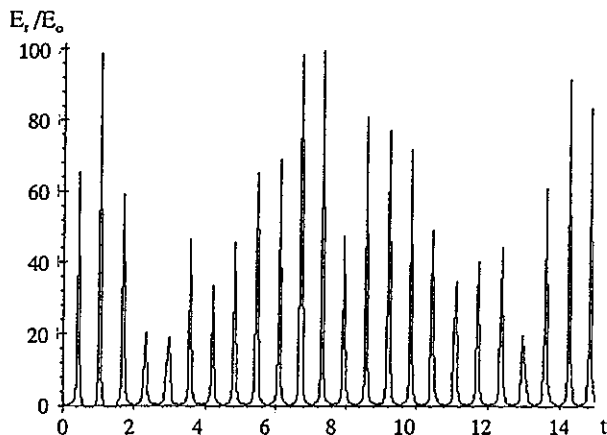


Fig. 2. Rectangular pulse reflection from the half-space with time-harmonic conductivity (arbitrary units)

Rectangular pulse interaction with propagation harmonic wave of conductivity  $\sigma(t-x/v) = \sigma_0(\cos v(t-x/v) + \alpha)$  also leads to the pulse subdivision into short pulses with amplified amplitude (fig. 3). Ho-

wever, these pulses appear along the whole time axis due to the conductivity wave radiation, whereas in the homogeneous case the reflected set of pulses has a finite duration.



Rys. 3. Rectangular pulse reflection from the half-space with a harmonic wave of conductivity (arbitrary units)

$t$  - normalised time

**Case 2.** "Temporal splash" (growing and then decreasing with time) homogeneous conductivity.

Consider the same pulse scattering on the half-space with time-splashing conductivity (fig. 4a) with its time dependence described by a difference of reducing exponents as follows:

$$\sigma(t) = C_1 \exp(-\alpha t) - C_2 \exp(-\beta t)$$

Fig. 4b shows (for the time less than a pulse duration after it began its interaction with the half-space) the reflected pulse front which then will save its shape and size, moving with the correspondent to the medium light velocity (circle incision in fig. 5). In time this pulse of a small amplitude moving away from the boundary

leaves a field trace of a high amplitude (fig. 5). After the end of the conductivity splash the trace amplitude decreases forming so a splash-like pulse. The front of this pulse moves with a velocity lower than that of light for the considered medium. This trace evolution with time leads to its transformation into a short pulse of a very high amplitude which is like Dirac delta function as fig. 6 shows.

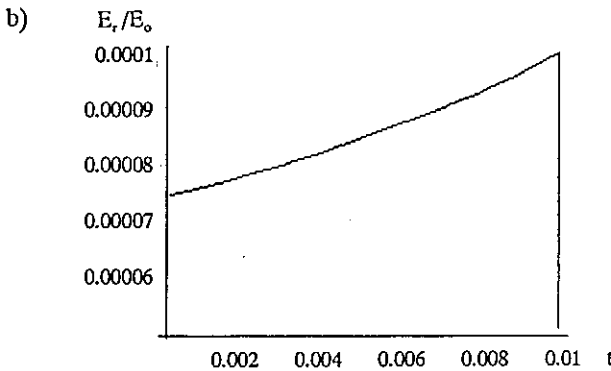
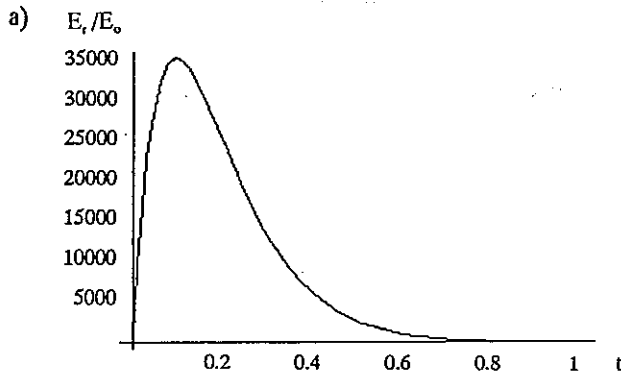


Fig. 4. a) Conductivity time-splash in the half-space and  
b) front of the reflected from this half-space pulse for time less than  
the initial pulse duration (arbitrary units)

$t$  - normalised time

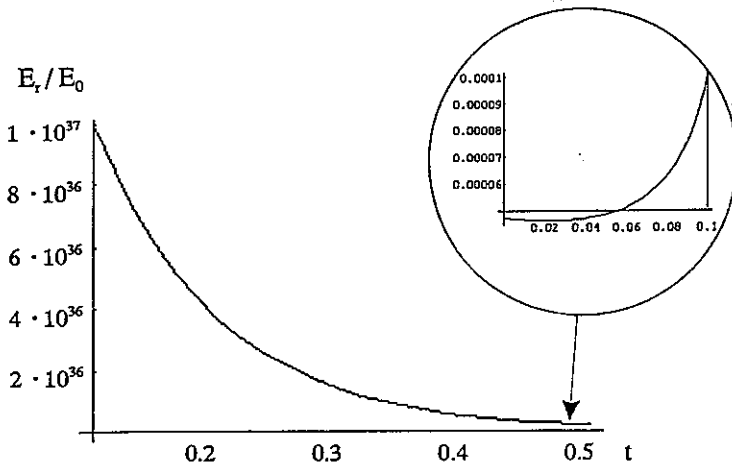


Fig. 5. Trace of the reflected pulse front for time less than the initial pulse duration (arbitrary units)  
 $t$  - normalised time

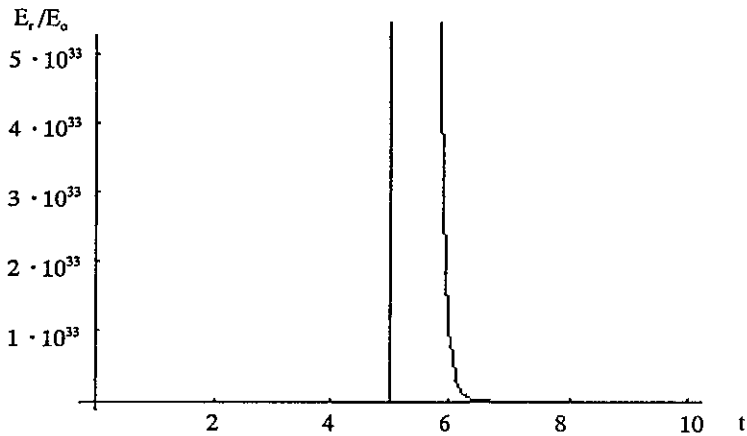
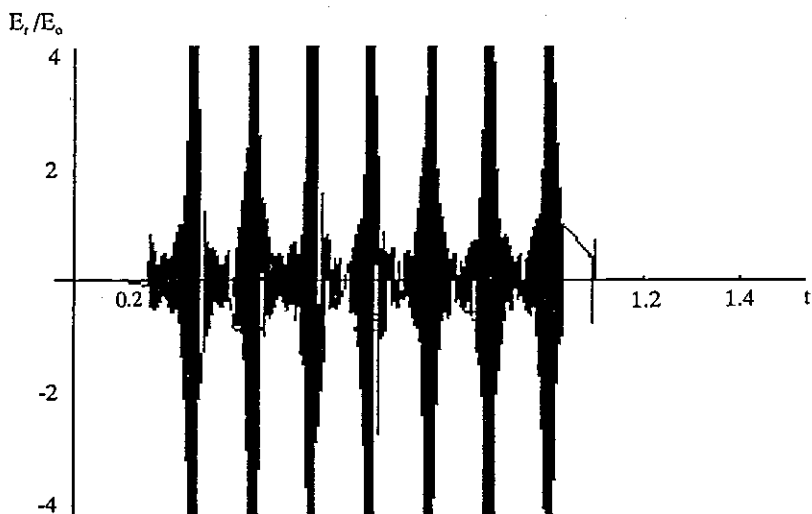


Fig. 6. The pulse reflected from the half-space with time-splashing conductivity (arbitrary units)  
 $t$  - normalised time

The same results take place in a case of the same initial pulse filled by high-frequency field as one determined by

$$E_0 = \cos \omega t [\theta(t-x/v) - \theta(t-x/v-t_0)].$$

For time-harmonic conductivity in the half-space ( $\sigma(t) = 1.05 + \sin 50 t$ ,  $t_0 = 1$ ,  $\omega = 2 \cdot 10^{13}$ ) the initial pulse will be subdivided after its reflection into short pulses as it is shown in fig. 7.



Rys. 7. Reflected pulse subdivision in a case of high-frequency-filled initial signal (arbitrary units)  
 $t$  - normalised time

## 5. CONCLUSIONS

Obtained solutions enable one to analyse a large number of scattering on the transient conductive half-space problems. Results for the special cases can be useful, for example, for creation of short optical pulses of high amplitude, and also for optical frequency conversion. These phenomena may be of great interest for all-optical signal pro-

cessing in future transparent optical telecommunication networks, especially when an efficient technology of optically induced permittivity changes in semiconductors become available.

#### REFERENCES

1. Fante R.L.: Transmission of electromagnetic waves into time-varying media. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. AP-19, 1971, pp. 417-424.
2. Felsen L.B., Whitman G.M.: Wave Propagation in Time-Varying Media. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. AP-18, No. 2, 1970, pp. 242-253.
3. Harfoush F.A., Taflov A.: Scattering of electromagnetic waves by a material half-space with time-varying conductivity. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 39, No. 7, 1991, pp. 898-906.
4. Nerukh A.G.: Evolutionary Approach in Transient Electrodynamics Problems. American Geophysical Union, 1995.
5. Nerukh A.G., Khizhnjak N.A.: Modern Problems of Transient Macroscopic Electrodynamics. Test-Radio, Kharkov (Ukraine), 1991.
6. Nerukh A.G., Shavorykina I.Yu.: Transformation of radiation pulse in nonstationary conducting medium. *Radiophysics and Quantum Electronics (Engl. Transl.)*, Vol. 35, No. 3-4, 1992, pp. 203-209.

Irena Yu. Vorgul  
Marian Marciniak

#### ROZPROSZENIE IMPULSU ELEKTROMAGNETYCZNEGO NA GRANICY OŚRODKA O PRZEWODNICTWIE ZMIENIAJĄCYM SIĘ W SPOSÓB CIĄGŁY

#### Streszczenie

Przeanalizowano teoretycznie, przez rozwiązanie równań Volterry, oddziaływanie impulsu elektromagnetycznego na półprzestrzeń wypełnioną ośrodkiem przewodzącym o przewodnictwie zmieniającym się w czasie w sposób ciągły. Otrzymano ogólne rozwiązania w postaci analitycznej na zewnątrz obszaru przewodzącego przy założeniu jednorodnego rozkładu przewodnictwa oraz propagujących się zmian przewodnictwa. Przeanalizo-

wano numerycznie szczególne przypadki zmian czasowych przewodnictwa. Określono właściwości fizyczne impulsu prostokątnego rozproszonego na granicy ośrodka o zmianach przewodnictwa opisanych funkcją harmoniczną czasu oraz w postaci pojedynczego impulsu.

Ирина Ю. Воргуль  
Марян Марциняк

**РАЗСЕЯНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНЕТИЧЕСКОГО ИМПУЛЬСА  
НА ГРАНИЦЫ СРЕДЫ С НЕПРЕРЫВНО ИЗМЕНЯЮЩЕЙСЯ  
ПРОВОДИМОСТЬЮ**

**Р е з ю м е**

Дается теоретический анализ, посредством решения уравнений Вольтерры, воздействия электромагнитического импульса с полупространством наполненным средой с непрерывно изменяющейся проводимостью. Получено общие решения в аналитической форме наружу этой среды при предположении однородного распределения проводимости и распространяющегося изменения проводимости. Определено физические свойства прямоугольного импульса рассеянного на границы среды с проводимостью изменяющейся по гармонической функции времени а также в виде единичного импульса.

Irena Yu. Vorgul  
Marian Marciniak

**LA DISPERSION DE L'IMPULSION ELECTROMAGNETIQUE  
SUR LA FRONTIERE D'UN MILIEU A LA CONDUCTIBILITE  
CHANGEABLE DE FACON PERMANENTE**

**R é s u m é**

L'analyse théorique est faite - par solution des équations de Volterra - d'une influence d'impulsion électromagnétique avec demi-espace rempli



d'un milieu conductible à la conductibilité changeable dans le façon permanente. On a obtenu les solutions générales dans la forme analitique à l'extérieur de la zone conductible avec l'hypothèse d'une distribution homogène de la conductibilité ainsi que de changements de cette conductibilité. On a analysé de façon numérique les cas particuliers des changements temporelles de la conductibilité. On a décrit les propriétés physique de l'impulsion rectangulaire dispersée sur la frontière d'un milieu aux changements de la conductibilité qui sont décrits par une fonction harmonique de temps ainsi dans la forme de l'impulsion unique.

Irena Yu. Vorgul  
Marian Marciniak

**STREUUNG VON ELEKTROMAGNETISCHEN IMPULS  
AM HALBRAUM MIT SICH KONTINUIERLICH  
ÄNDERNDEN LEITFÄHIGKEIT**

**Z u s a m m e n f a s s u n g**

Vorgestellt wird theoretische Untersuchung von elektromagnetischen Impuls-Einwirkung mit transient leitenden Halbraum durch Lösung der Volterra-Integralgleichung für kontinuierliche Zeitabhängigkeit der Leitfähigkeit. Allgemeine analytische Lösung außerhalb des Leittraums mit Voraussetzung der Halbraumhomogenität und für Ausbreitung-Leitfähigkeit-Änderungen ist gewonnen worden. Einige Fallstudies von Leitfähigkeit-Zeitabhängigkeit sind numerisch analysiert worden. Insbesondere sind physische Leistungsmerkmale von dem am Mediumgrenze gestreuten Rechtimpulses. Leitfähigkeitsänderungen der Medium anhand harmonischer Funktion als einzelner Impuls beschrieben worden.

## A NEW APPROACH TO LAWFUL INTERCEPTION IN TELECOMMUNICATIONS

Rapid changes of telecommunications networks have been resulted in new concepts of lawful interception of telecommunications traffic developed both in the USA and EU. The impact the new concepts have on legal, organizational, financial and technical aspects of telecommunications has been discussed in the article. The interception and handover interfaces have been described. The need for wide discussion on lawful interception in Poland has been raised.

### 1. INTRODUCTION

Dramatic changes which can be observed in telecommunications in the nineties have resulted, among others, in a new concept of lawful interception of telecommunications traffic.

While analyzing these changes several basic facts should be considered. All the facts have great impacts on such important issues as freedom of expression and privacy protection on the one hand, and crime prosecution and lawful interception of information on the other hand.

Several important facts related to the progress in telecommunications can be enlisted:

1. Introduction of new technologies implemented in traditional telecommunications networks in order to make communications better, faster, more efficient and reliable, enabling the utilization of more services at substantial less cost.
2. Rapid expansion of new techniques like wireless communications and enormous growth of numbers of users of wireless networks

which means ubiquitous availability and eagerness to utilize new wireless services.

3. Dramatic expansion of Internet – introducing new methods of gathering, processing and transferring of information by means of telecommunications media.
4. Deregulation and globalization of telecommunications market - which means that control over communication is shifting from governments and monopolistic telecom operators to differential, competitive and market-driven environment. Globalization also means seamless, transborder flow of information.

Taking into account the whole issue, we have to analyze in what way these facts can change: objectives, scope and methods of a lawful interception.

## **2. KEY CHALLENGES IN LAWFUL INTERCEPTION**

According to [14], “intercept means the aural or other acquisition of the contents of any wire, electronic, or oral communication through the use of any electronic, mechanical or other device” Lawful interception should be treated as an special interception process which is applied only in exceptional situations upon legitimate order.

Until quite recently, lawful interception has been performed by recording the voice transmitted over telecommunications links. The content of communication accompanied by call-identifying information was intercepted by means of wiretapping techniques. The equipment used in the interception measure was external to telecommunications facilities.

Dynamically changing telecommunications environment has a great impact on lawful interception process. Taking into consideration technical, political, legal and organizational changes in telecommunications we should also redefine objectives of lawful interception.

## **2.1. Protection of privacy**

The need for protection of individuals is the basic virtue of communications.

Contemporary telecommunications networks are offering voice and data transmission and using various transmitting media such as wire, optic, radio and satellite links. By means of telecommunications ordinary people do their day-by-day businesses. Taking into account the dramatic development of wireless and Internet services it is clear that a lot of private information, much more than before, is transmitted all around the world. It includes proprietary, financial, medical (and whatever) data, belonging to individuals and organizations as well.

This enormous amount of private data travelling across telecommunications networks has a great impact on lawful interception process. From a law enforcement agency's standpoint, it can be regarded as opportunities and threats.

### **● Opportunities**

It is well-known that new communications media are inherently insecure.

Almost all the traffic transmitted over telecommunications links generated by new services is easy to intercept. For example, e-mail messages, Internet transactions. Law enforcement agencies can get information by using of relatively simple sniffing techniques. Such techniques are untraceable and the suspected target can be monitored constantly.

Moreover, intercepted data have been traditionally divided into two, logically separated, parts: content and call-identifying data (intercept related information, according to the definition given in [7]). As to Internet, transactional data has evolved into third hybrid

category (e.g. cookies) providing very detailed information about individual's private life (for example, preferences, habits). Intercepting of such information could be in a clear conflict with Data Protection Acts which exclude from processing (and consequently, from intercepting, if it is beyond of scope of investigation) information about religious views, sexual preferences etc.

As to wireless services, in some mobile telecommunications systems the signaling data includes location information. If this information is collected on real-time basis, the intercept equipment can be turned into tracking device. It could exceed the goal and scope of a specific interception measure.

### ● Threats

Data encryption is the solution for preserving data confidentiality and it strengthen overall security of telecommunications and information systems. In that case access to intercepted data can be difficult.

One solution of this problem is using cryptanalysis. But increasing power in end-users' computers and widely available cryptographic methods which can be regarded as "strong" make this approach hard to apply.

Another way is to get advantages from controlled cryptography. In that approach law enforcement agencies could present to third trusted party (responsible for offering their customers services based on cryptographic methods) a legitimate demand on information sufficient to decrypt of intercepted data. There are proposals of cryptographic systems with embedded key escrow/key recovery mechanisms in several countries.

But the problem of encryption controlled by governments is still under debate. To date, all proposals, both in Europe and the USA, have been rejected (including the latest example, draft EN 301 199:

*“Telecommunications Security; Trusted Third Parties (TTP); Specification of TTP services; Part 1: Key management and key escrow/recovery”*). How to implement law enforcement agencies' requirements for accessing keying material by means of which legitimate decryption made by third party could be possible - again, it is open question.

To summarize, one of the most important question which has to be solved when objectives of lawful interception are defined is how to find the balance between individual's right to privacy protection and government's needs for prosecuting crimes.

## **2.2. Using of new technologies**

Exponential growth of new technologies in telecommunications results in a variety of new transmission media, systems and services.

Several new techniques, such as wireless surveillance, remote monitoring, computer analysis of signaling data, have been implemented in interception process in order to keep pace with technology development.

On other hand, installing of optic cables in place of copper wires, digital transmission methods with multiplexing, seamless integration of wireless and wireline networks and also integration of telecommunications and information systems, all the facts lead to increasing difficulty in isolating the communications stream for interception's purposes.

This dilemma leads to redefinition of methods of gathering intercepted data. According to the requirements [7, 10] the whole interception measure is performed by network operator/service provider. The law enforcement authority receives the results of interception. The change of roles and responsibilities would have a great impact on legal, organizational, operational and, last but not least, financial aspect of interception. These issues will be discussed in the clause 4.

### **2.3. Change of relation between entities in lawful interception process**

Apart from technology development in telecommunications we should emphasize that such important elements like globalization, deregulation and privatization of telecommunications market have an influence on the relation between participants of lawful interception process.

Globalization means that information can travel across the national borders almost without any obstacles. It also means that capabilities of law enforcement agency in one country for controlling communications in another country have to be considered (imagine, for example a conference call with participants from several countries - what happen when one party of the conference (interception target) hangs up? Should the interception measure be continued or not?). So, the situation when a law enforcement agency has to deal with foreign telecom operator/service providers would be quite common.

Joint international lawful actions require widely accepted standards based on international agreements.

Also, deregulation and privatization change the relation between law enforcement agency and telecom operator/service provider. This is common experience in Europe, especially in countries like Poland. Since 1989 telecommunications market in our country has been fundamentally reconstructed. This fact has a great impact on lawful interception.

In the past, the government representatives were on both sides. They created requirements for one government-controlled telecommunications operator which had to act strictly according to these directives.

Now there are several telecommunications operators and many service providers which are market- not government-driven. In nearest future the biggest polish telecommunications operator will be the subject of privatization process.

Lawful enforcement agencies should discuss the requirements for lawful interception and all aspects of co-operation with several partners.

To summarize, globalization, deregulation and privatization are influencing very deeply on telecommunications market and, especially, lawful interception process. Requirements for this process should be agreed, both on national and international basis.

#### **2.4. New approaches to lawful interception**

New approaches to lawful interception have been developed in several countries, including the USA and EU. These two concepts will be described in more detailed way, showing similarities and differences.

### **3. CALEA**

In the USA, telecommunications service providers have co-operated with law enforcement agencies in allowing access to communications upon legal authorization since thirties. However, new telecommunications services (e.g., call forwarding, paging, cellular calls) and others expected in the future have diminished the ability of law enforcement agencies to carry out legally authorized electronic surveillance. In order to ensure the telecommunications service providers' assistance to law enforcement agencies in conducting surveillance of communications three basic principles have been formulated:

- 1) preserving governments' ability to intercept communications involving advanced technologies,
- 2) protecting privacy of communications,
- 3) implementing technical solutions in a manner that does not impede the introduction of new technologies, features and services.



A special act called CALEA [3] has been issued by the Congress in October 1994. CALEA assumes a balance between three objectives:

- 1) the law enforcement interest in preserving an electronic communication interception capability in the face of changing technology;
- 2) the industry interest in technology development and fair competition and;
- 3) the privacy interest in secure and confidential communication.

Taking into practice first objective new capability requirements for lawful interception process have been formulated. Section 103 of this act states that:

*a telecommunications carrier shall ensure that its equipment, facilities, or services that provide a customer or subscriber with the ability to originate, terminate, or direct communications are capable of--*

- (1) *expeditiously isolating and enabling the government, pursuant to a court order or other lawful authorization, to intercept, to the exclusion of any other communications, all wire and electronic communications carried by the carrier within a service area to or from equipment, facilities, or services of a subscriber of such carrier concurrently with their transmission to or from the subscriber's equipment, facility, or service, or at such later time as may be acceptable to the government;*
- (2) *expeditiously isolating and enabling the government, pursuant to a court order or other lawful authorization, to access call-identifying information that is reasonably available to the carrier--*
  - (A) *before, during, or immediately after the transmission of a wire or electronic communication (or at such later time as may be acceptable to the government); and*
  - (B) *in a manner that allows it to be associated with the communication to which it pertains, except that, with regard to*

*information acquired solely pursuant to the authority for pen registers and trap and trace devices<sup>\*)</sup>, such call-identifying information shall not include any information that may disclose the physical location of the subscriber (except to the extent that the location may be determined from the telephone number);*

- (3) delivering intercepted communications and call-identifying information to the government, pursuant to a court order or other lawful authorization, in a format such that they may be transmitted by means of equipment, facilities, or services procured by the government to a location other than the premises of the carrier; and*
- (4) facilitating authorized communications interceptions and access to call-identifying information unobtrusively and with a minimum of interference with any subscriber's telecommunications service and in a manner that protects--*
  - (A) the privacy and security of communications and call-identifying information not authorized to be intercepted; and*

---

<sup>\*)</sup> *the term "pen register" means a device which records or decodes electronic or other impulses which identify the numbers dialed or otherwise transmitted on the telephone line to which such device is attached, but such term does not include any device used by a provider or customer of a wire or electronic communication service for billing, or recording as an incident to billing, for communications services provided by such provider or any device used by a provider or customer of a wire communication service for cost accounting or other like purposes in the ordinary course of its business [14];*

*the term "trap and trace device" means a device which captures the incoming electronic or other impulses which identify the originating number of an instrument or device from which a wire or electronic communication was transmitted [14].*

*(B) information regarding the government's interception of communications and access to call-identifying information.*

The CALEA assistance requirements are phrased in this section in general terms. To develop the details and enforce second and third objective, State and local law enforcement agencies, telecommunications carriers, manufacturers of telecommunications equipment should co-operate in standardization process for CALEA compliant equipment. Section 107 (2) states that:

*A telecommunications carrier shall be found to be in compliance with the assistance capability requirements under section 103, and a manufacturer of telecommunications transmission or switching equipment or a provider of telecommunications support services shall be found to be in compliance with section 106, if the carrier, manufacturer, or support service provider is in compliance with publicly available technical requirements or standards adopted by an industry association or standard-setting organization,[...] to meet the requirements of section 103.*

Moreover, in section 107 (b), Congress gives to the Federal Communications Commission (FCC) the power to judge whether public industry standard is deficient. It is worth to note that the independent standardization body, not one of several government's agencies, has been given that authority.

