



HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET
FOLYÓIRATA

XXXIX. évfolyam

BUDAPEST

1988

11

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI
TUDOMÁNYOS EGYESÜLET
FOLYÓIRATA

XXXIX. évfolyam 1988. 11. szám

BHG ORION TERTA MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK

XXXIV. évfolyam 1988. 11. szám

MEV REMIX TKI MŰSZAKI TUDOMÁNYOS KÖZLEMÉNYEK

VI. évfolyam 1988. 11. szám

Felelős szerkesztő:
DR. TÓFALVI GYULA

Szerkeszti a szerkesztő bizottság

A szerkesztő bizottság elnöke:
HORVÁTH IMRE

Szerkesztők:
ANGYAL LÁSZLÓ
MÉREY IMRÉNÉ
SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ

*

SZERKESZTŐ BIZOTTSÁG

HTE

Rovatvezető: Mérey Imréné
dr. Flesch István Forintos György,
Gál Ferenc, dr. Prónay Gábor

BHG

Rovatvezető: Angyal László
Tudományos szerkesztő: dr. Frajka Béla
Bernhardt Richard, dr. Eisler Péter,
Fazekas László, dr. Gosztony Géza,
dr. Kerpán István, Klug Miklós,
Laczkó Endre, Sztaiacs Ákos

MEV

Rovatvezető: Kászonyi László
Tudományos szerkesztő: dr. Kormány Teréz,
Balogh Albert, Csornai László,
Czermann Mihály, Hidas György,
Huszka Zoltán, dr. Ligeti Róbertné,
dr. Mátrai Géza, dr. Motál György,
Schödl Ervin

ORION

Rovatvezető: Dr. Somogyi Andras
Tudományos szerkesztő: dr. Frigyes István,
Denk Attila, Froemel Károly,
Nóvik Lajos, Szász Gerő

REMIX

Rovatvezető: Rippel Géza
Tudományos szerkesztő: dr. Kormány Teréz,
Balanyi Szilveszter, Bodnár László,
Kovács Gyula, Mészáros Sándor,
Molnár László

TKI

Rovatvezető: dr. Baranyi András
Tudományos szerkesztő: dr. Lajtha György,
dr. Henk Tamás, dr. Kása István,
Megyesi Csaba, dr. Sárkány Tamás,
dr. Simonyi Ernő

TERTA

Rovatvezető: Szalay Tibor
Tudományos szerkesztő: dr. Gordos Géza,
Keller János, Márk Zoltán, Porpáczy Elemér,
Schnürmacher Tamás, Török László, Veres Péter

*

Szerkesztőségi ügyekben
és kéziratokkal kapcsolatban
felvilágosítást ad: Szöllősi Györgyné.
Telefon: 495-098

ROVATOK

Egyesületi élet
Rendszertechnika
Kapcsolástechnika
Vezetékes technika
Fénytvádközlés
Vezeték nélküli technika
Adástechnika
Vételtechnika
Mikroelektronika
Alkatrésztechnika
Hálózatelmélet
Elektromágneses problémák

ROVATGAZDÁK

HTE (H)
TKI (□)
BHG (#)
TERTA (←→)
ORION (★)
MEV (↑)
REMIX (△)

ROVATTÁRSÁK

BEAG HTV
BME KONAKTA
BRG KÓPORC
EMO KFKI
El. Szöv. M. Posta
FMV ML
GAMMA MM
HTSZ MFKI
HAGY TUNGSRAM

TARTALOM

PETRE PÉTER—DR. ZOMBORY LÁSZLÓ: Iterációs eljárások konvergenciájának javítása síkban periódikus foltszerű felületek szórásparamétereinek számításánál	481
KONAKTA: KONTEX mikrokapcsoló család	492
DR. KOCSIS FERENC—MARX FERENC—DR. SOLYMOSSI JÁNOS: Periodogram alapú spektrumbecslés korszerű digitális jelfeldolgozó mikroprocesszor felhasználásával	493
Elektronika Szövetkezet: ET—100 KR, ET—100 WG	500
DR. SIMON GYULA: Analóg rezonátorok harmonikus jelesomagok detektálására	501
DR. LAJTHA GYÖRGY: A CCITT XII/4. Munkacsoportjának eredményei és célkitűzései	505
Szemle	509
MTA: Beruházás helyett — kölcsönözzön műszert	510
LAJKÓ SÁNDOR: „Az analóg-digitális, vegyes hálózatok átviteli tervezési szempontjai” szeminárium	511
GERGELY SÁNDOR: Értékelemzési munka a Telefongyárban	517
HÍRADÁSTECHNIKA Szövetkezet: 4400/4600 MHz-es mikrohullámú adó-vevő berendezés	522
Tartalmi összefoglalások	527

Iterációs eljárások konvergenciájának javítása síkban periódikus foltszerű felületek szórási paramétereinek számításánál

PETRE PÉTER

BME Mikrohullámú Híradástechnikai Tanszék

DR. ZOMBORY LÁSZLÓ

BME Elméleti Villamosságatan Tanszék

ÖSSZEFOGLALÁS

Ebben a cikkben síkban periódikus, foltszerű felületek analízisére használható konjugált gradiens-gyors Fourier-transzformációs, CGM—FFT-módszer konvergenciájának javítására két módszert mutatunk be, melyeket több szempont alapján összehasonlítottunk egymással.

A fizikai modell ismertetése után a felületen indukált áramra egy operátoregyenletet írunk fel, melyet először a hagyományos CGM—FFT-módszer segítségével oldunk meg. Itt külön foglalkozunk a norma és a belső szorzat definíciójával. Ezután részletesen ismertetjük a prekondicionálás elvét, majd bevezetünk egy új eljárást, a bikonjugált gradiens-gyors—Fourier-transzformációs, BiCGM—FFT-módszert, melyről kimutatjuk, hogy erre a feladatra alkalmazva sokkal kedvezőbb konvergencia tulajdonságokat mutat, mint a hagyományos CGM.

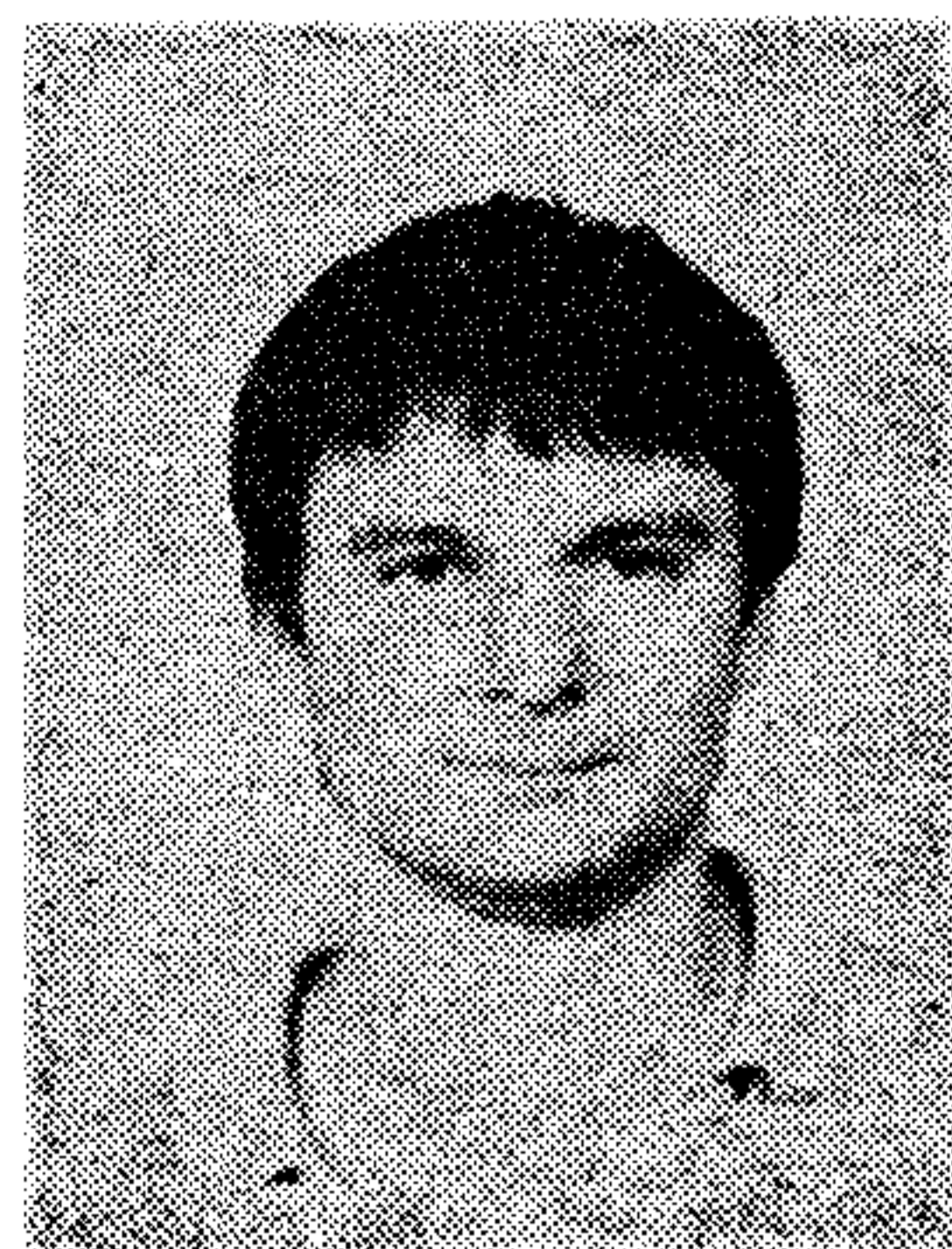
A cikk végén, szabályos geometriájú fémháló analízise kapcsán összehasonlítjuk a CGM—FFT-, a prekondicionált CGM—FFT- és a BiCGM—FFT-módszerrel kapott eredmények pontosságát, konvergenciasebességét és futási idő szempontjából.

1. Bevezetés

Síkban periódikus foltszerű felületek analízisére a szakirodalomban többféle módszer terjedt el, melyek közül némelyek csak speciális elrendezésre, vagy csak bizonyos megszorításokkal alkalmazhatók.

Néhány eljárás a teljesség igénye nélkül: az indukált áram rezonáns módusa szerinti sorfejtésen alapuló eljárás [1], alacsony frekvenciás közelítéssel adódó zárt alakú közelítő megoldások [2, 3], melyek még viszonylag sok megszorítást tartalmaznak a konkrét feladatra vonatkozóan. Általánosabban használható a spektrál tartományú analízis („Spectral Domain Analysis”), amit rendszerint a momentum módszerrel (MM) ötvöznék [6—10]s melynek hátránya többek között a viszonylag sok ismeretlen, mely nagy tárkapacitás igényt jelenthet és a MM konvergenciájának bizonytalansága [11].

E hátrányok leküzdésére az utóbbi időben nagy erőfeszítéseket tettek, melyek eredményeként megszülettek az iterációs eljárásokon alapuló módszerek [11, 16]. Ezek közül is kiemelkedik a már említett konjugált gradiens-gyors—Fourier-transzformációs (CGM—FFT) módszer [12—16] és a spektráliterációs közelítés („Spectral Iteration Techniques”, SIT) [4, 5], melyek már általánosan



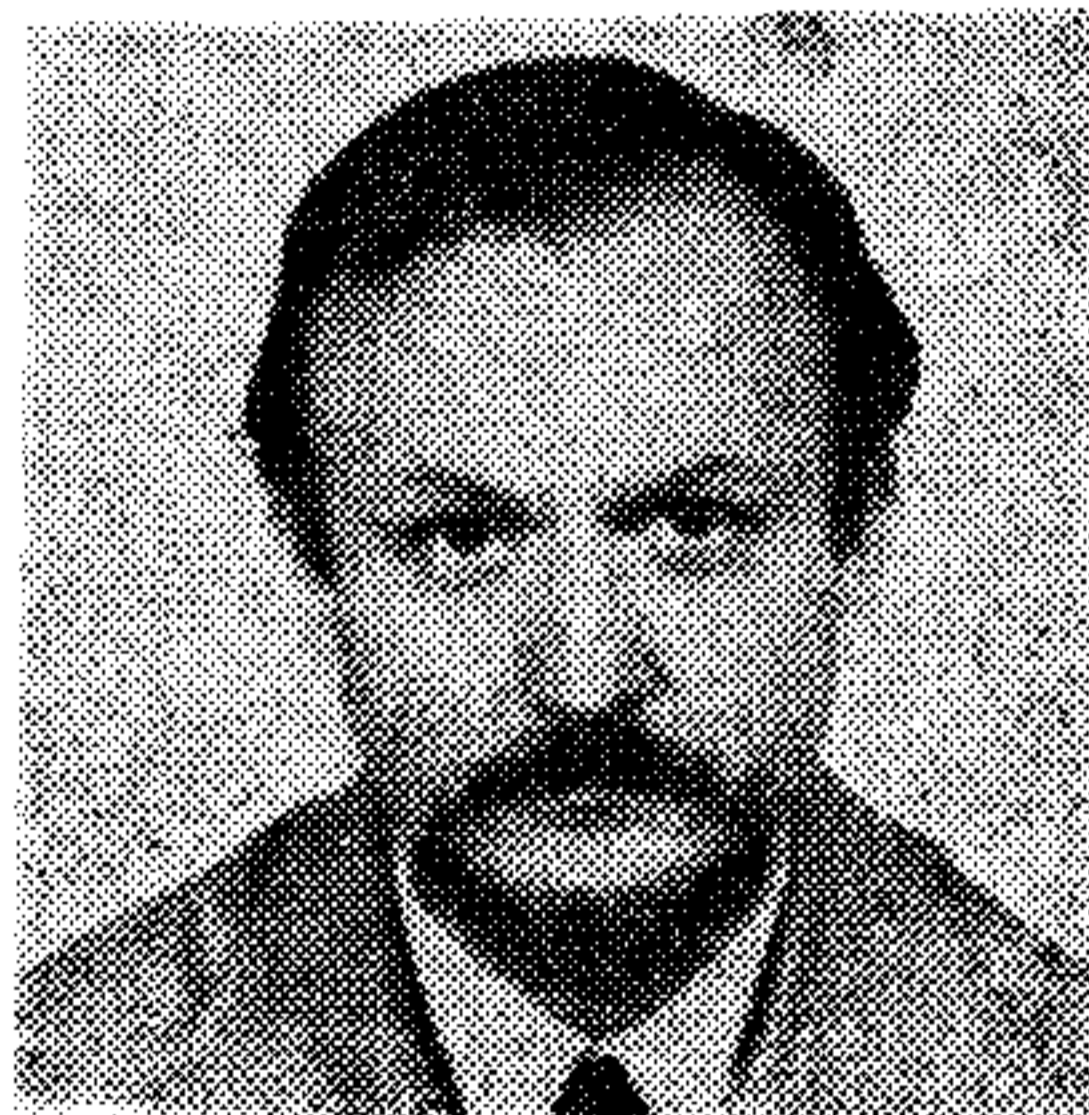
PETRE PÉTER

1985-ben végzett a Budapesti Műszaki Egyetem villamosmérnöki Karán. Először tudományos se-désmunkatársként, majd 1986-tól tanársegédként dolgozik a BME Mikrohullámú Híradástechnika Tanszékén.

DR. ZOMBORY LÁSZLÓ

a BME Elméleti Villamosságatan Tanszékének docense, a Villamosmérnöki Kar dékányja 1965-ben végzett a BME Villamosmérnöki Kar híradástechnika szakán. 1969-ben Sub auspiciis kitüntetéssel doktorált. 1974-ben védte meg kandidátusi értekezését. Hosszabb ideig dolgozott a SZUTA A. F. Ioffe Műszaki Fizikai Intézetében, a Polytechnic Institute of New York-ban és a Stanford University-n. A HTE BME Villamoskari Csoportjának titkára, az URSI Magyar Nemzeti Bizottságának titkára.

Részt vesz az „Antennák és Hullámterjedés”, valamint a számítástechnikai alapozó tárgyak oktatásában. Kutatási területe: térelmélet numerikus módszerei — véges elem módszer, momentum módszer, iterációs eljárások — melyek kapcsán már több publikációja jelent meg idehaza és külföldön egyaránt.



Fő kutatási területei: terek hálózati modelljei, félvezető eszközök technológiájának és működésének térelméleti modellezése. Egy szakkönyv, számos szakkikk és konferenciaelőadás szerzője, ill. társszerzője.

használhatók ilyen jellegű feladatok megoldására. A SIT hátránya a CGM-el szemben, hogy bár gyorsabb konvergenciát ad, maga a konvergencia ténye nem biztosított [11].

A CGM—FFT módszer hátránya csak a kis kapacitású számítógépeken ütközik ki, ami a néha elfogadhatatlanul lassú konvergenciasebességben nyilvánul meg.

E problémák áthidalására két különböző eljárást mutatunk be. Az első a prekondicionálás [17], mely nem csak mátrix-, hanem operátoregyenletekre is általánosan használható, a másik pedig egy új módszer, a bikonjugált gradiens-gyors—Fourier-transzformációs (BiCGM—FFT) módszer [18, 22], melyet erre a feladatra (legalábbis a szerzők ismeretei alapján) eddig még nem alkalmaztak.

A dolgozatban a fent említett két eljárással és a hagyományos CGM-rel kapott eredményeket, egy szabályos geometriájú fémháló analízise kapcsán

Beérkezett: 1988. IV. 19. (H)

részletesen összehasonlítjuk egymással pontosság, konvergenciasebesség és kis kapacitású számítógépekre való alkalmazhatóság szerint.

2. A feladat megfogalmazása

A továbbiakban, ahogy azt már a bevezetőben is említettük, szabadon álló, vékony, periódikusan elhelyezkedő, veszteséges foltokat tartalmazó felületet fogunk vizsgálni.

Induljunk ki az 1. ábrán látható fizikai modellből.

A réteg vastagsága legyen h , ami közel zérus ($h \approx 0$). A periódikus felület a $z=0$ síkban helyezkedik el. A felületet az 1. ábrának megfelelően cellákra osztjuk fel. A felület veszteségét az R_{\square} négyzetes ellenállással definiáljuk. Mivel ez már csak a réteg vastagságának és vezetőképességének a szorzatát tartalmazza, ezért lehetőségünk van

az előírt R_{\square} felületi négyzetes ellenállást tetszőleges $h \approx 0$ vastagsággal realizálni.

A periódikus felületet mindig síkhullámmal gerjesztjük (2. ábra). Merőleges (TE-módusú) polarizáció esetén az E^i , gerjesztő elektromos térerő, párhuzamos az $x-y$ síkkal, így az x és y komponense a következő lesz

$$E_x^i = E_0 \sin(-\Phi); \quad E_y^i = E_0 \cos\Phi \quad (1)$$

és ennek megfelelően

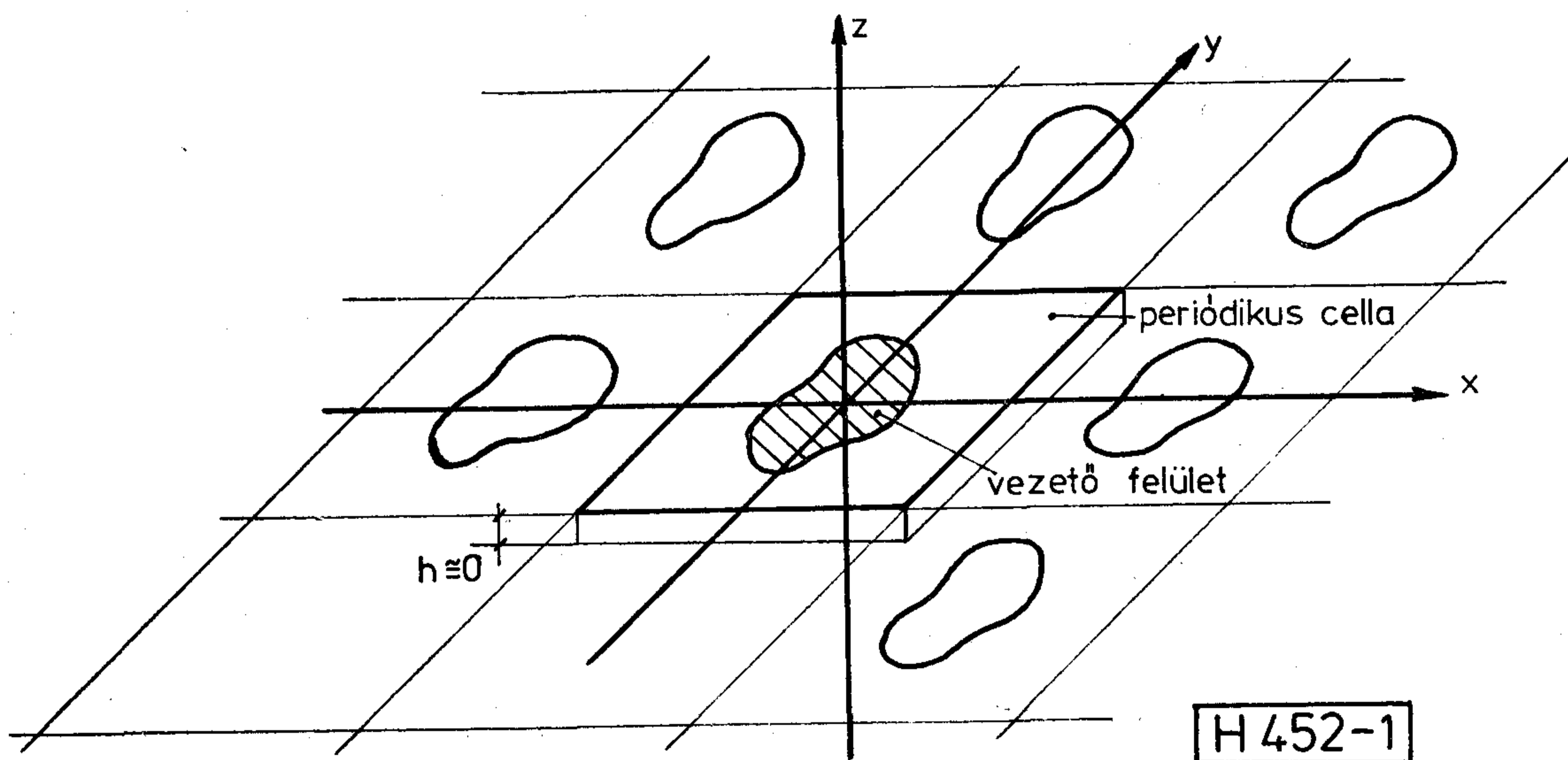
$$H_x^i = \frac{E_0}{\eta} \cos\Phi \cos\Theta; \quad H_y^i = \frac{E_0}{\eta} \sin\Phi \cos\Theta \quad (2)$$

ahol

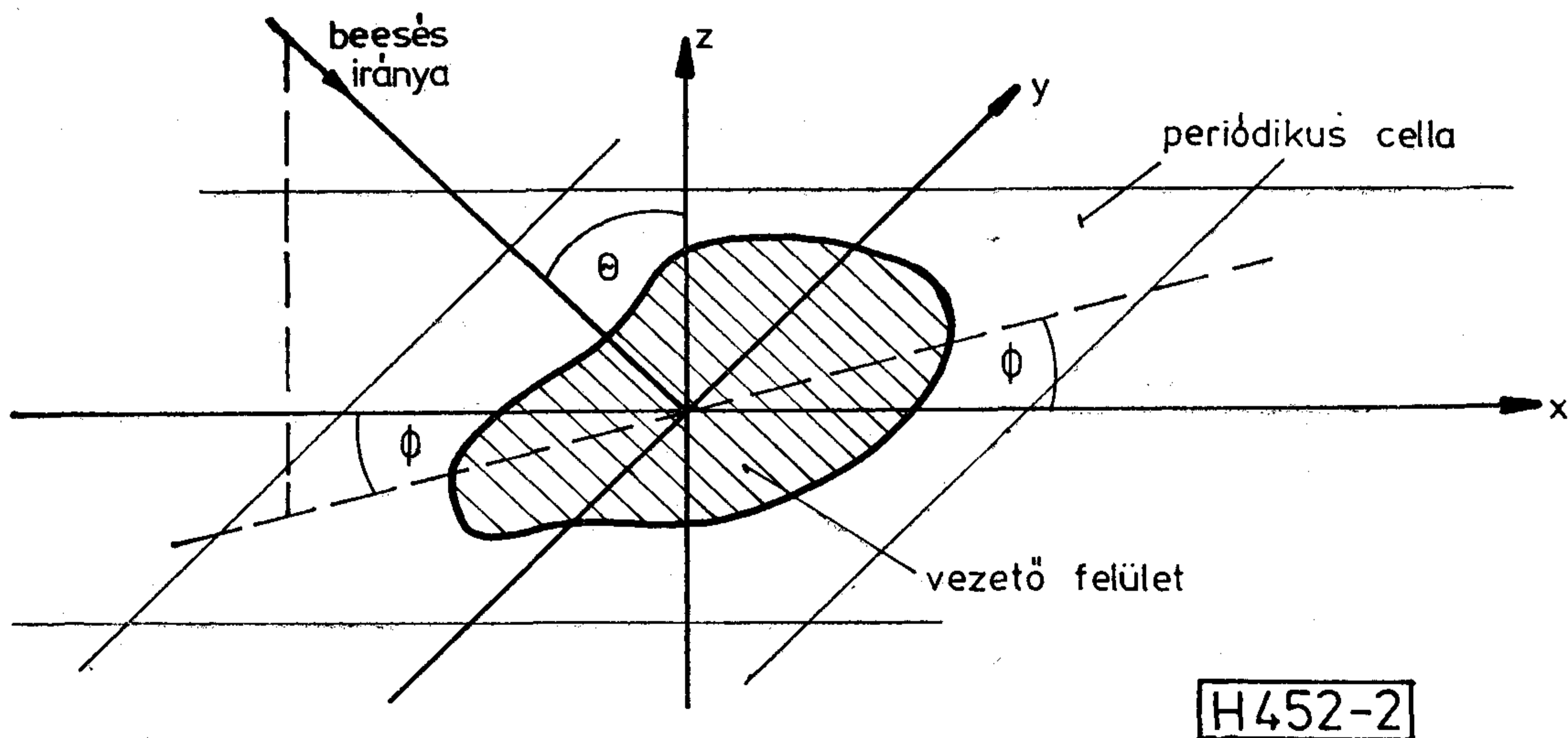
H^i — a gerjesztő mágneses térerővektor,

$\eta = (\mu_0/\epsilon_0)^{1/2}$ a szabad tér hullámimpedanciája,

E_0 — a gerjesztő elektromos térerősség amplitúdója.



1. ábra. Periódikus felület fizikai modellje



2. ábra. A beeső síkhullám értelmezése TE és TM módusú polarizációnál

Párhuzamos (TM-módusú) polarizációnál a H^i lesz párhuzamos az $x-y$ síkkal, azaz

$$E_x^i = E_0 \cos \Theta \cos \Phi; \quad E_y^i = E_0 \cos \Theta \sin \Phi \quad (3)$$

$$H_x^i = \frac{E_0}{\eta} \cos \Phi; \quad H_y^i = \frac{E_0}{\eta} \sin(-\Phi) \quad (4)$$

Itt kell megjegyeznünk, hogy az általános szórás paraméterek bevezetésével az 1. ábrán látható periódikus felületekből álló olyan összetettebb rendszerek is analizálhatók, ahol az egyes periódikus rétegeket veszteséges dielektrikumok választják el egymástól [12].

Másik megjegyzésünk, hogy ezzel a fizikai modellel az „ekvivalens sugár elvét” felhasználva nemcsak sík elrendezés analizálható, hanem vékony, veszteséges hengeres vezetőkből álló rendszerek is (diplosor, rács stb. . .) [13].

A felületen indukált áramra vonatkozó operátor-egyenlet felírásához tekintsük a 3. ábrán látható matematikai modellt.

A periódikus felület a $z=0$ síkban helyezkedik el és mind az x , mind az y irányban végtelen kiterjedésű. A réteg vastagsága zérus (ellentétben a fizikai modellel), négyzetes ellenállása pedig R_{\square} (x, y). A periódikus cellák egymáshoz képesti helyzetét az a, b és Ω értékek egyértelműen meghatározzák. A felületet a 2. ábrának megfelelő síkhullámmal gerjesztjük.