After almost three-year debate, much longer that legislators had expected, an industry standard for technical compliance has been finally agreed [10]. The delay in creating the standard makes it impossible for the telecommunications industry to meet the CALEA compliance deadline, which is October 25, 1998, 4 years after enactment of CALEA (section 111b). Therefore, several manufacturers and telecommunications industry associations have recently called FCC to exercise its authority (Section 107 (c) to grant a 2-year extension for CALEA-compliant equipment.

It is important to emphasize that CALEA requirements apply only to telecommunications services provided by common telecommunications operators. They do not apply to information services such as the services of Internet service providers (i.e. electronic mail) or Internet access providers or to private networks. However, as telecommunications systems become more heterogeneous, the routing of a given data communication through the networks is dynamic and often a part of the route which belongs to the “common carrier” is hard to establish and applying of lawful interception measure can be difficult.

Another problem is that there exist technology capabilities to use Internet-based services to supply real-time voice communications [13]. CALEA claims (section 102 (8)(ii) that a person or entity --

*engaged in providing wire or electronic communication switching or transmission service to the extent that the Commission [FCC] finds that such service is a replacement for a substantial portion of the local telephone exchange service and that it is in the public interest to deem such a person or entity to be a telecommunications carrier for purposes of this title.*

During last four years this unclear definition of the CALEA requirements' subject has led to many misunderstandings. So it is inevitable that in the nearest future CALEA scope would be extended at least to information service providers.

#### **4. EUROPEAN UNION – RESOLUTION OF THE COUNCIL**

The new concept of lawful interception developed in EU is based on a Resolution of the Council [11] . *This document “requests Member States to call upon Ministers responsible for telecommunications [...] to co-operate with the Ministers responsible for Justice and Home Affairs with the aim of implementing the Requirements in relation to network operators and service providers”* [included in the Annex].

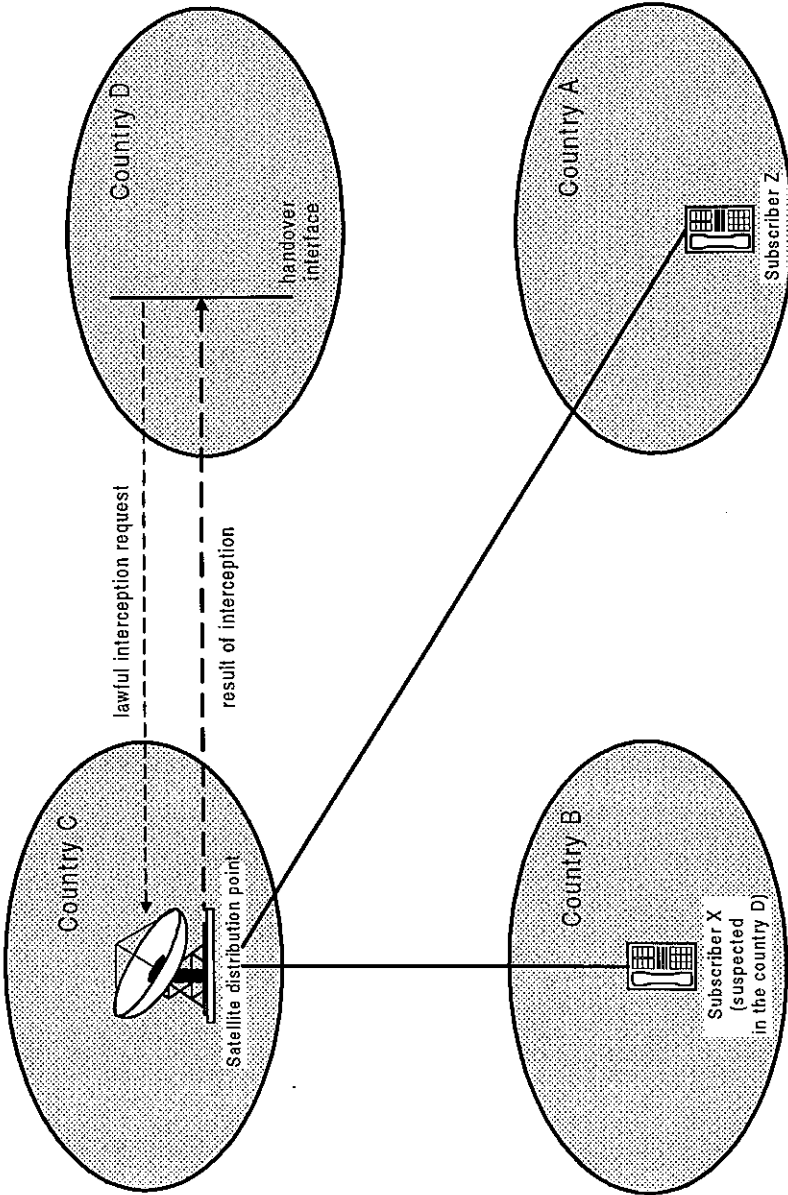


Fig. 1. International aspects of lawful interception (satellite telecommunications system as an example)

But first sentence of the Annex says that requirements of law enforcement agencies relating to lawful interception of telecommunications are subject to national law.

However, it is obvious that without harmonization of legal interception measures on the international level this limitation could create several constrains for successful surveillance of telecommunications traffic. Considering as an example modern satellite systems, earth-bound stations are working as distribution points for several countries. Let's assume that a subscriber Z in the country A calls a person X in the country B. The call is routed over satellite links with a distribution point in the country C. The surveillance is conducted in the distribution points upon an authorized request from the country D (where X is suspected of committing a serious crime). If the country B has not an agreement on lawful interception with the countries C and D, the interception measure will be a clear violation of national law. This example is illustrated in figure 1.

In order to overcome such obstacles the technical standards based on international agreements are strongly needed.

#### **4.1. The interception interface**

A draft version of ETSI standard relating to lawful interception of telecommunications [5] is based on two pillars: the Annex of the Resolution of the Council [11] which contains general requirements for law enforcement agencies, and ETSI Technical Report with detailed description of user requirements for lawful interception. In the draft standard a new concept of lawful interception process has been proposed.

According to the definition given in [7], interception is:

*The action (based on the law) performed by a network operator/service provider, of making available certain information and*

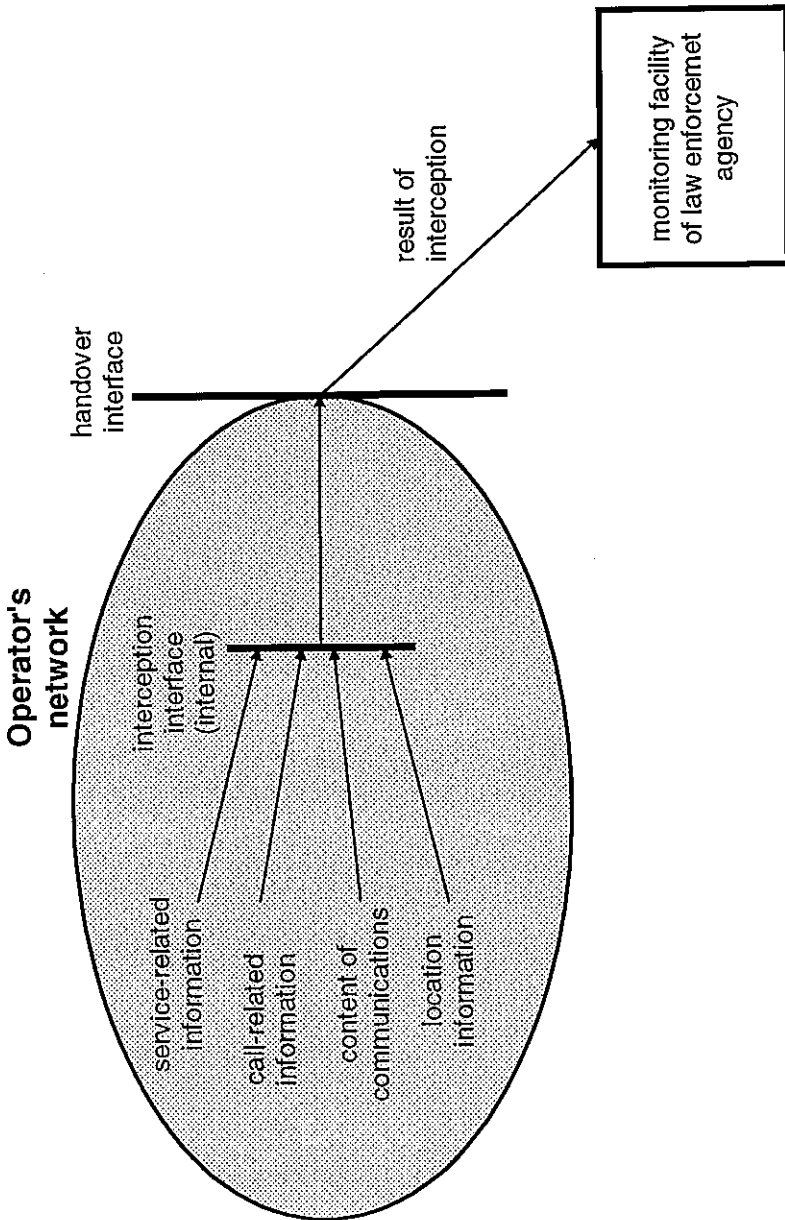


Fig. 2. The structure of the interception interface

*providing that information to an LEMF [Law Enforcement Monitoring Facility].*

To make things even more clear appropriate note is added:

*In this ETR the term interception is not used to describe the action of observing communications by an LEA.*

So, an interception interface is defined as:

*The physical and logical location within the network operator's/service provider's telecommunications facility where access to the content of communications and intercept related information is provided.*

A structure of the interception interface is shown in figure 2.

## **4.2. The lawful interception concerns**

The approach to lawful interception described in the previous section has enormous consequence for telecommunications industry, operators, service providers and their customers.

It means that LEAs are not longer involving in the interception measure leaving all problems to telecommunications operators and service providers. Instead of, they require that certain intercepted information shall be delivered to them in an appropriate format.

Consequently, network operators/ service providers are responsible for almost every aspect of lawful interception. On legitimate demand they have to prepare appropriate information and transmit it to the LEA.

The flow of information between the network operator/ service provider is presented in figure 3.

### **4.2.1. Financial implications**

The first step network operators/service providers have to do is to push the industry toward creating hardware and software modifica-



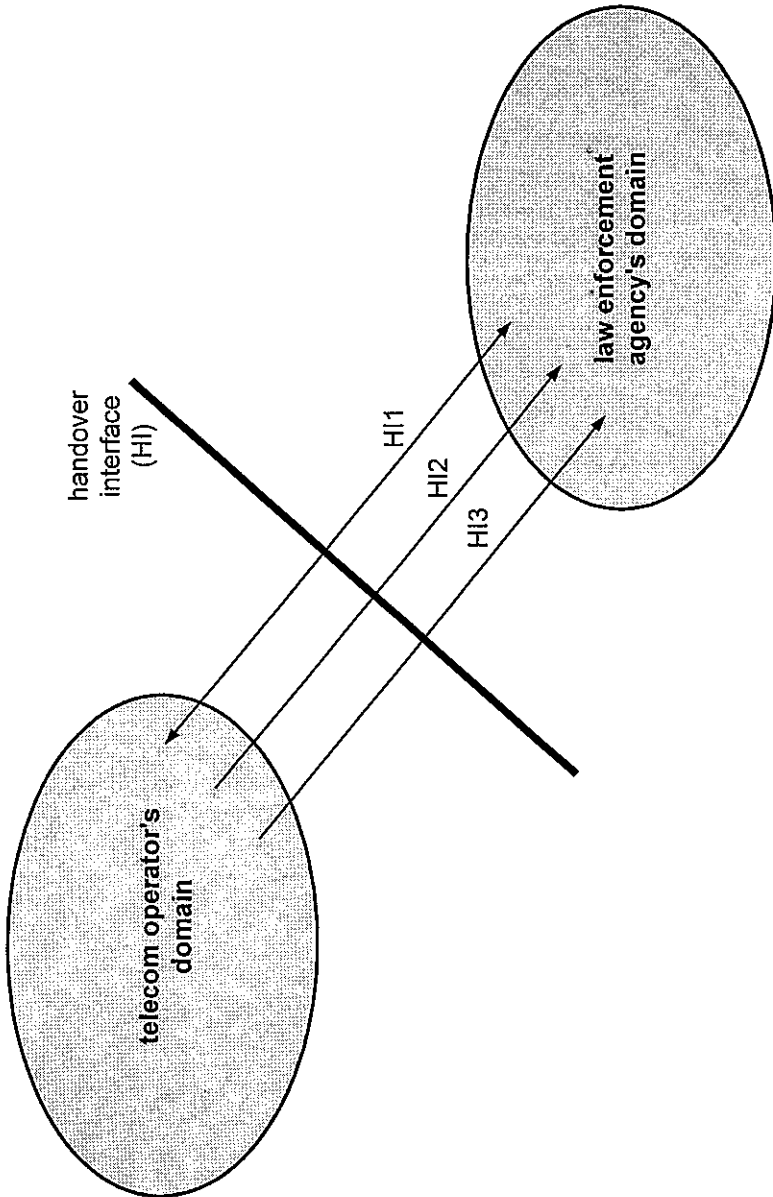


Fig. 3. The structure of the handover interface

HI1 - lawful interception: request of & authentication; HI2 - content of communications;

HI3 - call-related information

tions in telecommunications facilities. Both, under development and already being in operation. To date, in there are no agreed technical standards of interception and handover interfaces, at least in Europe.

Next, they have to test and implement proposed solutions and after that bring them into operation.

All these activities need two things: time and money. Assuming the standards are agreed and the requirements established, manufacturers will need at least 24-30 months of development process to bring the complaint products to market [12].

As to money, the final question is who pays for it – network and service providers or the governments. It is worth to notice, that taxpayers have already paid for keeping agencies which are responsible for fighting crimes.

Considering financial aspects three important issues need solutions:

- agreement on technical standards related to interception interfaces should be achieved,
- the schedule for getting the compliance with agreed standards should be set up,
- the rules of financial support for telecom operators and service providers who are to bear costs of implementation should be defined.

**It should be noted that the Resolution of the Council does not solve any problem concerning financial aspects of lawful interception. It means that appropriate initiatives should be undertaken, both on national and international level. As to international issues, these initiatives should have higher rank than the Resolution of the Council (which is only a Declaration of Intent). Considering national issues, the only regulations existing in Poland have been issued in the sixties and now are completely insufficient with respect to all aspects: legal, political, organizational and**

**technical. Also it should be noted that a draft version of a new Telecommunications Act is not addressing this issue in more different way than before.**

#### **4.2.2. Do all telecom operators and service providers have to implement interception and handover interfaces**

In [7], Clause 4, General Introduction, it is said that : *“...there is a need to lawfully intercept telecommunications traffic and intercept related information in modern telecommunications systems”*.

How to interpret that statement? It could mean that lawful interception is not restricted to the public services entities but include every telecommunications system: private networks, PABX, LANs. How to implement interception interfaces in every product on the market?

The only restriction found is in Clause 6.9 (2) which says:

*“The handover interfaces need to be implemented in those telecommunications networks for which the interception capability is required by national laws”*.

But when specific country does not have any regulation on that issue? The clear line separating telecommunications operators/service provider providing public services from these delivering private services should be determined. The requirement for equipment compliance has to be limited only to first type of operators.

#### **4.2.3. Time constrains**

The obligation of implementing the interception interface within telecommunications facilities has a great impact on operational and organizational aspects of entity's activity. For example, in [7], clause 6.4, item 3) and 4) we can read:

*“When a lawful authorization is presented a network operator/service provider shall co-operate immediately.*

*After a lawful authorization has been issued, provision of the results of interception of a target identity shall proceed on a real-time or near real-time basis.”*

It means for an operator that it have to employ an additional staff (specially trained and grouping people who are able to proceed legitimate demand given by LEA through H1 part of handover interface). This staff has to ensure the immediate reaction and processing of the intercepted information on real-time basis and all around o'clock.

What can be the costs of such activity when all facilities (switches, access points etc.) are to be handled in such way?

#### **4.2.4. Security issues**

The obligation of implementing the interception interface within telecommunications facilities has also a great impact on security issues. A huge part of [7] is in relation to several aspects of system and data security (from clause 6.5 *“Non disclosure”*, through 6.6 *“Information transmission and information protection requirements”*, 6.7 *“Internal security”* to clause 6.8 *“Unchanged state of service etc.”*).

It should be noticed that intercepted information cannot be regarded as confidential [restricted] but classified and therefore is subject to relevant national security regulations.

Among others, it means that information system processing such information should meet special requirements.

Every path of processing such information should be protected. It implies that several strict requirements should be established.

- Legitimate request of lawful interception should be identified and authorized in a secure way.

- According to clause 6. 5.2, all technical information on the manner in which interception measures are implemented should be confidential.
- Databases containing records with interception information need special protection, including physical and logical access control and mechanisms preserving confidentiality, integrity, accountability and reliability.
- Handover interface should be protected physically and logically against unauthorized use.
- Transmission to LEMF should be protected; it includes authentication mechanisms, confidentiality mechanisms (e.g. encryption), physical methods of protecting telecommunications facilities used in transmission.

All these requirements force the operator to implement far more rigorous security system than before. It means that greater costs have to be spent on:

- more sophisticated, trusted information system;
- additional staff which has to be well-trained, trusted, competent and reliable;
- physical and logical security controls;
- implementation of security management system.

It also means that substantial organizational changes and time are needed in order to implement specific security solutions within operator's domain. Up to date only few countries [2] have commonly accepted standards on security management of IT Systems which are essential to implement appropriate security policy. On international level, there exist guidelines developed by standardization organizations [6,9] but they provide users with a high-level, not technical, approach.

## 5. CONCLUSIONS

1. Setting the interception interface within telecom operator's/service provider's telecommunications facilities makes the lawful interception process independent on technology development. Regardless of all technical constrains, lawful enforcement agency always obtains the access to certain data. From governments' standpoint this is a great advantage of the proposed solutions.
2. Lawful interception should be balanced carefully with a need for protection of privacy in communications. Several concerns relating to protection of privacy have been risen in clauses 2.1 and 4.2.4.

**Lawful interception should achieve the same legal level as protection of individuals. High rank initiative of EU undertaken in relation to lawful interception should be parallel to Directive 95/46/EC [4]. Simultaneously, as several issues in lawful interception are subject to national law, appropriate high level act should be created in our country.**

This act should include:

- clear definition of roles and responsibilities in lawful interception process,
  - clear indication which telecom operators/service providers are subject to public lawful interception requirements,
  - the schedule for achieving of equipment compliance,
  - principles of financial support for telecom operators/service providers (refunding the costs of equipment adaptation to lawful interception requirements).
3. There is one important obstacle for enacting the proposed standards: costs. Costs of implementation of the interception standard compliant equipment are difficult to assess. Manufacturers and operators are reluctant to disclose their real investments. However, there are estimations that interception interfaces could raise the

cost of new equipment by 15-20% [1]. German government's report says that building interception interfaces for mobile networks alone will cost 4 billion Marks [8].

The new approach to lawful interception would have a great impact on telecommunications. Interception in modern telecommunications systems is a problem which almost every country will run into. The key factor is in what way equipment modifications will be implemented in telecommunications networks. Also, the big question is: how much does the country have to spend on it. Lack of acceptable principles of refunding of network operators'/ service providers' necessary investments could result in rejecting the solution or substantial delay of implementation. It is a high time to begin wide discussion in Poland on every aspect of lawful interception in telecommunications.

#### REFERENCES

1. Author's private correspondence.
2. BS 7799:1995, Code of practice for information Security Management.
3. Communications Assistance for Law Enforcement Act (CALEA) of 1995, U.S. Code, Title I, s. 101-112.
4. Directive 95/46/EC of the European Parliament and of the Council of 24 October 1995 on the protection of individuals with regard to the processing of personal data and free movement of such data.
5. Draft ES 201 158: Telecommunications security; Lawful interception (L); Requirements for network functions, February 1998.
6. ETR 236: Security Techniques Advisory Group (STAG); A guide to the ETSI security standards policy, December 1996.
7. ETR 331: Security Techniques Advisory Group (STAG); Definition of user requirements for lawful interception of telecommunications; requirements of the law enforcement agencies, December 1996.
8. European Union and FBI launch global surveillance system, A Statewatch Raport, [www.poptel.org.uk/statewatch](http://www.poptel.org.uk/statewatch).
9. ISO/IEC TR 13335-1, -2, -3 Guidelines for the Management of IT Security (GMITS), 1997.

10. J-STD-025, Lawfully Authorized Electronic Surveillance, November 1997.
11. Official Journal of the European Communities (96/C 329/01): Council resolution of 17 January of 1995 on the legal interception of the telecommunications.
12. Reply comments of the Telecommunications Industry Association, before Federal Communications Commission, February 11, 1998.
13. Riggs B., ISPs plan new voice pitch, LANTimes, January 19, 1998.
14. Wire and Electronic Communications Interception and Interception of Oral Communications, U.S. Code, Title 18, 2150 et seq.

Elżbieta Andrukiewicz

## **NOWA KONCEPCJA UPRAWNIONEGO PRZECHWYTYWANIA W TELEKOMUNIKACJI**

### **S t r e s z c z e n i e**

Gwałtowne zmiany zachodzące w sieciach telekomunikacyjnych spowodowały powstanie nowych koncepcji uprawnionego przechwytywania ruchu telekomunikacyjnego. Badania nad nowymi koncepcjami uprawnionego przechwytywania prowadzono w USA oraz krajach Unii Europejskiej. W artykule przedyskutowano wpływ tych koncepcji na prawne, organizacyjne, finansowe i techniczne aspekty telekomunikacji. Opisano interfejsy przechwytywania i przekazywania. Podniesiono potrzebę podjęcia w Polsce szerokiej dyskusji na temat uprawnionego przechwytywania.

Эльжбиета Андрукиевич

## **НОВАЯ КОНЦЕПЦИЯ УПРАВМОЧЕННОГО ПЕРЕХВАТЫВАНИЯ ИНФОРМАЦИИ В ЭЛЕКТРОСВЯЗИ**

### **Р е з ю м е**

Быстрые изменения имеющие место сейчас в сетях электро-  
связи вызвали возникновение новых концепций управомочен-



ного перехватывания трафика. Исследования новых концепций перехватывания трафика проводились в США и странах Европейского Союза. В статье рассматривается влияние этих концепций на юридические, организационные, финансовые и технические аспекты электрической связи. Описываются интерфейсы перехватывания и передачи. Предлагается необходимость проведения в Польше широкой дискуссии по вопросу уполномоченного перехватывания информации.

Elżbieta Andrukiewicz

**UNE NOUVELLE CONCEPTION D'INTERCEPTION  
JURIDIQUEMENT JUSTIFIEE DE TRAFIC  
EN TELECOMMUNICATION**

**R é s u m é**

Les changements rapides dans le domaine de réseaux de télécommunication ont provoqué la formation des nouvelles conceptions de l'interception juridiquement justifiée du trafic de télécommunications. Les études en question ont été menées aux Etats Unis et dans les pays de l'Union Européenne. Dans cet article sont présentés les aspects juridiques d'organisation, financiers et techniques de télécommunications. Les interfaces d'interception et de transfer sont décrits aussi. On a souligné le besoin d'une vaste discussion en Pologne sur l'interception juridiquement justifiée qui doit être déclenchée.

Elżbieta Andrukiewicz

**NEUE KONZEPTION DES BERECHTIGTEN ABHÖREN  
IN TELEKOMMUNIKATION**

**Z u s a m m e n f a s s u n g**

Neue Konzeptionen des berechtigten Abhören in Telekommunikation werden durch rasante Veränderungen in Telekommunikationsnetzen verur-

sacht. Untersuchungen über neue Lösungen des berechtigten Abhören sind in USA und UE-Ländern durchgeführt worden. Im Beitrag wird es auf Einfluß der neuen Konzeptionen auf juristische, organisatorische, finanzielle und technologische Aspekte der Telekommunikation eingegangen. Es werden Schnittstellen für Abhören und Weitreichen beschrieben. Notwendigkeit des ausführlichen Meinungaustausch in Polen wird aufgezeigt.

Mirosław Pietranik

Ryszard Żarko

621.373:621.317.7:53.081.6

## KALIBRACJA GENERATORA POLA ELEKTROMAGNETYCZNEGO

W artykule dokonano krótkiego przeglądu problemów związanych z kalibracją komór TEM stosowanych do generacji jednorodnego pola elektromagnetycznego. Użyteczna objętość generatora pola jest definiowana jako objętość, w której wartość natężenia pola nie wykracza poza zdefiniowany zakres przy zachowaniu równoległości linii składowej elektrycznej pola. Opisano i porównano dwie metody kalibracji generatora pola, z podkreśleniem ich zalet i wad. W pierwszej metodzie stosuje się krótki dipol, a w drugiej specjalną sondę zalecaną przez normę EN 55020.

### 1. WPROWADZENIE

W obecnych czasach, przy ogromnej liczbie różnorodnych urządzeń elektrycznych i elektronicznych, występuje bardzo poważny problem wzajemnego, niepożądanego oddziaływania jednych urządzeń na drugie. Zagadnieniami tymi zajmuje się nowa (rozwijająca się dopiero od kilkunastu lat) dziedzina, zwana kompatybilnością elektromagnetyczną. Dotyczy ona szerokiego kręgu zagadnień związanych z taką konstrukcją i organizacją pracy urządzeń elektronicznych (w szczególności różnorodnych systemów przetwarzania informacji, w tym radiofonii i telewizji), aby mogły one spełniać swoje podstawowe funkcje bez nadmiernych zakłóceń przekazywanych od i do innych urządzeń.

Zagadnienia te zaczęły być bardzo aktualne już w latach siedemdziesiątych [10, 11, 36]. Jednym z istotnych problemów kompaty-

bilności elektromagnetycznej jest odporność urządzeń na zakłócające pola wielkiej częstotliwości. Problemem tym zajmuje się wiele międzynarodowych organizacji technicznych, takich jak IEC, CISPR, CENELEC [12, 15, 16, 27, 32]. Wiele firm oferuje automatyczne stanowiska do badania odporności urządzeń na zakłócające pola elektromagnetyczne. Stanowiska te uwzględniają wymagania zawarte w odpowiednich normach. Przykładem może być oferowane przez firmę Rohde&Schwarz stanowisko do badania odporności odbiorników radiowych i telewizyjnych oraz towarzyszącego im sprzętu [22] na zakłócające napięcia, prądy i pola wielkiej częstotliwości.

Artykuł zawiera podstawowe informacje o kalibracji generatorów pola elektromagnetycznego oraz o zasadach ich stosowania w pomiarach odporności elektromagnetycznej. Zagadnienia te są omawiane na przykładzie generatora pola elektromagnetycznego typu TEM, zbudowanego z wykorzystaniem linii paskowej. Taki generator jest zalecany w normach [12, 16, 29] do badania odporności odbiorników radiowych i telewizyjnych w zakresie częstotliwości do 150 MHz.

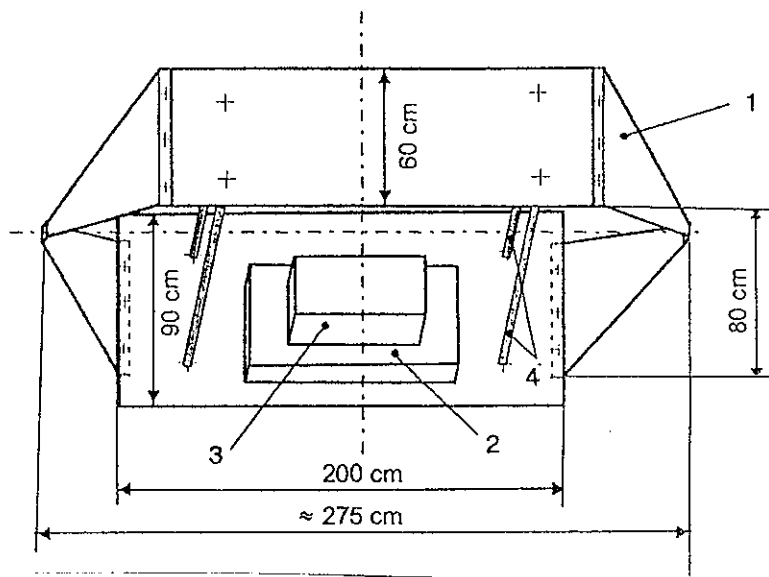
## 2. ZASTOSOWANIE LINII PASKOWYCH DO GENERACJI POLA ELEKTROMAGNETYCZNEGO

Obszerne opisy generatorów pola elektromagnetycznego pojawiły się w latach siedemdziesiątych. Były to artykuły Crawforda [5, 6, 7]. Również obecnie ukazuje się wiele opracowań z nowymi pomysłami budowy takich generatorów [2, 30, 31].

Obszerna jest także literatura omawiająca sposoby projektowania generatorów pola EM, wykorzystujących linie paskowe symetryczne i niesymetryczne [3, 4, 23]. Generatory pola o różnorodnych rozwiązaniach są obecnie produkowane przemysłowo [21, 22].

W normach [12, 16, 29] dotyczących uzyskiwania pola typu TEM (jest to pole o charakterze pola dalekiego) w zakresie częstotliwości do  $150 \div 200$  MHz zaleca się stosowanie otwartych linii paskowych,

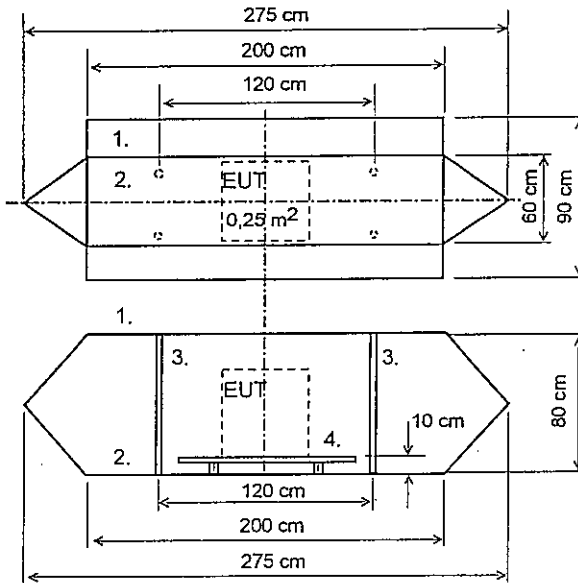
gdyż są one proste w konstrukcji, a jednocześnie zapewniają dość dużą objętość roboczą komory pomiarowej o jednorodnym polu. Normy te dopuszczają alternatywne stosowanie zamkniętej komory TEM [5, 6, 7], która jest w istocie systemem współosiowym o płasko ukształtowanym przewodzie wewnętrznym i prostokątnym przewodzie zewnętrznym. Jest ona jednak, w porównaniu z otwartą linią paskową, droższa, dwukrotnie wyższa i mniej wygodna w stosowaniu.



Rys. 1. Widok ogólny generatora pola zalecanego do badania odporności odbiorników radiowych i telewizyjnych [12, 16, 29]

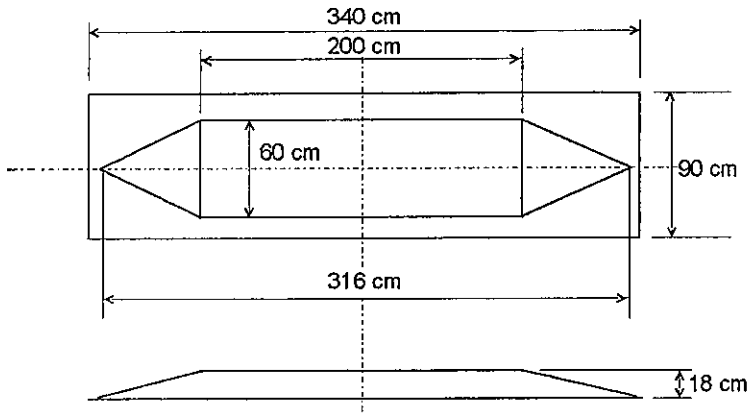
1 - linia paskowa wykonana z płyt metalowych, 2 - izolacyjny stolik pomiarowy,  
3 - badany obiekt, 4 - izolacyjne wsporniki

Na rys. 1 zaprezentowano widok ogólny, zalecanego w normach [12, 16, 29], generatora pola elektromagnetycznego, wykonanego w postaci niesymetrycznej linii paskowej o impedancji falowej 200  $\Omega$ . Jego objętość robocza, w której występuje jednorodne pole elektroma-



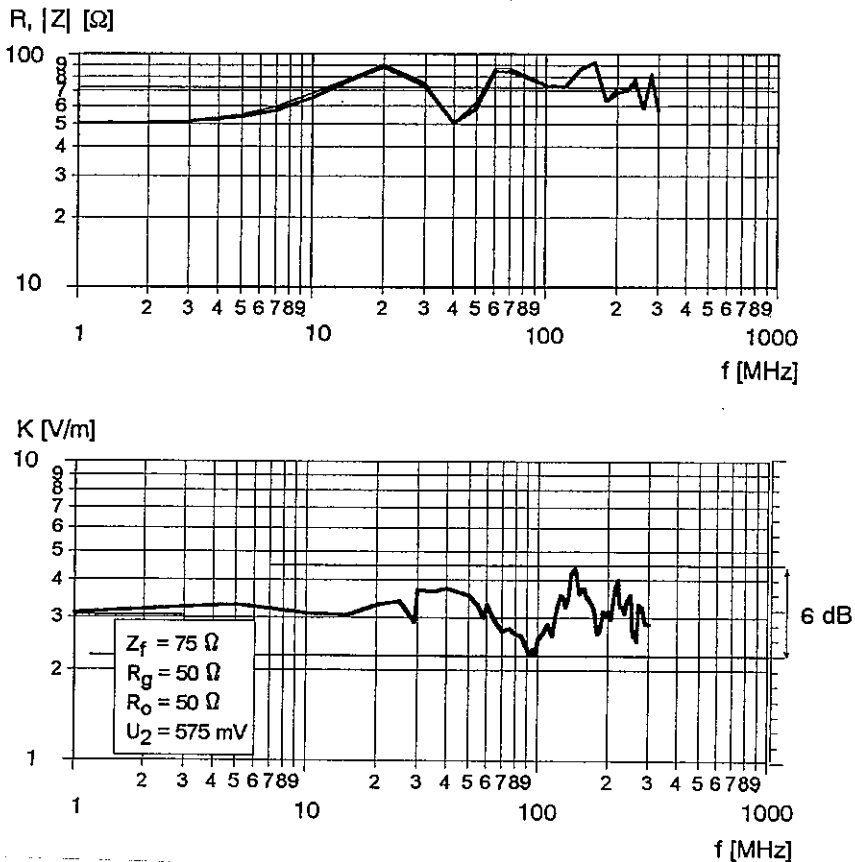
Rys. 2. Podstawowe wymiary generatora pola TEM wg [12, 16, 29]

1, 2, 3 - jak na rys. 1, EUT - obiekt



Rys. 3. Konstrukcja i wymiary generatora pola wykonanego na linii paskowej o impedancji falowej  $75 \Omega$

gnetyczne typu TEM, wynosi około  $100 \text{ cm} \times 40 \text{ cm} \times 80 \text{ cm}$  (szerokość  $\times$  wysokość  $\times$  głębokość). Jest to przestrzeń przeznaczona i wystarczająca do badania większości odbiorników telewizyjnych oraz radiofonicznych i ich urządzeń dodatkowych. Generator taki pracuje poprawnie w zakresie częstotliwości od 150 kHz do 150 MHz. Jego podstawowe wymiary przedstawiono na rys. 2.



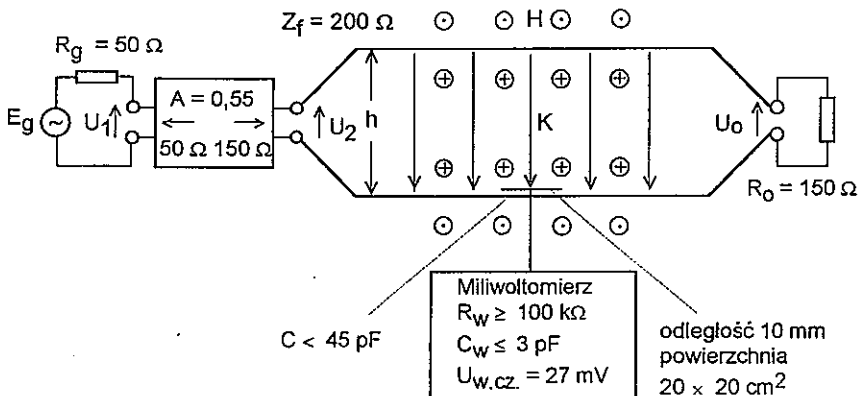
Rys. 4. Impedancja wejściowa i natężenie składowej elektrycznej  $K$  w środku linii dla generatora pola z rys. 3

Na rys. 3 pokazano inne rozwiązanie generatora pola, w którym wykorzystuje się niesymetryczną linią paskową o impedancji falowej  $75 \Omega$  (konstrukcja własna autorów). Zakres jego częstotliwości roboczych sięga  $300 \div 350$  MHz. Przebiegi impedancji wejściowej tego generatora oraz zmian natężenia pola w funkcji częstotliwości zilustrowano na rys. 4. Generator pola o podobnym rozwiązaniu jest zalecany w normie [9] do badania odporności na zakłócające pola elektromagnetyczne osprzętu samochodowego.

## 2.1. Parametry generatora pola elektromagnetycznego

### ● Obszar użytkowy

Przestrzeń roboczą generatora pola elektromagnetycznego określa objętość, w której rozkład linii sił pola elektromagnetycznego jest zgodny ze schematem przedstawionym na rys. 5 z odpowiednią, dopuszczalną nierównomiernością natężenia pola elektromagnetycznego.



Rys. 5. Typowy układ zasilania oraz konfiguracja linii sił pola elektrycznego K i magnetycznego H w roboczej przestrzeni linii paskowej oraz układ do kalibracji natężenia pola

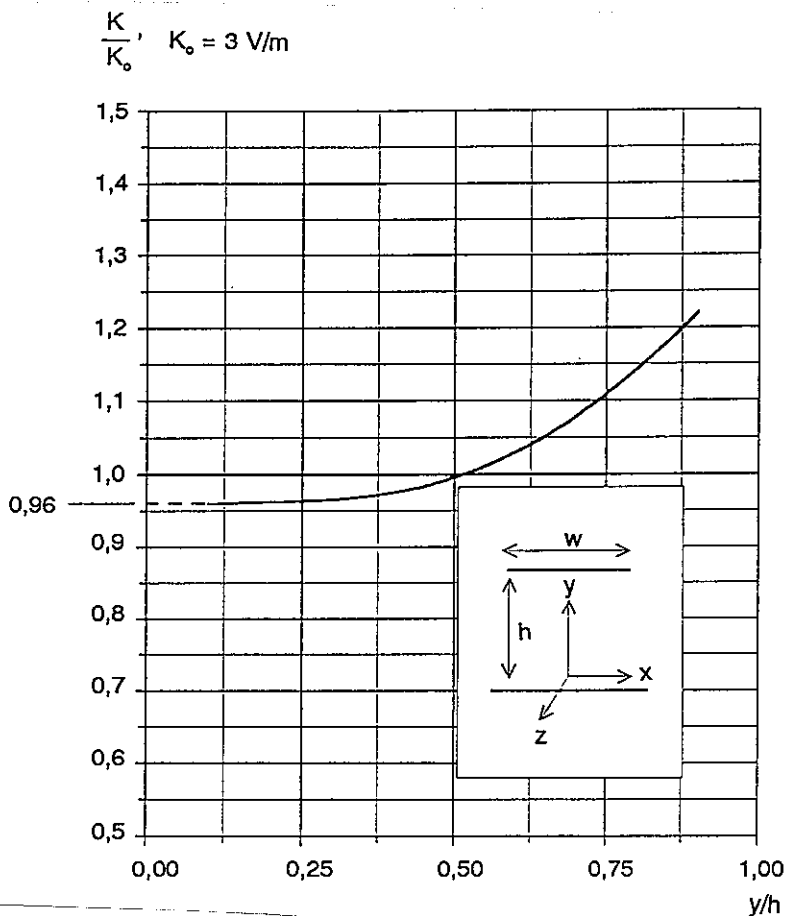


W pustej niesymetrycznej linii paskowej pole zbliżone do pola typu TEM uzyskuje się w ograniczonej objętości i to przy dopasowaniu wejścia i wyjścia tej linii. W takich warunkach składowa elektryczna linii sił pola jest prostopadła do płyt linii paskowej, a składowa magnetyczna jest do nich równoległa. Obie składowe są prostopadłe do kierunku propagacji fali od wejścia do wyjścia linii paskowej [14, 33].

Zagadnienia równomierności pola w pustej linii paskowej są szeroko omawiane w literaturze [14, 24÷26, 33, 37]. W praktyce, ze względu na niesymetrię tej linii, jej niedopasowania, wpływy otoczenia, stosowanie materiałów pochłaniających fale elektromagnetyczne, jest niezbędne eksperymentalne określanie rozkładu linii sił i natężenia pola wewnątrz linii. Zagadnienie kalibracji linii paskowej omówiono w dalszej części artykułu.

Dla linii niesymetrycznych nierównomierność jest względnie duża. Na rys. 6 pokazano wyniki pomiarów nierównomierności pola wewnątrz linii paskowej z rys. 1 (przy obciążeniu  $150 \Omega$ ) wzdłuż jej wysokości  $h$  (w środku symetrii linii paskowej, tj. w jej środku geometrycznym). Przyjmując za odniesienie wartość natężenia pola w środku linii na wysokości  $h/2$ , natężenie pola w pobliżu dolnej płyty spada do 0,96 tej wartości, osiągając w pobliżu górnej płyty około 1,3 wartości odniesienia. Z tego względu kalibrację pola wewnątrz linii paskowej odnosi się do jej środka symetrii względem wszystkich jej osi i dla tego punktu określa się natężenie pola  $K$  w zależności od napięcia na wejściu  $U_1$  lub siły elektromotorycznej generatora sygnału  $E_g$ .

Taki generator pola może być również wykorzystany, przy odpowiednim zasilaniu [14, 33], do uzyskania w jego przestrzeni użytkowej, pola magnetycznego (pola bliskiego w ośrodku o małej impedancji) lub pola elektrycznego (pola bliskiego w ośrodku o dużej impedancji). Pole elektryczne uzyskuje się przy rozwarciu linii na jej końcu. W tym przypadku linia działa jako kondensator, w którym natężenie pola elektrycznego jest równe  $K = U/h$  [V/m], gdzie  $U$  jest napięciem



Rys. 6. Nierównomierność składowej elektrycznej natężenia pola w pustej linii paskowej wzdłuż jej osi pionowej [28]

między płytami linii, a  $h$  odległością między nimi. Jej częstotliwościowy zakres pracy jest wówczas ograniczony: pojemnością linii, pojemnością kabla doprowadzającego sygnał do linii paskowej oraz długością elektryczną linii i kabla  $l_c$  ( $l_c < 0,1\lambda$ ). Pole elektryczne

można również uzyskać zasilając oba końce linii napięciem o tej samej fazie. Wówczas zakres częstotliwości pomiarowych linii paskowej ulega zwiększeniu. Pole magnetyczne uzyskuje się zasilając linię z obu końców napięciem o fazach przeciwnych [14, 33].

### ● Zakres częstotliwości roboczych

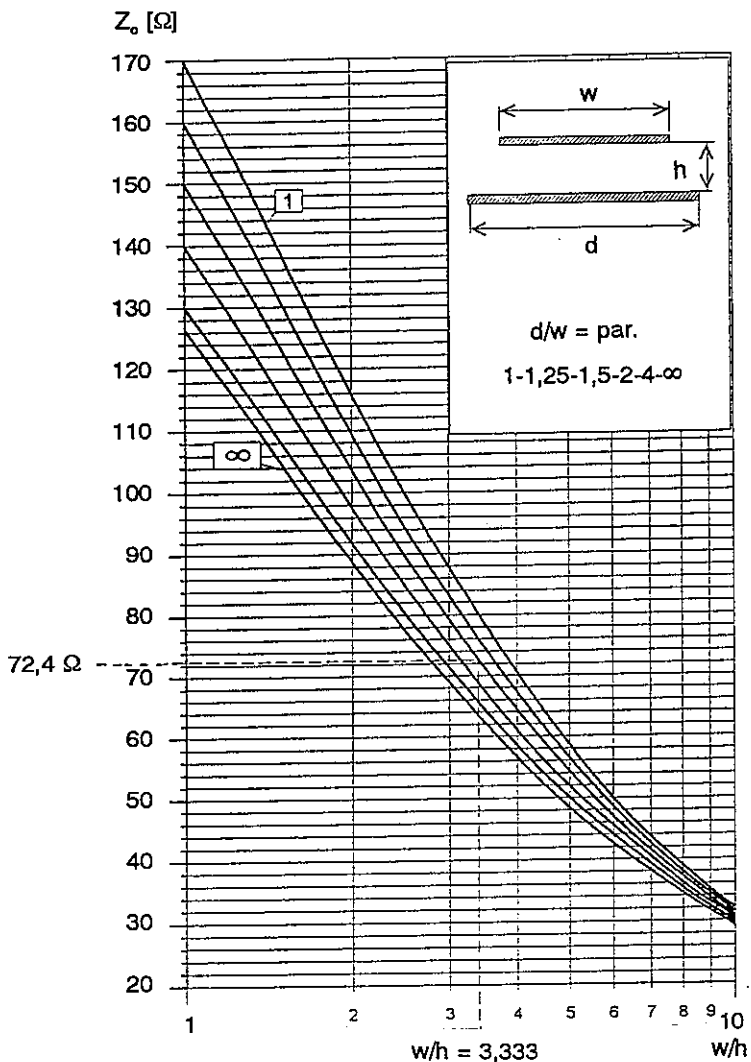
Użyteczny zakres częstotliwości (dla pola dalekiego) jest ograniczony pojawieniem się fali stojącej, określonej wymiarami linii, to jest przy  $\lambda_{kr} = 2h$ , gdzie  $h$  jest odległością płyt tworzących linię paskową. W przypadku omawianej linii paskowej, zalecanej w normach [12, 16, 29], o wysokości  $h = 0,8$  m,  $\lambda_{kr} = 1,6$  m, co odpowiada częstotliwości 187,5 MHz.

Otwarta linia paskowa promieniuje, co dodatkowo wpływa na nierównomierność pola, zwłaszcza przy wyższych częstotliwościach. Zwiększenie częstotliwości pracy linii uzyskuje się przez umieszczanie materiałów pochłaniających energię elektromagnetyczną wewnątrz linii paskowej oraz wzdłuż jej otwartych boków. W ten sposób można uzyskać zwiększenie częstotliwości pracy od 25% do 50%. W przypadku omawianej linii paskowej [12, 16, 29] materiał pochłaniający powinien mieć rezystancję powierzchniową  $200 \Omega/\square$ . W praktyce maksymalna częstotliwość pracy omawianej linii paskowej jest mniejsza od częstotliwości krytycznej i - przy zastosowaniu dodatkowych materiałów tłumiących fale elektromagnetyczne - wynosi 150 MHz.

### ● Impedancja linii paskowej

Impedancja charakterystyczna linii paskowej (impedancja falowa) zależy od jej wymiarów, a głównie od odległości płyt tworzących linię paskową. Obliczaniu impedancji generatorów pola jest poświęcona odpowiednia literatura [3, 4, 23]. W stosunku do linii paskowych stosuje się najczęściej zależności analityczne [23] bądź do ich wstępnej oceny - nomogramy [3, 4, 23, 24]. Przykład takiego nomogramu do

określania impedancji niesymetrycznych linii paskowych [24] pokazano na rys. 7.



Rys. 7. Nomogram do wyznaczenia impedancji niesymetrycznej linii paskowej [24]

Wyniki obliczeń impedancji, w szczególności dla linii paskowych niesymetrycznych (to jest o różnej szerokości płyt: dolnej i górnej) są zwykle przybliżone i powinny być zweryfikowane eksperymentalnie.

Linia taka powinna być dopasowana na wejściu i wyjściu do jej impedancji falowej. Według zaleceń [12, 16, 29] dla pustej linii paskowej, napięciowy współczynnik fali stojącej WFS powinien być mniejszy od 1,2.

Dopasowanie ze zmianą odległości płyt uzyskuje się za pomocą zbieżnych, zwężających się przejść (por. rys. 1).

### ● Natężenie pola elektromagnetycznego

Typowy układ zasilania linii pokazano na rys. 5. Dla pustej linii symetrycznej, nieskończenie rozległej i obustronnie dopasowanej, stosunek natężenia pola elektrycznego w linii  $K$  [V/m] do napięcia między płytami linii paskowej  $U$  [V] wynosi:

$$K/U = 1/h, \quad (1)$$

gdzie:  $h$  = odległość płyt linii paskowej [m].