Kihhasználva a felület periódikus voltát, a szórt tér a teljes tartományban ($z > 0$ és $z < 0$) felírható a Floquet-módusoknak megfelelő kettős sorral [5]:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} E_x^s \\ E_y^s \end{bmatrix} &= \sum_{m,n=-\infty}^{\infty} \sum_{m,n=-\infty}^{\infty} \times \\ &\times \begin{bmatrix} \tilde{E}_{x,m,n}^{s+} \\ \tilde{E}_{y,m,n}^{s+} \end{bmatrix} e^{j[\alpha_m n x + \beta_m n y]} e^{\gamma_m n z} \quad (5) \\ &\text{ha } z > 0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} E_x^s \\ E_y^s \end{bmatrix} &= \sum_{m,n=-\infty}^{\infty} \sum_{m,n=-\infty}^{\infty} \times \\ &\times \begin{bmatrix} \tilde{E}_{x,m,n}^{s-} \\ \tilde{E}_{y,m,n}^{s-} \end{bmatrix} e^{j[\alpha_m n x + \beta_m n y]} e^{\gamma_m n z} \quad (6) \\ &\text{ha } z < 0 \end{aligned}$$

ahol E_x^s, E_y^s a szórt tér x és y irányú komponense,

$E_{x,m,n}^{s+}, E_{y,m,n}^{s+}$ a szórt tér (m, n) módusának

komplex amplitúdója a $z > 0$ tartományban az,

$E_{x,m,n}^{s-}, E_{y,m,n}^{s-}$ a szórt tér (m, n) módusának

komplex amplitúdója a $z < 0$ tartományban,

$$\alpha_{m,n} = \frac{2\pi m}{a} - k_0 \sin \Theta \cos \Phi \quad (7)$$

$$\beta_{m,n} = \frac{2\pi n}{b \cdot \sin \Omega} - \frac{2\pi m}{a} \cot \Omega - k_0 \sin \Theta \sin \Phi$$

ahol $k_0 = 2\pi/\lambda_0$ a szabadtéri terjedési tényező, és

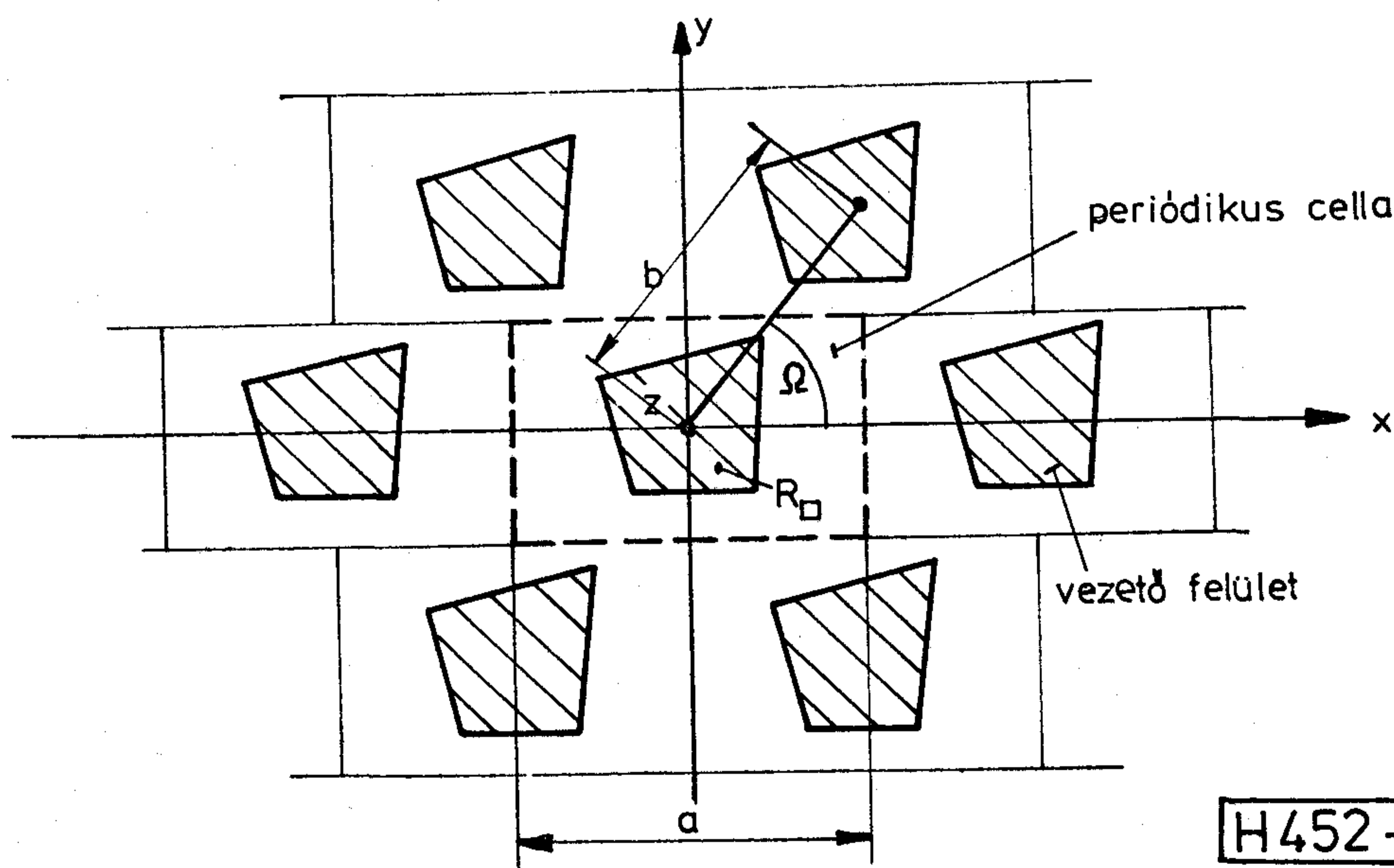
$$\gamma_{m,n} = \begin{cases} -j[k_0^2 - (\alpha_{m,n}^2 + \beta_{m,n}^2)]^{1/2} & \text{ha } k_0^2 > \alpha_{m,n}^2 + \beta_{m,n}^2 \quad (8.a) \\ -[(\alpha_{m,n}^2 + \beta_{m,n}^2) - k_0^2]^{1/2} & \text{ha } k_0^2 < (\alpha_{m,n}^2 + \beta_{m,n}^2) \quad (8.b) \end{cases}$$

az (m, n) módusnak megfelelő terjedési tényező, mely mind a terjedő (8a), mind a csillapodó módusokat (8b) magában foglalja. A távotér kialakításában természetesen csak a terjedő módusok játszanak szerepet.

Az E^t teljes tér a $-\infty < z < \infty$ tartományban alábbi:

$$E^t = E^i + E^s \quad (9)$$

A teljes tér z komponense az (5, 6) egyenletekből határozható meg a $\text{div} E^t = 0$ figyelembevételével



3. ábra. Szabodon álló, periódikusan elhelyezkedő foltokat tartalmazó felület matematikai modellje

Érvényesítve a $z=0$ síkban a határfeltételt, a szórt tér spektrális komponenseire a következő összefüggés adódik:

$$\tilde{E}_{x,m,n}^{s+} = \tilde{E}_{x,m,n}^{s-}; \quad \tilde{E}_{y,m,n}^{s+} = \tilde{E}_{y,m,n}^{s-} \quad (10)$$

A Maxwell egyenletekből kiindulva, és bevezetve az \mathbf{A} mágneses vektorpotenciált, a szórt tér a következőképpen fejezhető ki a \mathbf{J} indukált áram segítségével

$$\mathbf{E}^s = \frac{1}{j\omega\epsilon_0} [\text{grad div} \mathbf{A} + \beta^2 \mathbf{A}] \quad (11)$$

ahol

$$\mathbf{A} = \mathbf{J} * G \quad (12)$$

Itt a „*” a konvolúciót jelenti és $G = G(\mathbf{r})$ a szabadtéri Green-függvény

$$G(\mathbf{r}) = \frac{1}{4\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \quad (13)$$

A $z=0$ síkban érvényesítve a vezető felületekre vonatkozó peremfeltételt, miszerint

$$\mathbf{E}^i + \mathbf{E}^s = R_{\square} \mathbf{J} \text{ a vezető felületeken} \quad (14)$$

valamint figyelembe véve az (5, 6) egyenletekkel meghatározott diszkrét spektrumot és a (11)–(13) egyenletek Fourier-transzformált párjait, az indukált áram \mathbf{J} Fourier-transzformáltjára a következő operátoregyenletet kapjuk:

$$f_c \left\{ \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \sum_{m,n=-\infty}^{\infty} \sum_{\alpha,\beta} \tilde{G}(\alpha_m, n, \beta_m, n) \tilde{\mathbf{J}}(\alpha_m, n, \beta_m, n) \cdot e^{j[\alpha_m, n x + \beta_m, n y]} - R_{\square} \mathbf{J} \right\} = -f_c \mathbf{E}^i \quad (15)$$

ahol \tilde{G} a spektrális Green-mátrix,

$$\tilde{G}(\alpha, \beta) = \frac{-j}{2(k_0^2 - \alpha^2 - \beta^2)^{1/2}} \begin{bmatrix} k_0^2 - \alpha^2 & -\alpha\beta \\ -\alpha\beta & k_0^2 - \beta^2 \end{bmatrix} \quad (16)$$

és f_c olyan korlátozó függvény, amelynek értéke a vezető felületeken egységnyi, míg máshol zérus.

Az τ -diszkrét Fourier-transzformáció és τ^{-1} inverz diszkrét Fourier-transzformáció jelöléseket bevezetve a (16) egyenlet leírható az alábbi tömör alakban

$$f_c \left\{ \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \tau^{-1} [\tilde{G} \tau(f_c \mathbf{J})] - R_{\square} \mathbf{J} \right\} = -f_c \mathbf{E}^i \quad (17)$$

A (17) egyenlet tehát az indukált áramra vonatkozó operátoregyenlet, amit a következő alfejezetben meg fogunk oldani.

3. Az operátoregyenlet megoldása CGM—FFT módszer segítségével

Ebben az alfejezetben a (17) operátoregyenletet oldjuk meg a konjugált gradiens — gyors Fourier-transzformációs (CGM—FFT)-módszer segítségével. Ez eltérően a hagyományos mátrix módszerektől iterációs eljárás, melynek előnyeit az alábbiakban foglalhatjuk össze [11, 15, 18]:

Ha a feladathoz tartozó ismeretlenek száma N , akkor a CGM—FFT-módszer csak $5N$ számú

változót kezel, ellentétben a mátrix módszerekkel, melyek N^2 számú ismeretlen értékkel számolnak.

A CGM—FFT-módszer mindig a helyes eredményhez konvergál, eltérően a SIT, és az MM-eljárásoktól.

A megoldás hibáját, amit többféleképpen is lehet definiálni, minden iteráció után meg tudjuk adni. Ez a hiba CGM—FFT-módszernél monoton csökken.

Bevezetve az L -operátor és Y -gerjesztés jelöléseket a (17) operátoregyenletet a következőképpen írhatjuk fel:

$$L(\mathbf{J}) = \mathbf{Y} \quad (18)$$

ahol

$$\mathbf{Y} = -f_c \mathbf{E}^i \quad (19.a)$$

$$L(\mathbf{J}) = f_c \left\{ \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \tau^{-1} [\tilde{G} \tau(f_c \mathbf{J})] - R_{\square} \mathbf{J} \right\} \quad (19.b)$$

Mint azt már korábban említettük a CGM-nek több változata is ismert, attól függően, hogy a hibafüggvényt hogy definiáltuk [11]. Munkánk során több CGM algoritmust is kipróbáltunk és kedvezőbb konvergencia tulajdonságai miatt az alábbi változat mellett döntöttünk:

A minimalizálandó függvény

$$F(\mathbf{J}_i) = \|L(\mathbf{J}_i) - \mathbf{Y}\|^2 \quad (20)$$

ahol $\|\dots\|$ a normát jelöli. A CGM algoritmus ezek után a következő lesz:

$$\mathbf{R}_1 = \mathbf{Y} - L(\mathbf{J}_1) \quad (21)$$

$$\mathbf{P}_1 = L^*(\mathbf{R}_1) \quad (22)$$

és $i = 1, 2, \dots$ esetén legyen

$$a_i = \frac{\|L^*(\mathbf{R}_i)\|^2}{\|L(\mathbf{P}_i)\|^2} \quad (23)$$

$$\mathbf{J}_{i+1} = \mathbf{J}_i + a_i \mathbf{P}_i \quad (24)$$

$$\mathbf{R}_{i+1} = \mathbf{R}_i - a_i L(\mathbf{P}_i) \quad (25)$$

$$b_i = \frac{\|L^*(\mathbf{R}_{i+1})\|^2}{\|L^*(\mathbf{R}_i)\|^2} \quad (26)$$

$$\mathbf{P}_{i+1} = L^*(\mathbf{R}_{i+1}) + b_i \mathbf{P}_i \quad (27)$$

ahol $\mathbf{R}_i, \mathbf{P}_i$ vektorok, a_i, b_i skalárok és L^* az L operátor adjungált operátora, mely definíciószerűen

$$\langle L(\mathbf{f}), \mathbf{g} \rangle = \langle \mathbf{f}, L^*(\mathbf{g}) \rangle \quad (28)$$

ahol \mathbf{f} és \mathbf{g} vektor értékű függvények és „ $\langle \rangle$ ” a belső szorzat.

A belső szorzat definíciója

$$\langle \mathbf{f}, \mathbf{g} \rangle = \int_{\Omega} \mathbf{f} \cdot \bar{\mathbf{g}} d\Omega \quad (29)$$

ahol a felülvonalás a komplex konjugálást jelenti, Ω pedig az L operátor értelmezési tartománya.

A (29) definícióval összhangban a már korábban használt normát az alábbi egyenlet határozza meg:

$$\|\mathbf{f}\|^2 = \langle \mathbf{f}, \mathbf{f} \rangle = \int_{\Omega} \mathbf{f} \bar{\mathbf{f}} d\Omega = \int_{\Omega} |\mathbf{f}|^2 d\Omega \quad (30)$$

A (19b) és (28) egyenletek egybevetéséből az L operátor adjungáltjára az alábbi adódik

$$L^*(\mathbf{J}) = f_c \left\{ \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \tau^{-1} [\tilde{\mathbf{G}} \tau(f_c \mathbf{J})] - R_{\square} \mathbf{J} \right\} \quad (31)$$

A (21)–(27) egyenletekkel definiált algoritmust addig kell ismétetni, amíg az $\|\mathbf{R}_i\|/\|\mathbf{Y}\| = \varepsilon$, valamilyen előírt értéknél kisebb nem lesz. Ezt a határt most $\varepsilon = 0,01$ -ben állapítottuk meg.

Az FFT alkalmazása esetünkben azt jelenti, hogy a (19b) és (31) egyenletekkel megadott operátorokban az τ és τ^{-1} transzformációkat ezzel a gyors algoritmussal valósítjuk meg.

A munkának ebben a fázisában különböző méretű és geometriájú elrendezésekre több futtatást végeztünk. A tapasztalatokat úgy foglalhatnánk össze, hogy a módszer konvergenciasebessége nagyon értékeny a hullámhosszban kifejezett méretekre és a geometriára. Ennek oka elsősorban az L operátor rossz kondicionáltsága [17], melynek javítására a következő alfejezetben bemutatunk két eljárást.

4. A konvergenciasebesség növelésének lehetőségei

Ebben az alfejezetben két módszert mutatunk be rosszul kondicionált operátoregyenletek megoldására.

a) Prekondicionálás

A prekondicionálás elve a mátrixelméletből ismert [17, 19] és operátorokra is alkalmazható. Tekintsük a következő

$$\mathbf{M}\mathbf{x} = \mathbf{b} \quad (32)$$

lineáris egyenletrendszer.

Az \mathbf{M} mátrix kondíciósámát az alábbi

$$k(\mathbf{M}) = \sigma_{\max}/\sigma_{\min} \quad (33)$$

egyenlet definiálja, ahol σ_{\max} és σ_{\min} az \mathbf{M} mátrix legnagyobb, illetve legkisebb sajátértéke. A cél olyan \mathbf{P} és \mathbf{Q} mátrixok keresése, melynek a segítségével az eredeti (32) egyenlet úgy transzformálható, hogy

$$\mathbf{P}\mathbf{M}\mathbf{Q}\mathbf{y} = \mathbf{P}\mathbf{b} \quad (34)$$

ahol

$$\mathbf{x} = \mathbf{Q}\mathbf{y} \quad (35)$$

és a $\mathbf{P}^* \mathbf{M} \mathbf{Q}$ mátrix kondíciósámája kisebb mint az eredeti \mathbf{M} mátrixé.

Ezet az elvet szem előtt tarva vizsgáljuk meg a (19b) egyenlettel definiált L operátort. Az operátor sajátértékeit a \mathbf{G} spektrális Green-mátrix sajátértékei határozzák meg [17]. Nagy $(\alpha^2 + \beta^2)$ értékek nál az egyik sajátérték a végtelenhez, a másik a zérushoz tart. Célunk a (17) operátoregyenlet átírása olyan formába, hogy a spektrális Green-mátrix transzformáltja szerepeljen benne, melynek kondíciósámája kisebb, mint az eredeti mátrixé.

Itt jegyezzük meg, hogy a prekondicionálást kizárólag $R_{\square} = 0$ esetre alkalmazzuk, ugyanis ha $R_{\square} \neq 0$, akkor az L operátor kondicionáltsága sokkal jobb, mint veszteségmentes esetben, és itt nincs szükség prekondicionálásra.

A (17) operátoregyenletet a [17] közleményben leírtaknak megfelelően átírhatjuk az alábbi prekondicionált formába

$$(f_c - f_f) \left\{ \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \tau^{-1} [(\tilde{\mathbf{G}} - \mathbf{E})(\tilde{\mathbf{G}} + \mathbf{E})^{-1} \tau(\mathbf{K})] \right\} + \mathbf{K} = -2f_c \mathbf{E}^i \quad (36)$$

ahol most már a transzformált ismeretlen a \mathbf{K} , melyre igaz, hogy

$$\mathbf{J} = \tau^{-1} [(\tilde{\mathbf{G}} + \mathbf{E})^{-1} \tau(\mathbf{K})] \quad (37)$$

Itt az \mathbf{E} egy 2×2 -es egységmátrix a „-1”-es index az inverz-mátrixra utal, f_f pedig az f_c komplementer függvénye, melynek az értéke a vezető felületeken zérus, míg máshol egységnyi.

A (36) egyenletben szereplő $(\mathbf{G} - \mathbf{E})(\mathbf{G} + \mathbf{E})^{-1}$ transzformált mátrix sajátértékei $(e - 1)/(e + 1)$ módon transzformálódnak, ahol e az eredeti \mathbf{G} mátrix sajátértéke.

E módszer hatékonyságának bemutatására a [17] irodalom több összehasonlítást is végez, melyek eredményeként megállapítja, hogy a javulás az iterációk számának csökkenésében 1–3-szoros. Mint később látni fogjuk, saját tapasztalataink ezzel szemben csak nagyon kis mértékű javulást igazolnak, melynek oka elsősorban az lehet, hogy mi kizárólag merőleges beesést vizsgáltunk, ahol az operátor kondicionáltsága nem olyan kritikus

b) Bikonjugált gradiens módszer (BiCGM) [18]

E módszert főleg rosszul kondicionált operátoregyenletek megoldására javasolják. Hátránya a hagyományos CGM-rel szemben, hogy $2N$ számú ismeretlennel többet kell tárolni, mint az eredeti változatban és hogy az egyes iterációknál kapott hiba nem monoton csökken. Ezen hátrányok ellenére a (17) operátoregyenlet megoldására mégis ezt a módszert javasoljuk, mert konvergencia tulajdonságai nagyságrendekkel jobbak, mint a CGM vagy a prekondicionált CGM tulajdonságai.

A BiCGM — eltérően a hagyományos CGM-től — minden egyes lépésben teljesítmény normát minimalizál. A minimalizálandó F függvény ennek megfelelően

$$F(\mathbf{I}, \mathbf{J}) = 2 \cdot \text{Re} \langle L(\mathbf{I}), \mathbf{J} \rangle = \langle L(\mathbf{I}), \mathbf{J} \rangle + \overline{\langle L(\mathbf{I}), \mathbf{J} \rangle} \quad (3i)$$

ahol \mathbf{I} és \mathbf{J} vektor értékű függvények, „Re” pedig a valós részt jelenti.

A (18) operátoregyenletre vonatkozó általános BiCGM-t megvalósító algoritmus a következő:

$$\mathbf{J}_1 = 0; \mathbf{R}_1 = \mathbf{P}_1 = \mathbf{Y}; \mathbf{W}_1 = \mathbf{Q}_1 = \bar{\mathbf{Y}} \quad (39)$$

és $i = 1, 2, \dots$ esetén legyen

$$a_i = \frac{\langle \mathbf{R}_i, \mathbf{Q}_i \rangle}{\langle L(\mathbf{P}_i), \mathbf{W}_i \rangle} \quad (40)$$

$$\mathbf{J}_{i+1} = \mathbf{J}_i + a_i \mathbf{P}_i \quad (41)$$

$$\mathbf{R}_{i+1} = \mathbf{R}_i - a_i L_i(\mathbf{P}_i) \quad (42)$$

$$Q_{i+1} = Q_i - \bar{a}_i L^*(W_i) \quad (43)$$

$$c_i = \frac{\langle R_{i+1}, Q_{i+1} \rangle}{\langle R_i, Q_i \rangle} \quad (44)$$

$$P_{i+1} = R_{i+1} + c_i P_i \quad (45)$$

$$W_{i+1} = Q_{i+1} + \bar{c}_i W_i \quad (46)$$

ahol most az a_i és c_i nem skalárok, hanem komplex mennyiségek.

Itt kell megjegyeznünk, hogy a (39)—(46) egyenletekkel definiált algoritmustetszőleges operátorra alkalmazható, eltérően a hagyományos CGM-től, mely csak Hermite típusú operátor esetén használható. A [18] publikáció közül egy másik algoritmust is, mely szimmetrikus operátorokra alkalmazható, és csak feleannyi számítási műveletet tartalmaz, mint ez az általánosabb eljárás. Ez nagy előnyt jelentene, de a szerző állításával ellentétben az a véleményünk, hogy a (19b.) egyenlettel definiált operátor nem szimmetrikus.

A következő alfejezetben röviden összefoglaljuk a számítások eredményeként kiadódó szórásiparaméterek definícióit.

5. Szórásiparaméterek

A továbbiakban szórásiparamétereknek nevezzük a feszültségre, illetve a teljesítményre vonatkozó reflexiós és átviteli tényezőket, melyek egyértelműen jellemzik a 2. alfejezetben bevezetett fizikai modell szórásitulajdonságait. Külön foglalkozunk a domináns módusra [3, 12, 13] és külön a teljesítményre vonatkozó szórásiparaméterek definícióival és kiszámításuk módozataival.

Ha a geometriai méretek olyanok, hogy csak a domináns módus terjed, vagyis $(m, n) = (0, 0)$ akkor a távotér kialakításában kizárólag az áram konstans összetevője játszik szerepet. Ekkor nagy z/λ értékekre igaz, hogy

$$E^s = \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \tilde{G}(0,0) \tilde{J}(0,0) e^{\gamma_{0,0} z} \quad (47)$$

illetve

$$E^t = E^i + \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \tilde{G}(0,0) \tilde{J}(0,0) e^{-\gamma_{0,0} z} \quad (48)$$

ahol $\gamma_{0,0} = k_0$ a (8) egyenletek megfelelően. Ezek után az x és y komponensekre vonatkozó feszültség reflexiós és átviteli tényezők a következők lesznek:

$$R_x = E_x^s / (E_x^{i2} + E_y^{i2})^{1/2} \quad (49)$$

$$R_y = E_y^s / (E_x^{i2} + E_y^{i2})^{1/2}$$

illetve

$$T_x = E_x^t / (E_x^{i2} + E_y^{i2})^{1/2} \quad (50)$$

$$T_y = E_y^t / (E_x^{i2} + E_y^{i2})^{1/2}$$

ahol a (49), a (47) egyenlettel definiált szórt térre, az (50) pedig a (48) egyenlettel megadott teljes térre vonatkoznak.

A teljesítményre vonatkozó szórásiparaméterek pedig

$$|R|^2 = |R_x|^2 + |R_y|^2$$

$$|T|^2 = |T_x|^2 + |T_y|^2 \quad (51)$$

Megjegyezzük, hogy a (49), illetve (50) képletekkel megadott feszültségre vonatkozó szórásiparaméterekből egyszerű koordináta-transzformációval megadhatók a névleges és keresztpolarizációra vonatkozó reflexiós, illetve átviteli tényezők [21].

Az előbbieknél megfelelően, ha csak a domináns módus terjed, akkor a szórt tér egyirányú, vagyis az iránydiagramnak nincsenek melléknyalábjai és igaz lesz a (0,0) módusra vonatkozó energiamegmaradás tétel, miszerint

$$P_d/P_i + |R|^2 + |T|^2 = 1 \quad (52)$$

ahol P_d az anyagban disszipált, P_i pedig a gerjesztő tér teljesítménysűrűsége.

Ha nem csak a domináns módus terjed, akkor az összes teljesítményre vonatkozó szórásiparaméterek a következőképpen írhatók fel:

$$|R|^2 = \frac{\operatorname{Re} \left\{ \int_{ec} (E^s \times \bar{H}^s)(\hat{z}) ds \right\}}{\operatorname{Re} \left\{ \int_{ec} (E^t \times \bar{H}^t)(-\hat{z}) ds \right\}} \quad (53)$$

ahol a H^s mágneses térerősséget a Maxwell egyenletekből határozhatjuk meg. Az integrál az egységnyi (periódikus) cellára vonatkozik. Az átviteli tényező a teljes térből határozható meg:

$$|T|^2 = \frac{\operatorname{Re} \left\{ \int_{ec} E^t \times \bar{H}^t(-\hat{z}) ds \right\}}{\operatorname{Re} \left\{ \int_{ec} (E^t \times \bar{H}^t)(-\hat{z}) ds \right\}} \quad (54)$$

A következő alfejezetben az egyes módszerek előnyeit és hátrányait egy gyakorlati példa kapcsán mutatjuk be.

6. Számítási eredmények

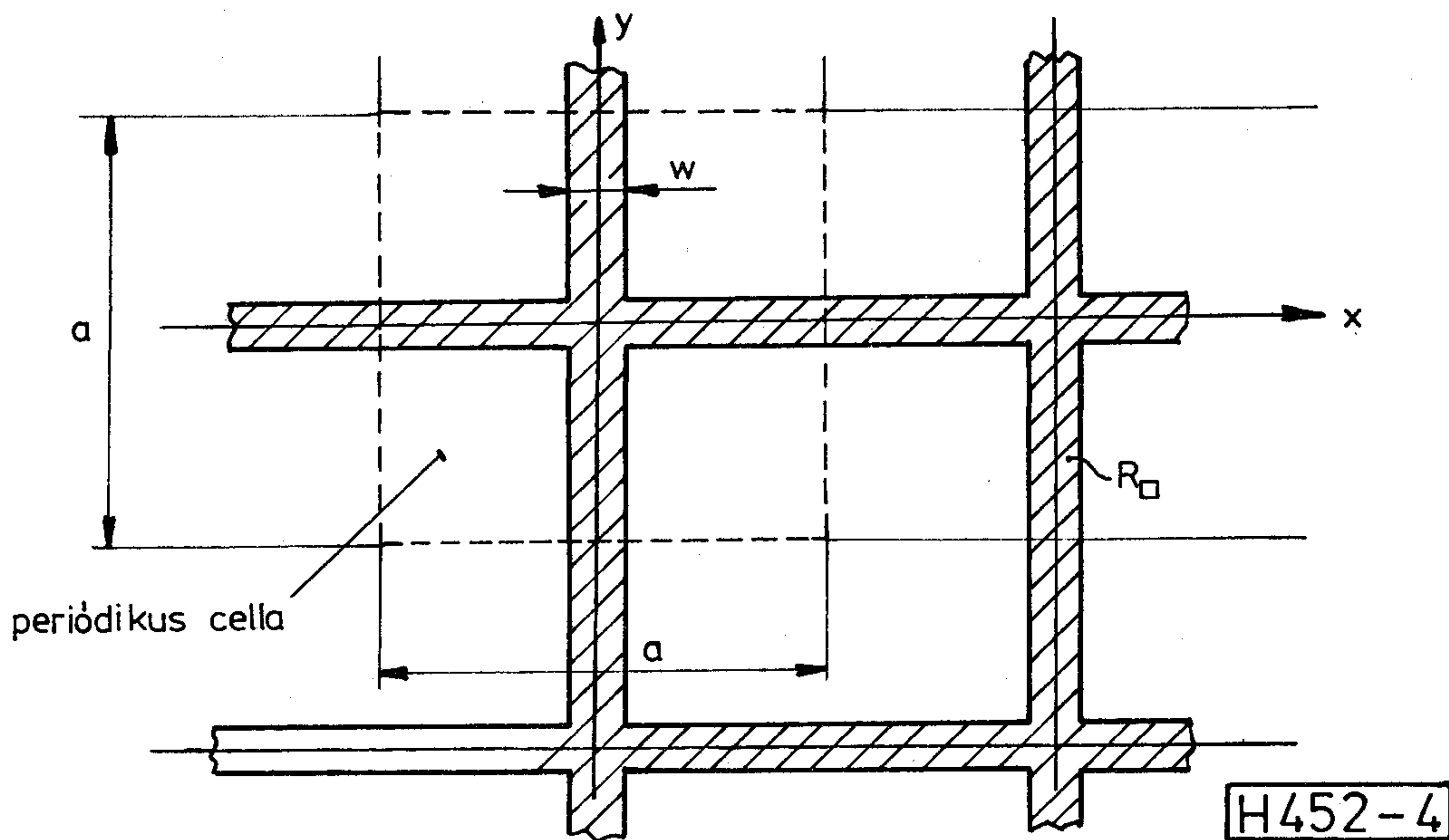
Ebben az alfejezetben egy szabályos geometriájú fémháló analízise kapcsán összehasonlítjuk a CGM—FFT, a prekondicionált CGM—FFT és a BiCGM—FFT módszerekkel kapott eredményeket pontosság és konvergenciasebesség szempontjai szerint. Ilyen elrendezés vizsgálatára a szakirodalomban már találunk példát [13, 20], s az általuk közölt számítási eredményeket referenciaként fogjuk használni.