Podany wzorem (1) współczynnik charakteryzuje możliwości generacji pola elektromagnetycznego przy określonych wymiarach linii paskowej. W praktyce jego wartość jest inna. W literaturze anglojęzycznej do oceny skuteczności generacji pola elektromagnetycznego przez określoną linię paskową wprowadza się, przez analogię do współczynnika antenowego, współczynnik TAF (*Transmitter Antenna Factor*) [33].

$$TAF = K/U_2, \quad (2)$$

gdzie:  $U_2$  - napięcie na wejściu linii paskowej.

Współczynnik ten powinien być wyznaczany w funkcji częstotliwości oddzielnie dla każdej linii paskowej.

Przykładowo dla linii paskowej wg [12, 16, 29], przy  $h = 0,8$  m, maksymalna teoretyczna wartość współczynnika TAF wynosi 1,25.

Uwzględniając transmitancję napięciową układów dopasowujących impedancję generatora sygnałowego zasilającego linię do impedancji linii:

$$A = U_2/U_1, \quad (3)$$

otrzymuje się współczynnik  $TAF_w$  odniesiony do napięcia na wejściu układu dopasowującego (tj. na wyjściu generatora sygnałowego)  $U_1$ :

$$TAF_w = K/U_1 = A/h, \quad (4)$$

gdzie:  $A$  jest współczynnikiem określającym straty w kablu i układzie dopasującym.

W warunkach dopasowania impedancji wewnętrznej generatora sygnałowego zasilającego linię do impedancji wejściowej układu dopasowującego ( $E_g = 2U_1$ ), stosunek natężenia pola elektrycznego w linii  $K$  [V/m] do wartości siły elektromotorycznej generatora zasilającego linię  $E_g$  [V] będzie równy:

$$K/E_g = (TAF_w)/2. \quad (5)$$

Dla omawianej linii paskowej [12, 16, 29], przy dopasowaniu rezystancyjnym impedancji generatora  $R_g = 50 \Omega$  do impedancji falowej linii  $Z_o = 200 \Omega$  (w rzeczywistym układzie pomiarowym, po uwzględnieniu obecności badanych obiektów umieszczanych wewnątrz linii paskowej, rezystancja linii paskowej jest równa ok.  $150 \Omega$ ), współczynnik transmitancji napięciowej  $A = 0,535$  V/V, a

$$K/E_g = 0,335, \quad (6)$$

co po zastosowaniu generatora sygnałowego o impedancji  $R_g = 50 \Omega$  i sile elektromotorycznej  $E_g = 10$  V może zapewnić w środku linii paskowej maksymalne natężenie pola składowej elektrycznej  $K = 3,35$  V/m. W praktyce, w przypadku niesymetrycznej linii paskowej, pole w jej środku będzie nieco mniejsze.

Natężenie pola elektrycznego w linii jest wprost proporcjonalne do napięcia między płytami linii i odwrotnie proporcjonalne do odległości

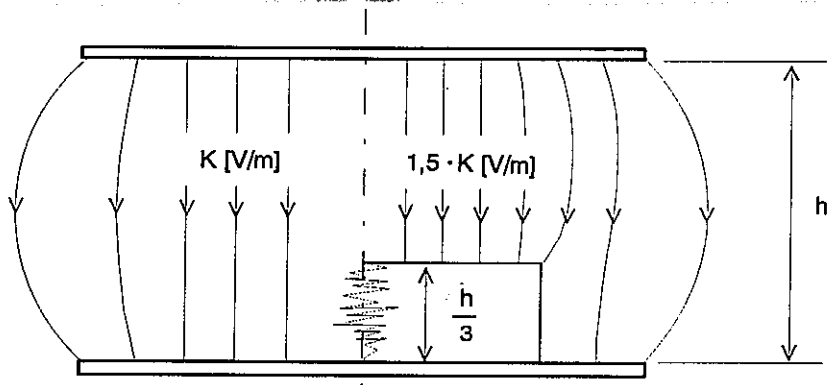
między nimi. To proste stwierdzenie uzmysławia nam, że określanie natężenia pola w linii można uzyskać przez bezpośredni pomiar napięcia między jej płytami, np. mierząc napięcie na obciążeniu linii lub odnosząc to napięcie do siły elektromotorycznej źródła zasilającego. Takie podejście zastosowano w [12, 29], co będzie wyjaśnione dalej. Niestety sposób ten jest dokładny w zakresie stosunkowo małych częstotliwości, tam gdzie nie ma jeszcze odbić fali elektromagnetycznej i sposób pomiaru napięcia na wyjściu linii paskowej nie wpływa na jej obciążenie [35]. Dla większych częstotliwości jest niezbędny więc bezpośredni pomiar natężenia pola w linii paskowej.

## 2.2. Czynniki wpływające na rozkład natężenia pola w otwartej linii paskowej

Ze względu na niesymetrię linii paskowej, tolerancję jej wykonania mechanicznego, odbicia od zewnętrznych obiektów (powodowane otwartą konstrukcją linii), niedopasowania itd., natężenie pola w linii będzie w rzeczywistości mniejsze od podanych poprzednio wartości i, ogólnie rzecz biorąc, zależne od częstotliwości. Również przy wykonywaniu badań linia nie jest pusta, znajdują się w niej zarówno badany obiekt, jak i urządzenia pomocnicze, przewody, filtry itp. Wpływają one na rozkład pola w linii, na jej impedancję wejściową i wyjściową [18÷20, 26, 28, 33, 35, 37]. Umieszczenie w linii urządzenia badanego powoduje powstanie fal stojących w kierunku wzdłużnym. Jeżeli wysokość obiektu metalowego (licząc od podstawy linii) jest  $1/3$  wysokości  $h$ , pole nad nim wzrośnie około 1,5-krotnie (3,5 dB) - por. rys. 8.

Przy wzroście wysokości badanego obiektu, określenie dokładnej wartości natężenia pola nie jest proste, ponieważ jego obecność prowadzi do zmian impedancji falowej linii paskowej w funkcji częstotliwości. Zmiana tej impedancji zależy również od powierzchni górnej badanego obiektu, szczególnie gdy zawierają one części

metalowe o dużych wymiarach pionowych. W normie [29] dopuszcza się badanie obiektów o maksymalnej wysokości do  $2h/3 \approx 53$  cm, tj. o wysokości równej 0,66 odległości między płytami linii.



Rys. 8. Wpływ umieszczenia metalowego obiektu na rozkład natężenia pola wewnątrz linii paskowej [33]

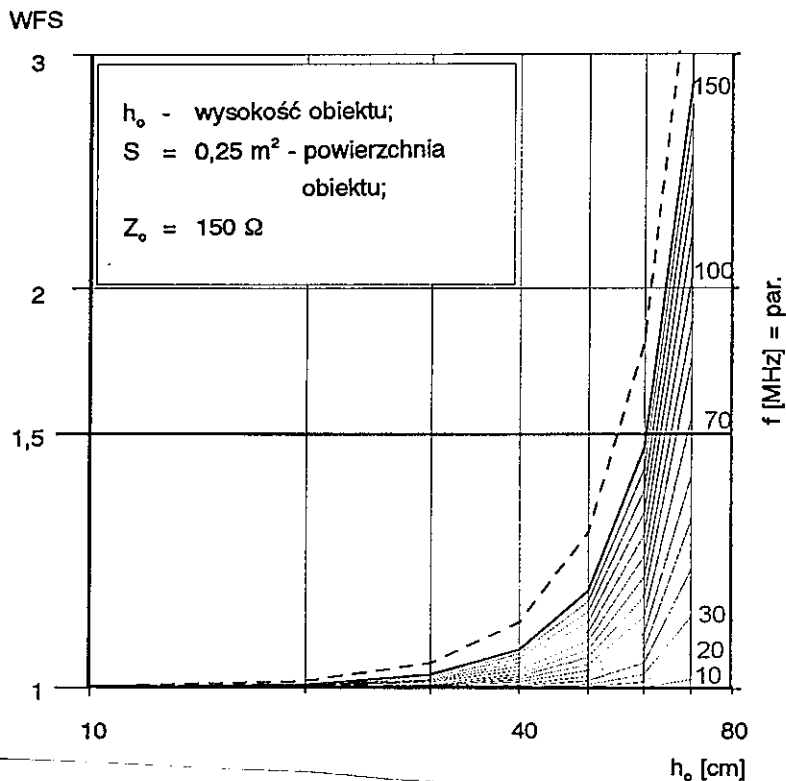
Na rys. 9 pokazano wpływ wysokości badanego metalowego obiektu  $h_0$  na współczynnik WFS na wejściu linii. Obecność badanego obiektu prowadzi do zmniejszenia impedancji linii paskowej.

Zostało to potwierdzone w praktyce. Zastosowanie obciążenia  $150 \Omega$  zamiast  $200 \Omega$  zapewnia lepszą równomierność natężenia pola w funkcji częstotliwości (rys. 10).

Dla takiego obciążenia współczynnik transmitancji napięciowej rezystancyjnego układu dopasowującego wynosi  $A = U_1/U_2 = 0,55$ , co w rezultacie zapewnia stosunek  $K/E_g = 0,34375$ . Na rys. 11 przedstawiono przebiegi zmian natężenia pola w zależności od wartości siły elektromotorycznej generatora sygnałowego  $E_g$  i dopasowania impedancji generatora  $R_g = 50 \Omega$  za pomocą układu rezystancyjnego i transformatorowego, przy założeniu że impedancja obciążenia linii paskowej wynosi  $150 \Omega$ . Liniami przerywanymi zaznaczono zmiany natężenia pola dla układu symetrycznej linii paskowej nieskończenie



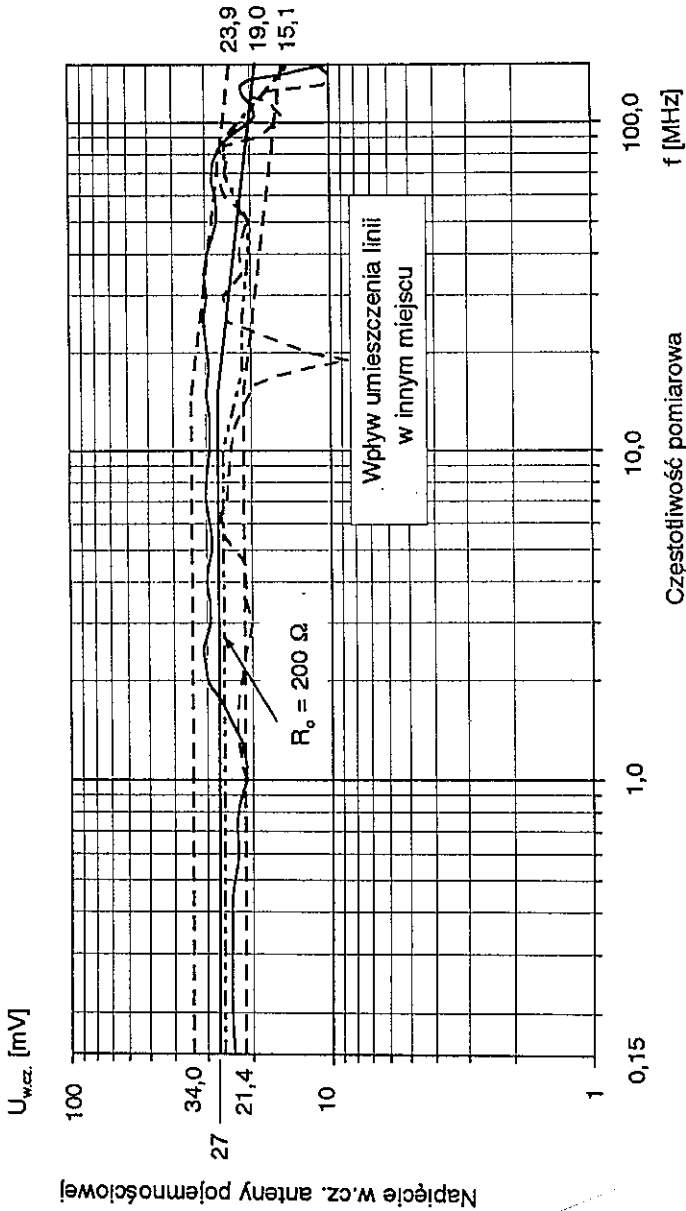
rozległej, a liniami ciągłymi dla układu omawianej niesymetrycznej linii o takiej samej wysokości [12, 16, 29].



Rys. 9. Wpływ wysokości  $h_0$  badanego metalowego obiektu na współczynnik fali stojącej na wejściu linii

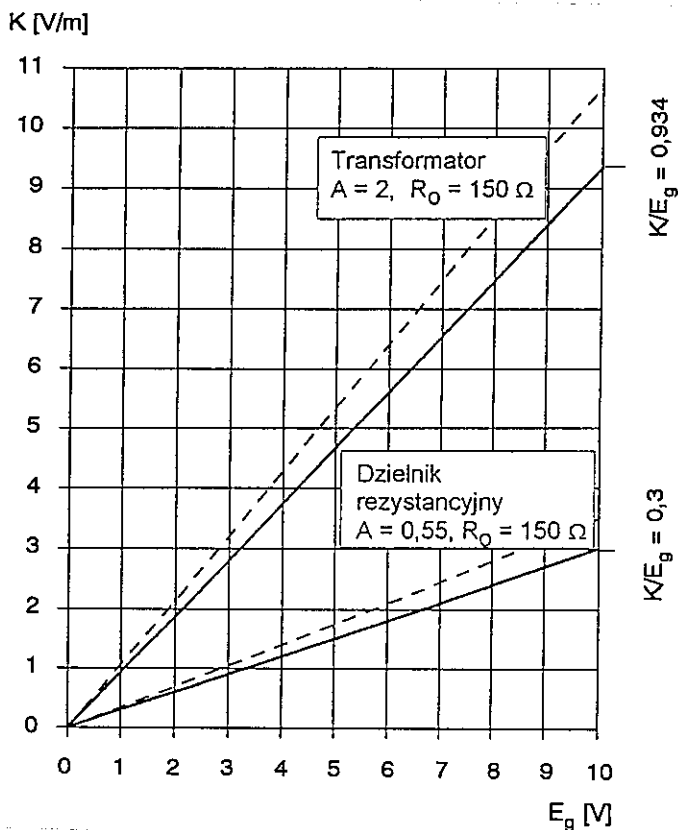
linią przerywaną zaznaczono przebieg VSWR dla  $Z_0 = 200 \Omega$  oraz  $f = 150 \text{ MHz}$

W zakresie małych częstotliwości pracy linii paskowej [12, 29], przy rezystancyjnym układzie połączenia z generatorem sygnałowym o sieci elektromagnetycznej  $E_g = 10 \text{ V}$ , w środku linii paskowej uzyskuje się natężenie pola  $3 \text{ V/m}$ . Zastosowanie transformatorowego



Rys. 10. Równomierność natężenia pola w linii paskowej w funkcji częstotliwości dla obciążenia rezystancyjnego 150  $\Omega$  (linia ciągła) i 200  $\Omega$  (linie przerywane)

układu zasilania umożliwiła uzyskiwanie natężenia pola rzędu 9 V/m [28, 37] - por. rys. 11.



Rys. 11. Zależność natężenia pola od wartości siły elektromotorycznej generatora sygnałowego  $E_g$  połączonego z wejściem linii paskowej za pomocą układu rezystancyjnego i transformatorowego

Warto zauważyć, że moduł natężenia pola elektrycznego i magnetycznego, dla określonych układów dopasowujących oraz określonej linii paskowej, jest funkcją tylko jednej zmiennej, tj. mocy sygnału doprowadzonego do linii.

Z omówionych powyżej względów, kalibracja pola w generatorze pola elektromagnetycznego powinna być wykonywana dla określonego otoczenia stanowiska pomiarowego i określonego sposobu połączenia linii paskowej z generatorem sygnałowym, uwzględniając układ dopasowujący (rezystorowy lub transformatorowy) i kable połączeniowe.

### 3. KALIBRACJA POLA ELEKTROMAGNETYCZNEGO

Kalibracji wartości i rozkładu natężenia pola wewnątrz linii paskowej można dokonać przez pomiar składowej elektrycznej, magnetycznej [17, 34, 35] bądź obu tych składowych pola za pomocą odpowiednich sond pomiarowych. Warunkiem poprawności pomiarów jest mały wpływ używanych elementów pomiarowych na rozkład pola wewnątrz linii paskowej TEM. Jest to czynnik, który pominięty, może prowadzić do istotnych błędów [8]. Szeroki przegląd stosowanych sond pomiarowych zamieszczono w [17].

Najczęściej kalibracji pola dokonuje się przez pomiar składowej elektrycznej za pomocą:

- krótkiej anteny pionowej umieszczonej wewnątrz linii paskowej, u jej podstawy; wadą tego sposobu jest to, że ścisła jednoznaczność między natężeniem pola i wskazaniami sondy występuje tylko w pustej linii paskowej;
- krótkiego dipola pomiarowego (sondy pomiarowej) o wymiarach dużo mniejszych od maksymalnej długości fali występującej w linii ( $l \ll \lambda/4$ ); dipol taki umożliwia także dokonywanie pomiarów natężenia pola i jego rozkładu w obecności badanego obiektu.

#### 3.1. Kalibracja za pomocą sondy z dużą pojemnością końcową

W normach [12, 16, 29] zaleca się wykonywanie kalibracji generatora pola przez pomiar natężenia pola u podstawy linii w środku jej symetrii za pomocą krótkiej anteny pionowej z dużą pojemnością

końcową (rys. 5). Dla takiej anteny uzyskuje się w szerokim zakresie częstotliwości proporcjonalność napięcia mierzonego na jej wyjściu do wartości natężeniu pola. Przy stałym natężeniu pola elektrycznego indukowane w niej napięcie w.cz. jest także stałe w całym zakresie częstotliwości pracy linii, tj. od 0,15 MHz do 150 MHz. Dolna częstotliwość graniczna wskazań takiej sondy (spadek wskazań woltomierza o 3 dB) o wymiarach i parametrach podanych na rys. 5 jest bliska 33 kHz.

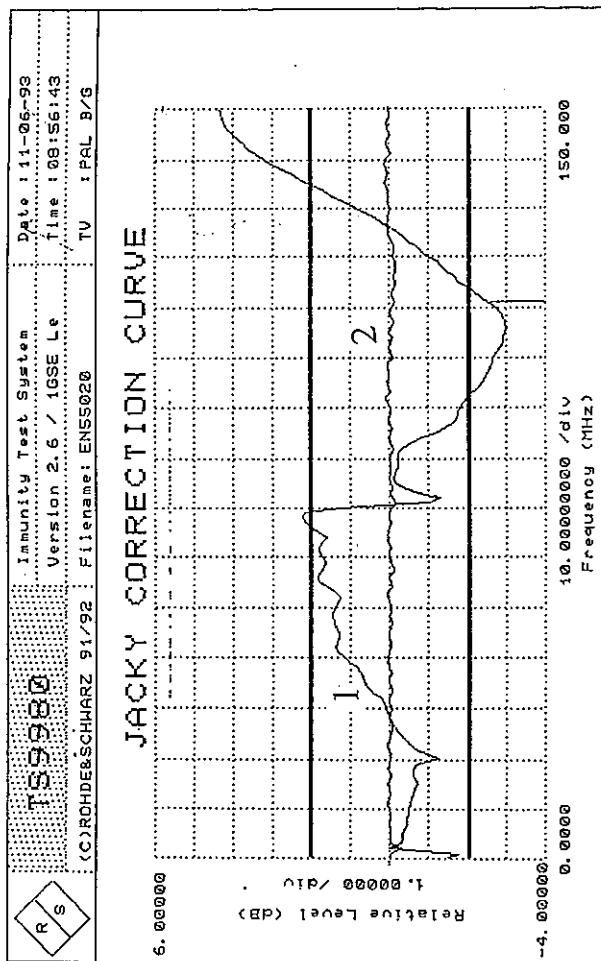
Przy natężeniu pola w środku linii 3 V/m napięcie w.cz. mierzone na wyjściu anteny pojemnościowej wynosi  $U_{so} = 27$  mV. Powyżej 15 MHz napięcie to zmienia się, zgodnie z krzywą wzorcową cechowania linii paskowej i maleje przy częstotliwości 150 MHz do wartości 19 mV (rys. 10), mieszcząc się w polu tolerancji  $\pm 2$  dB [12, 29].

Natężenie pola przy podstawie linii paskowej jest mniejsze niż w jej środku geometrycznym. O tym fakcie należy pamiętać podczas kalibracji linii paskowej. Dokładność cechowania zależy od dokładności wykonania sondy i parametrów układu pomiarowego; między innymi od pojemności wejściowej woltomierza (miliwoltomierz wielkiej częstotliwości powinien mieć w całym zakresie częstotliwości rezystancję wejściową większą od 100 k $\Omega$  i pojemność wejściową mniejszą od 3 pF [12, 29]).

W praktyce, wskutek wspomnianych poprzednio czynników, napięcie mierzone na wyjściu sondy może wykraczać poza przyjęte pole tolerancji. Zmiany natężenia pola można korygować wprowadzając odpowiednią korektę napięcia zasilania linii. W systemie pomiarowym TS 9980<sup>\*)</sup> napięcie to jest korygowane automatycznie do wartości zapewniających stałość natężenia pola w linii paskowej w całym

---

<sup>\*)</sup> TS 9980 - oferowany przez firmę Rohde&Schwarz automatyczny system pomiarowy do badania odporności na zakłócenia odbiorników radiowych i telewizyjnych oraz ich urządzeń dodatkowych wg wymagań norm [12, 16, 29]. System taki znajduje się w Instytucie Łączności we Wrocławiu.



Turn URUG OFF! Make print-out with <CONTROL> F10(monochrome) or F9(color)!

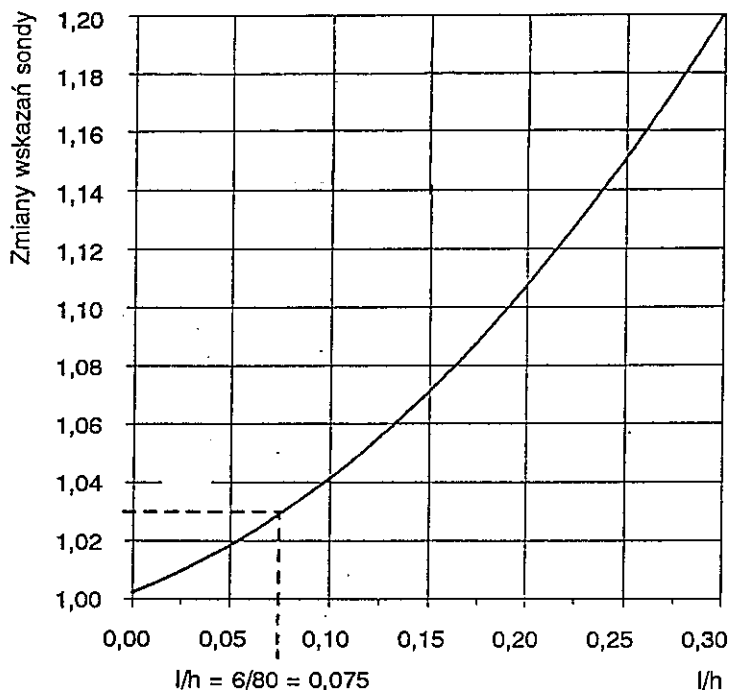
Continue  
F8

Rys. 12. Charakterystyki kalibracji linii paskowej uzyskiwane w systemie pomiarowym TS 9980, przed (1) i po korekcji (2)

zakresie częstotliwości. Przykładowe charakterystyki częstotliwościowe uzyskiwane w procesie kalibracji we wspomnianym systemie pomiarowym przedstawiono na rys. 12.

### 3.2. Kalibracja za pomocą krótkiego dipola

W praktyce pomiarowej często o wiele wygodniejszy i bardziej celowy jest bezpośredni pomiar natężenia pola wewnątrz linii za

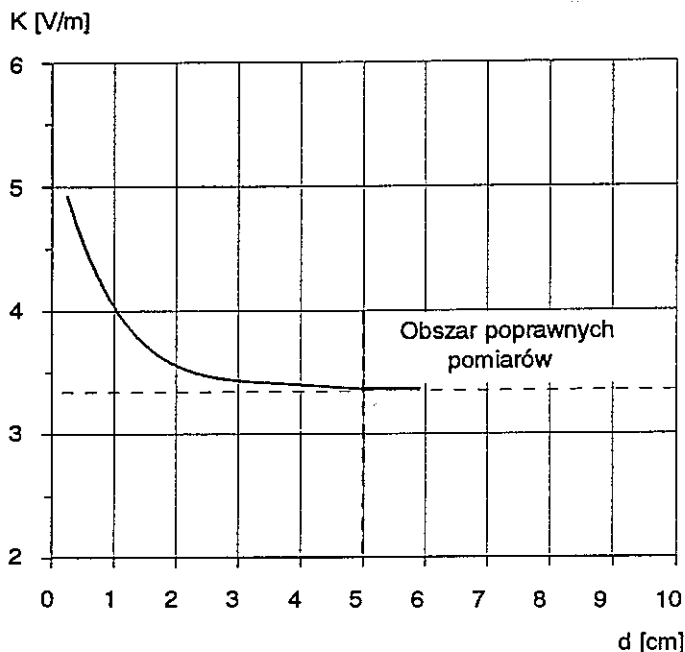


Rys. 13. Wpływ stosunku długości dipola  $l$  do wysokości linii paskowej  $h$  na dokładność pomiarów natężenia pola [20, 35]

linią przerywaną oznaczono stosunek długości stosowanej sondy pomiarowej ( $l = 6$  cm) do wysokości omawianej linii ( $h = 80$  cm)

pomocą krótkiego dipola, czyli sondy do bezpośrednich pomiarów natężenia pola.

Dla omawianej linii paskowej o wysokości  $h = 0,8$  m, maksymalna częstotliwość jej pracy równa się 150 MHz, co odpowiada długości fali 2 m. Poprawność kalibracji natężenia pola w takiej linii paskowej może zapewnić krótki dipol pomiarowy o wymiarach istotnie mniejszych od minimalnej długości fali i wysokości linii  $h$ . Na rys. 13 przedstawiono wpływ długości dipola w stosunku do odległości między płytami linii  $h$  na błąd pomiaru natężenia pola.



Rys. 14. Wpływ efektu antenowego na pomiar wartości natężenia pola

Im mniejsza długość dipola, tym mniejszy jego wpływ na zniekształcenie pola oraz tym większa dokładność mierzonego natężenia



pola. Sonda skonstruowana na podstawie takiego dipola umożliwia bezpośredni pomiar wartości natężenia pola oraz kierunku jego linii sił, zarówno dla pustej linii paskowej, jak i z wstawionym obiektem. Opis zasady pracy i konstrukcji takich sond podano w [1, 13].

Ograniczenia występujące przy pomiarze natężenia pola taką sondą wynikają z tzw. efektu antenowego [35]. Sonda pomiarowa nie może znajdować się zbyt blisko obiektu mierzonego i ścian linii paskowej. Opracowana przez autorów sonda, w której zastosowano dipol o długości 6 cm, zapewniała poprawność pomiarów natężenia pola w odległości większej od 5 cm od mierzonego obiektu lub płyt linii paskowej (rys. 14). Jest to odległość gwarantująca poprawną ocenę natężenia pola w przeważającym obszarze przestrzeni użytkowej generatora pola.

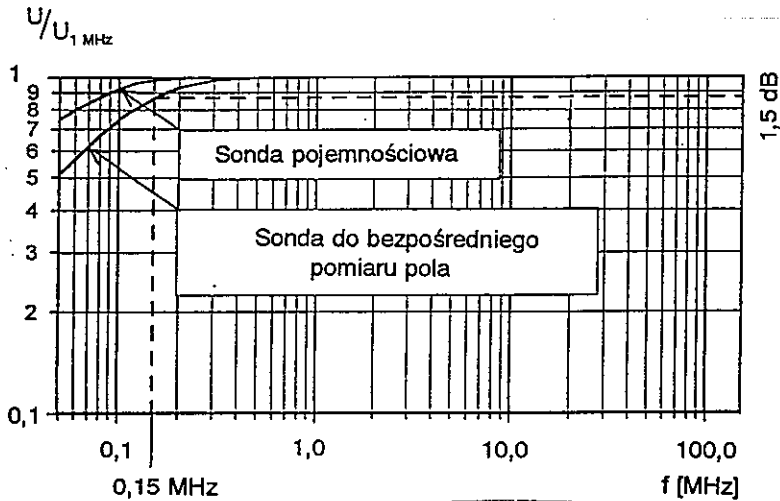
#### 4. PORÓWNANIE METOD KALIBRACJI GENERATORA POLA

Na rys. 15 przedstawiono charakterystyki częstotliwościowe obu omówionych wcześniej sond, które mogą być wykorzystywane do pomiarów natężenia pola w linii paskowej. Obie sondy umożliwiają pomiary pól o natężeniach od 1 V/m do 10 V/m w całym zakresie częstotliwości pracy linii TEM, tj. od 0,15 MHz do 150 MHz.

Rys. 15 umożliwia dokonanie oceny obu sond jako narzędzi pomiarowych. Jak widać, powyżej 0,5 MHz obie sondy zapewniają takie same dokładności pomiarów. Sonda do bezpośrednich pomiarów przy częstotliwości 0,15 MHz daje błąd -2,3 dB w stosunku do pozostałego zakresu. Jej dolna częstotliwość graniczna (spadek wskazań o -3 dB) wynosi około 80 kHz. Powyżej tej częstotliwości aż do częstotliwości znacznie przewyższających górną częstotliwość pracy linii paskowej wskazania jej pozostają niezależne od częstotliwości.

Charakterystykę cechowania omawianej sondy zilustrowano na rys. 16. Jest to zależność między natężeniem pola  $K$  [V/m] (oś odcię-

tych) i wskazaniami  $U$  [mV] współpracującego z nią miliwoltomierza prądu stałego (oś rzędnych). Sonda ta umożliwia również precyzyjne określenie kierunku linii sił pola przez wyznaczenie takiego jej kie-

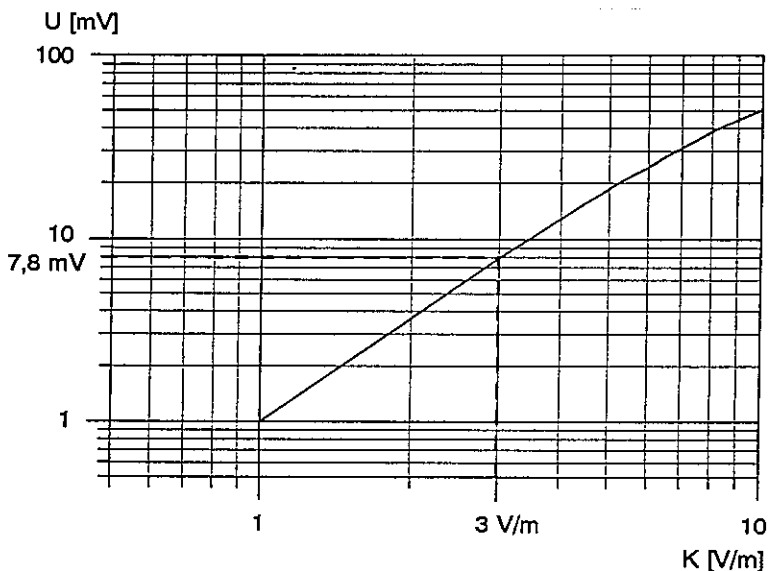


Rys. 15. Charakterystyki częstotliwościowe sondy pojemnościowej oraz sondy do bezpośrednich pomiarów natężenia pola

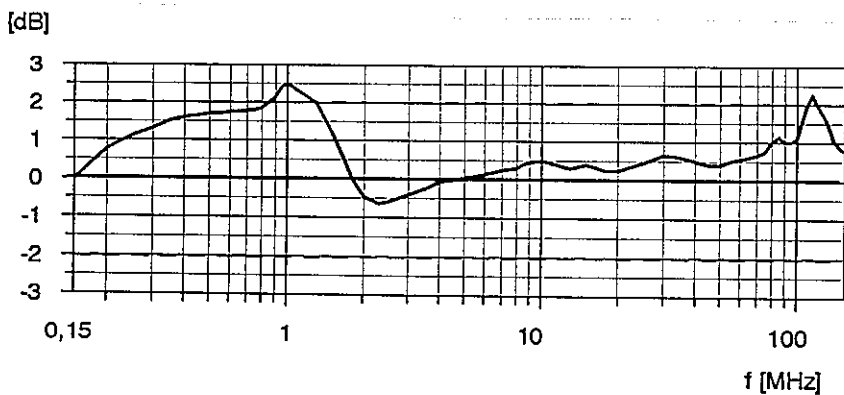
runku, przy którym obserwuje się jej minimalne wskazania. Minimum to jest bardzo ostre, co zapewnia dokładne wyznaczenie kierunków przebiegu linii sił pola.

Na rys. 17 przedstawiono różnice wskazań między sondą pojemnościową i sondą dipolową dla tej samej wartości natężenia pola w środku testowanej przez autorów linii paskowej. Dla innych miejsc ustawienia linii paskowej obserwowane różnice mogą być większe, co wynika z różnego wpływu otoczenia na rozkład pola w zależności od umiejscowienia sondy pojemnościowej będącej przy podstawie linii paskowej i sondy do pomiaru bezpośredniego pola w środku symetrii linii paskowej. Sonda dipolowa do bezpośrednich pomiarów natężenia

poła eliminuje kłopotliwą procedurę stosowania współczynników korekcyjnych, związanych z wymiarami mierzonego obiektu. Dodat-



Rys. 16. Charakterystyka cechowania sondy dipolowej

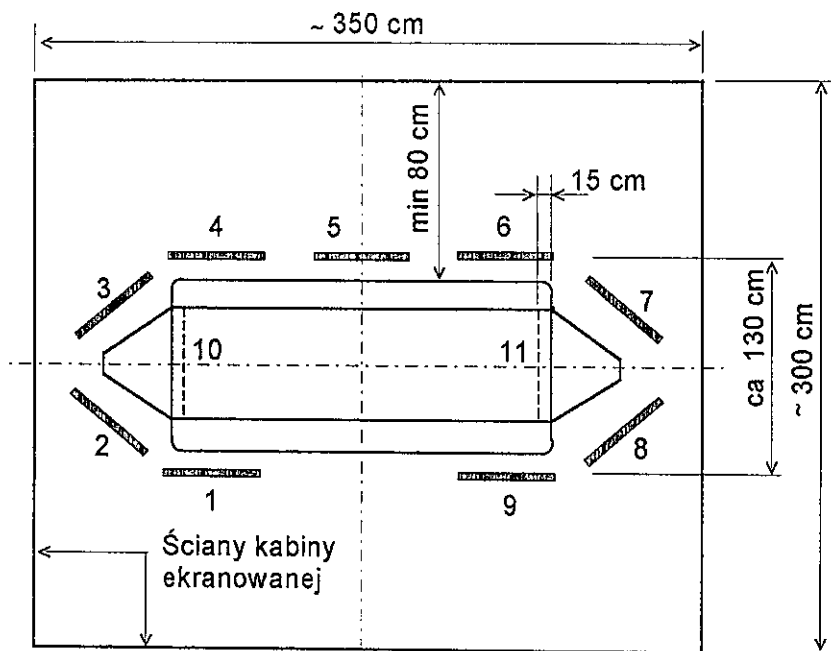


Rys. 17. Różnice wskazań sondy pojemnościowej i sondy dipolowej dla tej samej wartości natężenia pola w środku linii paskowej

kowo umożliwia ona badanie wpływu wymiarów badanego obiektu i rodzaju jego wewnętrznej struktury na rzeczywistą wartość natężenia pola.

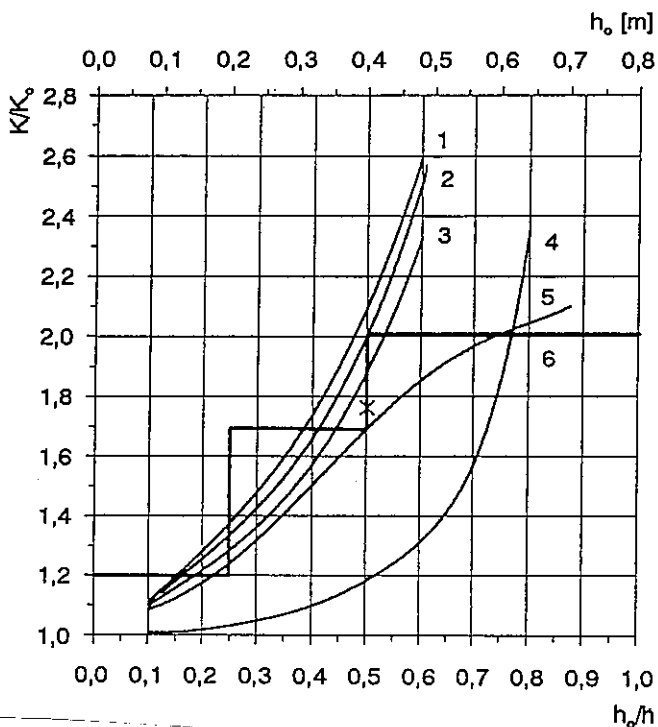
### 5. STANOWISKO POMIAROWE DO POMIARÓW ODPORNOŚCI NA ZAKŁÓCAJĄCE POLA ELEKTROMAGNETYCZNE

Linia paskowa, która jest generatorem równomiernego pola elektromagnetycznego o kontrolowanym natężeniu pola, z zasady powinna być umieszczana w kabine ekranowanej o dostatecznie dużych



Rys. 18. Umieszczenie linii paskowej w kabine ekranowanej [12, 16, 29]  
od 1 do 11 - płyty pochłaniające o wymiarach ok. 0,8 m × 0,4 m

wymiarach. Według norm [12, 16, 29] minimalne wymiary takiej kabiny powinny wynosić: 3 m × 3,5 m przy wysokości ok. 2,5 m (rys. 18).



Rys. 19. Wpływ stosunku wysokości badanego obiektu  $h_0$  do wysokości linii paskowej  $h$  na zmiany natężenia pola  
 krzywe od 1 do 5 - wyniki podawane przez różnych autorów,  
 krzywa 6 - wartość  $K/K_0$  zalecana przez normy [12, 16, 29]

W celu uniknięcia wpływu odbić od ścian kabiny zaleca się osłanianie linii paskowej płytami pochłaniającymi energię elektromagnetyczną. W przypadku braku kabiny ekranowanej dopuszcza się ustawianie linii paskowej w pomieszczeniach otwartych, stosując

w miarę możliwości wspomniane płyty pochłaniające. Przy ich braku odległość skrajnych krawędzi linii paskowej od najbliższych przedmiotów metalowych (włączając w to i przewody sieci energetycznej) powinna być większa od 0,8 m. Na rys. 10 zilustrowano wpływ umieszczenia tej samej linii w różnych miejscach pomieszczenia. Kalibrowanie powinno się więc wykonywać dla konkretnego zestawu urządzeń, tj. poczynając od generatora sygnału, samej linii, dopasowań, kabli łączących i otoczenia. Niekiedy uwzględnia się nawet obecność osób wykonujących pomiary stosując, np. fantomy ludzi. Zachowanie tych warunków zapewnia powtarzalność wyników, nie zawsze jednak zapewnia dokładne określenie natężenia pola nad badanym obiektem. Wskutek umieszczenia w linii badanego obiektu zmieniają się: impedancja na wejściu linii, natężenie i rozkład pola [33]. W literaturze można znaleźć wyniki badań, opisujące zachodzące zmiany pola w przypadkach umieszczania w linii różnych obiektów, uziemionych do podstawy linii lub nie, wpływu przewodów połączeniowych itp. [18÷20, 34]. Zmiany pola zależą od wielu czynników i są znaczne. Na rys. 19 przedstawiono wyniki pomiarów ilustrujące ten problem.

Tablica

Wartości współczynnika przeliczeniowego

Wysokość obudowy badanego obiektu	$K/K_0$	[dB]
20 cm	1,2	1,6
20 ÷ 40 cm	1,7	4,6
40 ÷ 70 cm	2,0	6,0

Oporność badanych obiektów określa się, podając skorygowany poziom siły elektromotorycznej generatora sygnału zasilającego linię, zakładając, że natężenie pola jest proporcjonalne do tego poziomu.

Zmiany natężenia pola w linii, zachodzące w wyniku umieszczenia w niej badanego obiektu o różnych wymiarach, dokonuje się przez wprowadzenie współczynnika przeliczeniowego uwzględniającego jego wysokość. Wartości tego współczynnika, zalecane przez normy [12, 16, 29], zestawiono w tablicy.

Współczynnik ten nie uwzględnia rodzaju i struktury obiektu. Dokładność takiego postępowania jest mała, co zilustrowano na rys. 19. Określenie natężenia pola jest obarczone dużym błędem, szczególnie przy pomiarach różnych obiektów o tych samych wymiarach zewnętrznych.

## 6. ZAKOŃCZENIE

Zagadnienia zastosowania i cechowania generatora pola elektromagnetycznego przedstawiono na przykładzie niesymetrycznej linii paskowej przeznaczonej do badania odbiorników radiowych i telewizyjnych oraz sprzętu towarzyszącego, zgodnie z wymaganiami norm [12, 16, 29]. Jest to generator pola o znanych parametrach, prosty w konstrukcji. W artykule omówiono też czynniki wpływające na dokładność kalibracji takiej linii paskowej, stosowanej do generacji równomiernego pola elektromagnetycznego. Opisano dwa rodzaje sond, które można wykorzystać do kalibracji takiego generatora. Ponadto zwrócono uwagę na zalety sondy zbudowanej z wykorzystaniem krótkiego dipola, a mianowicie: możliwość pomiarów natężenia pola w obecności badanego obiektu oraz możliwość oceny rozkładu pola (kierunku linii sił składowych pola elektrycznego).

## WYKAZ LITERATURY

1. Babij T.M., Trzaska H.: Properties of Wideband Magnetic Field Probes. IEEE 1976 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Washington, July 13-15, 1976, pp. 375-380.

2. Baran J., Frankfurth M.S., Pietranik M.: Dual Polarization Broadband Gigahertz Field Simulator - Practical Application to Immunity. 13<sup>th</sup> Intern. Wrocław Symp. on EMC, June 25-28, 1996, pp. 409-413.
3. Black K.G., Higgins T. J.: Rigorous determination of the parameters of strip transmission lines. IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique, Vol. MTT-3, No. 2, 1955, pp. 93-113.
4. Cohn S.B.: Characteristic Impedance of the Shielded-Strip Transmission Line. IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique, Vol. MTT-2, No. 2, 1954, pp. 52-57.
5. Crawford M.L.: Generation of standard EM fields using TEM transmission cells. IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-16, No. 4, 1974, pp. 189-195.
6. Crawford M.L.: Techniques for measurement of electromagnetic radiation and susceptibility of electronic equipment. IEEE Internat. Symposium on EMC Record, 1975, pp. 38-44.
7. Crawford M.L., Workman J.L.: Using a TEM cell for EMC measurements of electronic equipment. NBS Technical Note 1013, 1981.
8. Czubarow W.: Stanowisko pomiarowe do badań kompatybilności elektromagnetycznej urządzeń telekomunikacyjnych o małych wymiarach. Prace Instytutu Łączności, nr 103, 1994, str. 129-142.
9. DIN 40 839 Teil 4.: Elektromagnetische Vertraglichkeit (EMV) in Strassenfahrzeugen. Eingestrichelte Storgrossen. Oktober 1992.
10. Dvorak T.: Electromagnetic Field Immunity - A New Parameter in Receiver Design. IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-16, No. 3, 1974, pp. 149-154.
11. Dvorak T.: Measurements of Electromagnetic Field Immunity. IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-16, No. 3, 1974, pp. 154-160.
12. EN 55020: Immunity from radio interference of broadcast receivers and associated equipment.
13. Grudziński E., Wadowski W.: Probes for Radiation Hazard Measurements. Prace Naukowe Instytutu Telekomunikacji i Akustyki Politechniki Wrocławskiej, nr 27. Seria: Konferencje 7. Electromagnetic Compatibility, Wrocław, 22-24 września 1976, str. 269-278.
14. Hołownia J.: Generator pola elektromagnetycznego GPE-100. Raport nr 8, Instytut Telekomunikacji i Akustyki Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 1975.



15. IEC 1000-4-3: Radiated radio frequency electromagnetic field immunity test. 1995.
16. International Standard CISPR 20: Limits and methods of measurements of immunity characteristics of sound and television broadcast receivers and associated equipment. Second edition 1990-06.
17. Johnson M.J., Bronaugh E.L.: Small Electromagnetic Field Sensor Systems - An Overview. IEEE 1982 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Silicon Valley, September 8-10, 1982, pp. 140-145.
18. Kanda M.: Electromagnetic-field distortion due to a conducting rectangular cylinder in a transverse electromagnetic cell. IEEE Trans. on EMC, Vol. 24, No. 3, 1982, pp. 294-301.
19. Kashyap S.: Feed cable resonance in a TEM cell. Proceedings of 1985 IEEE Int. Symp on EMC, August 20-22, 1985, Wakefield Massachusetts, 1985, pp. 539-541.
20. Kashyap S.: Field Distortion in a TEM Cell. Proceedings of 1985 EMC, Zurich, 1985, pp. 75-78.
21. Katalogi firmowe: EMCO - USA i MEB - RFN.
22. Lehmann M.: Test System TS 9980 measures electromagnetic immunity of radio and television receivers. News From Rohde&Schwarz 128, No. 1, 1990, pp. 32-33.
23. Meinke H., Gundlach F.W.: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik. Band 4. 4. Auflage, Berlin/Heidelberg/New York/Tokyo, Springer 1986.
24. Meyer G.: A Broadband Measuring Line for the Generation of Homogeneous EM-Fields. Prace Naukowe Instytutu Telekomunikacji i Akustyki Politechniki Wrocławskiej, nr 27. Seria: Konferencje 7. Electromagnetic Compatibility, Wrocław, 22-24 września 1976, str. 285-294.
25. Meyer G.: Application of a Broadband Measuring Line in Field Immunity Testing. Proceedings of the EMC, Montreaux, 1977, pp. 241-246.
26. Meyer G.: The TEM Measuring Line - a Critical Overview. Proceedings of the EMC, Zurich 1981.
27. Muller K.O.: Procedures for Granting Licenses for the Operation of RF Devices, Radio and TV Receivers in Western Germany. Rohde&Schwarz, Munich 1986.
28. Pietranik M., Żarko R.: Kalibracja generatora pola elektromagnetycznego. Raport Instytutu Łączności nr Z21/2.3.12. A. 02/90, Wrocław 1990.

29. PN-92/T-04503: Przemysłowe zakłócenia radioelektryczne. Poziomy i metody pomiarów odporności na zakłócenia odbiorników radiofonicznych i telewizyjnych i ich urządzeń dodatkowych.
30. Podgorski A.S.: Dual Polarization Broadband Gigahertz Field (BGF) Simulator for Emissions and Susceptibility Testing - Principle and Applications. 13<sup>th</sup> Intern. Wrocław Symp. on EMC, June 25-28, 1996, pp. 406-408.
31. Podgorski A.S., Gibson G.: New Broadband Gigahertz Field Simulator. IEEE 1982 International EMC Symposium, August 17-21, Anaheim, CA. 1992, pp. 435-437.
32. pr EN 61000-4-3: Radiated radio frequency electromagnetic field immunity test. 1996.
33. Susceptibility Sources. ITEM 1978, pp. 146-158.
34. Trzaska H.: Wytwarzanie wzorcowych pól elektromagnetycznych. Prace Instytutu Łączności, nr 4, 1974, str. 3-28.
35. Trzaska H.: Wzorzec natężenia pola elektromagnetycznego z wykorzystaniem odcinka linii TEM. Rozprawy Elektrotechniczne, Vol. 24, z. 3, 1978, str. 745-762.
36. White D.R.J.: Electromagnetic Interference and Compatibility. Vol. 1-5, Don White Consultants, Germantown, Maryland 1971-1972.
37. Więcek M., Żarko R.: Generator pola elektromagnetycznego TEM. Raport Politechniki Wrocławskiej nr I28/SPR-026/85, 1985.

Мирослав Петраник  
Рышард Жарко

### КАЛИБРОВКА ГЕНЕРАТОРА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ

#### Резюме

В статье дан краткий очерк проблем связанных с калибровкой камеры типа TEM используемой для генерации электромагнитного поля (ЭМ) в определенном объеме камеры, в котором напряженность ЭМ поля не превосходит заданного предела при сохранении параллельности линии электрической со-

ставляющей ЭМ поля. В этом объеме можна помещать устройства при измерении их невосприимчивости на мешающее ЭМ поле высокой частоты. В статье оговорены два метода калибровки такого генератора. Первый метод основан на использовании короткого диполя, а второй на применении специального зонда согласного с требованиями стандарта EN 55020. Обращено внимание на преимущества и недостатки обоих методов.