Modellünk megfelel a 2. alfejezetben bevezetett fizikai modellnek, ahol a felület veszteségét az R_{\square} felületi négyzetes ellenállással írjuk elő. Számításaink eredményeként mindig a domináns módusra vonatkozó szórásiparamétereket adjuk meg.

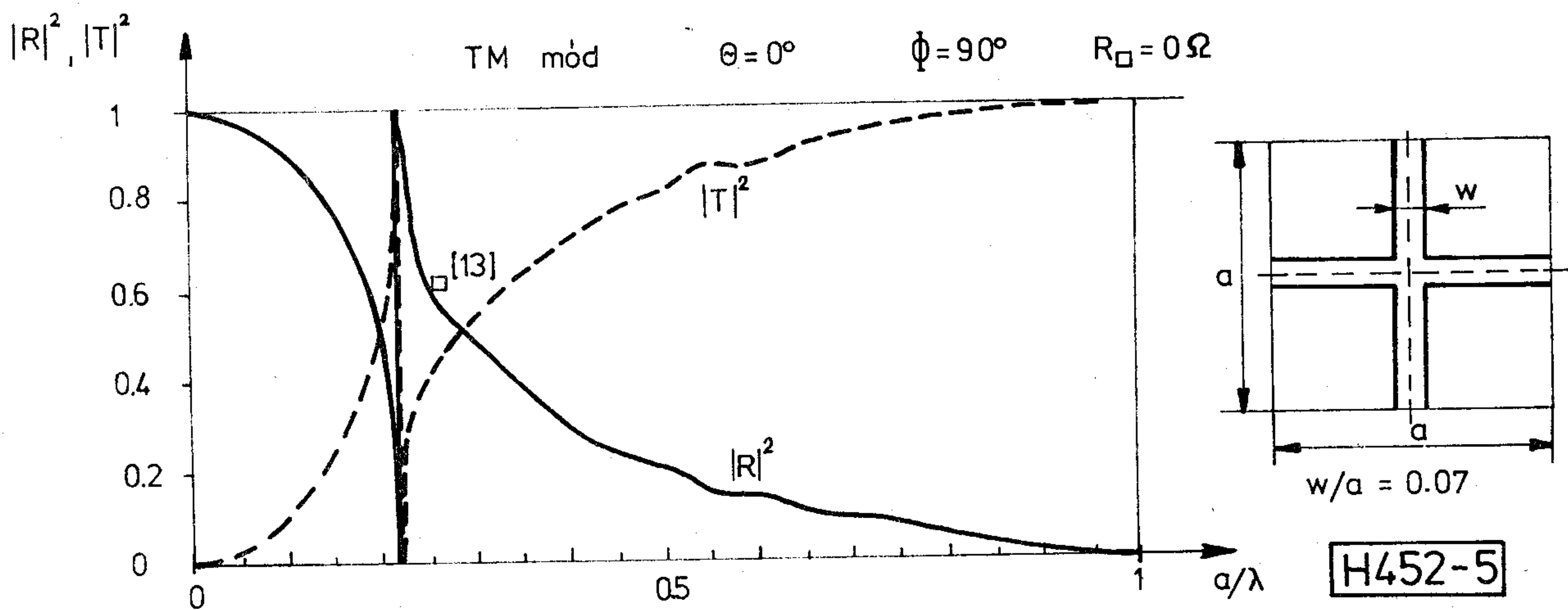
A végtelen kiterjedésű rácsszerkezet kinagyított periódikus cellája a 4. ábrán látható.

A négyzetes cella mérete a , a vezető felület szélessége W , melyre teljesül, hogy $W/a = 0,07$. A felület négyzetes ellenállása R_{\square} .

Az 5. ábrán megadtuk az előbbi geometriára vonatkozó teljesítmény reflexiós- és átviteli ténye-



4. ábra. Szabályos rácsgéometria



5. ábra. Teljesítményre vonatkozó szórásparaméterek a hullámhossz függvényében, $R_{\square} = 0 \text{ ohm}$

zót a hullámhosszban kifejezett geometriai méretek függvényeként a $0 < a/\lambda < 1$ tartományra.

A diagram TM módosú merőleges beesésre vonatkozik, ahol $R_{\square} = 0 \text{ ohm}$.

Az ábrán jól látszik az $a/\lambda \approx 0,22$ -nél lévő rezonancia, ahol $|R|^2$ nagyon gyorsan változik a frekvencia függvényében. Az ábrán feltüntettük a [13] közleményből származó számítási eredményt is.

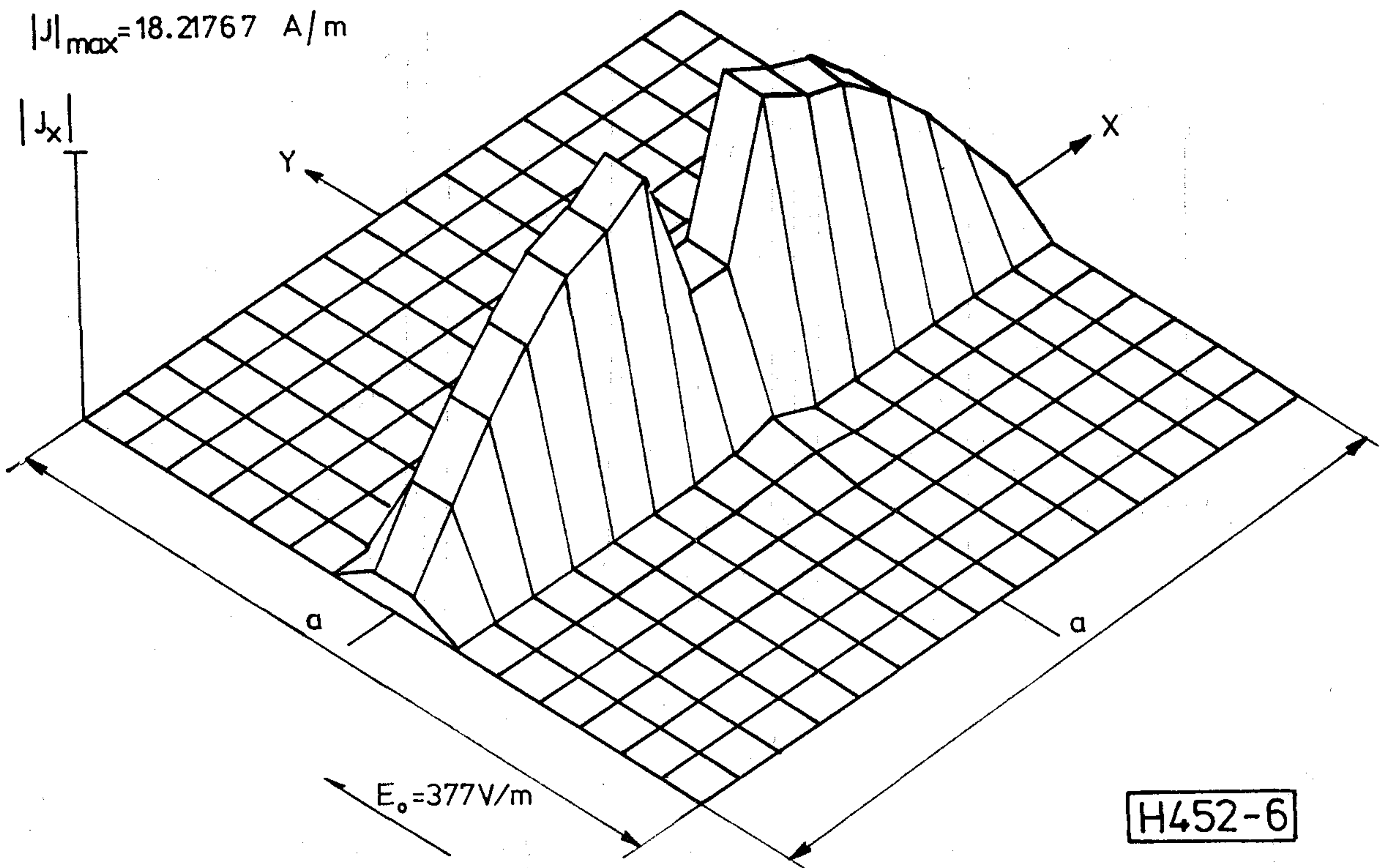
A 6. és 7. ábrán az $a/\lambda = 0,25$ értékhez tartozó árameloszlást adtuk meg egy periódikus cellán belül. A 6. ábrán az indukált áram x irányú, míg a 7. ábrán az y irányú komponensének abszolútértékét rajzoltuk fel.

A 8. ábrán az $\varepsilon^2 = 10^{-4}$ hibához tartozó iterációk számát rajzoltuk fel a/λ függvényében, a CGM—FFT, a prekondicionált CGM—FFT és a BiCGM—FFT módszerek alkalmazása esetén. A polarizáció TM módosú, $\Theta = 0^\circ$, $\Phi = 90^\circ$ és $R_{\square} = 0 \text{ ohm}$. Az ábrán látható három görbe közül a BiCGM—FFT

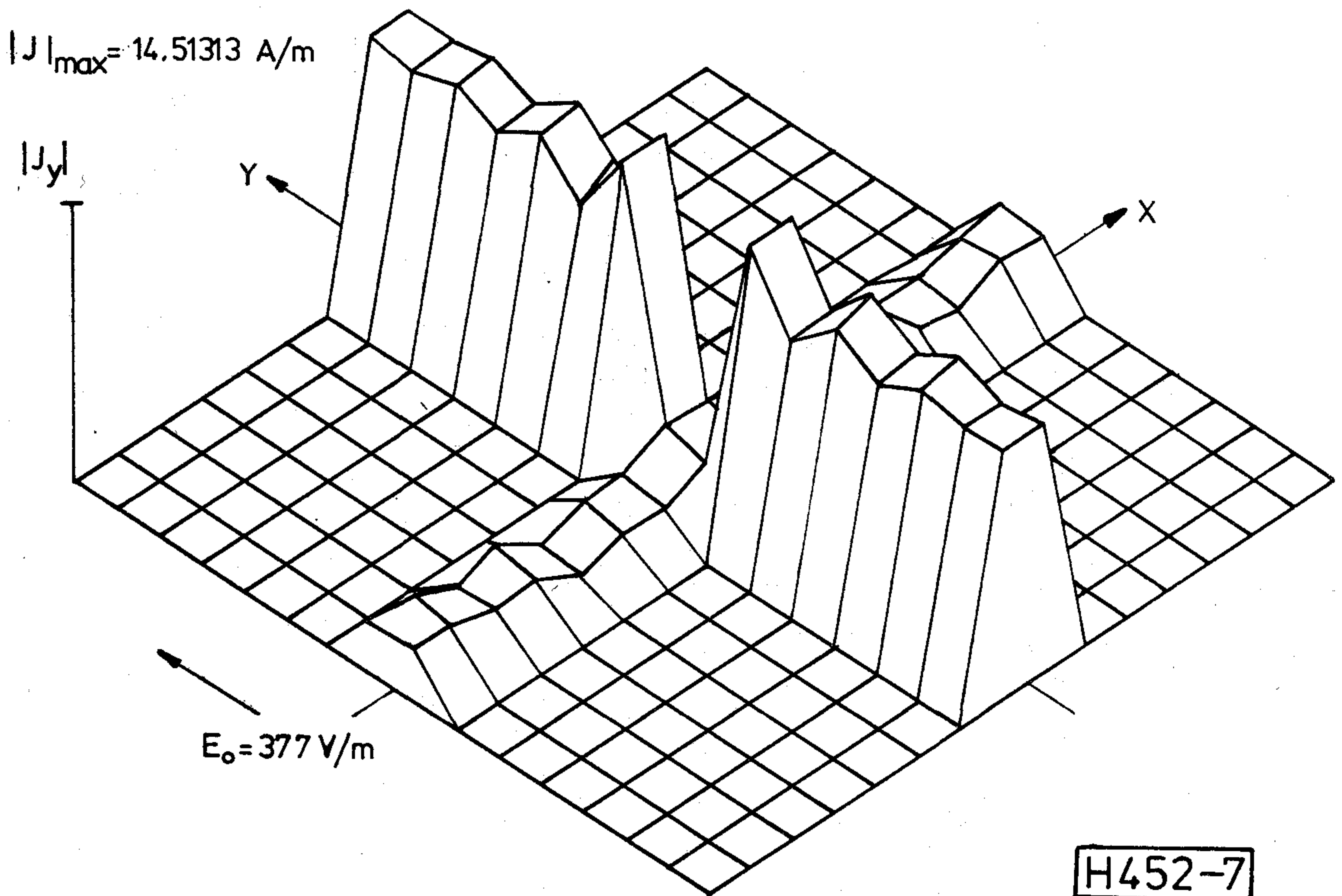
módszerhez tartozó mutatja a legkedvezőbb konvergencia tulajdonságokat. Érdeemes megjegyezni, hogy a prekondicionált CGM—FFT módszer csak a rezonancia környezetében biztosít gyors konvergenciát, máshol a szükséges iterációk száma nagyobb, mint amely a hagyományos CGM—FFT módszernél kell.

A 9. ábrán az előbb említett három módszerhez tartozó hibát rajzoltuk fel az iterációk számának függvényében. A polarizáció itt is TM módosú, $\Theta = 0^\circ$, $\Phi = 90^\circ$, $R_{\square} = 0 \text{ ohm}$ és $a/\lambda = 0,25$. Az ábrán jól látszik, hogy a hagyományos CGM—FFT és a prekondicionált CGM—FFT-eljárások esetén a hiba monoton csökken, ellentétben a BiCGM—FFT-módszerrel. Az adott ε^2 hibához szükséges iterációk száma ezzel szemben ez utóbbi eljárásnál kisebb.

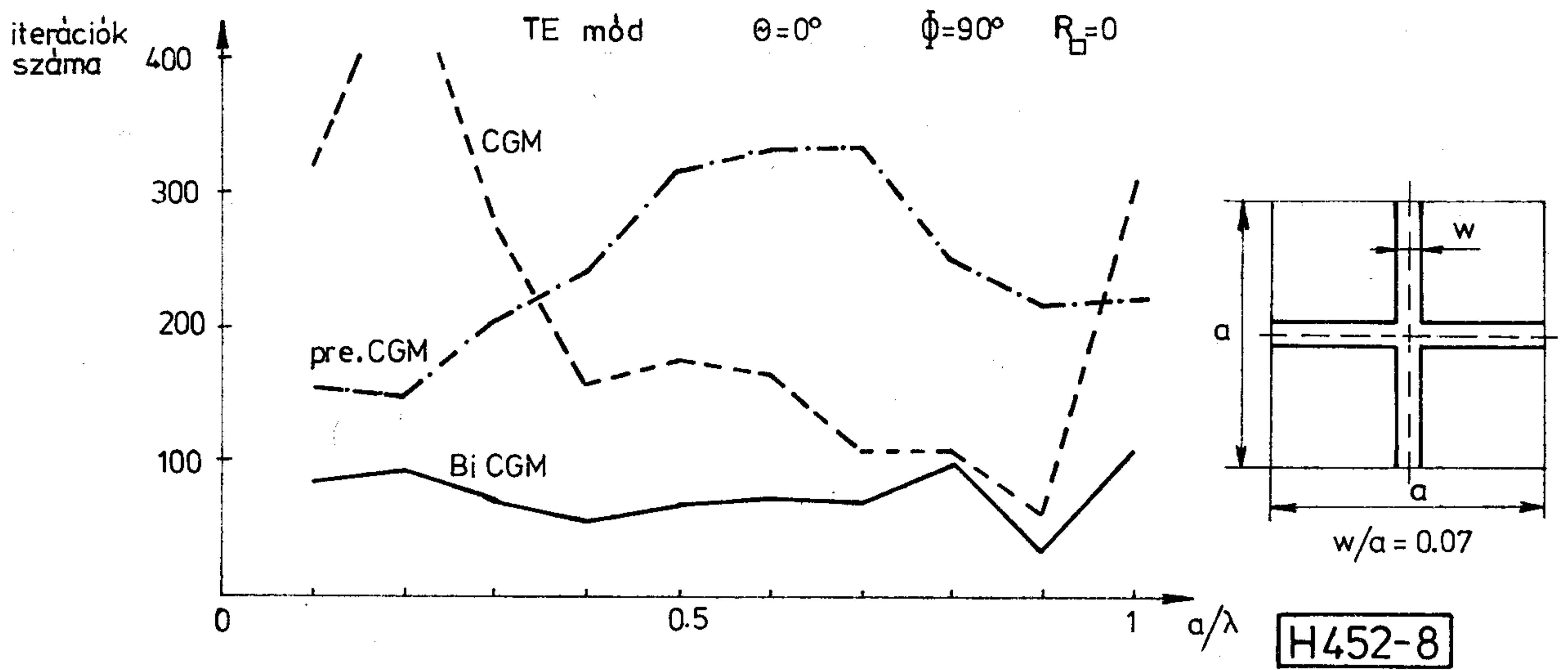
A 10. ábrán az $a/\lambda = 0,25$ -höz tartozó szórásparaméter és P_d/P_i értékeket ábrázoltuk a felületi négyzetes ellenállás függvényében ($0 < R_{\square} < 100$



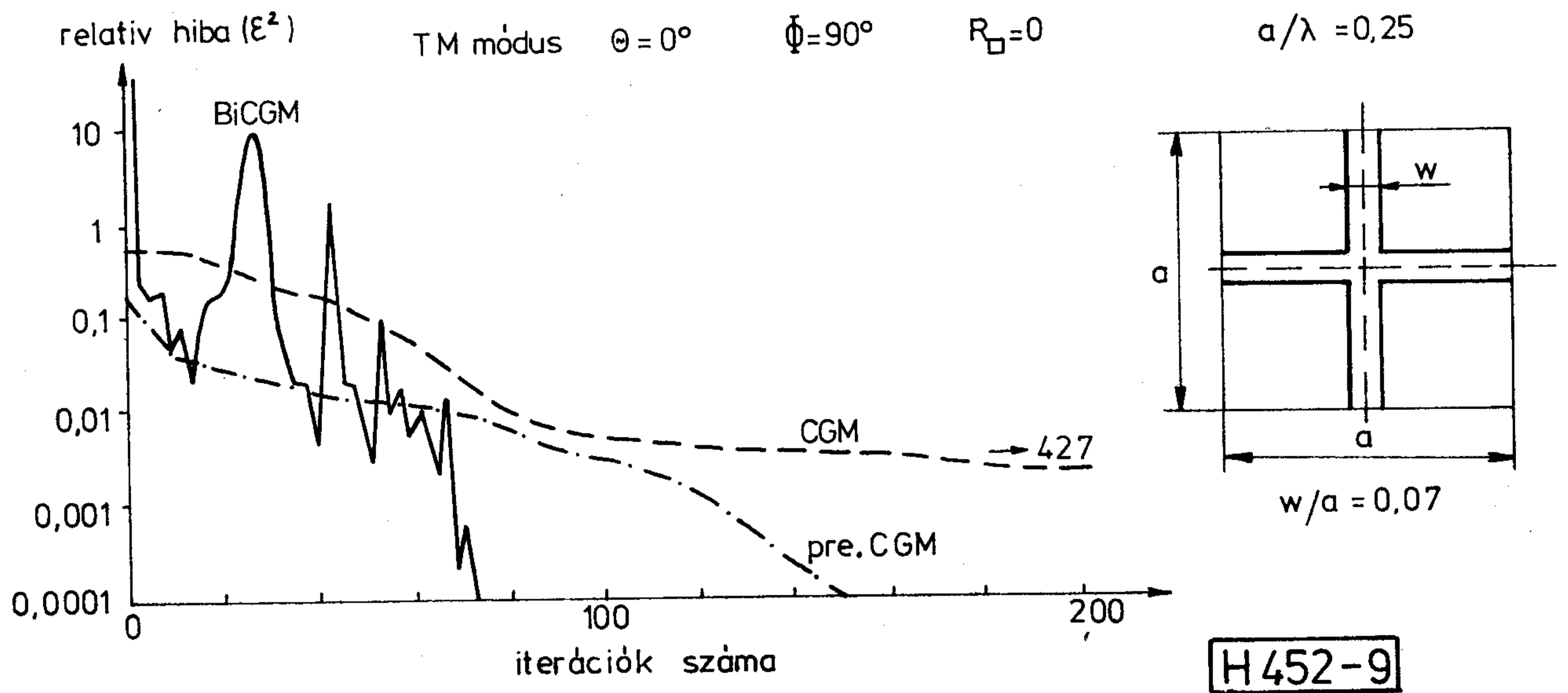
6. ábra. Az indukált áram $|J_x|$ eloszlása egy periódikus cellán belül, TM-mód, $a/\lambda = 0,25$, $\theta = 0^\circ$, $\phi = 90^\circ$, $R_{\square} = 0 \text{ ohm}$



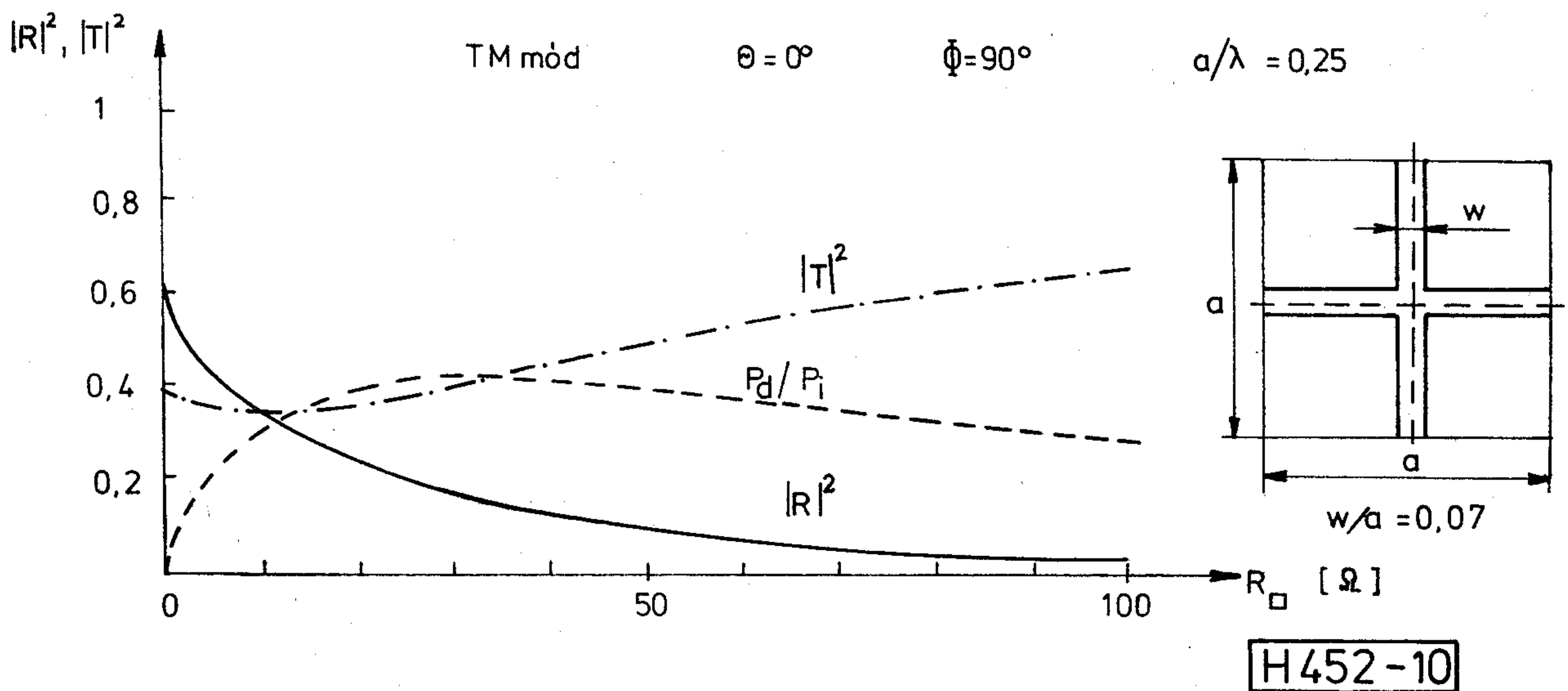
7. ábra. Az indukált áram $|J_y|$ eloszlása egy periódikus cellán belül, TM-mód, $a/\lambda = 0,25$, $\theta = 0^\circ$, $\phi = 90^\circ$, $R_{\square} = 0 \text{ ohm}$