Mirosław Pietranik  
Ryszard Żarko

### **CALIBRATION OF THE ELECTROMAGNETIC FIELD GENERATOR**

#### **S u m m a r y**

A short overview and some remarks concerning the problem of the calibration of the TEM cells used to generate the uniform electromagnetic field (EMF) is given. The useful volume of the EMF generator is defined as a volume in which the field strength is in the defined range with the defined parallelism of the electric component of the field lines. Two methods of the EMF generator calibration are described and compared. The first method basis on the use of the short dipole and the second one on the use of the special probe, as it is described in the standard EN 55020. The advantages and drawbacks of the both methods are given.

Mirosław Pietranik  
Ryszard Żarko

### **CALIBRAGE DU GENERATEUR DE CHAMP ELECTROMAGNETIQUE**

#### **R é s u m é**

Un bref revue des problèmes lies avec calibrage de chambres EMF utilisés pour la génération d'un champ électromagnétique homogène. Le

volume efficace d'un générateur de champ est défini comme un volume où la valeur d'intensité ne dépasse pas des limites définies avec une conservation de parallélisme de la ligne composante électrique du champ. Deux méthodes de calibrage du générateur de champ sont décrites et comparés avec soulignement des qualités ainsi que des défauts. Pour la première méthode c'est un court dipôle qui est utilisé et pour la deuxième - la spéciale sonde de teste qui est recommandée en norme EN 55020.

Miroslaw Pietranik  
Ryszard Żarko

## **KALIBRIEREN DES OSZILLATORS VON ELEKTROMAGNETISCHES FELDES**

### **Z u s a m m e n f a s s u n g**

Kürzer Überblick und einige Bemerkungen über Fragen der Kalibration der für Erzeugen des homogenen elektromagnetischen Feldes (EMF) angewendeten TEM-Meßkammer werden gegeben. Nutzvolumen des EMF-Oszillators wird als Volumen definiert, dessen Feldstärke bestimmten Bereich nicht überschreitet und Parallelismus der elektrischen Komponente von Feldlinie bewährt wird. Zwei Kalibrationsverfahren der EMF-Oszillators werden beschrieben und vergleicht. Das erste Verfahren basiert auf kurzem Dipol während im zweiten ein spezieller Testkopf nach Standard EN 55020 angewendet wird. Vor- und Nachteile der beiden Verfahren werden aufgezeigt.

Arnold Kawecki  
Ewa Wanda Maciążek

621.391.812:61.029.64(438)

**MOŻLIWOŚĆ UZYSKANIA REGIONALNYCH  
CHARAKTERYSTYK INTENSYWNOŚCI DESZCZU  
DO PROGNOZ TŁUMIENIA MIKROFAL  
NA OBSZARZE POLSKI**

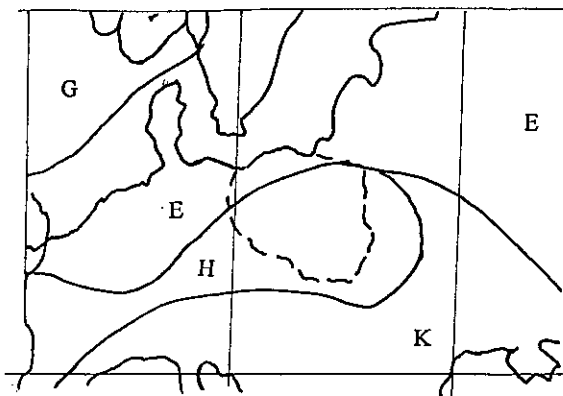
Wieloletnie charakterystyki średniej 1-minutowej intensywności deszczu, niezbędne do projektowania linii radiowych w pasmach mikrofalowych, są określone jedynie dla Polski centralnej. W artykule zaprezentowano możliwość uzyskania regionalnych 1-minutowych charakterystyk deszczu na podstawie 1-godzinowych opadów deszczu, zarejestrowanych w 60 stacjach synoptycznych Instytutu Meteorologii i Gospodarki Wodnej na terytorium Polski. Przedstawiono rozkłady 1-minutowej intensywności deszczu, uzyskane dla Polski południowej i południowo-wschodniej przez wykorzystanie wyników pomiarów 1-godzinowych opadów deszczu, przeprowadzonych w ciągu ok. 30 lat na stacjach synoptycznych w: Bielsku-Białej, Tarnowie, Rzeszowie, Krośnie, Przemyślu, Zamościu, Lublinie i Włodawie.

**1. WSTĘP**

Charakterystyki intensywności deszczu wykorzystywane do prognozowania tłumienia fali w projektowanych liniach radiowych, pracujące w pasmach powyżej 11 GHz, są oparte, według standardów międzynarodowych, na pomiarach 1-minutowej średniej intensywności deszczu. Takie pomiary są wykonywane w wybranych punktach na terytorium wielu krajów. Muszą one jednak być prowadzone w sposób ciągły przez wiele lat, aby uzyskane statystyczne charakterystyki mogły być reprezentatywne [10, 13, 16]. Ze względu

na zróżnicowanie terytorium kraju reprezentatywność jednego punktu może odnosić się do rejonu o średnicy od stu do kilkuset kilometrów. W Polsce stworzono warunki do ciągłych pomiarów charakterystyk deszczu w Miedzeszynie, a także w kilku dodatkowych, pobliskich punktach, położonych wzdłuż doświadczalnej trasy badań propagacji mikrofal długości 15,4 km [13,15,16]. Wyniki tych pomiarów opublikowano, lecz ich znaczenie ogranicza się do regionu Warszawy. Są jednak podstawy, aby przypuszczać, że na południu Polski intensywności deszczów są wyższe, czas ich trwania zaś dłuższy niż w centrum kraju, natomiast na Pomorzu - odwrotnie [9, 19].

Według szacunkowego podziału obszaru świata na strefy radioklimatyczne, dokonanego przez ITU ok. 16 lat temu bez danych pomiarowych z Polski i z wielu innych krajów Europy wschodniej i środkowej, Polska północna leży w strefie E, południowa zaś w strefie H (rys. 1) [3]. Strefom tym odpowiadają odpowiednie modele rozkładów



Rys. 1. Mapa stref radioklimatycznych w Europie według ITU z zaznaczonymi granicami Polski wg [1]

średniej 1-minutowej intensywności deszczu (por. pkt 5). Rozkład intensywności dla regionu Warszawy, oparty na 11-letnich pomiarach w Miedzeszynie, odpowiada dość dokładnie modelowi dla strefy H.

Organizacja ITU zachęcała, aby opracować charakterystyki intensywności deszczu dla różnych regionów, opierając się na wieloletnich pomiarach deszczu, przeprowadzanych przez służbę meteorologiczną na terenie całego kraju [1]. Wiele prac z tego zakresu zostało w Polsce wykonanych w Instytucie Łączności [5, 8, 12, 17, 19]. Do opracowania regionalnych 1-minutowych charakterystyk intensywności deszczu wykorzystano średnie 5-minutowe intensywności, odczytane z zapisów pluwiograficznych, przeprowadzonych w ciągu 10 lat w 12 punktach na terytorium Polski [19]. Uzyskane rozkłady średnich 5-minutowych intensywności należało przetransformować na rozkłady 1-minutowe, zgodne ze standardem międzynarodowym. W tym celu była niezbędna znajomość funkcji konwersji tego rozkładu na rozkład 1-minutowy [1].

Funkcja ta została uzyskana w wysoce oryginalny sposób. Wykorzystano zarejestrowane na dysku systemu MERA-400 1-minutowe próbki intensywności deszczu. Ciągi próbek poddano operacji uśrednienia w przedziałach 5, 10 i 20 minut, a następnie zostały z nich utworzone odpowiednie rozkłady intensywności. Z porównania rozkładu 1-minutowego i uzyskanych za pomocą komputera rozkładów 5-, 10- i 20-minutowych obliczono odpowiednie funkcje konwersji [17].

Na podstawie przetransformowanych rozkładów 1-minutowych, charakteryzujących wspomniane 12 miejscowości, można było ocenić, że na południu kraju deszcze są bardziej intensywne niż wskazuje to mapa radioklimatów ITU i mogą one odpowiadać deszczom w strefie K. Jednak zbyt mała liczba punktów pomiarowych (12) oraz zbyt krótki okres pomiarów (10 lat) nie sprzyjały wyciągnięciu wiarygodnych wniosków. Ograniczenia te wynikają z trudności uzyskiwania średnich 5-minutowych intensywności z zapisów opadu na taśmie papierowej. Jak wiadomo, odczytanie 1-minutowej intensywności bezpośrednio z taśmy, z zadowalającą dokładnością, nie jest możliwe. Radykalnym ułatwieniem jest wykorzystanie średnich 1-godzinowych

opadów deszczu, które w Instytucie Meteorologii i Gospodarki Wodnej (IMGW) są rutynowo odczytywane i zapisywane na specjalnych kartach, a obecnie rejestrowane na dysku komputera. Dane te, zmierzone w ok. 60 stacjach synoptycznych na terenie całego kraju w okresie ponad 30 lat, są przechowywane w archiwum IMGW. Dzięki pracom przeprowadzonym w IŁ zostały ponownie obliczone wartości współczynników konwersji rozkładów, opartych na obliczonych komputerowo próbkach 5-, 10-, 20-, a także 60-minutowych. Wykorzystane w tym celu zostały nowe 1-minutowe próbki intensywności deszczu, zgromadzone w latach 1989-94 na dysku komputera IBM [5]. W związku z tym było możliwe wykorzystanie 1-godzinowych opadów deszczu do oceny regionalnych rozkładów intensywności deszczu na terenie całego kraju.

## 2. PROBLEMATYKA PRZEKSZTAŁCANIA ROZKŁADÓW

Trzeba zauważyć, że suma opadu deszczu w ciągu godziny, czyli średnia intensywność 1-godzinowa, zależy od przebiegu 1-minutowej intensywności w tym przedziale czasu. Pamiętając o typowym przebiegu intensywności deszczu z chmury kumulonimbus (Cb) w punkcie pomiaru, można stwierdzić, że korelacja między tymi intensywnościami jest dość wysoka. W trakcie burzy intensywność deszczu z jednej kolumny opadu narasta od zera do maksimum i spada do zera najczęściej w ciągu 10-20 minut. W przypadku kilku sąsiadujących kolumn, co jest typowe dla silnych burz, występuje kilka maksimumów i minimumów, ale czas trwania burzy jest około godziny [8,12]. Można ocenić, że im wyższe intensywności opadów podczas burzy, tym dłuższe są czasy trwania deszczu i wyższa wartość średniej intensywności w godzinie. Tak więc, relację 1-godzinowej intensywności opadu do 1-minutowej można by wyrazić przez dosyć ścisły związek korelacyjny między tymi wielkościami. Pierwsze próby wykorzystania 1-godzinowych opadów do oceny 1-minutowych



charakterystyk deszczu przeprowadzono w Japonii [2], a ostatnio w Polsce [8,12].

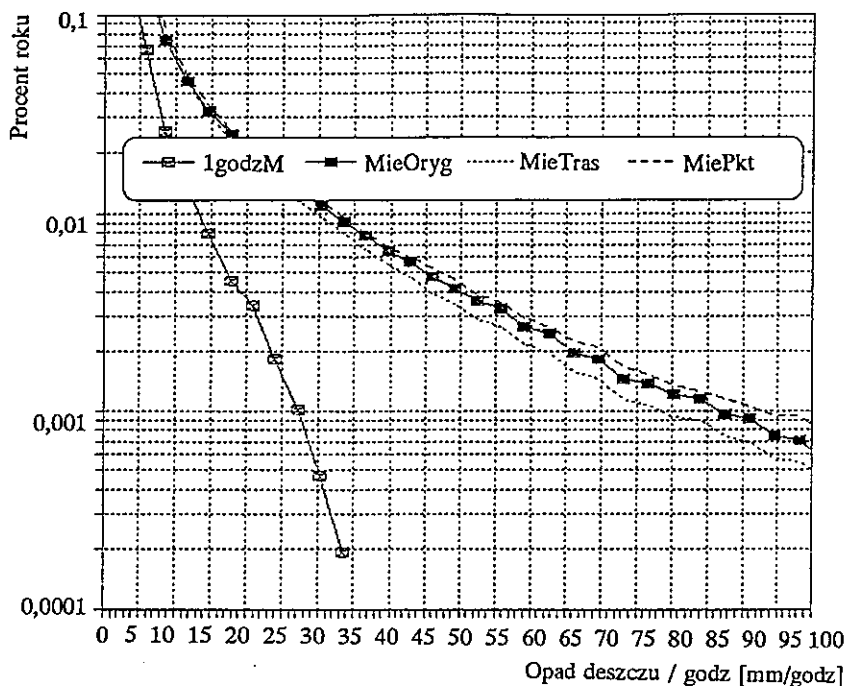
Jednak wykorzystanie 1-godzinowych próbek intensywności deszczu wiąże się ze znacznym, 60-krotnym zubożeniem liczby próbek w roku w porównaniu z liczbą próbek 1-minutowych w tym samym okresie. Pożądane byłoby dysponowanie danymi dotyczącymi kilkuset lat. W praktyce mamy ok. 30-letnie dane w kilku sąsiadujących punktach, umożliwiające zsumowanie tych danych (z 3 do 4 punktów) w jednorodnym klimatycznie regionie. Odpowiadałoby to okresowi (90÷120)-letniemu. Mimo tej operacji, wartości rozkładu 1-godzinowych intensywności dla tych regionów mają niezadowalającą wiarygodność dla najwyższych spotykanych wartości opadów - powyżej 30 mm/godz. Ten poziom odpowiada 1-minutowym intensywnościom w wieloletnim rozkładzie dla Miedzeszyna, przewyższającym próg ok. 90 mm/godz w ciągu 0,001% roku. Natomiast próg dla 0,01% czasu, najczęściej wykorzystywany przy projektowaniu linii mikrofalowych, jest określany z wysoką wiarygodnością. Tak skumulowany rozkład 1-godzinowy, mimo zaznaczonej jego słabości, ma pewną przewagę nad 11-letnim rozkładem 1-minutowym. Otóż okres 11-letni, jakkolwiek zapewnia dużą liczbę próbek 1-minutowych, jest jednak zbyt krótki, aby wystąpiły w nim wydarzenia ekstremalne, które zdarzają się przeciętnie raz na ok. 30÷70 lat [8]. Wpływają one w istotny sposób na rozkład w przedziale wysokich intensywności deszczu. Natomiast rozkłady 1-godzinowe, oparte na danych z wielu dziesiątków lat, zawierają takie wydarzenia, co pod tym względem, podnosi ich wiarygodność.

W publikacji [8] określono rozkłady 1-godzinowej intensywności deszczu dla rejonu Warszawy przez uśrednienie rozkładów 1-godzinowych uzyskanych ze stacji synoptycznej Warszawa-Bielany (z okresu 35,5 lat) i stacji w Łodzi (z okresu 34 lat) oraz dla rejonu południowo-wschodniej Polski - przez uśrednienie rozkładów ze stacji Przemyśl, Rzeszów, Krosno i Tarnów. Rozkład dla rejonu połu-

dniowo-wschodniej Polski wyraźnie przewyższał wartości rozkładu dla rejonu Warszawy, co sugeruje, że również podobna relacja występuje między ich 1-minutowymi rozkładami.

Należy tu powrócić do przebiegów intensywności deszczu zebranych na dysku komputera IBM (lata 1989-94) w postaci ciągów 1-minutowych próbek, zmierzonych w 5 punktach trasy doświadczalnej Miedzeszyn-Piaseczno. Ze względu na odległości między tymi punktami, równe ok. 3 km, można było te punkty traktować jak prawie niezależne źródła danych. Wykorzystując ten zbiór danych jako źródło danych obliczono rozkład 1-minutowy dla Miedzeszyna [rys. 2, rozkład (*MieOryg*)] oraz przeprowadzono operację uśredniania intensywności w przedziale 1 godziny [5,18,20]. Uzyskane zbiory 1-godzinowych próbek umożliwiły obliczenie rozkładu 1-godzinnego dla Miedzeszyna (*IgodzM*). Jak widać z rys. 2, rozkład źródłowy (*MieOryg*), wykorzystany do obliczenia rozkładu 1-godzinnego (*IgodzM*), jest bardzo bliski rozkładowi dla punktu Miedzeszyn (*MiePkt*), opartemu na danych z 11 lat i rozkładowi dla trasy Miedzeszyn-Piaseczno (*MieTras*), opartemu na 11-letnich danych z 5 deszczomierzy rozstawionych na tej trasie. Upoważnia to do traktowania, wywodzącego się z niego 1-godzinnego rozkładu (*IgodzM*) jako rozkładu reprezentatywnego dla rejonu Miedzeszyna, a być może nawet rejonu Warszawy [7,14]. Zwróćmy z kolei uwagę na to, że rozkład 1-godzinowy (*IgodzM*), obliczony na komputerze według specjalnej procedury [5,17], dla procentów czasu  $p > 0,01\%$ , dokładnie pokrywa się z rozkładem empirycznym dla rejonu Warszawy (*RejWar*), uzyskanym na podstawie 1-godzinowych próbek, wziętych z archiwum IMGW (rys. 3).

Ta zaskakująca zgodność obydwu, w istocie empirycznych rozkładów, tj. jednego, opartego na danych zebranych na stacjach IMGW na Bielanych w Warszawie z okresu 35,5 lat i w Łodzi - z okresu 34 lat oraz drugiego, opartego na 1-minutowych danych z 5-letniego okresu, zebranych z 5 oddzielnych deszczomierzy w rejonie Miedze-



Rys. 2. Obliczony rozkład 1-godzinowej intensywności (*1godzM*), źródłowy rozkład 1-minutowy (*MieOryg*), rozkład dla trasy pomiarowej (*MieTras*) i dla punktu Miedzeszyn (*MiePkt*)

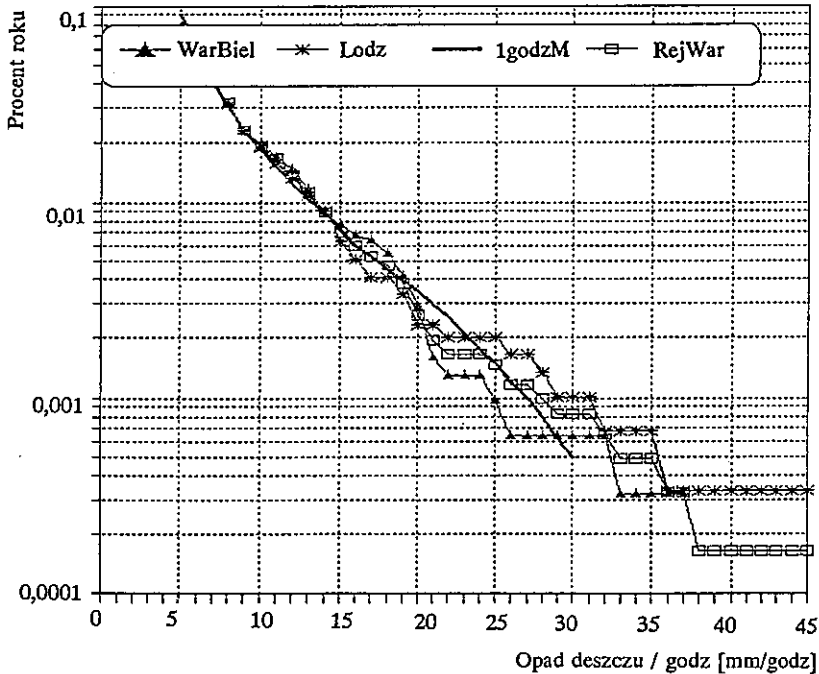
szyna koło Warszawy, wzbudza zaufanie do przetwarzania regionalnego empirycznego rozkładu 1-godzinowych intensywności deszczu na rozkład 1-minutowych intensywności.

Współczynniki konwersji  $\rho_c(p)$ , wyrażone w zależności od procentu czasu  $p$

$$\rho_c(p) = R_1(p)/R_c(p),$$

są równe ilorazowi intensywności deszczu  $R_1(p)$ , przekraczanej przy tym procentie czasu w rozkładzie próbek 1-minutowych i  $R_c(p)$ , w rozkładzie próbek  $\tau$ -minutowych [1]. Umożliwiają one przekształ-

cenie rozkładu średnich  $\tau$ -minutowych intensywności deszczu na rozkład 1-minutowej intensywności.



Rys. 3. Rozkłady 1-godzinowej intensywności deszczu dla Bielan (WarBiel), Łodzi (Łodz) i rozkład średni dla rejonu Warszawy (RejWar) oraz rozkład obliczony dla Miedzeszyna (1godzM)

W tabelicy 1 podano wartości współczynników przetwarzania (konwersji)  $\rho_{\tau = 60 \text{ min}}$  rozkładu 1-godzinowego na rozkład 1-minutowy dla standardowych wartości  $p$ , wymaganych przez ITU.

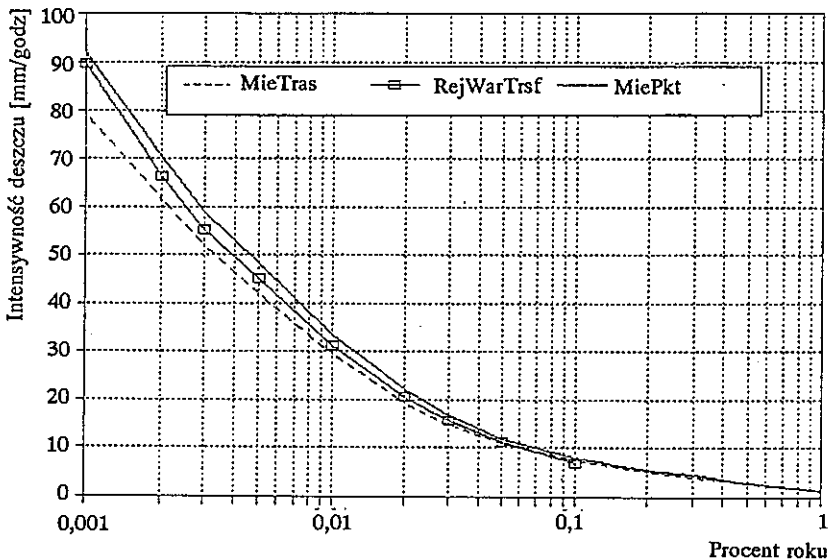
Tabela 1

Współczynniki konwersji rozkładu 1-godzinowego

$p\%$	0,001	0,002	0,003	0,005	0,01	0,02	0,03	0,05	0,1
$q(p)$	3,20	2,88	2,70	2,53	2,3	2,06	1,86	1,65	1,50

Współczynniki konwersji z tabl. 1 posłużyły do transformacji 1-godzinowego rozkładu dla rejonu Warszawy *RejWar* na rozkład 1-minutowy dla rejonu Warszawy, oznaczony symbolem *RejWarTrsf*. Uzupełnienie uśrednionego 1-godzinowego rozkładu *RejWar*, opartego na rozkładach ze stacji Bielany i Łódź o rozkład z Legionowa (dane z okresu 35,5 lat), umocniło zgodność tego rozkładu z rozkładem 1-godzinowym *IgodzM* obliczonym dla Miedzeszyna według specjalnego, już wspomnianego, programu komputerowego [17]. Rozkłady te omówiono w pkt. 3.1.

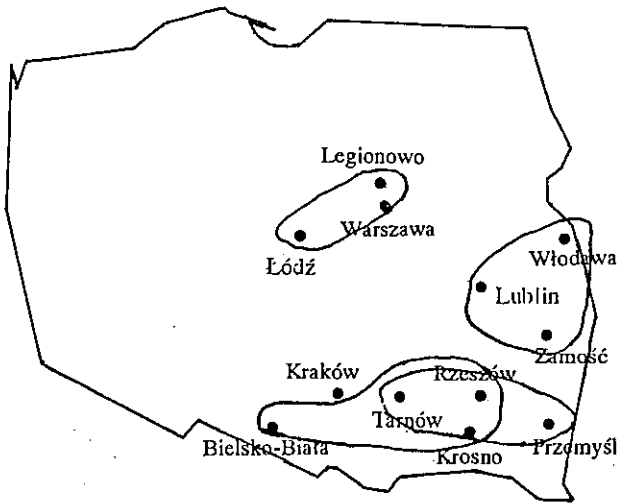
Ten empiryczny rozkład *RejWar*, reprezentujący obszar w promieniu ponad 100 km wokół Warszawy, po przetworzeniu na 1-minutowy rozkład *RejWarTrsf*, przebiega na rys. 4 dokładnie między wieloletnimi rozkładami dla punktu Miedzeszyn (*MiePkt*) i dla trasy doświadczalnej (*MieTras*).