8. ábra. Az iterációk száma az a/λ függvényében

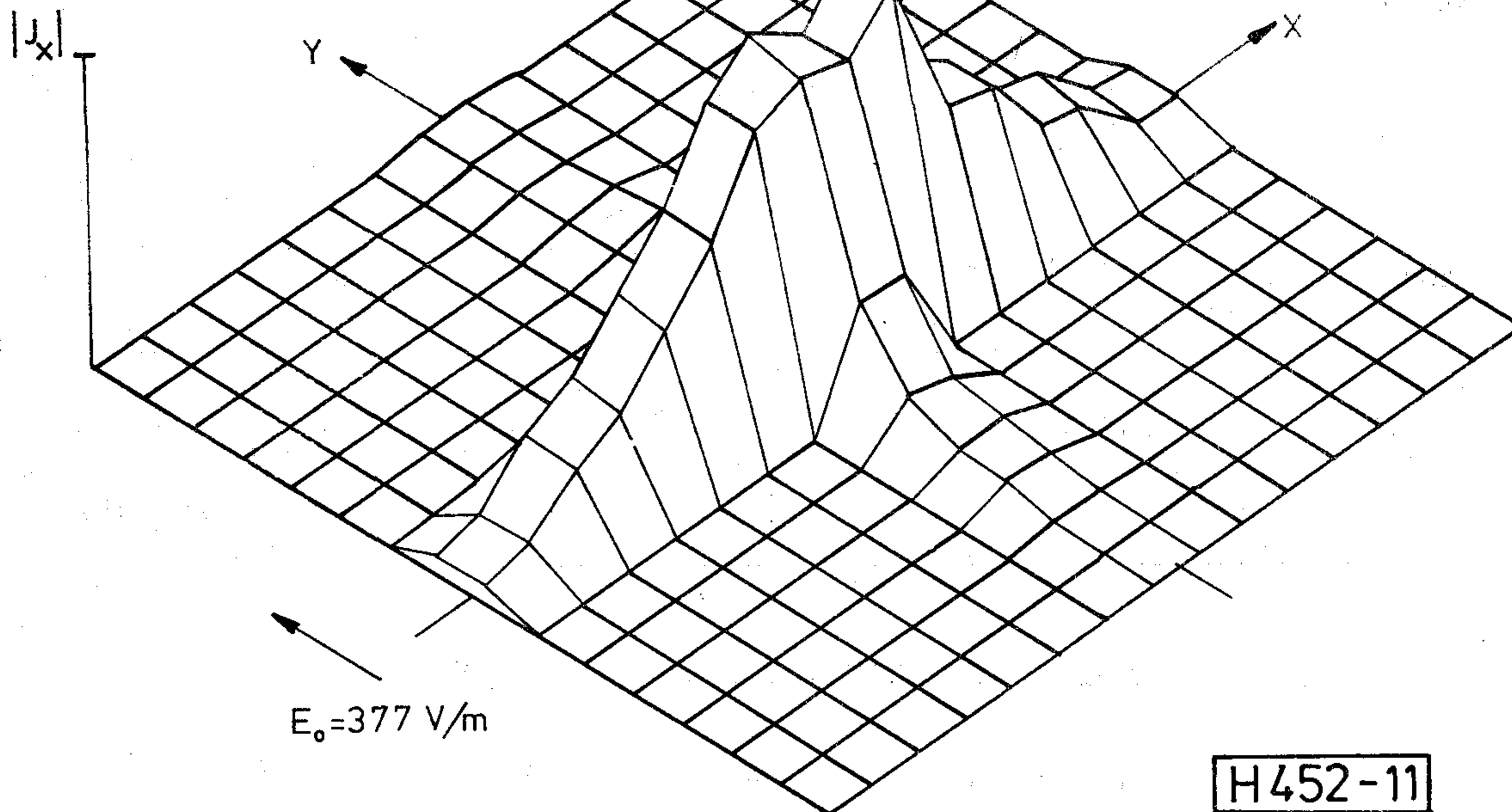


9. ábra. Az egyes módszerek relatív hibái az iterációk számának függvényében



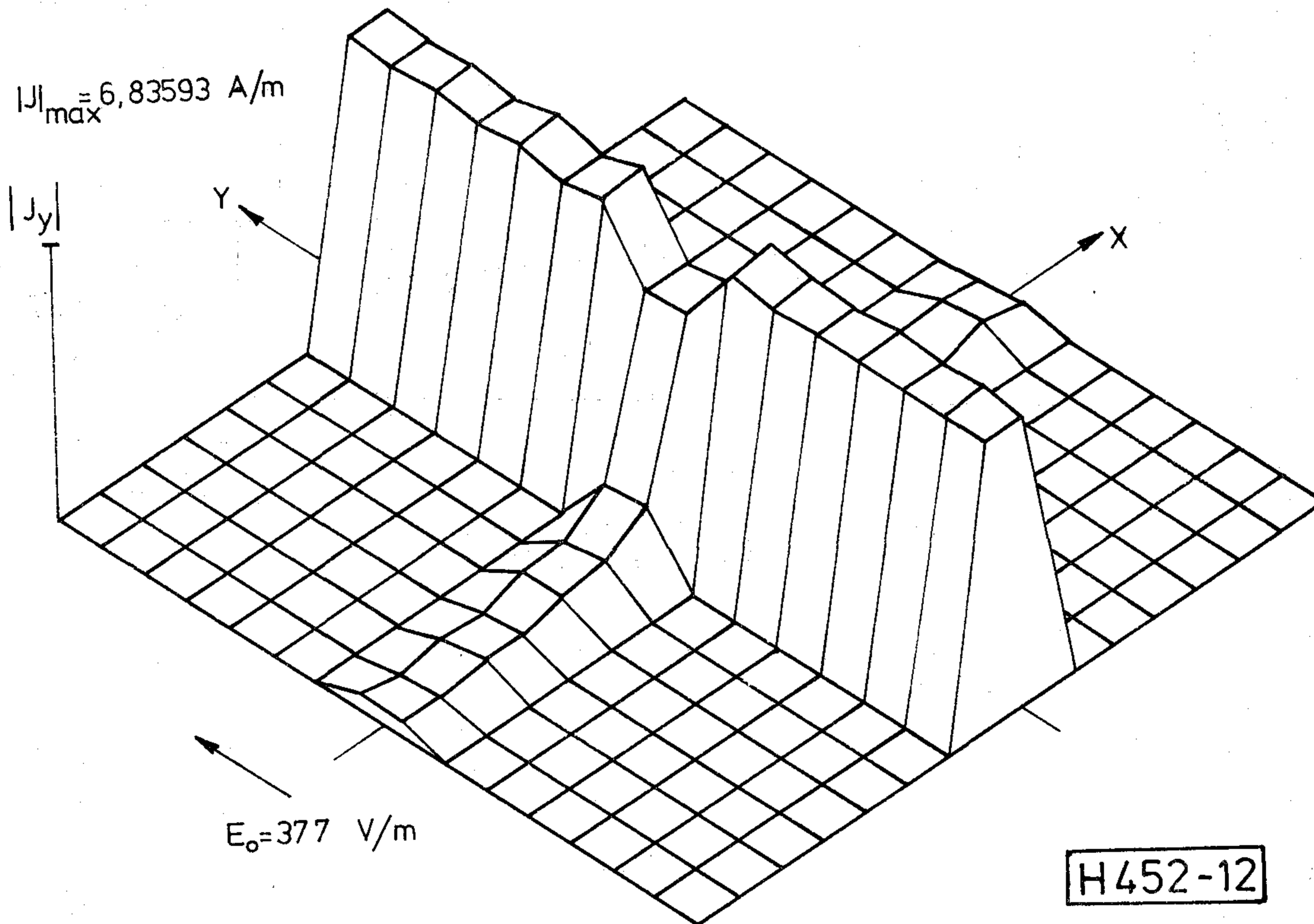
10. ábra. Teljesítményre vonatkozó szórás paraméter és P_d/P_i értékek az R_{\square} függvényében

$$|J|_{\max} = 1.79708 \text{ A/m}$$



11. ábra. Az indukált áram $|J_x|$ eloszlása egy periódikus cellán belül, TM-mód, $a/\lambda=0,25$, $\Theta=0^\circ$, $\Phi=90^\circ$, $R_{\square}=30 \text{ ohm}$

$$|J|_{\max} = 6,83593 \text{ A/m}$$



12. ábra. Az indukált áram $|J_y|$ eloszlása egy periódikus cellán belül, TM-mód, $a/\lambda=0,25$, $\Theta=0^\circ$, $\Phi=90^\circ$, $R_{\square}=30 \text{ ohm}$

ohm). A gerjesztő polarizáció TM módosú, $\Theta=0^\circ$, és $\Phi=90^\circ$.

Az ábrán látható, hogy a P_a/P_i görbének jól definiált maximuma van, ami a belső csillapítás tekintetében optimumnak vehető. Ez az érték körülbelül $R_{\square}=30 \text{ ohm}$.

A 11. és 12. ábrán szintén az $a/\lambda=0,25$ értékhez tartozó árameloszlást rajzoltuk meg, de ellentétben

a 6. és 7. ábrán láthatóval, most $R_{\square}=30 \text{ ohm}$. Az ábrán jól látszik, hogy az áram abszolút értéke mind a két komponens esetén lényegesen lecsökkent a veszteségmentes esethez képest.

Megjegyezzük, hogy a [12] közleményben vizsgált elrendezésekre mi is végeztünk futtatásokat és eredményeink csak 1%-nál kisebb mértékben tértek el egymástól.

7. Értékelés

E cikk összefoglalásaként megállapíthatjuk, hogy a BiCGM—FFT módszer hatékonyan alkalmazható periódikus veszteséges geometriák részletes analízisére.

A prekondicionálás dolgozatban bemutatott változata csak a rezonancia környezetében hozott lényeges javulást. Ennek oka elsősorban az, hogy az operátor itt nagyon rosszul kondicionált és az alkalmazott transzformáció ezen a helyen radikálisan csökkenteni tudta az operátor kondíciószámát. A rezonancia környezetén kívül az adott pontossághoz szükséges iterációk száma mindenhol meghaladta a hagyományos CGM—FFT-módszerhez tartozó értékeket.

A BiCGM—FFT-módszer ezzel szemben mindenhol gyorsabb konvergenciát biztosított, mint a másik két eljárás, ami IBM—PC/AT-gépen már elfogadható, 20—30 perces futási időt jelent geometriától és veszteségtől függően.

Érdeemes megjegyezni, hogy a mintavételi tétel érvényesítésével mind a CGM—FFT, mind a BiCGM—FFT-módszer használható véges kiterjedésű sík problémák megoldására is [16].

Köszönetnyilvánítás

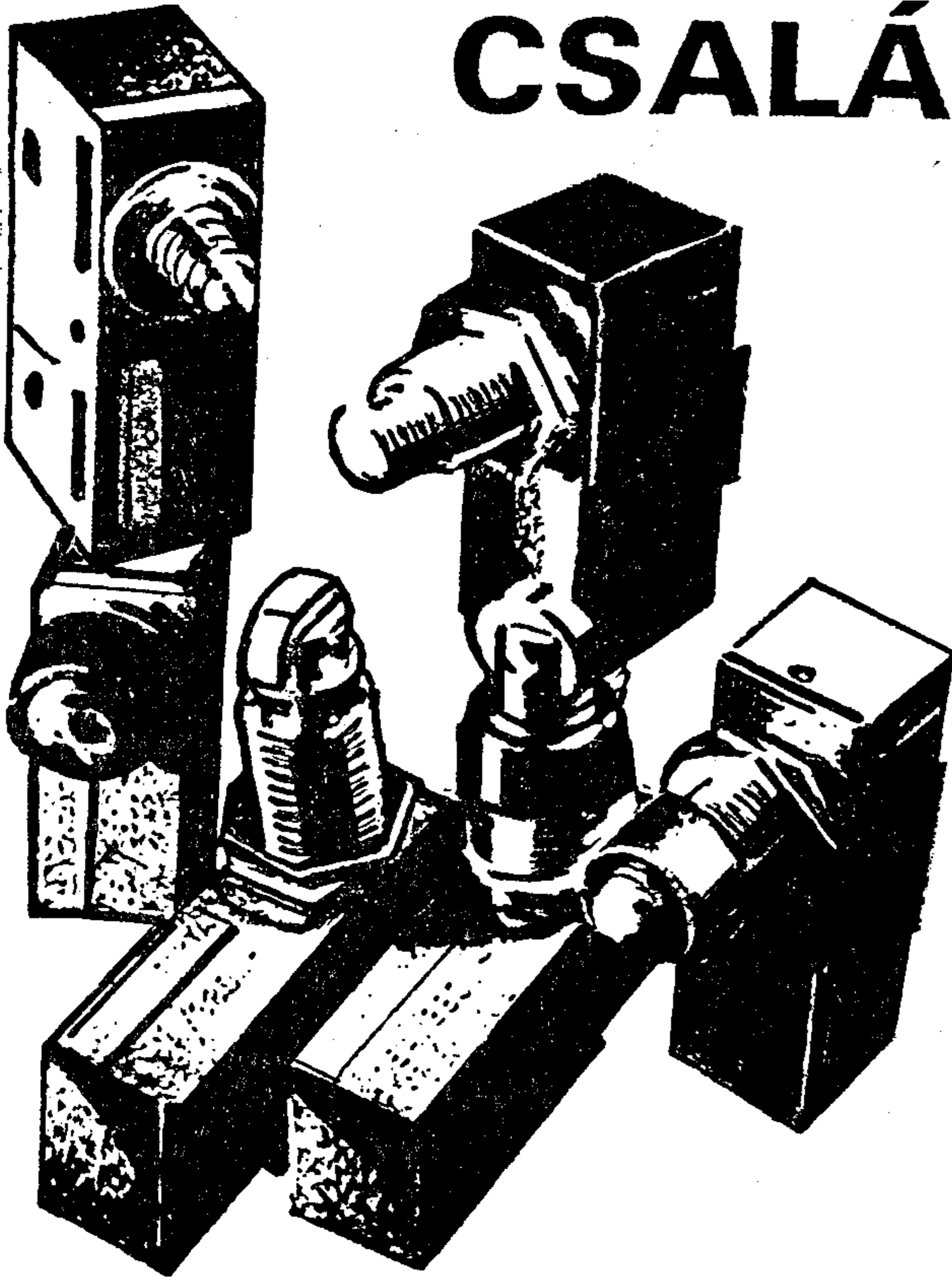
Köszönetünket fejezzük ki Szekeres Béla adjunktusnak a dolgozat elkészítése során nyújtott szakmai segítségéért, valamint Nagy Lajos nappali szakmérnökhallgatónak a programok írásánál nyújtott önzetlen segítségéért.

IRODALOM

- [1] C. J. Larson—B. A. Munk: The Broad-Band Scattering Response of Periodic Arrays, *IEEE Trans. Antennas and Propagat.* Vol. AP—31. No. 2., pp: 261—267, 1983.
- [2] S. W. Lee—G. Zarrillo—C. L. Law: Simple Formulas for Transmission Through Periodic Metal Grids or Plates, *IEEE Trans. Antennas Propagat.* Vol. AP—30, No., 5., pp: 904—909, 1982.
- [3] M. Ando—K. Takei: Reflection and Transmission Coefficients of a Thin Strip Grating for Antenna Application, *IEEE Trans. Antennas Propagat.* Vol. AP—35, No. 4., pp.: 367—371, 1987.
- [4] W. L. Ko—R. Mittra: A New Approach Based on a Combination of Integral Equation and Asymptotic Techniques for Solving Electromagnetic Scattering Problems, *IEEE Trans. Antennas Propagat.* Vol. AP—25, No. 2., pp. 187—197, 1977.
- [5] C. H. Tsao—R. Mittra: A Spectral-Iteration Approach for Analysing Scattering from Frequency Selective Surfaces, *IEEE Trans. Antennas Propagat.* Vol. AP—30, No. 2., pp: 303—308, 1982.
- [6] C. H. Tsao—R. Mittra: Spectral-Domain Analysis of Frequency Selective Surface Comprised of Periodic Arrays of Cross Dipoles and Jerusalem Crosses, *IEEE Trans. Antennas Propagat.* Vol. AP—32, No. 5., pp: 478—486, 1984.
- [7] R. Mittra—R. C. Hall—C. H. Tsao: Spectral-Domain Analysis of Circular Patch Frequency Selective Surfaces, *IEEE Trans. Antennas Propagat.* Vol. AP—32. No. 5., pp: 533—536, 1984.
- [8] R. C. Hall—R. Mittra: Scattering from a Periodic Array of resistive Strips, *IEEE Trans. Antennas Propagat.* Vol. AP—33, No. 9., pp: 1009—1011, 1985.
- [9] K. Uchida—T. Noda—T. Matsunaga: Numerical Analysis of Plane Wave Scattering by an Infinite Plane Grating Using Weighted Fourier Series, *The Transactions of the IECE of Japan*, Vol. E 69, No. 2., pp: 132—138, 1986.
- [10] K. Uchida—T. Noda—T. Matsunaga: Spectral Domain Analysis of Electromagnetic Wave Scattering by an Infinite Plane Metallic Grating, *IEEE Trans. Antennas Propagat.* Vol. AP—35. No. 1., pp: 46—52, 1987.
- [11] T. K. Sarkar—E. Arvas: On a Class of Finite Step Iterative Methods for the Solutions of an Operator Equation in Electromagnetics, *IEEE Trans. Antennas Propagat.* Vol. AP—33, No. 10., pp: 1058—1066, 1985.
- [12] R. S. Zich: Special Issue on Frequency Selective Surfaces, *Electromagnetics*. Vol. 5., No. 4., 1985.
- [13] C. G. Christodoulou—J. F. Kauffman: On the Electromagnetic Scattering from Infinite Rectangular Grids with Finite Conductivity, *IEEE Trans. Antennas Propagat.* Vol. AP—34., No. 2, pp: 144—154, 1986.
- [14] T. K. Sarkar—E. Arvas—S. M. Rao: Application of FFT and the Conjugate Gradient Method for the Solution of Electromagnetic Radiation from Electrically Large and Small Conducting Bodies, *IEEE Trans. Antennas Propagat.* Vol. AP—34, No. 4., pp: 535—640, 1986.
- [15] D. T. Borup—O. P. Gandhi: Comments on „Application of FFT and the Conjugate Gradient Method for the Solution of Electromagnetic Radiation from Electrically Large and Small Conducting Bodies”. *IEEE Trans. Antennas Propagat.* Vol. AP—35., No. 5., pp: 607—609, 1987.
- [16] R. Kastner—R. Mittra: Iterative Analysis of Finite-Sized Planar Frequency Selective Surfaces with Rectangular Patches or Perforations, *IEEE Trans. Antennas Propagat.* Vol. AP—35, No. 4., pp: 372—377., 1987.
- [17] A. Kas—E. L. Yip: Preconditioned Conjugate Gradient Methods for Solving Electromagnetic Problems, *IEEE Trans. Antennas Propagat.* Vol. AP—35. No. 2., pp: 147—152, 1987.
- [18] T. K. Sarkar: On the Application of the Generalized BiConjugate Gradient Method, *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 1. No. 3. pp: 223—242, 1987.
- [19] D. J. Evans: Sparsity and its Applications, Cambridge, 1985.
- [20] P. L. E. Uslenghi: *Electromagnetic Scattering*, Academic Press, 1978.
- [21] Szekeres Béla: *Antennák és hullámterjedés. Egyetemi jegyzet. (Házi sokszorosítás)*
- [22] P. Petre—L. Zombory: Application of the generalized biconjugate gradient FFT method for analysing planar frequency selective surfaces, *Electronics Letters*, 28 th April 1988. Vol 24. No. 9. pp: 565—566.

KONTEX

MIKROKAPCSOLÓ CSALÁD



A KONAKTA ELEKTROMECHANIKAI VÁLLALAT olyan új típusú mikrokapcsoló családot fejlesztett ki, amely érzékenységét tekintve világviszonylatban is egyedülálló, nagypontosságú működési paraméterekkel rendelkezik. A nagy érzékenység az érintkezők közötti légtér káros csökkentése nélkül van biztosítva.

A kapcsoló kiváló tulajdonságait az új átpattanó szerkezet konstrukciója tette lehetővé.

Jellemző paraméterek:

- kis mozgáskülönbség mellett viszonylag nagy érintkezőtávolság max. 0,01 mm esetében 0,5 mm érintkezőtávolság, max. 0,005 mm esetében 0,35 mm érintkezőtávolság.
- nagy kapcsolási teljesítmény
- hosszú mechanikai és elektromos élettartam
- IP 65 és IP 68-as védettség (tokozott változatoknál)
- széles körű típusválaszték

A kapcsolócsalád paraméterei megfelelnek a nemzetközi szabványelőírásoknak.

A KONTEX mikrokapcsolók háromféle kivitelben, különféle működtető mechanikákkal szerelve kerülnek gyártásra:

- alapkapcsolók
- tokozott helyzetkapcsolók
- robbanásbiztos tokozású helyzetkapcsolók

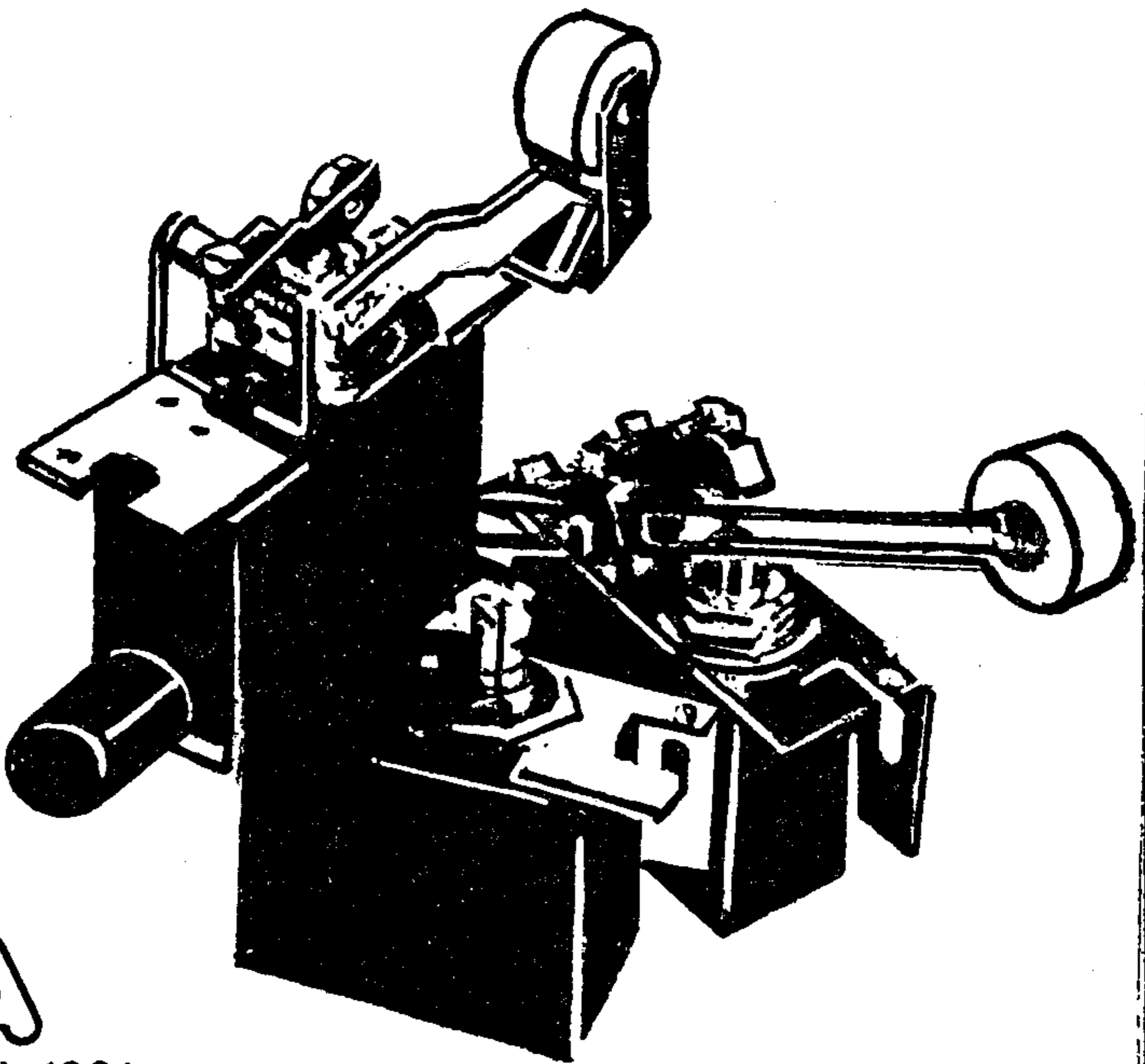
A berendezéssel kapcsolatos mindennemű alkalmazástechnikai kérdésben, és a továbbfejlesztéssel összefüggő elképzelésekről a KONAKTA Elektronikai fejlesztési osztálya (tel. 279-200/279) készséggel ad felvilágosítást.

GYÁRTÓ:

 **KONAKTA**

Budapest XX. Helsinki út 51-53. H-1201

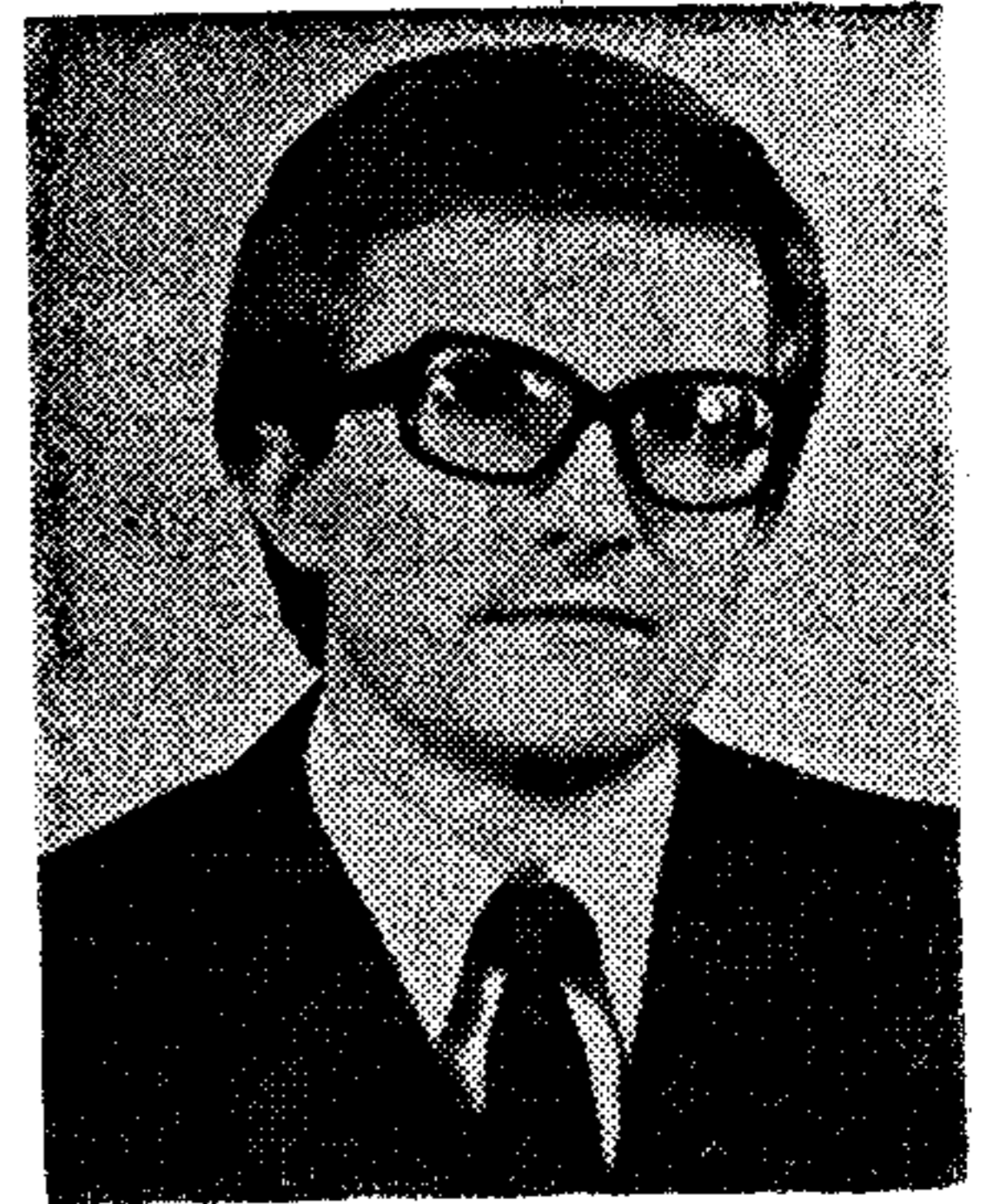
Telefon: 279-200 * Telex: 22-439.



Periodogram alapú spektrumbecslés korszerű digitális jelfeldolgozó mikroprocesszor felhasználásával

DR. KOCSIS FERENC
Távközlési Kutató Intézet

MARX FERENC—
DR. SOLYMOSI JÁNOS
BME Híradástechnikai Elektronika Intézet



ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk korszerű digitális jelfeldolgozó processzorra kifejlesztett periodogram alapú spektrumbecslő program tervezésének kérdéseit tárgyalja, ill. az eredményeket mutatja be. Kifejlesztésre kerültek olyan gyors DFT-modulok ($N=64, 128$ és 256), amelyek sebessége meghaladja az ismerteket. Felépítésüket a TMS32010 DSP architektúráis jellemzőinek kihasználásával optimaltuk. A fennmaradt tárterület lehetővé teszi, hogy ugyanazon processzoron egy, a DFT-t, ill. spektrumbecslést felhasználó főprogram futhasson.

Meghatároztuk a DFT számításánál a véges pontosságú aritmetika miatt fellépő hibák hatásait is.

A programok alkalmazási lehetősége széles körű: beszédfeldolgozás, rezgések vizsgálata, részsávú kódolók, beszédtitkítás, geofizikai vizsgálatok stb.

1. Bevezetés

A híradástechnikában, de a különböző mérnöki tudományokban is gyakran merülnek fel spektrumbecslési feladatok. A diszkrét minták alapján történő spektrumbecslésre két alapvető módszer ismert. Egyik a rendelkezésre álló diszkrét minták alapján becsli a jel autokorrelációs függvényét, s a keresett spektrumbecslés azután a korrelációbecslés Fourier-transzformáltjaként áll elő [2]. A másik módszer a jelminták alapján spektrumbecslésre az ún. periodogramot használja fel, amely a kiindulási jel mintái Fourier-transzformáltjainak számításával állítható elő. A periodogram nem konzisztens becslés [7], azonban simítás és átlagolás alkalmazásával a becslés javítható [14]. Mindkét eljárás a Fourier-transzformáció alkalmazására épül. Véges mintasorozatok esetén a Fourier-transzformált megadható a diszkrét Fourier-transzformált (DTF) értékekkel is.

A cikk jelfeldolgozó mikroprocesszoron (TMS 32010 DSP) programozott úton megvalósított spektrumbecslő programrendszer mutat be. Elsőként a periodogram alapú becslés kérdéseiről lesz szó, amit a TMS32010 mikroprocesszor néhány jellemzőjének bemutatása követ. A negyedik rész tárgya a becsléshez szükséges diszkrét Fourier-transzformációt számító igen gyors DFT-modulok kiválasztásának szempontjai és felépítése. A kidolgozott DFT-modulok pontszáma $N=64, 128$ és 256 . Részletesen elemeztük a DFT meghatározása közben a véges pontosságú aritmetika

A dolgozat részben a BME Villamosmérnöki Kar 1986. évi Tudományos Diákköri Pályázatára benyújtott, s I. díjat nyert dolgozat alapján készült [4].

DR. KOCSIS FERENC

1975-ben szerzett villamosmérnöki diplomát a BME Villamosmérnöki Karán, majd a Távközlési Kutató Intézetben (TKI) kezdett dolgozni. Egyetemi doktori értekezését 1976-ban védte meg. 1983—86 között a BME—HEI-ben dol-

gozott tudományos ösztöndíjasként, ahol a digitális jelfeldolgozás és jelszintézis algoritmikus kérdéseivel foglalkozott. Jelenleg ismét a TKI dolgozója. Szakmai érdeklődési köre: rendszerteknika, digitális jelfeldolgozás, számítástechnika, algoritmusok elmélete.

használata miatt keletkező hibákat. Végül a spektrumbecslést a Welch-módszer alapján, Bartlett-ablakkal számító program ismertetése kerül sorra (a mintahossz $N=2048$, a maximális kötött idejű jelfeldolgozási frekvencia $f_{\max}=20,1$ kHz).

2. Periodogram alapú spektrumbecslés

A hírközlésben sokszor előforduló alapfeladatok egyike valamely adatsorozat spektrális jellemzőinek meghatározása. A spektrumbecslés egyik alapmódszere az ún. periodogram alkalmazása ([7], [14]). N hosszúságú mintasorozat esetén a $P_N(\omega)$ periodogram definíciója

$$P_N(\omega) = \frac{1}{N} |X(e^{j\omega})|^2 \quad (2-1)$$

ahol $X(e^{j\omega})$ az $\{x(n) | 0 \leq n \leq N-1\}$ bemeneti adatsorozat Fourier-transzformáltja:

$$X(e^{j\omega}) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j\omega n} \quad (2-2)$$

Az $S_x(\omega)$ spektrumbecslésként első közelítésben választható a $P_N(\omega)$ periodogram, azonban ez bebizonyíthatóan annak eltolt és nem konzisztens becslése [7]. A becslés jellemzői átlagolással és ablakolással javíthatók. A szórás csökkentésére szolgáló átlagolásnál a bemeneti $\{x(n)\}$ adatsorozatot K db U hosszúságú adatszegmentekre vágjuk ($N=KU$), azaz képezzük az

$$x^{(i)}(n) = x(n+iU-U) \quad 0 \leq n \leq U-1, \quad 1 \leq i \leq K \quad (2-3)$$

részsorozatokat, amelyekből azután a Bartlett-féle [1] átlagolt periodogram képezhető

$$P_U^{(i)}(\omega) = \frac{1}{U} \left| \sum_{n=0}^{U-1} x^{(i)}(n)e^{-j\omega n} \right|^2 \quad 1 \leq i \leq K \quad (2-4)$$

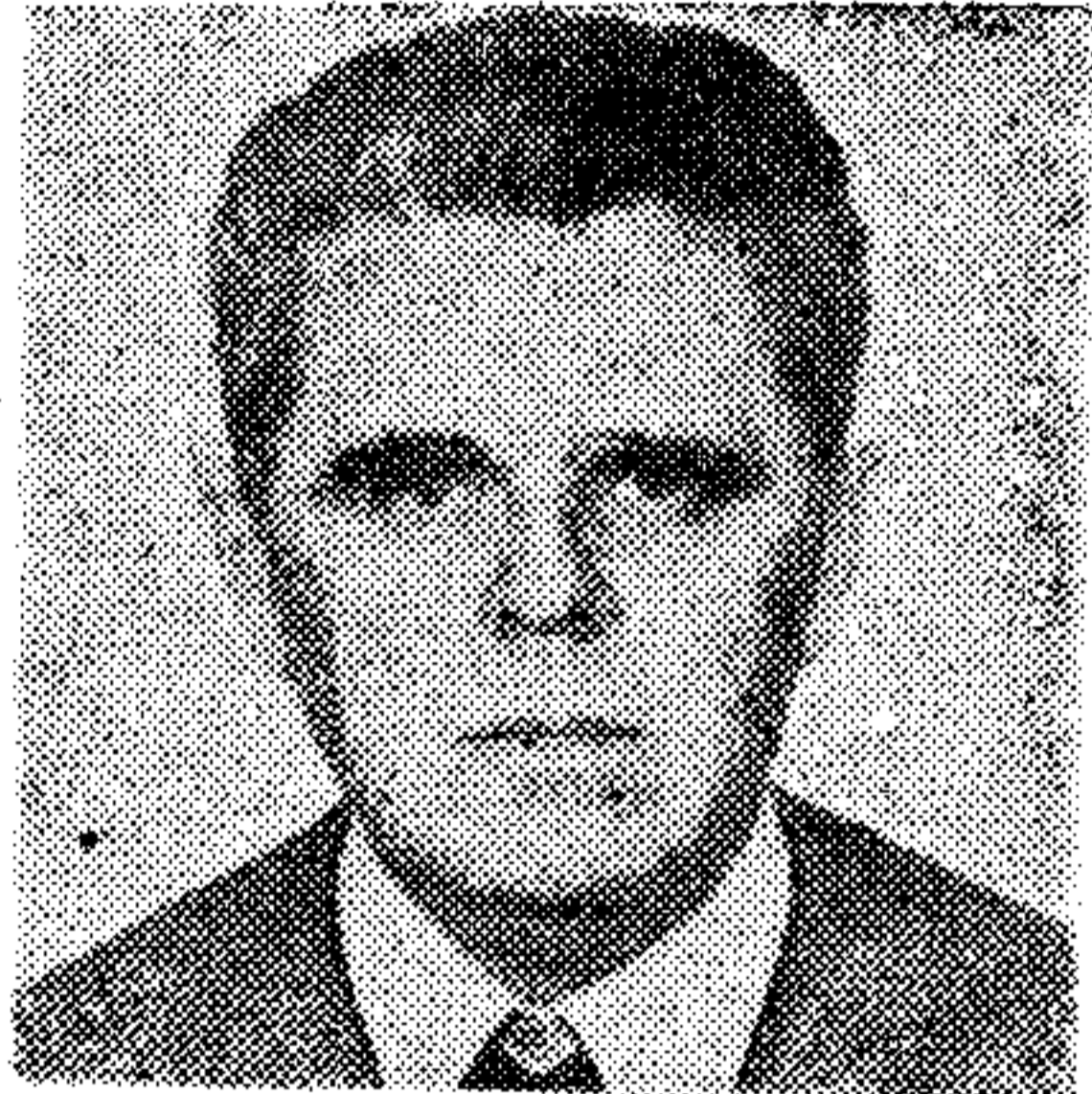
A BME Villamosmérnöki Kar Híradástechnika szakának V. éves hallgatója. 1984 óta a BME-HEI-ben digitális jelfeldolgozási feladatok megoldásával foglalkozik. Szakmai érdeklődési köre: mikroprocesszorok hardware és software problémái, digi-



tális jelfeldolgozás, hálózatalmélet.

DR. SOLYMOSI JÁNOS

1936-ban született és 1961-ben szerzett villamosmérnöki oklevelet a Budapesti Műszaki Egyetemen. Egyetemi doktori címet 1967-ben, kandidátusi fokozatot, 1978-ban kapott. Egyetemi tanulmányai elvégzése óta a BME-n dolgozik. Jelenleg a Híradástechnikai Elektrotechnika Intézet docense és



hálózatalmélettel, ill. jelfeldolgozással foglalkozik.

s az átlagolással módosított $S_x(\omega)$ spektrumbecslés:

$$S_x(\omega) = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K P_U^{(i)}(\omega). \quad (2-5)$$

Az átlagolás eredményeképp ugyan csökken a becslés szórása, de ennek ára az eltolás növekedése és a felbontás csökkenése (a periodogramok rövidebb adatsorozatokból állnak elő). A becslés simításának másik lehetősége időtartománybeli ablakolás (súlyozás) alkalmazása a periodogramok számításakor [14]. Eszerint a (2-4) alatti módosított periodogramok új alakja:

$$P_U^{(i)}(\omega) = \frac{1}{U \cdot A} \left| \sum_{n=0}^{U-1} x^{(i)}(n)w(n)e^{-j\omega n} \right|^2 \quad (2-6)$$

ahol $1 \leq i \leq K$

$A = \frac{1}{U} \sum_{n=0}^{U-1} w^2(n)$, és a $\{w(n)\}$ az időtartománybeli ablakozó sorozat. A Bartlett-féle átlagolás tekinthető $\{w(n) = 1 \mid 0 \leq n \leq U-1\}$ sorozattal való ablakolásnak is.

A spektrumbecslés a (2-6) szerinti módosított periodogramok felhasználásával ismét a (2-5) összefüggéssel számítható [7]. Ablakolásra nagyszámú ablakolófüggvény ismert. A pontosság szempontjából spektrumbecslésre sok esetben a legkedvezőbb az ún. Hamming-ablak, amelynek definíciója.

$$w(n) = 0,54 + 0,46 \cos\left(\frac{\pi \cdot n}{N-1}\right)$$

$$-(N-1) \leq n \leq (N-1). \quad (2-7)$$

Alkalmazásához állandók tárolására vagy ismételt kiszámítására van szükség. Számítástechnikai szempontból kedvezőbb a háromszög- vagy Bartlett-ablak [1]

$$w(n) = 1 - \frac{|n|}{N} \quad -(N-1) \leq n \leq (N-1) \quad (2-8)$$

A periodogram alapú spektrumbecslés kiszámítása történhet a DFT felhasználásával, ugyanis a DFT éppen az $X(e^{j\omega})$ Fourier-transzformáltat adja meg a frekvenciatengelyen egymástól egyenlő távolságban lévő $\omega_k = \left(\frac{2\pi}{N}\right)k$ pontokban ($0 \leq k \leq N-1$). Ily módon a keresett spektrumbecslést megadó új összefüggések:

$$S_x^w\left(\frac{2\pi}{U}k\right) = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K P_U^{(i)}\left(\frac{2\pi}{U}k\right) \quad 0 \leq k \leq U-1$$

$$P_U^{(i)}\left(\frac{2\pi}{U}k\right) = \frac{1}{KU} \left| \sum_{n=0}^{U-1} x^{(i)}(n)w(n)e^{-j\left(\frac{2\pi}{U}\right)kn} \right|^2 \quad (2-9)$$

Azaz a spektrumbecslés számításának menete:

1. az $\{x(n) \mid 0 \leq n \leq N-1\}$ hosszúságú bemeneti adatsorozat részekre osztása a (2-3) kifejezésnek megfelelően,

2. az egyes részsorozatokhoz tartozó

$$X_U^{(i)}(k) = \sum_{n=0}^{U-1} x^{(i)}(n)w(n)e^{-j\left(\frac{2\pi}{U}\right)kn} \quad (2-10)$$

$$0 \leq k \leq U-1$$

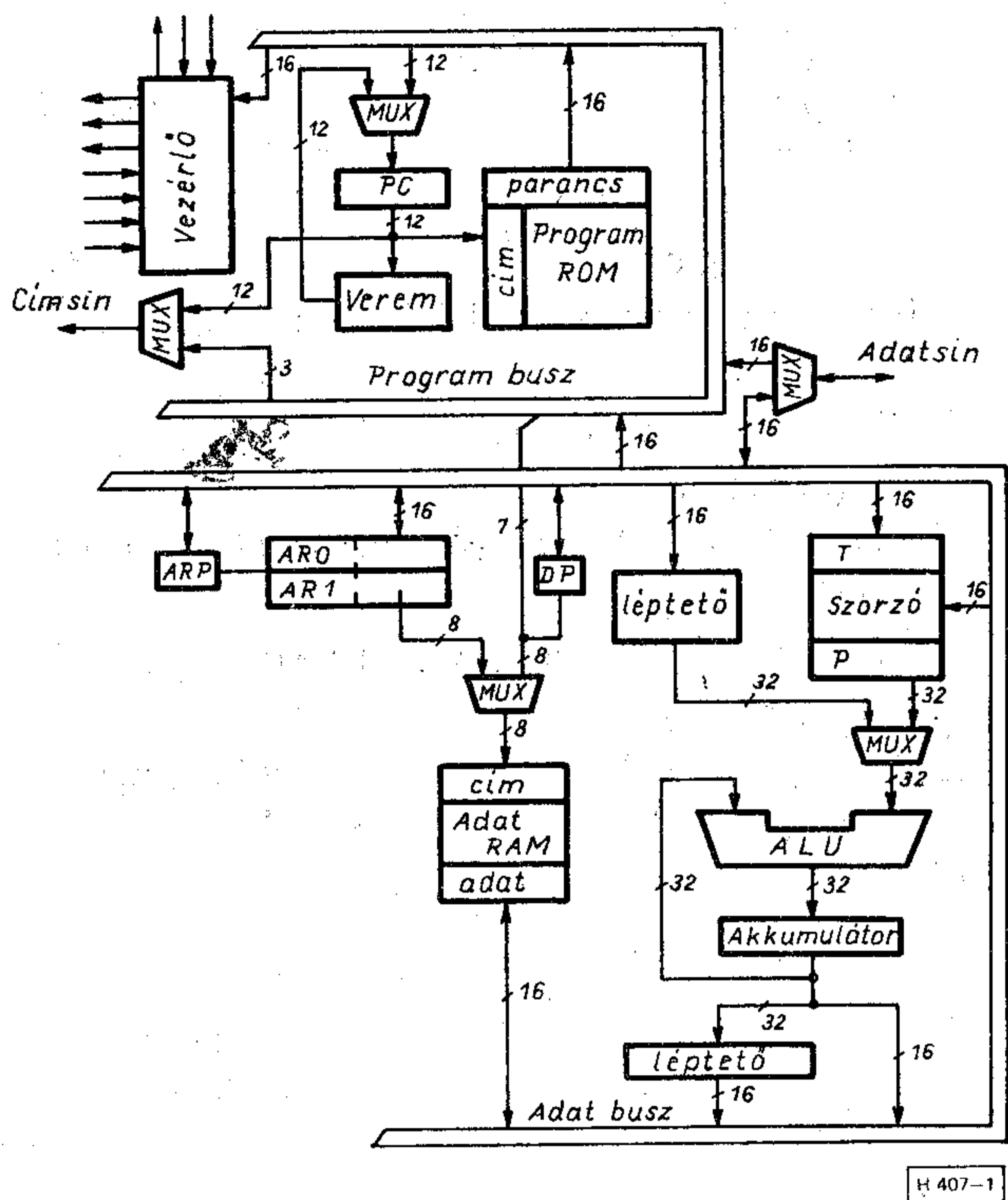
diszkrét Fourier-transzformáltak számítása az adott alkalmazásban célszerű $\{w(n)\}$ ablakozófüggvény megválasztása után

3. a periodogramok és az $\left\{S_x^w\left(\frac{2\pi}{U}k\right)\right\}$ spektrumbecslés számítása (2-9) alapján.

Amint látható, a számítás kulcseleme a 2. lépésben a diszkrét Fourier-transzformáltak meghatározása, amely a becslési eljárás számításigényének döntő részét adja. Kötött idejű (real-time) spektrumbecslés megvalósításához így elsősorban igen gyors DFT számítási eljárásokra van szükség. A becslést digitális jelfeldolgozó mikroprocesszorral (TMS 32010), programozott úton valósítottuk meg. A következő fejezet röviden bemutatja a TMS32010 néhány, számításaink szempontjából alapvető jellemzőjét.

3. A TMS32010 második generációs digitális jelfeldolgozó mikroprocesszor felépítése, fontosabb jellemzői

A TMS32010 második generációs DSP, amely 2,7 μm csíkszélességű NMOS technológiával készül, s egyetlen +5V-os tápfeszültségről üzemeltethető. Fogyasztása 900 mW.



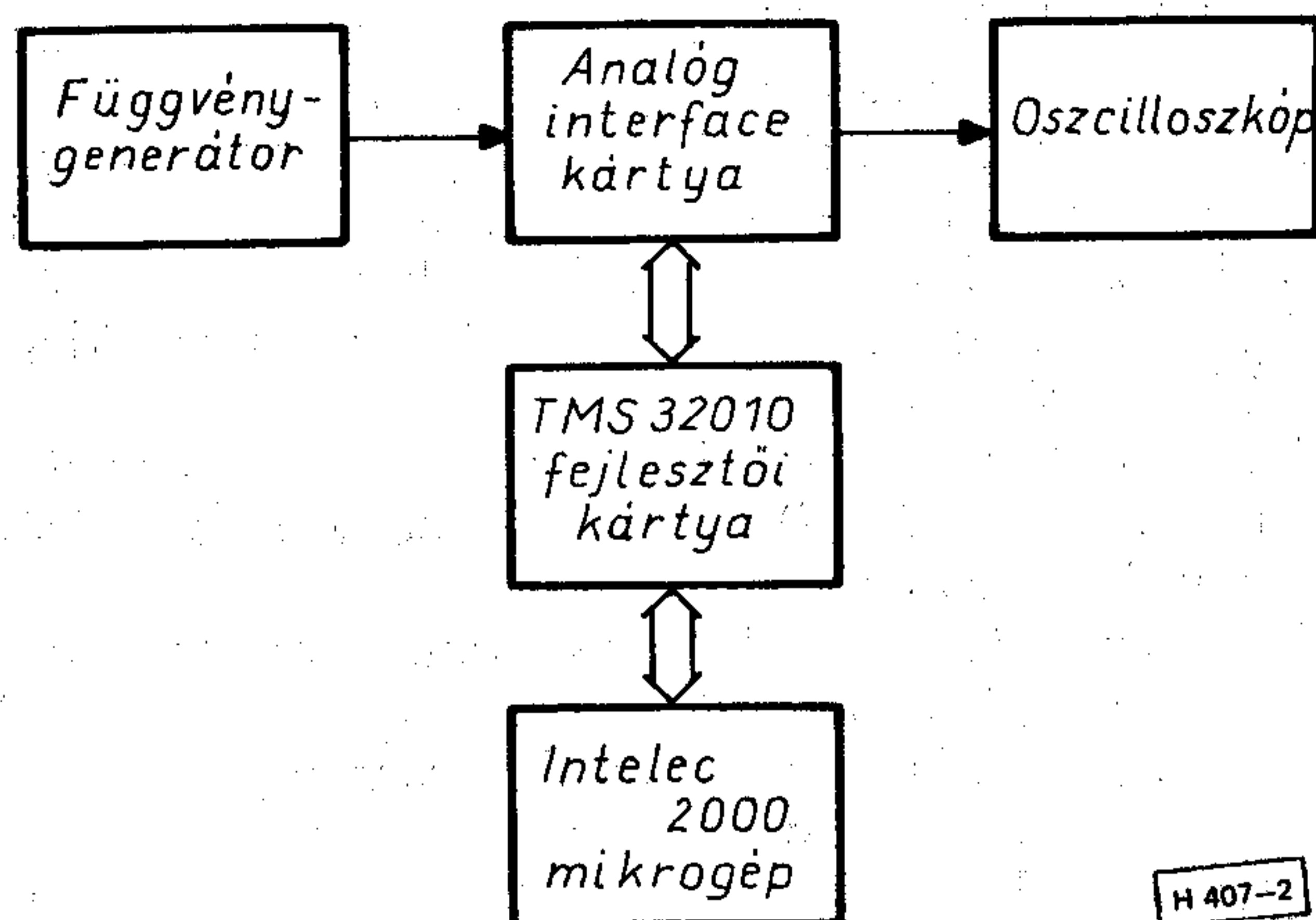
1. ábra. TMS32010 CPU felépítése

A processzor külön memóriával rendelkezik az adatok és az utasítások tárolására (1. ábra), s lehetőség van a két memória közti adatmozgatásokra (a programmemória adatokat is tartalmazhat, ami fordítva nem igaz). A gép 16-bites, de lehetőség van byte-ok elérésére és mozgatására is. Az utasítások max. 4Kszó kapacitású külső tárban helyezhetők el, míg a belső adat RAM mérete 144 szó.

Az utasításle hívás és az utasításvégrehajtás egymással teljesen átlapoltak. Az utasítások többségének elvégzéséhez elegendő egyetlen órajelciklus (minimális értéke 200 ns). Az utasításkészlet 60 elemű [10] kialakításánál messzemenően figyelembevették a digitális jelfeldolgozási feladatok megoldása során felmerülő számítások műveletigényét: a gép felépítése és utasításai révén különösen alkalmas a $\sum a(i)b(i)$ súlyozott véges összeg meghatározására (FIR-szűrés).

A fixpontos aritmetika négy fő eleme a 32-bites ALU, a 32-bites akkumulátor, a 16-bites léptető-regiszter és a 16×16 -bites párhuzamos szorzó. Az ALU egyik operandusa betöltés közben 0–15 bittel idővesztés nélkül balra léptethető. Az akkumulátorban keletkező eredmény szavanként elmenthető, s a felső 16-bites szó eközben 1 vagy 4 bittel balra léptethető. Adatmozgatásokkal együtt egyetlen szorzáshoz 4 utasításra (800 ns), egyetlen összeadáshoz pedig 3 utasításra (600 ns) van szükség.

Az adatok háromféle címzési móddal érhetők el (direkt, indirekt és közvetlen). Két óraciklus alatt nyolc különböző periféria címezhető és érhető el. Kiszolgáláskérésük két kivezetésen vizsgál-



2. ábra. A fejlesztői környezet blokkvázlata

ható: egyiken maszkolható megszakításkérés érkezik, a másikat feltételes ugróutasítás teszteli.

A programkészítéshez fejlesztői környezetként egykártyás, a TMS32010 köré épülő mikrogép [11], és analog interface kártya [12] állt rendelkezésre. A mikrogép rendszerprogramjai: szövegszerkesztő, monitor és gépi kódra fordító program. A saját kazettás adattároló lassúsága, valamint a szövegszerkesztő hiányos szolgáltatásai miatt a forrászöveg javítása, és tárolása egy 8085 μP alapú lemezegységgel ellátott gépen történt, amely soros vonalon csatlakozik a fejlesztői kártyához. Az analog kártya tartalmazza az A/D és D/A átalakításhoz szükséges összes áramkört. A mintavételi frekvencia programozható. Az „A/D átalakítás vége” jel a TMS32010 megszakításkérő bemenetére csatlakozott. A fejlesztői környezet vázlatát a 2. ábra szerinti.

4. Gyors DFT-modulok

A gyors, kötött időben történő, periodogram alapú spektrumbecslés programozott megvalósításának alapja, hogy megfelelően gyors, a diszkrét Fourier-transzformáltat számító programok álljanak rendelkezésre. A DFT kiszámítására nagyszámú algoritmus ismert ([3],[5], [7], [9]). Közülük az optimális kiválasztását jelentősen befolyásolják a TMS32010 DSP lehetőségei. A megoldandó feladat szempontjából a TMS32010 legfontosabb architektúráis jellemzői:

- a gyorstár mérete mindössze 144 szó,
- a szorzások és egyéb aritmetikai-logikai műveletek (pl. összeadás) időigényének aránya 4 : 3,
- közvetlen címzést alkalmazva egy szorzási művelet végrehajtásához mindössze 400 ns-ra van szükség (MPYK-utasítás),
- a kiegészítő félvezető RAM mérete 4 Kszó (adatok és utasítások tárolása egyaránt lehetséges).

Következésképp a leggyorsabb DFT-modulok akkor adódnak, ha minimális a műveletigényük, ill. az adatok lehető legnagyobb része a műveletvégzés idejére a gyorstárban helyezhető el. Ugyanakkor a programoknak és az adatoknak (az átlapoló DFT számításához szükséges kettős pufferrel

együtt) el kell férniük a 4 Kszó méretű programtárban. Mivel mindig ugyanazon algoritmus változó adatokkal történő végrehajtásáról van szó, a programstruktúra (utasítások, állandók, címek) valójában előre rögzített, következésképp valamilyen módon előre optimálható. Az ismert legfontosabb algoritmusok:

- a) A DFT közvetlen kiértékelése [3] négyzetes lépésszáma ($0(N^2)$ szorzás és összeadás) miatt nem jöhet számításba.
- b) A fokozatos részekre osztáson alapuló módszerek [3] számításigénye csupán $0(N \log N)$ rendű. Az algoritmosztály nagy előnye, hogy szabályos felépítésű, fixpontos aritmetika esetén kedvezőek a skálázási és zajjellemzői. Ismert (pl. [3]), hogy a hasonló típusú eljárások közül a négy szerinti részekre osztást alkalmazó (radix—4) algoritmusok műveletigénye a legkedvezőbb (a DFT(4) modul csupán ± 1 és $\pm j$ értékekkel történő triviális szorzásokat tartalmaz), s nincs szükség az eredmények átmeneti tárolására. A DFT(8) modulokra épülő algoritmusok számításigénye ugyan némileg kisebb, azonban a számítás során keletkező átmeneti eredmények tárolására viszonylag sok tárolórekeszre van szükség.

- c) A Winograd-típusú DFT algoritmusok [15] műveletigénye $0(2N)$ nagyságrendű. A szóba-jöhető kisméretű moduloknál DFT(4) esetére a műveletszám azonos a fokozatos részekre osztás DFT(4) moduljával, míg a DFT(16) modulnál a különbség elhanyagolható (komplex bemeneti adatsorozatnál 20 valós szorzás és 120 valós összeadás) a radix—4 DFT(16) eljárásához képest, azonban mintegy másfélszer nagyobb adattárterületre lenne szükség, és a szükséges adatrendezések is jelentős időt vesznek igénybe. A radix—4 algoritmus mellett szól a már említett szabályossága, ami megkönnyíti a program optimális kialakítását.

A fenti megfontolások alapján a választás a radix—4 DFT algoritmusra esett (az eljárás egyébként a számítási pontosság szempontjából is előnyösebb).

Példaképp röviden nézzük meg a 64-pontos transzformáltat számító algoritmust (ez a modul szolgál alapul a 128- és 256-pontos eljárásokhoz is).

A transzformációs alapösszefüggések:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{63} x(n) e^{-j \left(\frac{2\pi}{64} \right) kn} \quad 0 \leq n, k \leq 63 \quad (4-1)$$

A

$$k = 4^2 k_3 + 4k_2 + k_1 \quad 0 \leq k_1, k_2, k_3 \leq 3 \quad (4-2)$$

$$n = 4^2 n_3 + 4n_2 + n_1 \quad 0 \leq n_1, n_2, n_3 \leq 3 \quad (4-2)$$

indextranszformációt végrehajtva és azt a transzformációs összefüggésbe helyettesítve:

$$X(k_1, k_2, k_3) = \sum_{n_1=0}^3 e^{-j \left(\frac{2\pi}{4} \right) k_3 n_1} e^{-j \left(\frac{2\pi}{64} \right) (4k_2 + k_1) n_1} \times$$

$$\times \sum_{n_2=0}^3 e^{-j \left(\frac{2\pi}{4} \right) k_2 n_2} e^{-j \left(\frac{2\pi}{16} \right) n_2 k_1} \sum_{n_3=0}^3 x(n_1, n_2, n_3) \times e^{-j \left(\frac{2\pi}{4} \right) k_1 n_3} \quad (4-3)$$

Az utolsó összegzés az ún. DFT(4) pillangó:

$$\begin{aligned} \hat{X}(0) &= x(0, n_2, n_1) + x(1, n_2, n_1) + x(2, n_2, n_1) + \\ &\quad + x(3, n_2, n_1) \\ \hat{X}(1) &= x(0, n_2, n_1) - jx(1, n_2, n_1) - x(2, n_2, n_1) + \\ &\quad + jx(3, n_2, n_1) \\ \hat{X}(2) &= x(0, n_2, n_1) - x(1, n_2, n_1) + x(2, n_2, n_1) - \\ &\quad - x(3, n_2, n_1) \\ \hat{X}(3) &= x(0, n_2, n_1) + jx(1, n_2, n_1) - x(2, n_2, n_1) - \\ &\quad - jx(3, n_2, n_1) \end{aligned} \quad (4-4)$$

ahol

$\hat{X}(k_1)$ az összegzés k_1 -től függő értéke.