Rys. 4. Przetransformowany rozkład 1-minutowy dla rejonu Warszawy (*RejWarTrsf*) i rozkłady dla Miedzeszyna: punktowy (*MiePkt*) oraz trasowy (*MieTras*)

Niniejszy artykuł ugruntowuje i rozwija poprzednie opracowanie [8], rozszerza bowiem analizowany obszar kraju o dane z dodatkowych stacji oraz podwyższa wiarygodność rozkładu 1-godzinowej intensywności dla rejonu Warszawy przez dołączenie do zbioru danych z Warszawy i Łodzi także danych z Legionowa.

Zbiory danych z obszaru Polski południowej, obejmujące w publikacji [8] stacje w Przemyślu, Krośnie, Rzeszowie i Tarnowie, zostały rozszerzone o dane ze stacji Bielsko-Biała, Zamość, Lublin i Włodawa (rys. 5), przy tym dane ze stacji Przemyśl z lat 1977-94 zostały uzupełnione wynikami pomiarów z lat 1960-76 (brak danych z 1964 r).



Rys. 5. Analizowane obszary

### 3. CHARAKTERYSTYKI DESZCZU W WYBRANYCH REJONACH

Dysponując empirycznymi rozkładami 1-godzinowych opadów w 11 punktach kraju można było wyróżnić 4 obszary, w których

znajdowały się 3 lub 4 stacje. Pierwszy to obszar odniesienia - rejon Warszawy o wymiarach 100 x 150 km, który zawierał stację na Bielanach w Warszawie, stację w Legionowie, znajdującą się 20 km na północ od Bielan i stację w Łodzi - w odległości 120 km na płd. zach. od Warszawy. Obszar drugi - to rejon Lublin-Włodawa-Zamość o wymiarach 100 x 150 km. Z kolei obszar trzeci, to rejon obejmujący Przemyśl, Rzeszów, Krosno i Tarnów o wymiarach 100 x 180 km. Przyjęty do oceny obszar czwarty, częściowo zachodzący na obszar trzeci, ale wysunięty na zachód, o wymiarach 100 x 250 km, obejmuje Rzeszów, Krosno, Tarnów i Bielsko-Białą, położoną na południowy zachód od Krakowa (rys. 5). Dane pomiarowe ze stacji synoptycznej Kraków nie były dostępne. Ograniczenie liczby stacji na obszarze do 4 wiąże się z potrzebą prezentacji charakterystyk z obszaru na jednym rysunku. Większa ich liczba ogranicza przejrzystość tej prezentacji.

Uśrednione rozkłady, charakteryzujące te obszary, opierały się na 1-godzinowych próbkach z okresów pomiarowych różnej długości (tabl. 2).

Rozkłady uśrednione dla tych rejonów obliczono z uwzględnieniem wagi danych z poszczególnych stacji, a więc proporcjonalnie do liczby lat pomiarów.

I tak, procent czasu przekroczenia progu intensywności  $R_i$  w rejonie Warszawy  $P_{rw}(R > R_i)$  obliczono ze wzoru:

$$P_{rw}(R > R_i) = k_1 P_1(R > R_i) + k_2 P_2(R > R_i) + k_3 P_3(R > R_i),$$

gdzie indeksy 1, 2, 3 odnoszą się do stacji Bielan, Legionowo i Łódź, odpowiednie zaś wagi  $k_1$ ,  $k_2$ ,  $k_3$  są równe:

$$k_1 = n_1 / (n_1 + n_2 + n_3), \quad k_2 = n_2 / (n_1 + n_2 + n_3) \quad \text{i} \quad k_3 = n_3 / (n_1 + n_2 + n_3),$$

przy czym  $n$  - to uwzględniona we wzorze liczba lat pomiarów. W podobny sposób zostały obliczone średnie rozkłady, charakteryzujące pozostałe rejon.

Tablica 2

Wykorzystane okresy pomiarów 1-godzinowych opadów deszczu

Nr	Nazwa stacji met.	Lata pomiarów	Liczba lat	Uwagi
1	Warszawa-Bielany	1960-95	35,5	częściowy brak danych z lat 1974-5
2	Legionowo	1959-94	35,5	częściowy brak danych z 1982 r.
3	Łódź	1960-93	33	bez danych z 1977 r.
4	Włodawa	1962-93	32	
5	Lublin	1962-93	32	
6	Zamość	1963-93	31	
7	Przemyśl	1960-94	33	bez danych z lat 1963-4
8	Rzeszów	1977-95	17	bez danych z 1989 r. i 1992 r.
9	Krosno	1977-95	18	bez danych z 1978 r.
10	Tarnów	1976-95	20	
11	Bielsko-Biała	1962-95	33	bez danych z 1963 r.

### 3.1. Rejon Warszawy

Najlepiej rozpoznany z punktu widzenia charakterystyk deszczu jest rejon Warszawy, który można uważać za rejon odniesienia. Dysponujemy tutaj wieloletnim empirycznym rozkładem 1-minutowej intensywności deszczu uzyskanym w Miedzeszynie (*MiePkt*) oraz rozkładem 1-godzinowej intensywności  $I_{godzM}$ , uzyskanym po uśrednieniu tej intensywności w czasie 1 godziny [5,8,12]. Ten komputerowo przetworzony rozkład 1-godzinowy  $I_{godzM}$  stanowi odpowiednik empirycznego rozkładu 1-minutowego i służy jako wzorzec przetwarzania empirycznych rozkładów 1-godzinowych na 1-minutowe. Na tym przetworzeniu oparto współczynniki konwersji  $Q_{\tau=60}(p)$  z tabl. 1.

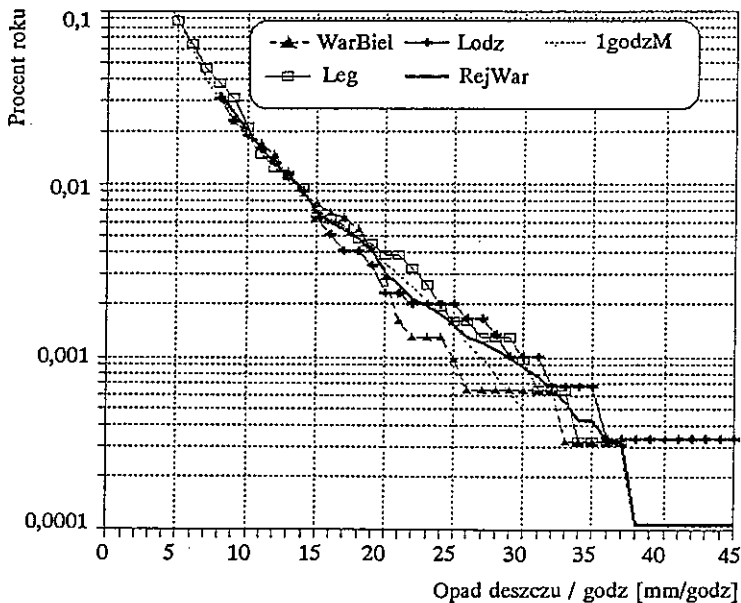
Wartość intensywności  $R_1(p)$  w 1-minutowym rozkładzie analizowanego rejonu kraju można wyznaczyć z iloczynu



$$R_1(p) = Q_{\tau=60}(p) R_{60}(p),$$

biorąc jako podstawę wartości intensywności  $R_{60}(p)$  w empirycznym rozkładzie 1-godzinowym dla tych samych procentów czasu  $p$ .

Warto ponownie podkreślić, że przetworzony rozkład 1-godzinowy dla Miedzeszyna  $1godzM$  jest zgodny z 1-godzinowym rozkładem empirycznym dla rejonu Warszawy  $RejWar$ , a przy tym dokładnie pokrywa się z 1-godzinowymi empirycznymi rozkładami dla Bielany, Legionowa i Łodzi w przedziale dla  $p < 0,007\%$ , co pokazano na rys. 6.



Rys. 6. Rozkłady 1-godzinowe dla Warszawy-Bielany (*WarBiel*), Łodzi (*Lodz*) i Legionowa (*Leg*) oraz rozkład średni dla rejonu Warszawy (*RejWar*) i rozkład obliczony dla Miedzeszyna (*1godzM*)

Próg intensywności  $R_{0,01}$ , odpowiadający procentowi  $p = 0,01\%$  (co odpowiada przekroczeniu tego proggu w ciągu 50 minut w roku),

przekracza w ciągu 30 lat zaledwie 25 próbek, a próg  $R_{0,001}$ , przy  $p = 0,001\%$  - średnio tylko 2,5 próbki. Stąd wyraźne odchylenia rozkładów z poszczególnych stacji od średniego rozkładu dla  $p > 0,01\%$ . Rozkład średni opiera się na ok. 3 razy większej liczbie próbek, stąd jego zdecydowanie większa wiarygodność nawet przy procentach  $p < 0,007$ . Trzeba zaznaczyć, że odległości między stacjami większe od 10 km zapewniają statystyczną niezależność danych pomiarowych, a stosunkowo niewielki obszar nie nasuwa większych wątpliwości co do jego jednorodności. Umożliwia to więc zsumowanie lat pomiarów w stacjach i traktowanie danych pomiarowych jako ciągu próbek zebranych w jednej stacji w okresie 104 lat.

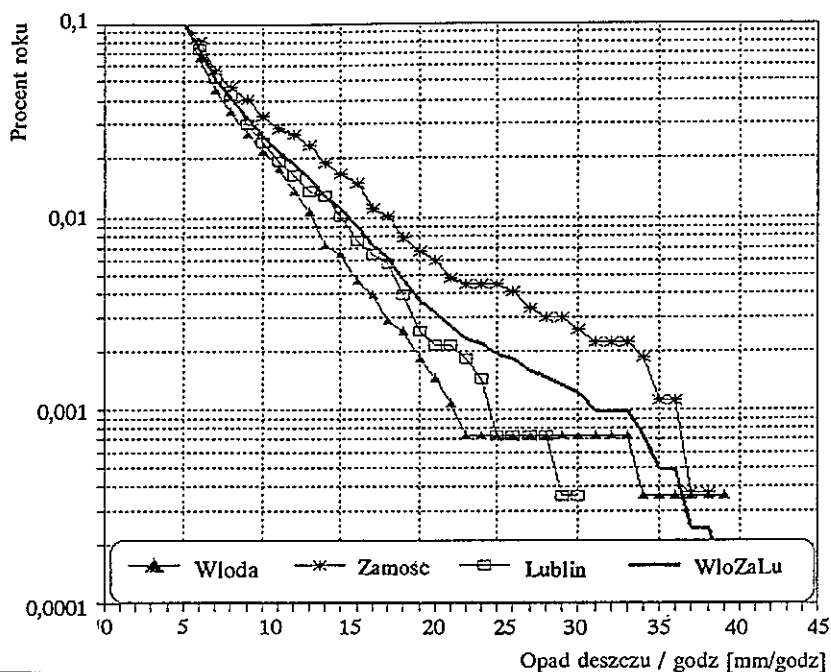
Jak widać z rys. 6, w rejonie Warszawy próg  $R_{0,1} = 5$  mm/godz, próg  $R_{0,01} = 13,5$  mm/godz, a  $R_{0,001} = 28,5$  mm/godz.

### 3.2. Rejon Włodawa - Lublin - Zamość

Ten przygraniczny rejon wschodni charakteryzuje rozkład średni, który opiera się na danych zebranych w trzech stacjach: Włodawie, Zamościu i Lublinie, obejmujących w sumie okres 95 lat. Te rozkłady przedstawiono na rys. 7. Z rozkładu średniego wynika, że wartości progów wynoszą:  $R_{0,1} = 5$  mm/godz,  $R_{0,01} = 15,5$  mm/godz, a  $R_{0,001} = 31$  mm/godz.

Zastanawia duży rozrzut charakterystyk dla  $p < 0,05\%$ . Można przypuszczać, że bliskość pasma wzgórz Roztocza od strony zachodniej, skąd zazwyczaj nadchodzą deszcze oraz konfiguracja terenu wpływają na lokalne zwiększenie częstości występowania burz w Zamościu.

Z charakterystyk widać, że dla  $p > 0,05\%$  rozkłady są zbliżone do rozkładu dla rejonu Warszawy, natomiast dla  $p < 0,05\%$  rozkład dla Zamościa wyraźnie odbiega od pozostałych i mógłby być zaliczony raczej do obszarów południowych. Pożądane jest włączenie do analizy tego obszaru jeszcze jednej stacji.

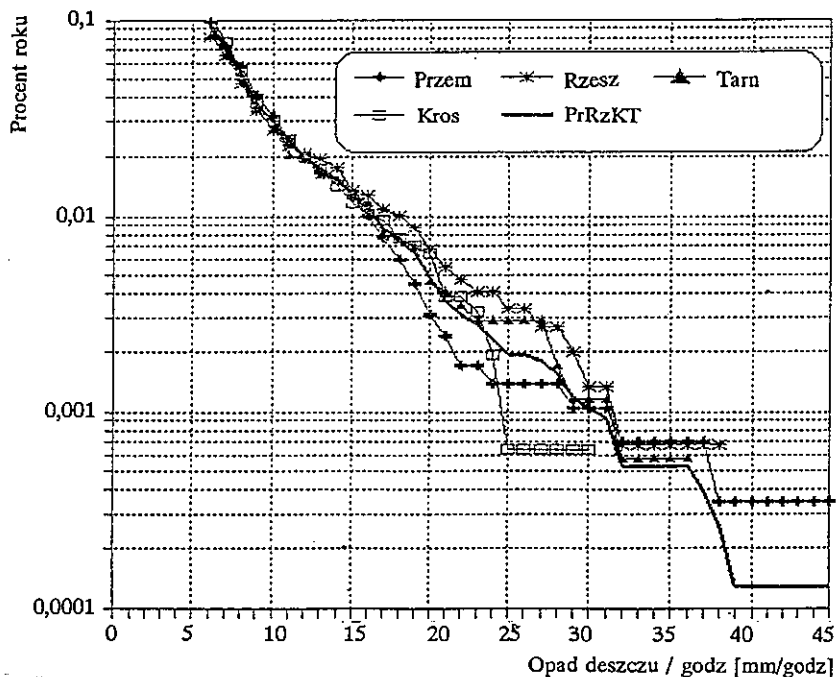


Rys. 7. Rozkłady 1-godzinowe dla Włodawy (*Włoda*), Zamościa (*Zamosc*) i Lublina (*Lublin*) oraz rozkład średni (*WloZaLu*)

### 3.3. Rejon Przemysł - Rzeszów - Krosno - Tarnów

Charakterystykę tego południowo-wschodniego rejonu Polski przedstawia rozkład średni, pokazany na rys. 8 wraz z rozkładami składowymi, uzyskanymi w czterech stacjach tego rejonu: Przemysłu, Rzeszowie, Krośnie i Tarnowie. Sumaryczne dane obejmują okres 88 lat.

Z rozkładu średniego wynika, że wartości progów wynoszą:  $R_{0,1} = 6,1$  mm/godz,  $R_{0,01} = 16,5$  mm/godz, a  $R_{0,001} = 30,5$  mm/godz. Dla  $p > 0,01\%$  wszystkie rozkłady są prawie identyczne i przewyższają rozkłady dla rejonu Warszawy.



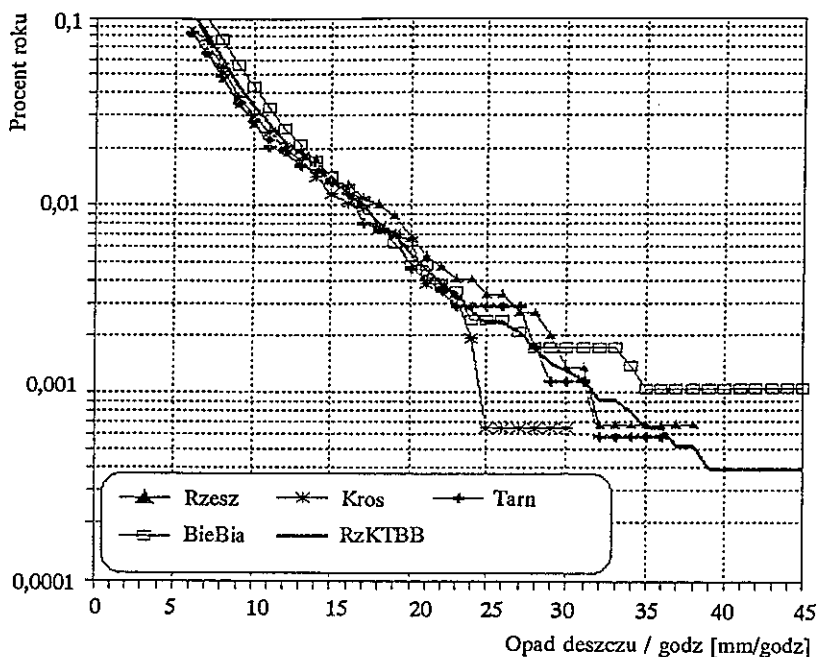
Rys. 8. Rozkłady 1-godzinowe dla Przemyśla (*Przem*), Rzeszowa (*Rzesz*), Krosna (*Kros*), Tarnowa (*Tarn*) oraz rozkład średni (*PrRzKT*)

W Przemyślu wystąpiły opady ekstremalne, jedna godzina z opadem 50 mm i jedna z opadem 36 mm. Krosno okazało się ubogie w intensywne deszcze, mimo bliskości gór. Może to się wiązać z wpływem konfiguracji terenu, która wywołuje tendencję do omijania stacji Krosno przez chmury burzowe.

### 3.4. Rejon Rzeszów - Krosno - Tarnów - Bielsko-Biała

Ten południowy rejon charakteryzuje średni rozkład, uzyskany na podstawie danych z trzech uprzednio wykorzystanych stacji, tj. w Rze-

szowie, Krośnie i Tarnowie, a także z wysuniętej na zachód i położonej blisko gór, stacji Bielsko-Biała (rys. 9). Brak danych z Krakowa w istotny sposób zuboża tę charakterystykę. Sumaryczne dane obejmują okres 88 lat.



Rys. 9. Rozkłady 1-godzinowe dla Rzeszowa (*Rzesz*), Krosna (*Kros*), Tarnowa (*Tarn*) i Bielska-Białej (*BieBia*) oraz rozkład średni (*RzKTBB*)

Z rozkładu średniego wynika, że wartości progów wynoszą:  $R_{0,1} = 6,4$  mm/godz,  $R_{0,01} = 16,8$  mm/godz, a  $R_{0,001} = 31,8$  mm/godz.

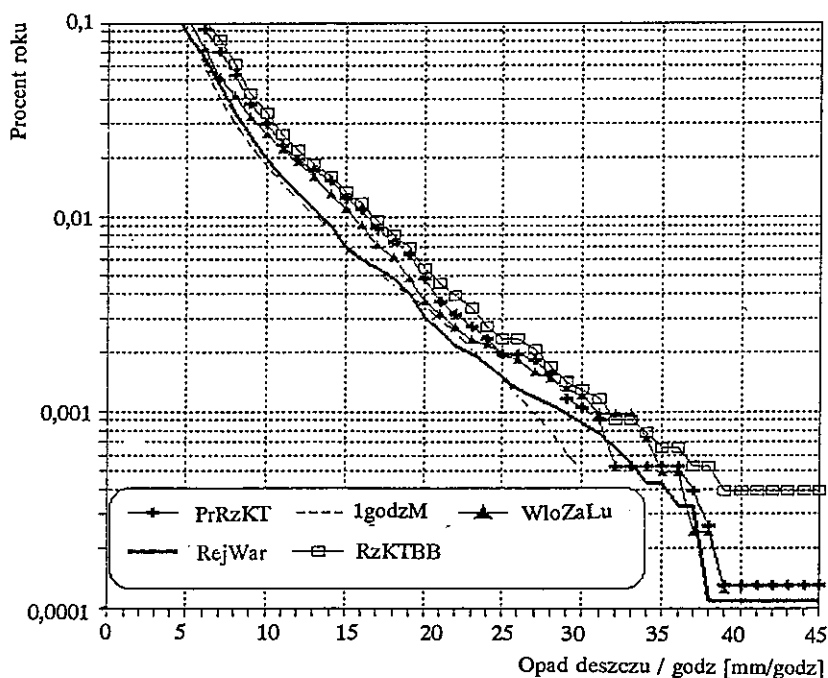
Jak to widać z rys. 9, częstość występowania deszczów o wysokiej i niskiej intensywności nad stacją Bielsko-Biała jest wyraźnie wyższa niż w pozostałych stacjach, co miało swój istotny wpływ na rozkład

średni. Przyczyną takiego zjawiska, a także wystąpienia licznych ekstremalnych deszczów w ciągu 33 lat (58 mm opadu, 54 mm, 47 mm, 34 mm, 33 mm w ciągu godziny) może być bliskość gór i konfiguracja zboczy gór (nagrzanych i zalesionych) naprowadzająca burze na stację. Niezbędne jest sprawdzenie danych ze stacji Kraków i Katowice. Oczywiście, że należy liczyć się z lokalnymi niejednorodnościami.

Dołączenie do tego zestawu danych również próbek z Przemysła z okresu 33 lat powoduje nieznaczne obniżenie w średnim rozkładzie wartości  $R_{0,01}$  i  $R_{0,001}$  do poziomu odpowiednio 16,5 mm/godz i 31,5 mm/godz,  $R_{0,1}$  pozostaje zaś praktycznie bez zmian. Tak więc te wartości charakteryzowałyby południowy pas obszaru Polski od Przemysła do Bielska-Białej.

#### 4. OCENA CHARAKTERYSTYK WYBRANYCH REJONÓW

Średnie rozkłady, charakteryzujące wybrane rejony, przedstawiono na rys. 10. Rozkład rejonu odniesienia - Warszawy (*RejWar*) przebiega najniżej. Rejony Przemysł - Tarnów i Rzeszów - Bielsko-Biała są wyraźnie bogatsze w deszcze. Rozkłady przebiegają wyżej i wydarzyło się tam więcej ulew ekstremalnych (por. pkt 5). Rejon Włodawa - Zamość ma charakterystykę pośrednią. Rozkład 1-godzinowej intensywności prawie pokrywa się z rozkładem dla rejonu Warszawy w przedziale  $p < 0,04\%$ . Natomiast w zakresie średnich i wysokich intensywności ( $p < 0,01\%$ ) jest zbliżony do rozkładów dla rejonów Przemysł - Tarnów i Rzeszów - Bielsko-Biała. Niewątpliwie, rozkład dla Zamościa może wynikać z lokalnej niejednorodności w rejonie albo może wskazywać na przynależność Zamościa do obszaru od Przemysła do Bielska-Białej.



Rys. 10. Uśrednione rozkłady 1-godzinowe rejonów: Warszawy (*RejWar*), wschodniego (*WłoZaLu*), południowo-wschodniego (*PrRzKT*) i południowego (*RzKTBB*) oraz rozkład obliczony dla Miedzeszyca (*1godzM*)

## 5. PRZEKSZTAŁCENIE ROZKŁADÓW 1-GODZINOWYCH NA 1-MINUTOWE

Rozkłady 1-minutowe w badanych rejonach zostały ocenione dla procentów czasu  $p = 0,1, 0,01$  i  $0,001$  roku na podstawie wartości intensywności 1-godzinowych w tych punktach. Do obliczeń wykorzystano odpowiednie wartości współczynników konwersji  $q_{\tau=60} = 1,5, 2,3$  i  $3,2$  z tabl. 1. Rezultaty przedstawiono w tabl. 3,

a w tabl. 4 - dla porównania - podano wartości modelowe dla stref E, H i K oraz wartości oszacowane dla rejonu Polski południowej Przemysł - Bielsko-Biała, dla rejonu Warszawy i wartości uzyskane z bezpośrednich pomiarów intensywności 1-minutowej w Miedzeszynie w ciągu 11 lat.

W tabl. 3 i 4 nazwy miejsc, w których rozkłady 1-minutowe uzyskano z bezpośrednich pomiarów, a także odpowiednie wartości intensywności, wyróżniono tustym drukiem. Pozostałe rozkłady 1-minutowe otrzymano z przetworzenia rozkładów 1-godzinowych lub, jak w tabl. 4, są to modele ITU dla stref radioklimatycznych.