Amint látható, a pillangó csak triviális szorzásokat tartalmaz. A teljes transzformáció ilyen pillangóknak és közbülső forgatásoknak a számítására bontható.

A korábban már említett MPYK szorzóutasításnál a forgatásoknál szükséges állandók 12-bites értékei közvetlenül az utasításban helyezhetők el, s nincs szükség külön memóriaterületre az együtt-hatók tárolására. A program végrehajtása gyorsítható: ciklusokat nem tartalmazó, ún. kiterített kód (straight line code) alkalmazásával elmaradnak a ciklusszervezéshez használt döntéshozatali utasítások. Hátrány, hogy a program terjedelme lényegesen megnő, azonban így is elfér a rendelkezésre álló tárterületen.

1. táblázat

	Tár- szükség- let (prog- ram + pufferek) (szó)	Egy teljes transz- formá- ciós ciklus ideje (msec)	Egy pontra eső fel- dolgozási idő (μ sec)	Adat- vesztés nélkül meg- enged- hető max. jelfrek- vencia (kHz)
64-pontos komplex DFT	2661	0,532	8,31	60,1
128-pontos komplex DFT	3454	3,14	24,5	20,4
256-pontos komplex DFT	3940	8,42	32,8	15,2
128-pontos valós DFT	3171	2,16	16,9	29,5
256-pontos valós DFT	3524	4,91	19,2	26,0

A külön végrehajtási időt nem igénylő léptetés hatékony és gyors, a túlcsoordulások elleni védekezéshez szükséges skálázást tesz lehetővé. Az alkalmazott módszer a módosított lépésenkénti skálázás, amely az ismert eljárások közül a legkedvezőbb jel-zaj viszonyra vezet [8].

Eddig 64-, 128- és 256-pontos komplex bemenetű és 128- és 256-pontos valós bemenetű gyors DFT-modulok készültek el. A programok jellemzőit az 1. táblázat foglalja össze. A programok részletes leírását és folyamatábráikat [4] tartalmazza.

5. A DFT-modulok számítási hibáinak becslése

A véges hosszúságú aritmetikát alkalmazó jelfeldolgozó rendszereknek a mérnöki gyakorlat szempontjából egyik alapvető jellemzője az elérhető pontosság. A DFT jelfeldolgozó processzorral történő meghatározásakor a számítási láncban először fellépő hiba az A/D átalakítással kapcsolatos. Az elkészült programok 12-bites adatokat dolgoznak fel: az A/D átalakítás eredménye úgy kerül egy 16-bites szóba, hogy az utolsó négy bit értéke határozatlan. Az esetleges kellemetlen hatások ellen az első adatátvitelkor a 11 értékes bitet 4 bittel jobbra léptetjük (2^{-4} értékű skálázás). A 12-bites lineáris kvantálásnál fellépő hiba a gyakorlatban rendszerint teljesülő feltételek esetén lineáris additív zajforrással modellezhető. A hiba statisztikai jellemzői az irodalomból [7] jól ismertek, ezért a továbbiakban a kvantálási zajhatásával nem foglalkozunk.

Kimutatható [6], hogy a szorzókonstansok véges hosszúságából származó hiba áttranszformálható egy olyan hiba-jel viszonyra, amely a pontszámmal csak lassan nő, és nagyobb pontszámokra már elhanyagolható a többi hibához képest. A konstansokat ezért pontosnak tételezzük fel.

Jelölje $e(k) = X(k) - \bar{X}(k)$ a transzformált sorozat k -ik tagjának hibáját. $X(k)$ a pontos, $\bar{X}(k)$ pedig a program által számított érték. Keressük a hiba $E[e(k)]^2$ négyzetes várható értékét, és a

$$\sum_{k=0}^{N-1} E[e(k)]^2$$
 teljes négyzetes várható értékét.

Első lépés a lehetséges hibaforrások azonosítása.

A számítások során a 16-bites szavakat fixpontos bináris törtekként kezeljük, azaz az előjelbit után mindjárt a fixpont következik (a számok abszolút értéke tehát kisebb egynél). Két 16-bites szám szorzásakor a 32-bites eredményt 16-bitre csonkítjuk, azaz hiba keletkezik. Diszkrét, egyenletes eloszlású hibát feltételezve a csonkolási hiba várható értéke $m = -2^{-15}/2$, szórásnégyzete $\sigma^2 = 2^{-30}/12$. Két komplex szám szorzásakor az eredmény hibája $m_M = -2^{-16}(1+j)$ és $\sigma^2_M = 2^{-30}/6$ (mivel a 32-bites aritmetika miatt csak kétszer kell csonkolni).

A következő hibaforrás az összeadások utáni esetleges túlcsoordulások elleni védekezésül alkalmazott skálázás, ami minden lépésben két bittel

való jobbra léptetést, azaz 4 értékkel való szorzást jelent (minden lépésben négy komplex számot összegzünk, így az értékes bitek száma lépésenként legfeljebb kétfelével nőhet). A két bittel való jobbra léptetéskor keletkező hiba az előző hibamodell

szerint $m_s = -\frac{3}{8}2^{-15}(1+j)$ és $\sigma_s^2 = \frac{5}{32}2^{-15}$ értékkel jellemezhető.

A számítások során a szokásos feltevessel élünk, hogy az egyes szorzások és leosztások során keletkező hibák statisztikusan függetlenek. A k -ik transzformált érték hibájának négyzetes várható értéke tehát:

$$E|e(k)|^2 = VM(k) + |MM(k) + MS(k)|^2 + VS(k) \quad (5-1)$$

ahol $VM(k)$ a szorzási csonkolásokból eredő hiba szórásnégyzete, $MM(k)$ a várható értéke, $VS(k)$ a leosztási csonkolásból eredő hiba szórásnégyzete, $MS(k)$ pedig a várható értéke a k -ik transzformált-ra nézve.

Következik a négy hibaösszetevő értékének számítása. $VM(k)$ értékének számításakor azt kell figyelembe venni, hogy a forgatási tényezőktől függően háromféle pillangó különböztethető meg [4]. Az első típusban nincs szorzás, ezért kimeneti pontjainak szorzási csonkolásokból eredő hiba szórásnégyzete $C_{1F} = 0$. A második csoportba tartozó pillangóknál a 3 szorzás közül 1 triviális, ami nem okoz hibát, a szórásnégyzet $C_{2F} = 2\sigma_M^2$. A harmadik fajta pillangók 3 db hibát okozó komplex szorzást tartalmaznak: $C_{3F} = 3\sigma_M^2$.

$$\text{Legyen } q(k) = \min(i: k_i \neq 0) \left(k = \sum_{i=0}^3 4^i k_i \right).$$

Belátható [3], hogy a k -ik transzformált előállításában az első $q(k)$ lépésben C_{1F} típusú pillangók szerepelnek, a $q(k)+1$ -ikben C_{2F} típusúak, ha $k_{q(k)}$ páros, és C_{3F} típusúak, ha $k_{q(k)}$ páratlan, végül a $q(k)+2$ -ik lépéstől kezdődően az összes pillangó C_{3F} típusú. Könnyen megmutatható az is, hogy az m -ik lépésben 4^{M-m} pillangó ($M = \log_4 N$ a fokozatok száma és N a transzformáció hossza) kimeneti értékei szerepelnek a k -ik transzformált számításában. Mivel a forgatási tényezők abszolút értéke 1, a kimenet felé terjedő hibák szórásnégyzete nem változik (a másodrendű hibáktól eltekinthetünk), csak a skálázási léptetések hatására értékük fokozatonként $\frac{1}{16}$ értékű szorzótényezővel csökken.

Az előzőeket összefüggések formájában összefoglalva:

$$VM(k) = 0 \quad k=0, \quad \frac{N}{4}, \quad \frac{N}{2}, \quad \frac{3N}{4}$$

$$VM(k) =$$

$$C_{3F} \left[\frac{1}{16^{M-2}} \sum_{m=q(k)+1}^3 4^{M-m} + \sum_{m=4}^M \frac{4^{M-m}}{16^{M-m+1}} \right],$$

ha $k_{q(k)}$ páratlan

$$VM(k) =$$

$$C_{3F} \left[\frac{1}{16^{M-2}} \sum_{m=q(k)+2}^3 4^{M-m} + \sum_{m=4}^M \frac{4^{M-m}}{16^{M-m+1}} \right] + C_{2F} \frac{4^{M-q(k)-1}}{16^{M-q(k)}}, \quad (5-2)$$

ha $k_{q(k)}$ páros.

Továbbá

$$\sum_{k=0}^{N-1} VM(k) = C_{3F} \left[11,5 + \sum_{m=4}^M \left(4^{m-2} - \frac{1}{2} \right) \right] + 4C_{2F} \left[1,0625 + \sum_{m=4}^M 4^{2(M-m)} \right]. \quad (5-3)$$

Másodikként $VS(k)$ számítása következik. Vegyük észre, hogy az m -ik lépés utáni leosztás miatt 4^{M-m} pont hibája terjed a k -ik kimeneti pont felé, de csak $\frac{1}{16^{M-m}}$ értékkel leosztott szórásnégyzettel ér el a kimenetre.

Tehát:

$$VS(k) = \sigma_s^2 \sum_{m=3}^M \frac{4^{M-m}}{16^{M-m}} \quad (5-4)$$

és

$$\sum_{k=0}^{N-1} VS(k) = \sigma_s^2 \frac{4^{M+1} - 64}{3}. \quad (5-5)$$

A hiba várható értékének számítására a [13]-beli módszert alkalmaztuk: a várható értékeket előbb a bemenetre transzformáltuk vissza, majd összegzésük után egy N -pontos diszkrét Fourier-transzformációval a kimenetre transzformáljuk.

Már szó volt arról, hogy [3] szerint egy N -pontos DFT számítása $N/4$ hosszúságú transzformáltak számítására vezethető vissza, s ez a felbontás $N/4 = 4$ -ig folytatható. Az m -ik lépés utáni skálázási leosztás hibájának várható értéke minden leosztott pontra m_s nagyságú. A bemenet felé való transzformációhoz ezt 4^{m-2} értékkel súlyozni kell, mivel ekkora leosztás már volt, amikor a hiba fellépett.

A 4^m -pontos inverz transzformációkat elvégezve és m szerint összegezve az n -ik bemeneti ponthoz tartozó ekvivalens hiba várható értéke:

$$E[es(n)] = m_s \sum_{m=3}^{f(n)} 4^{m-2} \quad (5-6)$$

ahol

$$f(n) = \begin{cases} M & \text{ha } n=0 \\ M - \max_i (i: n_i \neq 0) & \text{egyébként.} \end{cases} \quad (5-7)$$

Továbbá

$$MS(k) = \text{DFT}\{E[es(n)]\}_n \quad 0 \leq n \leq N-1. \quad (5-8)$$

Hasonló módon járunk el $MM(k)$ számításánál is. A szorzásokból eredő hibák várható értékét a forgatott pontok hibájának tekintve a pillangók bemenetére transzformáljuk vissza. Figyelembe kell venni azonban, hogy nem mindegyik pont rendelkezik majd hibával a triviális szorzások miatt. Az m -ik lépésben keletkező szorzási hibákat 4^{m-3} értékkel való súlyozás után 4^{m-1} pont-

számú inverz transzformációkkal a bemenetre transzformáljuk. Összegzés után:

$$E[e_M(n)] = m_M \sum_{m=2}^3 n_{M-m+1} \cdot 4^{1-m} \times \left[\frac{W_m^{g(n,m)} - j_m^{g(n,m)}}{1 - W_m^{g(n,m)}} - h(n,m) \cdot (-1)^{g(n,m)} \right] + \frac{m_M}{16} \sum_{m=4}^M n_{M-m+1} \times \left[\frac{W_m^{g(n,m)} - j_m^{g(n,m)}}{1 - W_m^{g(n,m)}} - h(n,m) \cdot (-1)^{g(n,m)} \right] \quad (5-9)$$

ahol

$$W_m = e^{j \left(\frac{2\pi}{4^m} \right)}$$

és

$$g(n,m) = \sum_{i=1}^m n_{M-m+i} \cdot 4^{i-1};$$

$$h(n,m) = \begin{cases} 1 & \text{ha } n_{M-m+1} = 2 \\ 0 & \text{egyébként} \end{cases} \quad (5-10)$$

Meggondolásaink eredménye:

$$MM(k) = \text{DFT}\{E[e_M(n)]\}_n \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (5-11)$$

Az előzőekben számított $MS(k)$ és $MM(k)$ értékek részletes számítására nincs szükség, ha csak a teljes négyzetes hiba várható értékére vagyunk kíváncsiak. A Parseval-tétel alapján ugyanis

$$\sum_{n=0}^{N-1} |X(k)|^2 = N \sum_{n=0}^{N-1} |x(n)|^2 \quad (5-12)$$

a teljes négyzetes hiba várható értéke pedig

$$\sum_{k=0}^{N-1} E[e(k)]^2 = \sum_{k=0}^{N-1} [VM(k) + VS(k)]^2 + N \sum_{n=0}^{N-1} (E[es(n)] + E[e_M(n)])^2 \quad (5-13)$$

2. táblázat

N	A teljes négyzetes hiba várható értéke
64 (komplex)	$7,4 \cdot 10^{-8}$
128 (komplex)	$1,6 \cdot 10^{-7}$
128 (valós)	$8,7 \cdot 10^{-8}$
256 (komplex)	$5,3 \cdot 10^{-7}$
256 (valós)	$2,4 \cdot 10^{-7}$

Eddigi számításaink komplex bemeneti adatsorozatú, radix-4 szerinti DFT-programokra vonatkoznak. Valós bemeneti adatok, ill. kevert radixú számítás (128-pontos DFT!) esetén a transzformációs algoritmusok az utolsó lépésben némiképp

eltérnek a vázolt struktúrától. A teljes négyzetes hiba azonban összefüggéseink alapján könnyen számítható. A számszerű eredményeket a 2. táblázat foglalja össze.

6. A spektrumbecslés számítása

Az elméleti és gyakorlati alapozás után következhet a spektrumbecslés konkrét meghatározása. A kifejlesztett gyors DFT-modulokra épülő program $N = 2048$ elemű mintákból állítja elő a módosított, ablakolt periodogramok alapján a spektrumot (2—9). A mintákat $K = 8$ db, egymással nem átlapolódó részsorozatra bontottuk. Számítástechnikai egyszerűsége miatt a háromszög alakú (Bartlett-féle) ablakozófüggvényre (2—3) esett a választás. A számításhoz 256-pontos DFT-modulokra volt szükség. A modul ki lett egészítve az utolsó transzformációs lépésben az abszolútérték-számítással és az átlagolással.

A program tárfoglalása a négy pufferrel együtt 3918 szó, s egy becslési ciklus végrehajtási ideje 50,88 ms. Azaz a maximális jelfrekvencia, amely mellett még nincs adatvesztés $f_{\max} = 20,1$ kHz.

7. Köszönetnyilvánítás

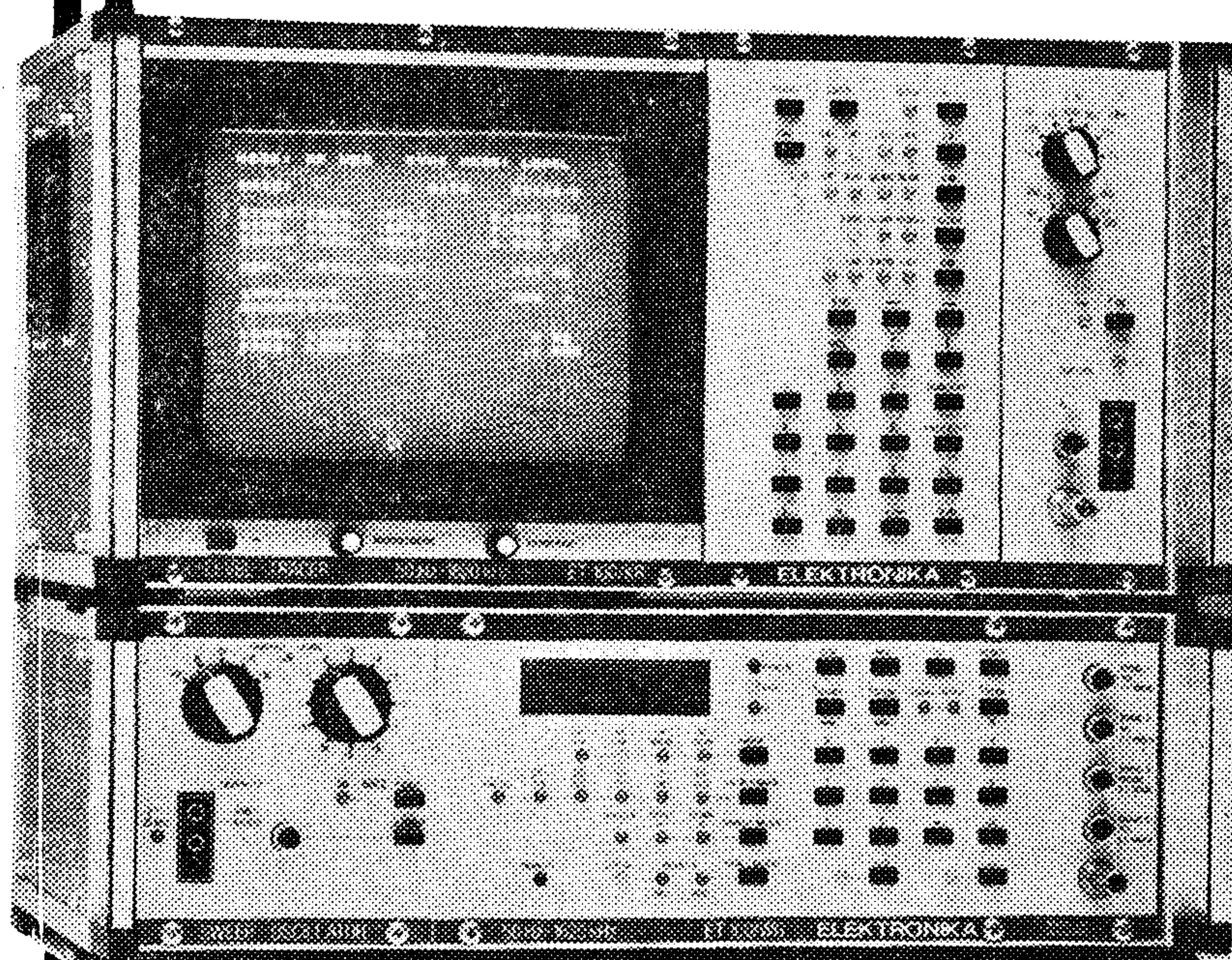
Ezúton szeretnénk köszönetet mondani dr. Simonyi Ernőnek, a Távközlési Kutató Intézet főosztályvezetőjének, aki a munkához szükséges TMS32010 fejlesztőrendszert a rendelkezésünkre bocsátotta.

IRODALOM

- [1] Bartlett, M. S.: „An Introduction to Stochastic Processes with Special Reference to Methods and Applications”, Cambridge University Press, New York (1985).
- [2] Blackman, R. B.—Tukey, J. W.: „The Measurement of Power Spectra”, Dover Publications, Inc., New York (1958).
- [3] Kocsis F.: „Gyors eljárások a diszkrét Fourier-transzformáció számítására”. Híradástechnika, vol. 35. no. 12. pp. 544—549 (1984), vol. 36. no. 1. pp. 31—39 és no. 5. pp. 214—219 (1985).
- [4] Marx F.: „Gyors DFT-modulokra épülő periodogram alapú spektrumbecslés”. TDK dolgozat (1986).
- [5] Nussbaumer, H. J.: „Fast Fourier Transform and Convolution Algorithms”, Springer Verlag (1981).
- [6] Oppenheim, A. V.—Weinstein, C. J.: „Effects of Finite Register Length in Digital Filtering and the Fast Fourier Transform” Proceedings of the IEEE, vol. 60. no. 8. (1972)
- [7] Oppenheim, A. V.—Schafer, R. W.: „Digital Signal Processing”, Prentice Hall, Inc., Englewood Cliffs, NJ (1975).
- [8] Prakash, S.—Rao, V. V.: „Fixed-point Error Analysis of Radix—4 FFT”. Signal Processing, no. 3. 23pp. 1—133 (1981).
- [9] Simonyi E.: „Digitális szűrők”. Műszaki Könyvkiadó (1984).
- [10] TMS32010 User's Guide, Texas Instruments, Inc.
- [11] TMS32010 Evaluation Module User's Guide
- [12] TMS32010 Analog Interface Board User's Guide
- [13] Tran-Thong-Liu, B.: „Fixed-point Fast Fourier Transform Error Analysis”. ASSP—24, vol. 24. no. 6. pp. 563—573 (1976).
- [14] Welch, P. D.: „The Use of Fast Fourier Transform for the Estimation of Power Spectra”. AU—15, vol. 15. no. 6. pp. 70—73 (1975).
- [15] Winograd, S.: „On Computing the Discrete Fourier Transform”. Math. Comput., vol. 32. pp. 175—199 (1978).



ET-100 KR KARAKTERISZTIKA RAJZOLÓ ÉS ET-100 WG WOBBLER GENERÁTOR



Az ET-100/KR átviteli karakterisztika rajzoló maximum 300 csatornás vivőfrekvenciás berendezések, rendszerek és rendszerelemek lineáris torzításai dinamikus vizsgálatára szolgáló mérőrendszer vevőegysége. Az ET-100 T/A mérőadóval, az ET-100/WG wobblergenerátorral – és szelektív wobblerezés esetén az ET-100 T/V mérővevővel – kiegészített mérőrendszer kiválóan alkalmas vivőfrekvenciás berendezések fejlesztésénél, üzembe helyezésénél, fenntartásánál.

Az átviteli frekvencia tartomány 0,2 ... 1620 kHz

A KARAKTERISZTIKA RAJZOLÓ jellemzői:

- Stacionárius villogásmentes kép
- Programozható elektronikus raszterháló.
- Szint- és frekvencia marker vonalak a mérés kiértékeléséhez. A markerek értéke a képernyőn számjegyes formában jelenik meg.
- Programozható és tárolható elektronikus toleranciasémák.
- Automatikus szinthelesítés.
- Szelektív mérési lehetőség az ET-100 T/V mérővevővel.
- Dokumentáláshoz X-Y író, és távgépíró csatlakoztatási lehetőség.
- Távvezérlés és adatátvitel V.24. interfacen keresztül.

A WOBBLER GENERÁTOR jellemzői:

- Igen nagy pontosságú és felbontóképességű lökethatár beállítási lehetőség.
- Előre programozott lökethatárok a CCITT frekvencia sávokra.
- Wobblerezési frekvencia 0,02 ... 5 Hz.
- Beépített szintadó hangfrekvenciás vizsgálatokhoz.
- Távvezérlési lehetőség V.24. interface-n keresztül.

KÉRJE RÉSZLETES ISMERTETŐNKET!

Gyártja: ELEKTRONIKA ÁTVITELTECHNIKAI SZÖVETKEZET

Forgalmazza belföldön: Kereskedelmi osztályunk. Tel.: 427-190

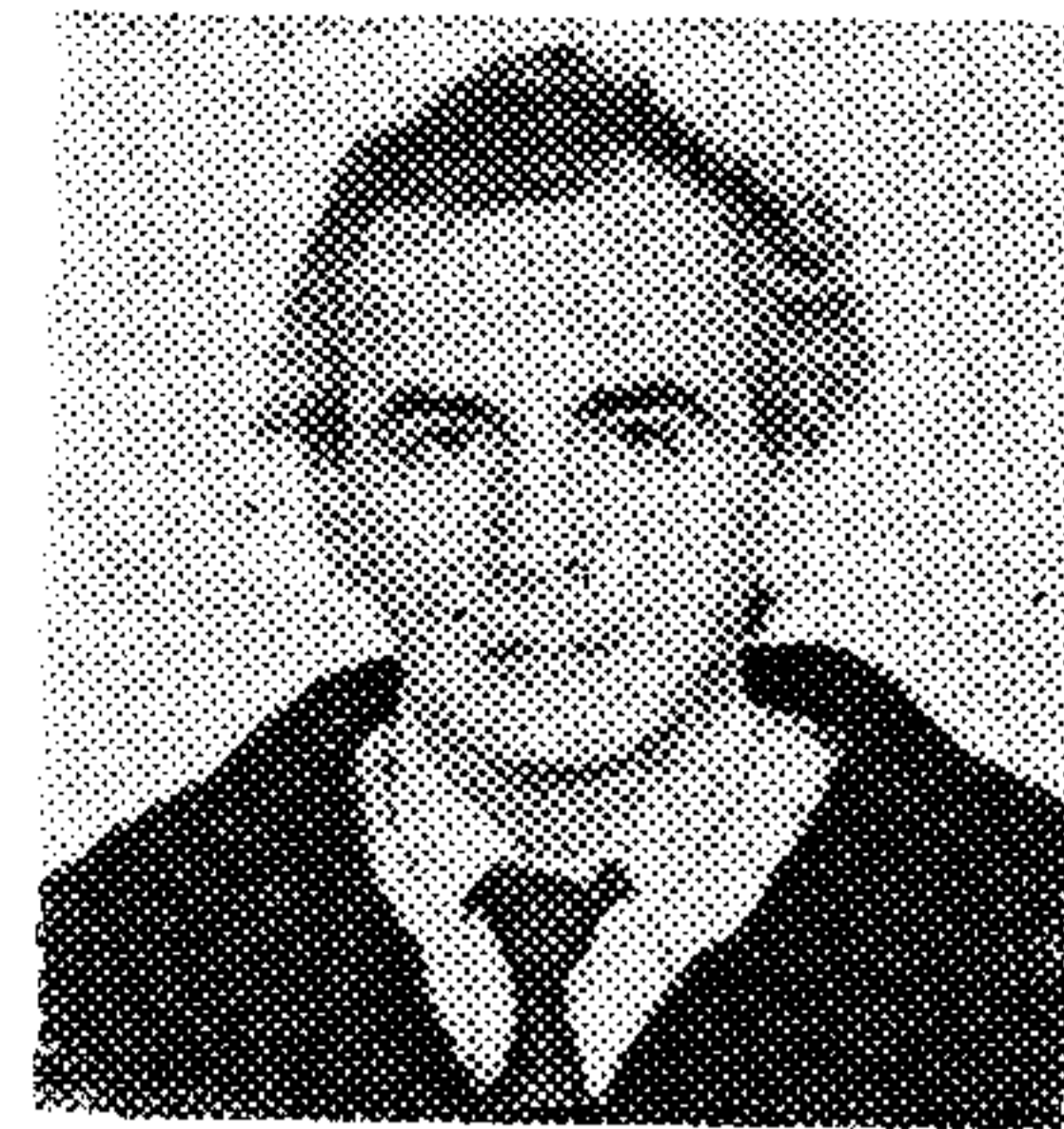
Levél cím: 1400 Budapest, POB. 6. Telex: 22-448-96

Felvilágosítással mindenkor állunk rendelkezésükre: műszaki kérdésekben a 220-994 és kereskedelmi kérdésekben 427-190-es telefonszámon.

Analóg rezonátorok, harmonikus jelcsomagok detektálása

DR. SIMON GYULA

BME Híradástechnikai Elektronika Intézet



ÖSSZEFOGLALÁS

Energiadetektorok kvadraturaszorzós elrendezésen kívül veszteségmentes másodfokú rezonátorokkal is kialakíthatók. A tranziens rendszerfüggvények vizsgálatából nyilvánvaló, hogy ilyen megoldások nagyfrekvenciás alkalmazásokhoz előnyösek. Felmerül a páratlan transzformáció alkalmazásának lehetősége. Ezt a veszteségek és instabilitások elvi vizsgálata követi és megadjuk a detektálási tulajdonságokra gyakorolt hatásukat is.

1. Bevezetés

Elektronikus rendszerekben gyakran előfordul feladat, hogy periodikus ismétlődéssel döntenünk kell: egy-egy t_a ablakidőtartamon belül valamely ismert ortogonális frekvenciasorból mely komponens vagy komponensek voltak aktuálisan jelen (pl. többszintű frekvenciabillentyűzött rendszerek, telefonteknikai jelzésátvitel). A döntést előkészítő detektáláshoz olyan áramköröket használhatunk fel, melyeknek minden ablakidő kezdetén jól definiált az állapotuk (kezdeti energiájuk pl. nulla értékű), így az aktuális időtartam előtti eseményektől eltekinthetünk. A vizsgált szakasz végén döntünk. Így — kétoldalról behatárolva — érdektelen, hogy vizsgált jelünket az ablakidőtartamra korlátozzuk (ilyenkor áramköreinkről feltesszük, hogy Fourier-integrálokat értékelnek ki), vagy periodikusan kiterjesztettnek vesszük (Fourier-sorfejtés).

A harmonikus jelcsomag mindenképp kapuzott veszteségmentes jelet tartalmaz, így detektálásához kapuzott veszteségmentes harmonikus súlyfüggvényű illesztett szűrőbankra van szükség. Ezen az alapon az ω_0 frekvenciájú, az ablakidőbe egész számú periodusával beleférő

$$u_{be} = S \cdot \sin(\omega_0 t) + C \cdot \cos(\omega_0 t) \quad (1)$$

bemeneti jel detektálására alkalmas szűrő transzfer függvénye

$$F(p) = K \frac{-\omega_0^2 S + p\omega_0 C}{p^2 + \omega_0^2} \quad (2)$$

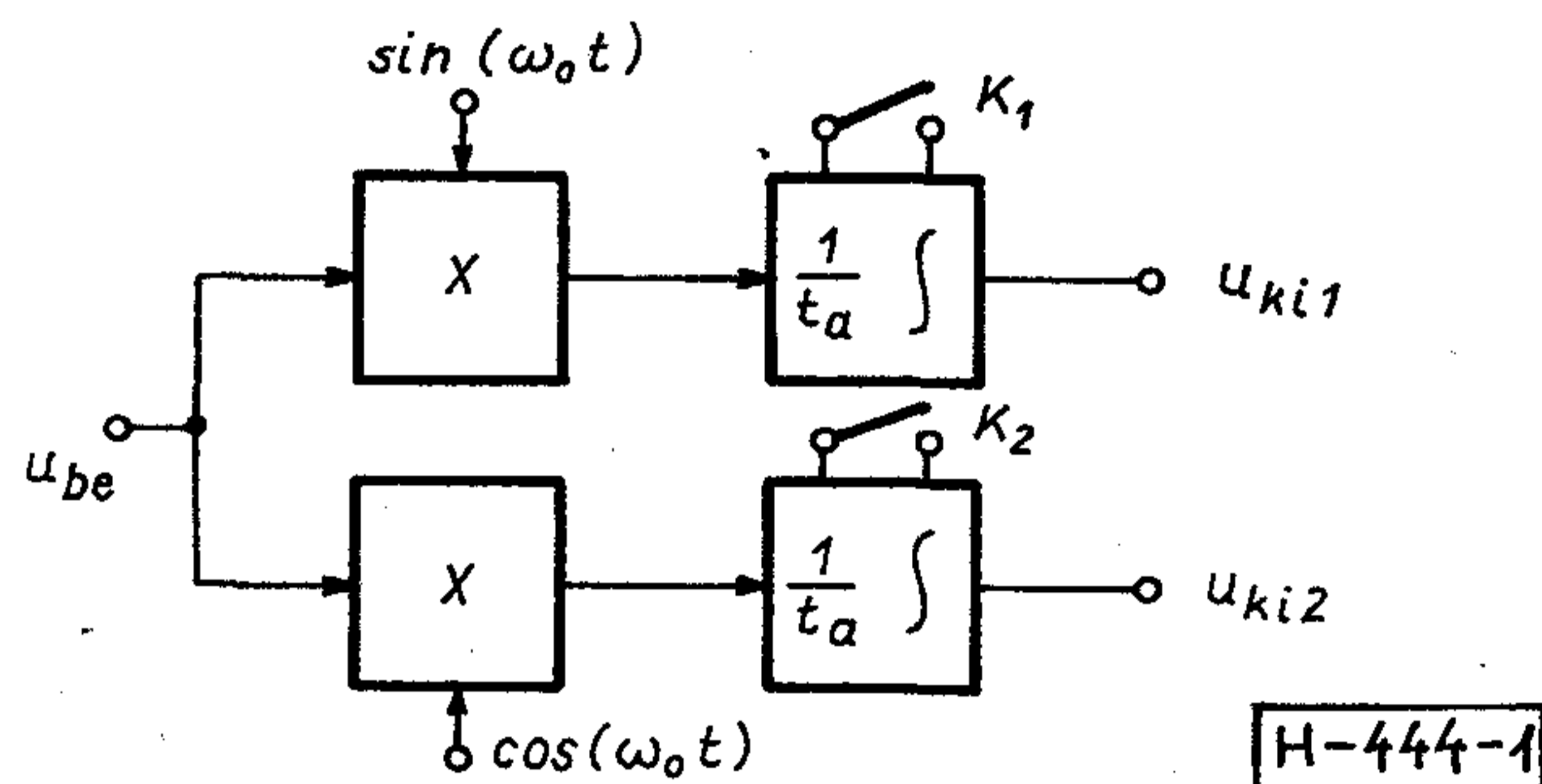
A gyakorlatban a jel fázisa sokszor nem ismert, ezért minden frekvenciához tartozóan az ortogonális összetevőkre külön-külön meghatározást kell elvégezzünk.

Ismert az ún. kvadraturajeles szorzós energia-detektor elrendezés (1. ábra). A feldolgozási ciklus előtt a K_1 és K_2 kapcsolók zárásával energiame-

DR. SIMON
GYULA

1984-ben a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Kar Gyengeáramú Szakon szerzett okleveles villamosmérnöki diplomát. A BME Híradástechnikai Elektronika Intézetében oktat. 1971-ben írt egyetemi doktori

értekezése műveleti erősítővel kapcsolatos kérdéseket (jelváltozási sebesség, zaj) tárgyalt. Publikációi analóg és mintavételes áramkörökkel, jel-feldolgozással és a kutatófejlesztő munkákhoz kapcsolódóan komplex rendszerekkel foglalkoznak. 1972-ben és 1979-ben kapott Pollák-Virág díjat.



1. ábra. Kvadraturaszorzós energiadetektor

tesített integrátorok a kapcsolók nyitott állapotában $t_a = k2\pi/\omega_0$ ideig (k egész) integrálják a szorzatjeleket. A feldolgozás végén

$$U_{ki1} = u_{ki1}(t_a) = \frac{S}{2}, \quad (3)$$

illetve

$$U_{ki2} = u_{ki2}(t_a) = \frac{C}{2} \quad (4)$$

értékű lesz a kimeneti jel.

A későbbi összehasonlíthatóság kedvéért határozzuk meg, a feldolgozási cikluson belül hogyan alakul külön-külön a két kimenet időfüggvénye:

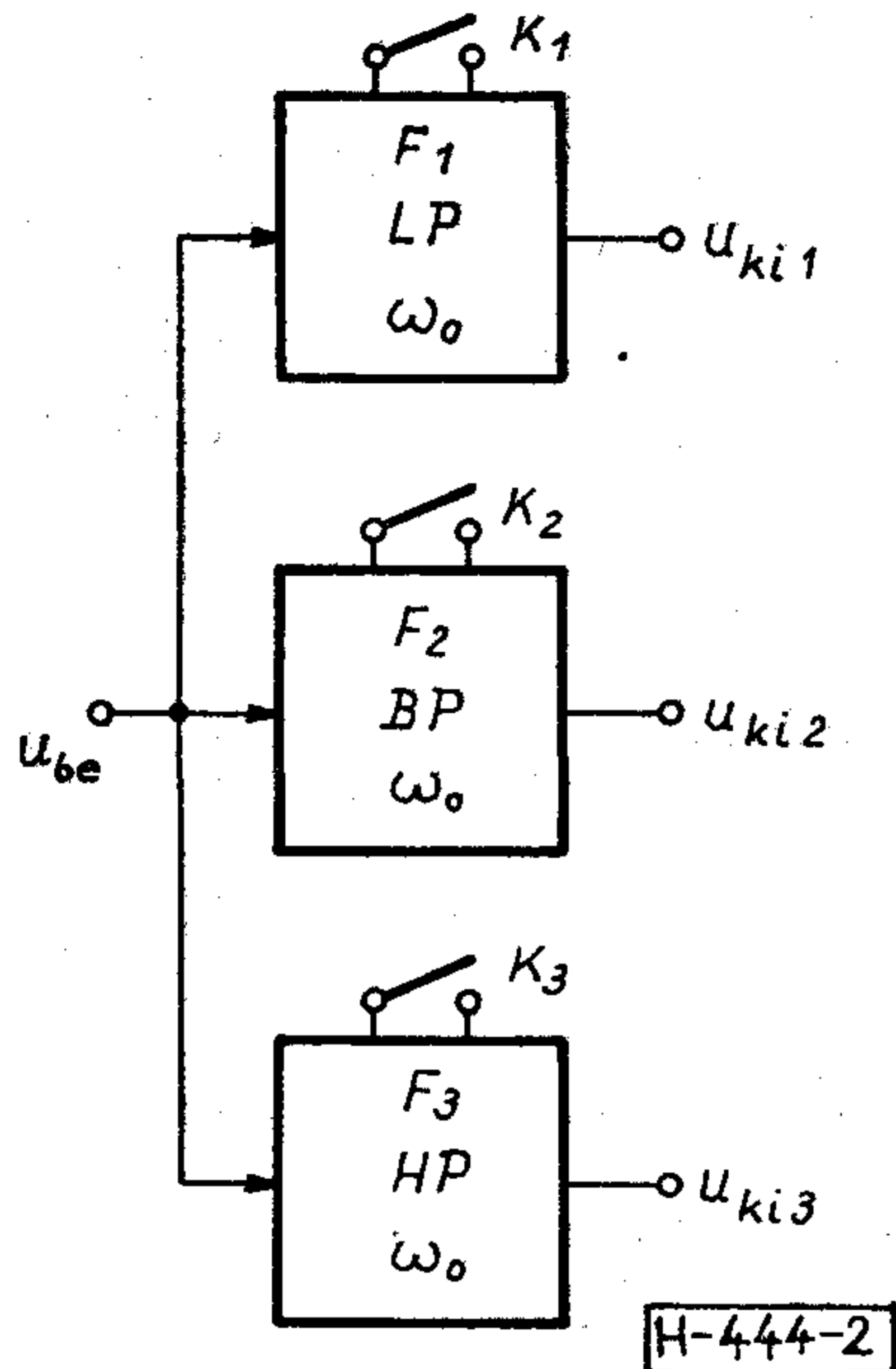
$$u_{ki1}(t) = \frac{S}{2} \left[-\frac{1}{k4\pi} \sin(2\omega_0 t) + \frac{t}{t_a} \right] - \frac{C}{2} \frac{1}{k4\pi} \cos(2\omega_0 t), \quad (5)$$

$$u_{ki2}(t) = \frac{C}{2} \left[-\frac{1}{k4\pi} \sin(2\omega_0 t) + \frac{t}{t_a} \right] - \frac{S}{2} \frac{1}{k4\pi} \cos(2\omega_0 t). \quad (6)$$

Látható, hogy a kimeneteken a kvadraturakomponensekkel arányos, időben lineárisan növekedő jelösszetevők vannak.

A másik lehetőség rezonátorok alkalmazása. [1] állapotváltozós aktív RC szűrős energiadetek-

Beérkezett: 1988. II. 14. (□)



2. ábra. Általános elrendezés modellje

tor differenciálegyenletét, kapcsolását és áramköri jelalakok fényképeit mutatja be. Ilyen megoldások kisfrekvenciás alkalmazásokra használhatók. A továbbiakban a rezonátor elvű detektorok általános tulajdonságait vizsgáljuk meg [3]. A megfontolások és eredmények nagyon hasonlóak a DFT meghatározásánál kapottakhoz [4].

A 2. ábrán veszteségmentes másodfokú aluláteresztő (LP), sáváteresztő (BP) és felüláteresztő (HP) szűrőt tüntettünk fel, ezek mindegyikének hangolási frekvenciája ω_0 . A periodikusan működtetett K_1 , K_2 és K_3 kapcsolók minden feldolgozási ciklus elejére energiamentesítik az egységeket. A szűrők (rezonátorok) ezután t_a ideig a bemeneti jel gerjesztésével működnek; az eredmények a feldolgozási szakasz végén értékelhetők ki. A különböző frekvenciákra elkészített ilyen egységek kimeneti jelei alapján hozunk döntést és energiamentesítés után újabb feldolgozás kezdődhet.

2. Tranziens rendszerfüggvények

Az előző fejezetben említett szűrők a feldolgozási időtartam alatt tisztán tranziens üzemmódban működnek, a kimeneti válaszjel csak konstans gerjesztés esetén lesz egyetlen frekvenciás harmonikus jel, de ez is a rezonátor hangolási (saját-) frekvenciájának megfelelő frekvenciájú. A kimeneti válaszok általánosan a bemeneti jel és az idő függvényei lesznek. Ily módon vegyes — idő- és frekvenciatartománybeli — leírási módszerre van szükségünk, ezért a tranziens rendszerfüggvényeket [2] határozzuk meg. A lineáris rendszer miatt a szuperpozíció tétel érvényes.

Legyen a bemeneti feszültség egy komponense harmonikus:

$$u_{be} = S \cdot \sin(\omega_1 t) + C \cdot \cos(\omega_1 t) \quad (7)$$

A 2. ábrán szereplő szűrőelrendezések átviteli függvényei és súlyfüggvényei:

$$F_1(p) = \frac{\omega_0^2}{p^2 + \omega_0^2}; \quad h_1(t) = \omega_0 \sin(\omega_0 t) \quad (8)$$

$$F_2(p) = \frac{\omega_0 p}{p^2 + \omega_0^2}; \quad h_2(t) = \omega_0 \cos(\omega_0 t) \quad (9)$$

$$F_3(p) = \frac{p^2}{p^2 + \omega_0^2} = 1 - F_1(p);$$

$$h_3(t) = \delta(0) - \omega_0 \sin(\omega_0 t) \quad (10)$$

ahol $\delta(0)$ a Dirac-függvény.

Konvolúcióval vagy inverz Laplace-transzformációval kiszámíthatók a (7) alakú gerjesztés hatására létrejövő kimeneti jelek:

$$u_{ki1} = \frac{2}{\eta} \sin\left(\frac{\omega_1 - \omega_0}{2} t\right) \times$$

$$\times \left[S \cos\left(\frac{\omega_0 + \omega_1}{2} t\right) - \frac{\omega_0}{\omega_1} C \sin\left(\frac{\omega_0 + \omega_1}{2} t\right) \right] +$$

$$+ S \frac{\omega_1}{\omega_0 + \omega_1} \sin(\omega_1 t), \quad (11)$$

$$u_{ki2} = \frac{2}{\eta} \sin\left(\frac{\omega_1 - \omega_0}{2} t\right) \times$$

$$\times \left[S \sin\left(\frac{\omega_0 + \omega_1}{2} t\right) + C \cos\left(\frac{\omega_0 + \omega_1}{2} t\right) \right] +$$

$$+ C \frac{\omega_1}{\omega_0 + \omega_1} \sin(\omega_1 t), \quad (12)$$

$$u_{ki3} = u_{be} - u_{ki1} = -\frac{2}{\eta} \sin\left(\frac{\omega_1 - \omega_0}{2} t\right) \times$$

$$\left[S \cos\left(\frac{\omega_0 + \omega_1}{2} t\right) - \frac{\omega_0}{\omega_1} C \sin\left(\frac{\omega_0 + \omega_1}{2} t\right) \right] +$$

$$+ S \frac{\omega_0}{\omega_0 + \omega_1} \sin(\omega_1 t) + C \cos(\omega_1 t). \quad (13)$$

Itt bevezettük a relatív elhangolást:

$$\eta = \frac{\omega_1}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_1}. \quad (14)$$

Látható, hogy a kimeneti jelek a gerjesztés szintjétől (S és C), a gerjesztőjel frekvenciájától (ω_1), a hangolási frekvenciától (ω_0) és az időtől egyaránt függenek.

Sok gyakorlati esetben a közeli (szomszéd) frekvenciákra $\omega_1 \approx \omega_0$ és így $\eta \approx 2(\omega_1 - \omega_0)/\omega_0$ és $|\eta| \ll 1$, így a burkoló egyenletében szereplő η miatt annak amplitúdója fordítottan arányos az $|\omega_1 - \omega_0|$ frekvenciakülönbséggel (ha eltekintünk a bemeneti komponenseket közvetlenül tartalmazó tagoktól a (11), (12) és (13) egyenletekben).

Ha a bemeneti frekvencia megegyezik a hangolási frekvenciával ($\omega_1 = \omega_0$), akkor a Bernoulli-L' Hospital szabály alkalmazásával:

$$u_{ki1} = 0,5 \omega_0 t [-S \cos(\omega_0 t) + C \sin(\omega_0 t)] + 0,5 S \sin(\omega_0 t) \quad (15)$$

$$u_{ki2} = 0,5 \omega_0 t [S \sin(\omega_0 t) + C \cos(\omega_0 t)] + 0,5 C \cos(\omega_0 t) \quad (16)$$

$$u_{ki3} = 0,5 \omega_0 t [S \cos(\omega_0 t) - C \sin(\omega_0 t)] + 0,5 S \sin(\omega_0 t) + C \cos(\omega_0 t) \quad (17)$$

Vezessük be a $k = t_a \omega_0 / 2\pi$ és $(k+n) = t_a \omega_1 / 2\pi$ jelöléseket, ahol k az ablakidőbeli ω_0 , míg $(k+n)$ az ablakidőbeli ω_1 frekvenciájú jelperiódusok száma (n és k egész).

Legyen $U_{ki1} = u_{ki1}(t_a)$; $U_{ki2} = u_{ki2}(t_a)$ és $U_{ki3} = u_{ki3}(t_a)$. ω_0 frekvenciájú gerjesztésnél a (15), (16) és (17) egyenletek alapján $U_{ki1} = -\pi k S$; $U_{ki2} = \pi k C$ és $U_{ki3} = \pi k S + C$, így fázishelyzettől függetlenül kiszámolható a gerjesztő jel amplitudója:

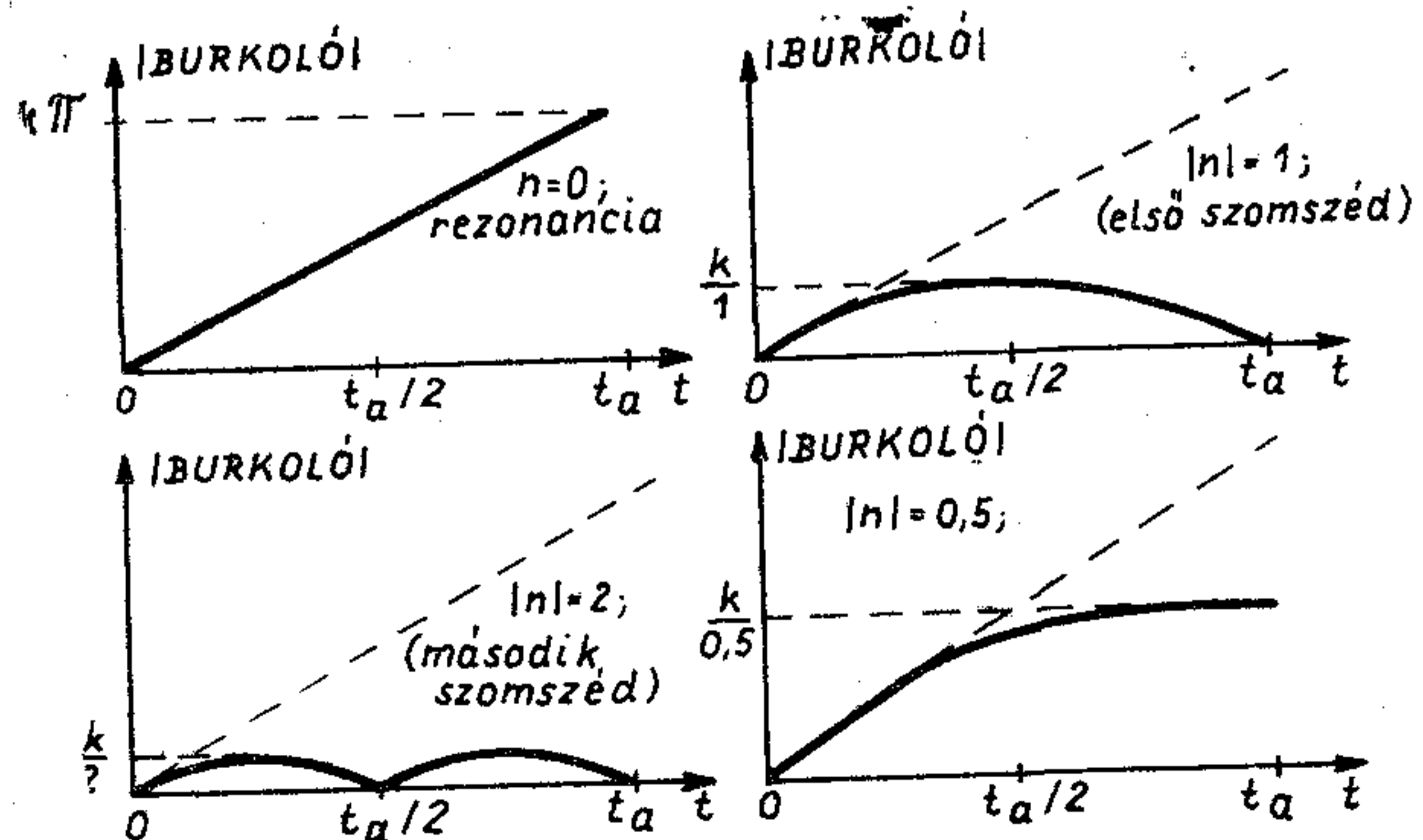
$$\sqrt{S^2 + C^2} = \frac{1}{\pi k} \sqrt{U_{ki1}^2 + U_{ki2}^2}. \quad (18)$$

Ha a vizsgált rezonátoraink gerjesztőjelének frekvenciája $\omega_1 = \omega_0(k+n)/k$ ($n \neq 0$), akkor $U_{ki1} = U_{ki2} = 0$ és $U_{ki3} = C$ lesz a végeredmény. A burkoló csúcsa jó közelítéssel $k/|n|$ -szerese lesz a bemeneti ω_1 frekvenciás jel csúcsértékének. A rezonanciának megfelelő burkoló csúcsértéke a feldolgozás végére a bemeneti csúcsérték $k\pi$ -szerese lesz. A burkoló változását pl. gyors átlagérték-egyenirányítóval követve, az egyes rezonátorok kimeneteit az ablakidő végén figyelve dönteni tudunk arról, hogy melyik frekvencia volt jelen a feldolgozott időrésben.

A 3. ábra a burkolókat mutatja rezonancia ($n=0$); az első szomszédos Fourier-feltételnek megfelelő frekvenciák ($|n|=1$), a második szomszédok ($|n|=2$) illetve két lehetséges frekvencia között középen lévő ($|n|=0,5$) esetére, $k\pi \gg 1$ feltétel mellett.

A szűrőbankot tehát úgy kell felépíteni, hogy a várt frekvenciaértékekre valósítsunk meg pl. LP és BP transzfer függvényű egységeket (pontos kiértékelés lehetséges), illetve LP vagy BP vagy HP szűrőt, melynek a burkolóját értékeljük ki (közelítő kiértékelés). A szűrők megvalósítására a 2. ábra blokk-sémájától eltérően nem párhuzamos bemenetű párokat érdemes a pontos kiértékeléshez működtetnünk, hanem egy bemenetű, két kimenetű elrendezéseket.

Ha eredményeinket összevetjük a kvadratura-szorzos elrendezésre kapottakkal (pl. az (5) és (6) valamint a (15), (16) és (17) egyenleteket), akkor nyilvánvaló a rezonátoros megoldás előnye a közelítő, burkoló alapján történő kiértékelés lehetősége miatt. A kvadratura-szorzos megoldásnál ugyanis mindenképpen szükség van mindkét kimeneti jel előállítására. Így különösen többfrekvenciás, gyors rendszereknél lehet nagyon ked-



H-444-3

3. ábra. Burkoló időfüggvények

vező a javasolt rezonátoros elrendezések alkalmazása, mert jelentősen egyszerűsíti az áramkörök megvalósítását. A burkoló érzékelése természetesen akkor egyszerű, ha a szűrőbank valamennyi érintett rezonátorához tartozó k értéke jóval nagyobb egynél.

A fenti eredmények feltételezték, hogy valamennyi észlelendő frekvenciaérték egész számú periódusával fért bele az ablakba. A bemeneti jel frekvenciaváltozásának, a rezonátorok elhangolásának, vagy zavaró jelek hatásának vizsgálatához az általános ($\omega_1 \neq \omega_0$) (11), (12) és (13) egyenleteket kell kiértékeljük.

3. Páratlan transzformációs függvények

Anélkül, hogy visszamennénk a kezdet kezdetére, ezen függvények alkalmazhatóságát két tény segítségével bizonyítjuk.

I. Akkor is ortogonális kvadratúrarendszert kapunk, ha olyan frekvenciasort veszünk, mely a $2\pi/t_a$ elemi frekvenciaraszternek nem k -szorosából ($k=0, 1, 2, \dots$), hanem $k' = (2k+1)/2$ szereseiből áll (az ablakba mindig valahány egész és egy fél periódus fér bele). Ennél a felbontásnál elmarad az egyenkomponens, mely a Fourier-felbontástól „kilóg”. A $(k'+n)$ jellemző frekvenciákra (n egész) (11)-ben (12)-ben és (13)-ban az ablakidő végén a $\sin[(\omega_1 - \omega_0)/2 \cdot t]$ értéke, így közelítőleg a burkoló is nulla lesz.

II. Az ennek megfelelő rezonátorok is egyszerűen mérzethetők; a pontos megoldásban rezonancián $\sin \pi = 0$ miatt helyes végeredmény adódik [(15), (16) és (17) egyenletek]; (18)-ban k helyére k' -t kell helyettesíteni.

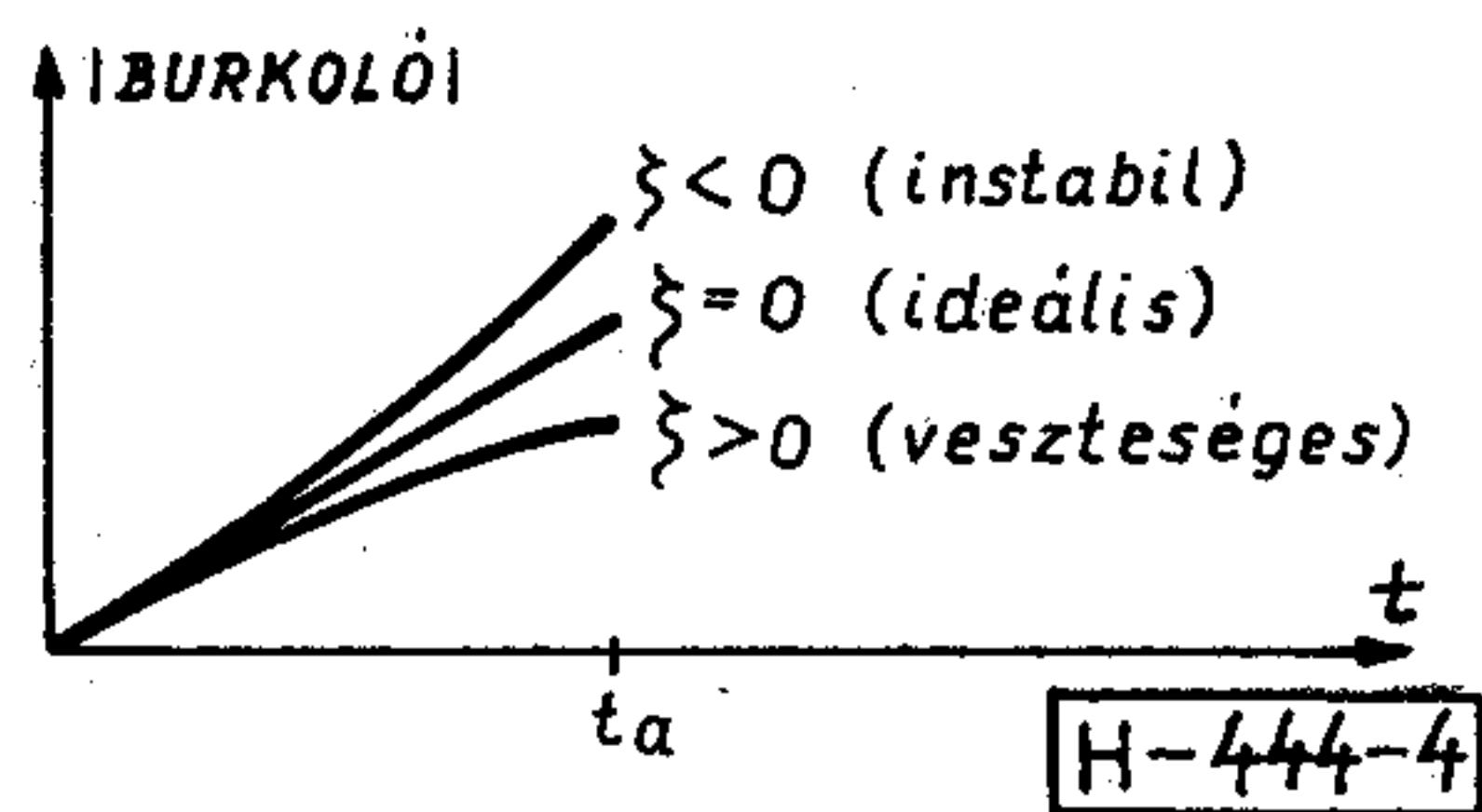
A periodikus kiterjesztést most úgy kell értelmezzünk, hogy minden feldolgozási ciklusidőhöz tartozó — szünet beiktatása nélkül elképzelt — függvényt annak (-1) -szerese követ (valamely szakasz S és C értékei a következő szakaszban (-1) -szeresek). Ez a sorfejtés a klasszikus Fourier-transzformációtól különböző, ortogonális harmonikus felbontást eredményez.