Tablica 3

Rozkłady 1-minutowej intensywności deszczu  
w Miedzeszynie i w rejonach Polski

Próg mm/ /godz	Miedze- szyn Punkt	Miedze- szyn Trasa	Włoda- wa- Za- mość	Prze- myśl- Tarnów	Rzeszów- Bielsko- Biała	Przemysł- Bielsko- Biała	Rejon War- szawy
$R_{0,1}$	<b>8,0</b>	<b>7,6</b>	7,6	9,0	9,5	9,4	7,5
$R_{0,01}$	<b>32,6</b>	<b>29,5</b>	35,7	38,0	38,6	38,0	31,0
$R_{0,001}$	<b>92,9</b>	<b>78,8</b>	99,2	97,6	102	101	91,2

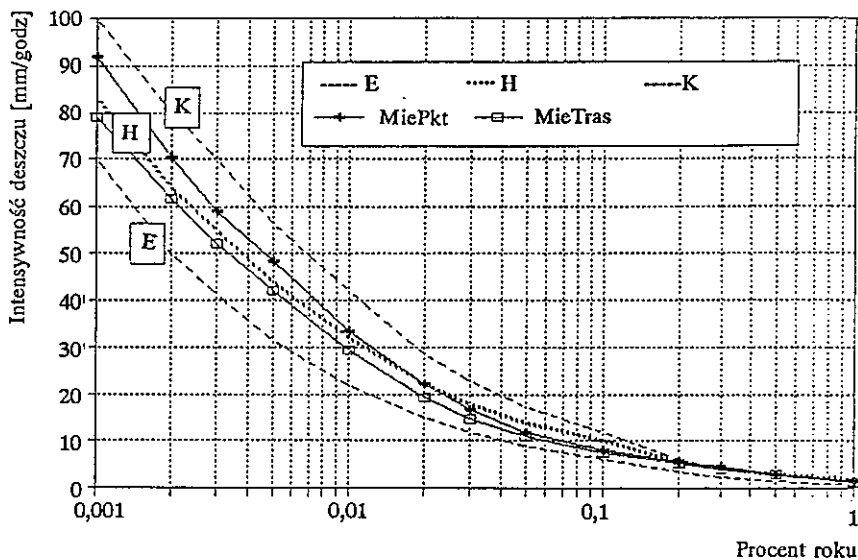
Tablica 4

Rozkłady 1-minutowej intensywności deszczu w Miedzeszynie,  
w rejonie Warszawy i na południu Polski oraz rozkłady modelowe  
w strefach E, H i K

Próg mm/godz	E	Miedzeszyn Punkt	Rejon Warszawy	H	Przemysł- Bielsko-Biała	K
$R_{0,1}$	6	<b>8,0</b>	7,5	10 (8)	9,4	12
$R_{0,01}$	22	<b>32,6</b>	31,0	32	38,0	42
$R_{0,001}$	70	<b>92,9</b>	91,2	82	101	100



Z tabl. 3 wynika, że próg  $R_{0,01}$ , najczęściej stosowany do projektowania linii mikrofalowych, odnoszący się do południowego obszaru Polski, jest równy 38 mm/godz, a więc przewyższa próg graniczny między strefami K i H, który można przyjąć na poziomie 37 mm/godz. Z kolei próg  $R_{0,001} = 101$  mm/godz jest nieznacznie wyższy od tego progu w modelu dla strefy K. Trzeba zaznaczyć, że próg  $R_{0,1} = 10$  mm/godz w modelu dla strefy H jest raczej pomyłką, której nikt nie poprawił. Widać bowiem z wykresów modeli E, H i K, przedstawionych na rys. 11, że model rozkładu dla strefy H przebiega

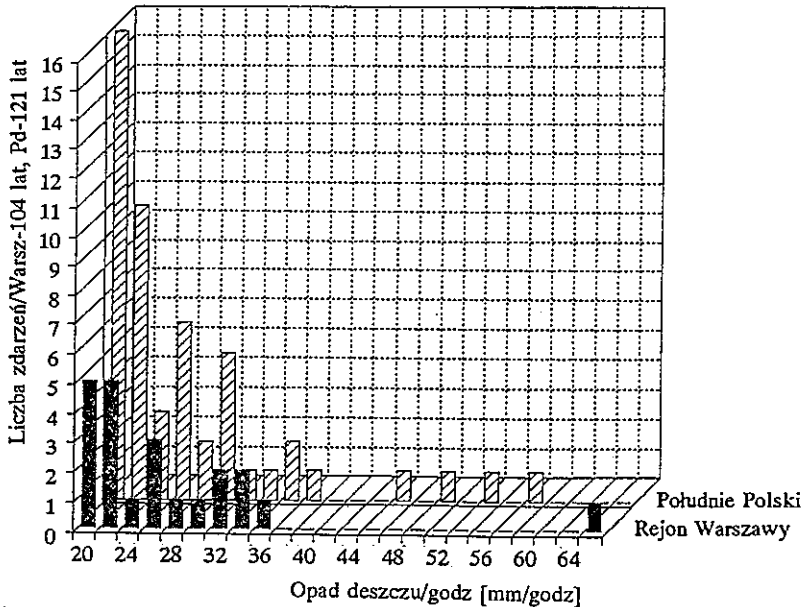


Rys. 11. Modelowe rozkłady intensywności deszczu wg ITU oraz wieloletni rozkład dla Miedzeszyna

w sposób nieregularny w okolicy progu  $R_{0,1}$  i jego wzajemna relacja do modeli E i K jest nielogiczna. Próg ten, a nawet próg w modelu K, zostały zapewne zaokrąglone w górę. Przebiegi funkcji dla  $p > 0,1\%$  świadczą o tym dowodnie. Powinna być w zaokrągleniu wartość  $R_{0,1} = 8$  mm/godz, jak zostało zaznaczone w nawiasie w tabl. 4.

Wracając do przetworzonego rozkładu dla południa Polski (tabl. 4), można zauważyć, że próg  $R_{0,1} = 9,4$  mm/godz w tym przetworzonym rozkładzie, znajduje się między progami dla stref H i K. Można więc przyjąć, że południowy obszar Polski, poczynając od Przemyśla i ewentualnie Zamościa aż do Krakowa i Bielska-Białej, w zakresie wysokich intensywności, należy do wnętrza strefy K, a w zakresie średnich - również, lecz blisko granicy strefy H. Strefa przejściowa, w której znajduje się granica między strefami H i K znajduje się zapewne w pasie od Wrocławia do Lublina przez Częstochowę i Kielce.

Przekonywającą ilustracją wyraźnie wyższej aktywności deszczowej (jego intensywności i czasu trwania) na południu Polski niż w Polsce środkowej są histogramy ekstremalnych 1-godzinowych opadów deszczu, które zaprezentowano na rys. 12. Próg opadu



Rys. 12. Histogramy ekstremalnych opadów deszczu w godzinie w rejonach Warszawy (w ciągu 104 lat) i Polski południowej (w ciągu 121 lat)

20 mm/godz został osiągnięty i przekroczony w Polsce środkowej 22-krotnie, na południu Polski zaś 51-krotnie. Z kolei próg 25 mm/godz - odpowiednio 11- i 22-krotnie. Jeśli wziąć pod uwagę większą na południu o 16% sumę okresów zbierania danych, to liczby odnoszące się do tego rejonu Polski należałyby obniżyć do wartości odpowiednio 44 i 19 zdarzeń.

Pozostaje jeszcze do wyjaśnienia kwestia: czy współczynniki konwersji ulegają zmianie wraz ze zmianą radioklimatu? Pomocne są w tym przypadku tablice współczynników konwersji znane w innych krajach, a przytoczone w tabl. 5a i 5b [8]. W północnej części Kanady (strefy C, D, E), dla średnich 5-minutowych i 10-minutowych intensywności deszczu, współczynniki te są nieco mniejsze niż dla południowej części Polski, w której opady są bardziej intensywne (strefy F, K). Podobnie we Włoszech w dolinie rzeki Pad, gdzie zaznacza się wpływ strefy L o bardzo intensywnych opadach, wy-

Tablica 5a

Współczynniki konwersji  $\rho_{\tau}(p) = R_1(p)/R_{\tau}(p)$  dla  $p = 0,01\%$

$\tau$ -minuty	5	10	60
Warszawa (H), 1986-90, 5 pkt.	1,11	1,27	-
Warszawa (H), 1989-94, 5 pkt.	1,125	1,24	2,3
Kanada (C, D, E)	1,09	1,17	-
Kanada (F, K)	1,12	1,24	-
Nagoya (Japonia) (K/L), 6 lat	-	-	1,8
Martlesham Heath UK (E), 3 lata	1,11	1,27	2,43
Berlin (E), 3 lata	1,10	1,25	2,2
Rzym (K), 10 lat, 4 stacje; dolina Padu (K/L), 10 lat, 9 stacji	1,16 1,10	1,25 -	-

Tablica 5b

Współczynniki konwersji  $\rho_i(p) = R_i(p)/R_c(p)$  dla  $p = 0,001\%$ 

$\tau$ -minuty	5	10	60
Warszawa (H), 1986-90, 5 pkt.	1,23	1,46	-
Warszawa (H), 1989-94, 5 pkt.	1,28	1,53	3,20
Kanada (C, D, E)	1,21	1,39	-
Kanada (F, K)	1,27	1,49	-
Nagoya (Japonia) (K/L), 6 lat	-	-	2,16
Martlesham Heath UK (E), 3 lata	1,38	1,91	3,85
Berlin (E), 3 lata	1,15	1,40	2,60
Rzym (K), 10 lat, 4 stacje;	1,31	1,66	-
dolina Padu (K/L), 10 lat, 9 stacji	1,41	1,90	-

szych niż w strefie K, współczynniki te są wyższe niż w Rzymie dla  $\tau = 5$  min i wyższe niż w Europie Środkowej. Natomiast w przypadku  $\tau = 10$  min i  $p = 0,01\%$  współczynnik konwersji jest taki sam, jak w Warszawie. Dane z doliny Padu nie poddają się temu uogólnieniu i wymagają sprawdzenia. Współczynniki określone dla Berlina i Martlesham Heath nie są dość wiarygodne, gdyż opierają się na pomiarach deszczu zaledwie 3-letnich. Dla  $\tau = 60$  min porównań takich nie da się przeprowadzić.

Można sądzić, że niższe wartości współczynników na wyspach Japonii mogą wynikać z większej długotrwałości intensywnych deszczów, co zmniejsza spłaszczenie przebiegu intensywności deszczu, wywołane uśrednieniem w okresie 1 godziny, a tym samym zmniejsza kontrast między intensywnością 1-minutową w wybranej godzinie a intensywnością 1-godzinową.

W konkluzji można stwierdzić, że współczynniki konwersji w Polsce południowej, jeśli różnią się od tych uzyskanych w Miedzeszynie, to raczej tylko o kilka procent i to w stronę wyższych wartości.

## 7. WNIOSKI

Instytut Meteorologii i Gospodarki Wodnej ma w swoim archiwum wiarygodne, wieloletnie dane o opadach 1-godzinowych w 60 stacjach synoptycznych na terenie całego kraju. Daje to możliwość zbadania przebiegu granic stref E, H i K przez obszar Polski. Z uprzednio przeprowadzonej analizy, opartej na rozkładach średnich 5-minutowych intensywności deszczu w 10 punktach kraju, wynika, że deszcze na Pomorzu stwarzają wyraźnie łagodniejsze uwarunkowania dla projektantów linii mikrofalowych [19], a analiza średnich 1-godzinowych opadów na południu kraju ujawnia konieczność uwzględniania wyraźnie trudniejszych uwarunkowań niż podaje ITU [8]. Ocena rozkładów intensywności deszczu w rejonach Polski leżących poza regionem centralnym byłaby logicznym zamknięciem programu badań propagacji mikrofal, zrealizowanego w ubiegłych latach w Instytucie Łączności.

## WYKAZ LITERATURY

1. CCIR, Rep.563-3: Radiometeorological data.
2. Hosoya Y.: An Estimation Method for One-Minute Rain Distribution at various Locations in Japan. NTT RadioCom. Syst. Lab., Vol. 171-8, No. 2, 1989.
3. ITU-R PN.837: Characteristics of precipitation for propagation modelling. Geneva 1994.
4. Kawecki A.: Considerations on performance evaluation of attenuation prediction models. Proc. of 21 Meeting, OPEX XXI in University Catholique de Louvain, Louvain- la Neuve, 17-19 May 1994.
5. Kawecki A.: Derivation of conversion factors from 1-minute rain rate distribution transformation into 5-, 10-, and 20-minutes rain rate distributions. Prace IŁ, nr 104, 1995.
6. Kawecki A.: Duration of Attenuation Events and Inter-Event Intervals on a 11,5 GHz Earth-Space Signal received during 1987-90. Proc. of 18th OPEX Meeting, Rome, 27-29 October 1992.

7. Kawecki A.: Finalne charakterystyki propagacji mikrofal na trasie doświadczalnej Instytutu Łączności. Prace IŁ, nr 109, 1997.
8. Kawecki A.: One-Hour Rainfall Application for Derivation of 1-Minute Rain Rate Distribution. Prace IŁ, nr 107, 1996.
9. Kawecki A.: Opracowanie charakterystyk i parametrów propagacyjnych do projektowania linii mikrofalowych na podstawie badań krajowych w latach 1989-93. Instytut Łączności, Warszawa 1995.
10. Kawecki A.: Some aspects of attenuation due to rain prediction and rain rate correlation with attenuation. Prace IŁ, nr 104, 1995.
11. Kawecki A.: The correlation of rain rate with microwaves attenuation. Prace IŁ, nr 108, 1997.
12. Kawecki A.: The Investigation of Rain climatic Zones Coverage in Poland. Proc. of URSI, Comm. F, Workshop on Climatic Parameters in Radio Wave Propagation, Oslo, 10-11 June 1996.
13. Kawecki A.: Wave attenuation characteristics of the 11.5 GHz Earth-space path in Warsaw region. Ann. Telecomm., Vol. 48, No. 5-6, 1993, pp. 277-282.
14. Kawecki A.: Wieloletnie charakterystyki intensywności deszczu w Międzszynie na potrzeby radiokomunikacji. Prace IŁ, nr 106, 1996.
15. Kawecki A., Kühn U.: Vergleichende Untersuchungen der 18 GHz Ausbreitung in der Umgebung von Berlin und Warschau. Rundfunktechnischen Mitteilungen, Vol. 36, Nr 2, 1992.
16. Kawecki A., Svatogor V.: Rain rate characteristics in Warsaw and Dubna. Ann. Telecomm., Vol. 48, No. 5-6, 1993, pp. 283-288.
17. Kawecki A., Wielowieyska E.: Przetworzenie rozkładu średniej 1-minutowej intensywności opadu na rozkłady 5-, 10- i 20-minutowej intensywności metodą uśredniania w "ruchomym oknie". Prace IŁ, nr 99, 1992.
18. Kawecki A., Wielowieyska E.: System przetwarzania wyników badań propagacyjnych oraz możliwości współpracy komputerów przez satelitę. Prace IŁ, nr 102, 1994.
19. Lorenc H. i inni: Charakterystyki intensywności opadów dla wybranych punktów obserwacyjnych na obszarze Polski. IMGW, Warszawa 1991.
20. Wielowieyska E., Kocimowski B., Kawecki A.: System automatycznej rejestracji i przetwarzania danych radiometeorologicznych dla badań propagacji fal radiowych w zakresie powyżej 10 GHz. Prace IŁ, nr 93, 1986.

Арнольд Кавецки  
Ева Ванда Мацёжек

**ВОЗМОЖНОСТЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ РЕГИОНАЛЬНЫХ  
ХАРАКТЕРИСТИК ИНТЕНСИВНОСТИ ДОЖДЯ  
ДО ПРОГНОЗИРОВАНИЯ ОСЛАБЛЕНИЯ МИКРОВОЛН  
НА ТЕРРИТОРИЙ ПОЛЬШИ**

**Р е з ю м е**

Многолетние характеристики средней 1-минутной интенсивности дождя, необходимые до проектирования микроволновых радиолиний, определены только для центральной Польши. Представляется возможность получения региональных 1-минутных характеристик дождя пользуясь значениями осадков за один час, которые были зарегистрированы на 60 синоптических станциях Метеорологического Института, размещенных на территории Польши. В статье представлены распределения 1-минутной интенсивности дождя, полученные для южной Польши и для восточно-южной Польши на основании значений осадков дождя за один час, зарегистрированных в периоде 30 лет на станциях Бельско-Бяла, Тарнов, Жешов, Кросно, Пшемьсль, Замость, Люблин и Влодава.

Arnold Kawecki  
Ewa Wanda Maciążek

**THE POSSIBILITY OF REGIONAL RAIN-RATE  
CHARACTERISTICS DERIVATION FOR MICROWAVES  
ATTENUATION PREDICTION IN THE AREA OF POLAND**

**S u m m a r y**

Long-term 1-min average rain-rate characteristics, necessary for the design of microwave radio links are determined only for central Poland. The

possibility of regional 1-min rain-rate characteristics derivation, using onehour rainfall records is shown in the paper. Such records are available in 60 synoptic stations of the Meteorological Institute situated on the territory of Poland. In this paper 1-min rain-rate distributions for Southern Poland and South-East Poland, derived from one-hour 30-years rainfall records in synoptic stations Bielsko-Biała, Tarnów, Krosno, Rzeszów, Przemyśl, Zamość, Włodawa and Lublin are presented.

Arnold Kawecki

Ewa Wanda Maciążek

**UNE POSSIBILITE D'ETABLISSEMENT DES  
CARACTERISTIQUES REGIONAUX DE L'INTENSITE DE LA  
PLUIE POUR ELABORER LES PROGNOSTIQUES  
DE L'AFFAIBLISSEMENT DES MICROONDE EN POLOGNE**

**R é s u m é**

Les caractéristiques multiannuelles de l'intensité moyenne d'une minute de la pluie qui sont nécessaire pour projeter les lignes des faisceaux hertziennes de la bande de microondes sont élaborées seulement pour la région de la Pologne centrale. Dans cet article on présente une possibilité de l'établissement des caractéristiques régionaux d'une minute de la pluie à la base de versement de la pluie d'une heure - enregistrées dans de 60 des stations synoptiques de l'Institut de la Météorologie et de Gestion des Eaux sur la territoire de la Pologne. On démontre les distributions de l'intensité de la pluie d'une minute obtenues pour la Pologne du sud et pour la région sud-est de la Pologne en utilisant des résultats des mesures de versement de la pluie d'une heure faits au cours de 30 années dans les stations synoptiques suivantes: Bielsko-Biała, Tarnów, Rzeszów, Krosno, Przemyśl, Zamość, Lublin et Włodawa.



Arnold Kawecki  
Ewa Wanda Maciążek

**MÖGLICHKEIT VON GEWINNUNG DER REGIONAL  
REGENINTENSITÄT-KENNLINIEN FÜR VORHERSAGE  
VON MIKROWELLEN-DÄMPFUNG IN POLEN**

**Z u s a m m e n f a s s u n g**

Vieljährige, für Entwerfen der Funkverbindung unabdingbare 1-Min-Regenintensität-Kennlinien sind lediglich für Zentral-Polen definiert worden. Aufgezeigt wird Möglichkeit der Gewinnung der regionalen 1-Min-Regenintensität-Verteilungen anhand 1-Stunde-Regenfälle, die in den auf dem Gelände Polen verteilten 60 Synoptikstationen der Wetteramt registriert worden sind. Präsentiert werden 1-Min-Regenintensität-Verteilungen, die für Süd- und Ost-Süd-Polen aus den 1-Stunde-Regenfällen über etwa 30 Jahre in Synoptikstationen: Bielsko-Biała, Tamów, Rzeszów, Krosno, Przemyśl, Zamość, Lublin und Włodawa durchgeführt worden sind.



## AUTORZY



Mgr inż. Ewa Wanda Maciążek urodziła się 22 czerwca 1948 r. w Warszawie. W 1971 r. ukończyła studia na Wydziale Inżynierii Sanitarnej i Wodnej (specjalizacja meteorologia techniczna) Politechniki Warszawskiej, a w 1974 r. podyplomowe studia w zakresie ochrony powietrza atmosferycznego przed zanieczyszczeniami w Instytucie Inżynierii Środowiska Politechniki Warszawskiej. Od 1971 r. pracuje w Instytucie Meteorologii i Gospodarki Wodnej, początkowo w Oddziale Warszawskim w Sekcji Zbierania, Kontroli i Opracowywania Danych, od 1978 r. w Ośrodku Baz Danych - najpierw jako specjalista, a od 1992 r. jako kierownik Sekcji Udostępniania Danych, Opinii i Ekspertyz. Zajmuje się pomiarami terenowymi, opracowywaniem i kontrolą merytoryczną materiałów źródłowych, udostępnianych w Ośrodku Baz Danych IMGW, a także sporządzaniem opinii oraz ekspertyz z zakresu meteorologii i hydrologii. Współuczestniczy przy realizacji grantów, finansowanych przez Narodowy Fundusz Ochrony Środowiska, Ministerstwo Ochrony Środowiska Zasobów Naturalnych i Leśnictwa oraz Komitet Badań Naukowych.



Profesor Aleksander Georgievich Nerukh urodził się 3 czerwca 1944 r. w miejscowości Akhtyrka na Ukrainie. Ukończył studia na Wydziale Radiofizyki Charkowskiego Uniwersytetu Państwowego w 1968 r. W latach 1971-75 był słuchaczem studiów doktoranckich na Wydziale Elektrodynamiki Stosowanej Charkowskiego Uniwersytetu Państwowego, gdzie prowadził badania w dziedzinie właściwości niekoherentnego rozpraszania fal radiowych w jonosferze pod kierunkiem profesora N.A. Khiżniaka. Przedstawił tam rozprawę doktorską pt. "Radio wave scattering by moving objects" i uzyskał tytuł kandydata nauk. W latach 1974-77 był pracownikiem naukowym w Laboratorium Radioholografii Charkowskiego Uniwersytetu Państwowego. W 1991 r. uzyskał stopień naukowy doktora nauk. Obecnie pełni funkcję dyrektora Departamentu Matematyki Wyższej w Charkowskim Uniwersytecie Technicznym Radio- i Elektroniki. Interesuje się: elektrodynamiką, teorią pola, radiofizyką i fizyką matematyczną. Zajmuje się zwłaszcza metodami równań całkowych w elektrodynamice makroskopowej, w szczególności ośrodkami niestacjonarnymi o właściwościach i granicach zależnych od czasu. Jest autorem ponad 90 publikacji naukowych i mono-

grafii pt. "Modern problems of transient macroscopic electrodynamics" (1991). Otrzymał nagrody: International Soros Foundation (1993) oraz International Soros Science Education Program of International Renaissance Foundation (1996). Należy do New York Academy of Sciences, IEEE i Komitetu Organizacyjnego Trans Black Sea Region Scientific Union of Applied Electromagnetism.



Dr Igor V. Scherbatko ukończył studia w zakresie elektrotechniki w Instytucie Radio i Elektroniki w Charkowie w 1988 r. oraz studia matematyczne w Państwowym Uniwersytecie w Charkowie w 1993 r. W 1994 r. uzyskał tytuł doktora w dziedzinie radiofizyki i elektroniki kwantowej w Charkowskim Uniwersytecie Technicznym Radio- i Elektroniki. Obecnie jest docentem w Katedrze Matematyki Stosowanej w Charkowskim Uniwersytecie Technicznym Radio- i Elektroniki. Prowadzi prace naukowe w zakresie modelowania niestacjonarnych problemów elektromagnetyzmu. Jest stypendystą rządu niemieckiego (DAAD) w 1998 r. oraz brytyjskiego (Royal Society Postdoctoral Fellowship) w 1999 r.



Dr Irena Yu. Vorgul urodziła się 26 listopada 1967 r. W 1984 r. rozpoczęła studia w Charkowskim Uniwersytecie Państwowym i z tym uniwersytem jest związana jej dotychczasowa kariera naukowa. Studia ukończyła w 1989 r., a tytuł doktora uzyskała w 1993 r. Specjalizuje się w teorii elektromagnetyzmu. Zajmuje się zagadnieniami chaosu w nieliniowych systemach deterministycznych oraz zagadnieniami pola elektromagnetycznego w ośrodkach niestacjonarnych. Współpracowała z Komitetem Organizacyjnym konferencji "Mathematical Methods in Electromagnetic Theory" (Charków, 2-6 czerwca 1998). Obecnie uczestniczy w pracach Komitetu Naukowego Konferencji ICTON'99 - "International Conference on Transparent Optical Networks", organizowanej przez Instytut Łączności w 1999 r. Jest autorem licznych publikacji i referatów wygłoszanych na konferencjach, w tym na Konferencjach PIERS - "Progress in Electromagnetic Research Sympozjum".

Dr inż. Elżbieta Andrukiewicz - notkę biograficzną wydrukowano w *Pracach Instytutu Łączności*, nr 108, 1997.

Doc. dr inż. Arnold Kawecki - notkę biograficzną wydrukowano w *Pracach Instytutu Łączności*, nr 102, 1994.

Doc. dr hab. Marian Marciniak - notkę biograficzną wydrukowano w *Pracach Instytutu Łączności*, nr 109, 1997.

Dr inż. Mirosław Pietranik - notkę biograficzną wydrukowano w *Pracach Instytutu Łączności*, nr 105, 1995.

Dr inż. Ryszard Żarko - notkę biograficzną wydrukowano w *Pracach Instytutu Łączności*, nr 105, 1995.