4. A veszteségek hatása

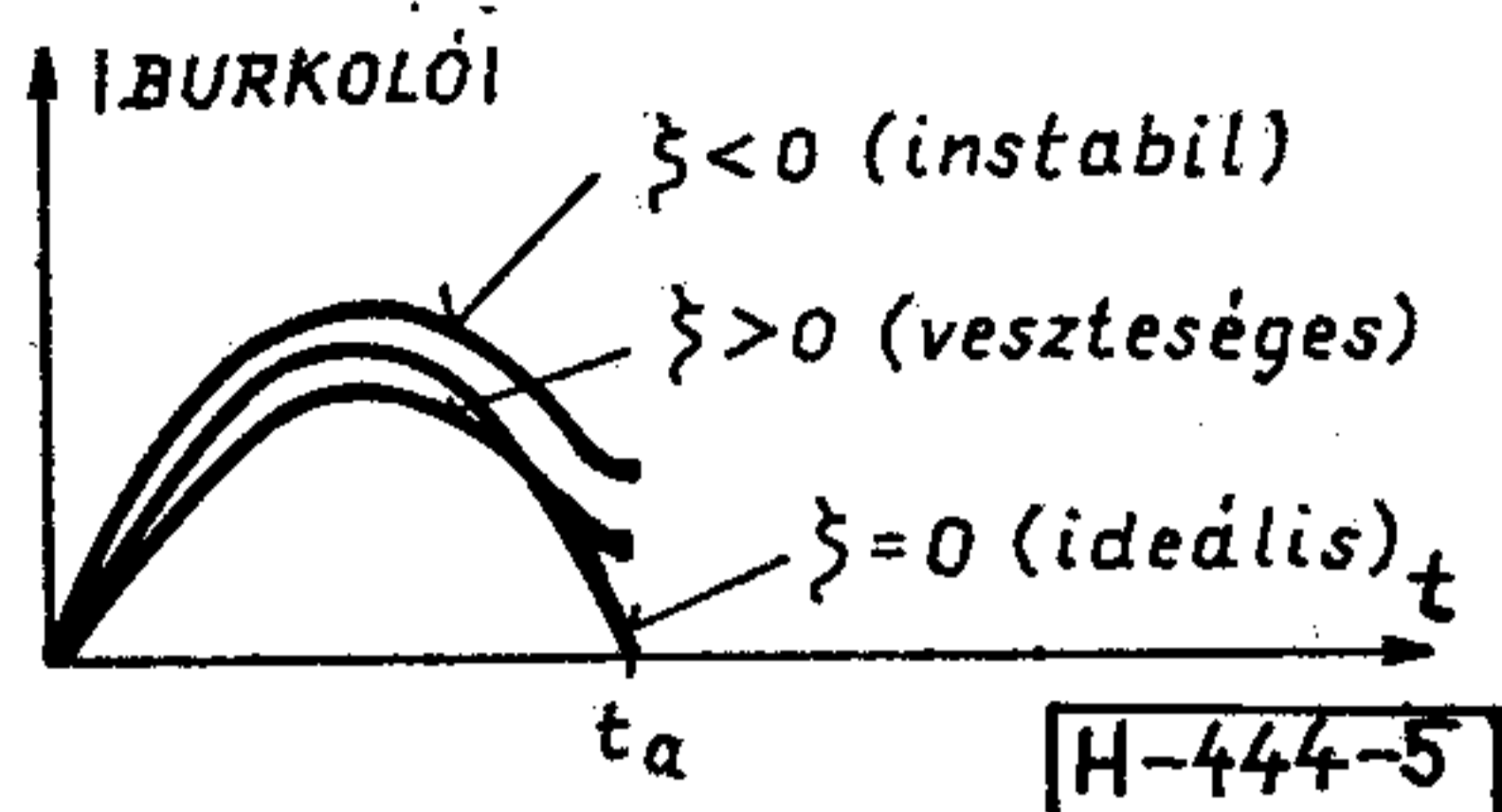
A szűrőbankok alapegységei passzív és aktív kivitelben is elképzeltelők. Míg a passzív megoldások egyértelműen veszteségesek, az aktív megoldásokban „negatív veszteség” (veszteség túlkompenzálás) is elképzeltelhető. Utóbbi állandósult állapotot is megengedve minden határon túl növekvő függvényt jelentene, áramkörünk idővariáns jellege miatt (energiamentesítés után véges feldolgozási periódus) a működés még ilyenkor is lehetséges.

A veszteség vagy túlkompenzálás hatása úgy vehető figyelembe, hogy a (8), (9) és (10) transzfer függvényeinek nevezőjét $2\zeta(p/\omega_0)$ lineáris taggal egészítjük ki ($\zeta > 0$ esetén veszteséges, $\zeta < 0$ esetén gerjedő a rendszer).

Az ennek megfelelő súlyfüggvények $\omega_0^1 = \omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2}$ és $\sigma = -\zeta \omega_0$ jelölésekkel:



4. ábra. A veszteség hatása a burkolóra rezonancián



5. ábra. A veszteség hatása a burkolóra $|=1n|$ esetén

$$h_1^1(t) = \frac{\omega_0^1}{1 - \zeta^2} \sin(\omega_0^1 t) \exp(\sigma t), \quad (19)$$

$$h_2^1(t) = \frac{\omega_0^1}{1 - \zeta^2} \left[\cos(\omega_0^1 t) - \frac{\zeta}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \sin(\omega_0^1 t) \right] \times \exp(\sigma t), \quad (20)$$

$$h_3^1(t) = \delta(0) - \left\{ \frac{\omega_0^1}{1 - \zeta^2} \sin(\omega_0^1 t) + \frac{2\zeta\omega_0^1}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \times \left[\cos(\omega_0^1 t) - \frac{\zeta}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \sin(\omega_0^1 t) \right] \right\} \exp(\sigma t). \quad (21)$$

Két lényeges különbség jelentkezik a veszteségmentes esethez képest: ω_0 helyett ω_0^1 szerepel és $\exp(\delta t) = 1$ együtthatófüggvények jelennek meg.

Ennek megfelelően az $\omega_1 = \omega_0^1$ bemeneti jel-frekvenciára érvényes burkolófüggvények a lineáris növekedéshez képest — a (15), (16) és (17) egyenletek szerint — az $\exp(\delta t)$ függvénynek megfelelően módosulnak.

Az eltérés becslésére tekintsünk el h_1^1 és h_2^1 függvényében a konstans ω_0^1 -től való eltérésétől és

a konvolúciós integrálban számoljunk az $\exp(\delta t) \approx 1 - \delta t = 1 - \zeta \cdot \omega_0^1 t$ időfüggvény lehető legnagyobb hibát képviselő értékével ($t = t_a$). Így a hiba felső becslése $-\zeta \cdot \omega_0^1 \cdot t_a = -k \cdot \zeta \cdot 2\pi$ lesz, ennek kell az egységhez képest abszolút értékében kicsinek lennie. A 4. ábrán a veszteségnek a rezonancia-burkolóra gyakorolt hatását szemléltetjük.

Hasonló eredményre juthatunk a szomszédos frekvenciákon történő viselkedés vizsgálatánál. Itt egyszerűbben boldogulunk azzal a szemlélettel, hogy a stacionárius kimeneti jel és a csillapodó sajátrezgés lebegéséből jön létre a kimeneti jel burkolója. A sajátrezgés csillapodásából adódó szintheza relatív értékben ugyancsak kb. $-k\zeta 2\pi$ lesz. A rezonanciánál fellépő maximális értékhez képest maradó relatív hiba ennél kedvezőbb, mert a konstansok $|n|$ nagyobb értékeinél egyre kisebbek. Az 5. ábra példaképpen $|n| = 1$ esetére szemlélteti a burkolókat. A 4. és az 5. ábra összevetéséből látható, hogy kismértékben veszteséges, vagy instabil áramkörökkel is helyes döntést hozhatunk.

Rezonátoros energiadetektorként lineáris oszcillátorkapcsolásban működő (veszteségeiben kompenzált) RC és LC szűrők használhatók (néhány Hz-től néhány száz tíz MHz a lehetséges frekvenciatartomány).

KÖSZÖNETNYILVÁNÍTÁS

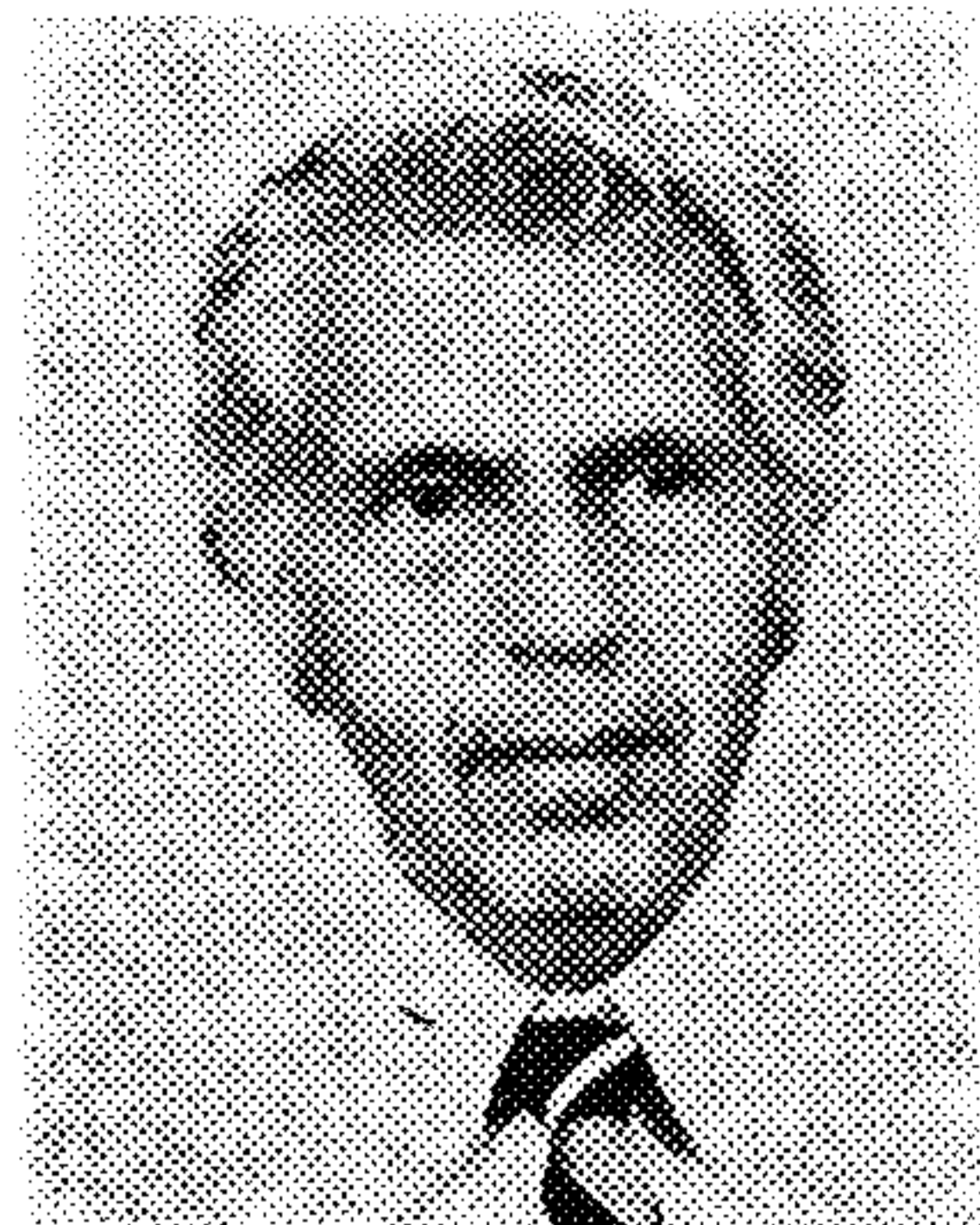
A John Wiley & Sons cég hozzájárult ahhoz, hogy a [3]-ban publikáltakat is fel lehessen használni jelen cikk elkészítéséhez.

IRODALOM

- [1] H. Harmuth: Transmission of information by orthogonal functions. 2. Printing Corrected. Springer Verlag, 1970, 79—81.
- [2] A. Papoulis: Signal analysis. McGraw-Hill, 1977, 113—116.
- [3] Gy. Simon: Detection of harmonic burst signals. Int. Journal of Circuit Theory and Applications. 13/3, 1985 július, 195—201.
- [4] Dr. Simon Gyula: A rezonátor elv általánosítása és harmonikus jelcsomagok detektálása kapcsolt kapacitású áramkörökkel. Híradástechnika, XXXVIII. évf., 1987/6., 265—267.

A CCITT XII/4. Munkacsoportjának eredményei és célkitűzései

DR. LAJTHA GYÖRGY
Magyar Posta Központ



ÖSSZEFOGLALÁS

Bevezetőben a XII. Tanulmányi Bizottság helyét és feladatait mutatjuk be a CCITT szervezetében, melynek során kiemeljük a felhasználók szempontjainak megfelelő vizsgálatok és ajánlások kidolgozását. Ezeket a kérdéseket az analóg és digitális hálózatrészek tartós együttélésének idejére kell most megválaszolni. Említésre kerül még a „hangossági mérték” és ennek bevezetését indokoló tényezők áttekintése.

1. Bevezetés

A Híradástechnika hasábjain rendszeresen hivatkoznak a szerzők a CCITT-re és ismertetnek CCITT ajánlásokat; jelennek meg ezenkívül cikkek, melyek összefoglaló tájékoztatót adnak a CCITT munkájáról. Ennek ellenére a CCITT XII. Tanulmányi Bizottságának és ezenbelül a 4. Munkacsoport munkájának ismertetése előtt vázoljuk ennek a csoportnak a helyét a CCITT jelenlegi (1988. dec. 31-ig érvényes) szervezetén belül.

Az 1. táblázat a CCITT tanulmányi bizottságok szerepét és feladatait foglalja össze. Ebből elsősorban az olvasható ki, hogy a távközlés minősége

DR. LAJTHA
GYÖRGY
1952-ben került a Posta Kísérleti Intézetéhez, ahol átviteltechnikai és hálózattervezési témákkal foglalkozott, majd az Intézet igazgatóhelyettese volt. Jelenleg a Magyar

Posta Központjának tanácsadója. A Nemzetközi Távközlési Egyesület XVI. Tanulmányi Bizottságának alelnöke. 1980. évben címzetes egyetemi tanári címet kapott. A műszaki tudomány doktora.

érdekében a CCITT lépésről-lépésre vizsgálja, hogy milyen ajánlások szükségesek az előfizető, a szolgáltatást nyújtó igazgatás, az üzemeltetést és fenntartást végző szervezet, valamint a berendezések gyártói számára. Ezek a szempontok szorosan összefonódnak, mert az előfizetői igényeket csak az összes többi területre vonatkozó ajánlás teljesítése esetén lehet kielégíteni. Ugyanakkor a berendezés-fejlesztésre vonatkozó ajánlások csak az előfizetői igények megfogalmazása alapján válhatnak érthetővé. Ugyanígy kapcsolódnak a szolgáltatók és az üzemeltetők munkáját szabályozó ajánlások mind a berendezéstechnikai kérdésekhez, mind az előfizető számára nyújtandó szolgáltatásokhoz.

1. táblázat

A CCITT Tanulmányi Bizottságainak áttekintése

Hálózatok	Távközlő szolgálatok minősége	Üzemeltetés	Berendezés-technika	Gazdasági kérdések
Hálózatok felépítése, csatlakozási jellemzők, minőség	A felépült összeköttetések átviteli minősége	Az eszközök és áramkörök fenntartása és biztonsága	Az alkalmazott eszközök minőségi jellemzői	A távközlés haszna Tarifa
A tervező	A felhasználó, előfizető	A fenntartó	A gyártó, beruházó	A gazdasági vezetés
szempontjait veszi elsősorban tekintetbe				
VII. Adatátviteli hálózatok	I. Különböző szolgálatok meghatározása, működési és minőségi jellemzők	II. Az ISDN és a telefonhálózat forgalmi, üzemeltetési jellemzői	VIII. Telematikai végberendezések (fakszimile, teletex, videotex) Távíró berendezések	III. Tarifa elvek és számlázás Földrészek tarifacsoportjai: TAF, TAL, TEUREM GAS bizottságok
XI. ISDN és távbeszélő kapcsolás és jelzés	XII. Átviteli minőség teljes összeköttetésre vonatkoztatva.	IV. Hálózatok áramkörök és vonalak fenntartási módszerei, határértékek	XV. Átviteltechnikai berendezések	
XVIII. Digitális hálózatok és az ISDN	Szubjektív és objektív vizsgálati módszerek	V. Befolyásolás elleni védelem	VI. Külső létesítmények	
X. Programnyelvek a távközlésben PLAN bizottságok				
II. Hálózattervezési elvek	II. Forgalmi minőségi jellemzők		XII. Távbeszélő készülékek	VII. Adatátviteli berendezések
GAS7 Rurál hálózatok GAS 10 Előrejelzés	XVIII. Digitális átviteli jellemzők			

Ebben az összefüggő rendszerben a *XII. Tanulmányi Bizottság* az előfizetői igényeket van hivatva ajánlások formájában megfogalmazni. Ezen belül a *4. Munkacsoport* a hálózat átviteli tervezésének kérdéseivel, az előfizető számára nyújtandó szolgáltatásokból levezethető minőségromlásoknak az egyes szakaszokra való szétosztásával és az szolgáltatásoknak a meglévő hálózathoz való illesztésével foglalkozik. Ilyen szolgáltatások pl. a mobil rádiótelefon, a konferencia-összeköttetések és a magánhálózatok összekapcsolása a nyilvános távbeszélő hálózattal.

A következőkben először megnézzük, hogy miért van szükség a XII/4. Munkacsoport folyamatos munkájára, miért nem zárhatók le a feladatok végleges örökérvényű ajánlásokkal. Ezután a fejlődő és átalakuló hálózat kérdéseivel foglalkozunk, végül két rendkívül lényeges változást részleteiben is ismertetünk.

2. A folyamatos munka indítékai

A műszaki fejlődés új berendezések alkalmazását teszi lehetővé. Ugyanakkor a különböző hálózati elemek költségeinek aránya is változik. Az ajánlásoknak úgy kell a műszaki jellemzőket meghatározniok, hogy azok az igazgatások számára ne jelentenek felesleges költségeket. Ez a gondolatkör vezet el az ajánlás-módosítások első indítékához: jelentős tényező a digitális technika széleskörű alkalmazása, az ehhez kapcsolódó minőségromlások és az analóg technika minőségromlása közötti különbség, valamint az ebből következő költség-arányok változása. De már most látszik, hogy ilyen technikai változás néhány éven belül újra megindul — a fénytechnika széleskörű alkalmazása miatt — változásokat okozva az ajánlásokban.

A másik műszaki változás az átviteli utakban jelentkezik. Az úrtávközlés és a fénytávközlés lényegesen nagyobb távolságok áthidalását teszi lehetővé, ugyanakkor azonban az elsőnél a terjedési idő, az utóbbinál pedig a diszperzió okozta szolgáltatás-minőségromlás miatt kell az ajánlásokat módosítani. Az összeköttetések minőségében jelentős változást okoz az URH mozgó rádiótelefon szolgálat, melynek szakaszai terjedési időben és zajban okoznak változásokat.

A folyamatos munka további indítéka, hogy a nem-beszéd jellegű szolgáltatások igényei és mennyiségi arányuk a beszéd szolgáltatásokhoz képest változik.

Régebben elfogadható irányelv volt, hogy az összeköttetéseket, a berendezéseket és az átviteli utakat a beszéd átvitel igényeire tervezték, és az 5—10 %-ban jelentkező egyéb szolgáltatások végberendezéseit olyan kiegészítő berendezésekkel látták el, hogy ezeken az átviteli utakon működni tudjanak. Az illesztő berendezések költsége, azok csekély mennyisége miatt, kisebb volt, mintha a teljes hálózatot ezen szolgáltatások valamennyi igényének kielégítésére kellett volna tervezni. Jelenleg a nem-beszéd típusú szolgáltatások aránya a legfejlettebb hálózatokkal rendelkező országokban már megközelíti az 50 %-ot. Ez azt jelenti, hogy legtöbb esetben már gazdaságosabb vala-

mennyi szolgálat igényét figyelembe véve tervezni az átvitelt. Ez szintén jelentős változásokat hoz az ajánlásokban.

Végül az átalakuló hálózat újabb vizsgálati, értékelési módszereket igényel, és az ajánlásokat úgy kell megfogalmazni, hogy azok teljesítése a rendelkezésre álló módszerekkel ellenőrizhető legyen.

3. Vizsgálati eljárások

Az átvittel szemben alapvető követelmény, hogy a szolgáltatást igénybevevő azzal elégedett legyen. Ez beszédátvitelnél pl. az előfizetői átlagos vélemény-pontszámmal jellemezhető. Ez azonban statisztikai szempontból megbízható eredményeket csak hosszadalmas szubjektív mérésorozattal szolgáltat. Ezeknek a vizsgálatoknak elég nagy szórájuk van. Hasonlóan alapvető jellemző nem-beszéd jellegű szolgálatoknál a hibaarány, amely szintén csak hosszadalmas vizsgálatokkal határozható meg. Ezért igyekeztek ezen elsődleges jellemzők mellett egyértelműbb, másodlagos jellemzőket is meghatározni. Legegyszerűbb azonban ha objektív mérőszámokat tudunk a minőséghez rendelni. Analóg átvitelnél erre kialakult a gyakorlat, pl.: csillapítás, zaj, torzításmérésekkel. A különböző beszéd-feldolgozást alkalmazó rendszereknél azonban más objektív mérési módszereket kell kidolgozni. Ezek alkalmazása a XII/4. feladata, előkészítése és meghatározása azonban a vele szorosan együttműködő XII/3. Munkacsoporté. Az átvitel minősítésére szolgáló módszerek összefoglalását a 2. táblázat tartalmazza.

A 3. táblázat mutatja azokat az elképzeléseket, melyeket a XII/3. Munkacsoport állított össze a szubjektív ítéletet legjobban megközelítő összetett objektív jellemzőkre vonatkozóan.

A 3. táblázatban feltüntetett módszerekről az alábbi kritikai megjegyzések tehetők:

a) *Információs index* az objektíven mérhető alapjellemtől, mint pl. teremzaj, vonali zaj, echo, csillapítás stb. egy jól körülírt számítógépes program alapján meghatározott érték. A módszer a kidolgozók szerint összhangban van a szubjektív

2. táblázat

Az átvitel minősítésére szolgáló módszerek

I.			
Elsődleges szubjektív mértékek			
Átlagos vélemény pontszám	Érthetőségi index	(Bit hibaarány)	
II.			
Másodlagos szubjektív mértékek			
Hangosság	Egyenérték csillapítás	Kvantálási torzítás egység	
	Torzítás, zaj	Korrigált egyen-érték csillapítás	
III.			
Objektív vizsgálatok			
Hangossági mérték	Szint	Áthallás	
	Visszafordulás	Lineáris torzítás	Folytonos és impulzus zajok
	Stabilitás	Nemlineáris torzítás	
	Echo (visszhang) Önhang		

Szubjektív ítélet megközelítése objektív mérésekkel

Jellemzők			a)	b)	c)	d)	e)	f)
			Információs index	Cepstrum távolság	Hangossági mérték	PARCOR módszer	Energia különbség (Bell)	Kereszt- koreláció
Digitális jellemzők	Feldol- gozott	BER	0		—	+		0
		Kvantálási torzítás	+	+	—	0	+	0
		Hangzó veszteség	—	+	—	0		0
		Szint eltolódás	0		—	0		0
Analog jellemzők		Jelszint	+		+	0	+	+
		Analog torzítás	+		+	0	+	0
		Fázistorzítás	0		—	0		—
		Frekvenciatorzítás	—		—	0		0
		Nemlineáris torzítás	0		—	0	+	0
		Késleltetés	—	—	—	—		+
		Visszhang	+		—	0		0
		Fehérzaj	+	+	—	+		0
		Szelektív zajok	+		—			0

Jelölések: + gyakorlatban kidolgozva és igazolva
 0 elvileg lehetséges, igazolva nincs
 — elvileg sem lehetséges, kidolgozói nem publikálták

jellemzőkkel, azonban az elektronikus beszédkezelésből származó, nehezen körülhatárolható jellemzőket (pl. hangzó-vesztés) nem veszi figyelembe és különleges, új berendezések esetén a programot módosítani kell;

b) *Cepstrum távolság*, amely a bemenő és kimenő jel transformáltjaiból számított értékeket veti össze a vélemény pontszámmal. Megfelelő számítási módszerrel igen jó egyezést lehetett kapni. Mivel a módszer sok tekintetben empirikusnak tekinthető, nem biztos, hogy a módszer valamennyi, távlatban alkalmazott rendszernél hasonlóan jó eredményeket fog adni;

c) *Hangossági mérték* több frekvencián mért átvitelből számított érték figyelembe véve bizonyos mértékben a zajokat és a torzításokat is, de lényegileg csak a csillapítás szubjektív hatását veszi figyelembe;

d) *PARCOR módszer* a hazai kutatók jelentős fejlesztési eredménye, mely az érthetőségre befolyást gyakoroló hangzó képek torzulása alapján következtet az előfizetők véleményére. A módszer elvileg legjobban közelíti meg az átlagos szubjektív véleményt, széleskörű gyakorlati kipróbálása azonban mind ezideig még nem történt meg. Ennek sikeres kísérletei esetén alkalmazása jelentős hatással lehet az átvitel minőségére vonatkozó ajánlások korszerűsítésére [13].

e) *Energia különbség vizsgálata*, melynél az energia frekvencia időtartományban vett mintáinak különbségéből a torzításokra és a szintekre tud következtetni. A módszer megfelelő súlyozással valószínűleg nagyon jól egyezik majd a szubjektív véleménnyel, azonban a módszer részleteiről még nincs elegendő információnk.

f) *Kereszt-koreláció meghatározása* a bemenet és a kimenet között egyértelműen meghatározná a minőséget. Évekkel ezelőtt megkezdődtek az erre vonatkozó kísérletek, azonban a távközlő hálózatok szempontjából lényeges tartomány a kereszt-

korelációs tényező 0,96 és 1 közé eső értékeinél van. Ennek a tartománynak lényeges expandálása lett volna szükséges ahhoz, hogy a módszer széleskörben használható legyen. Ez azonban a műszer saját pontatlanságát növelte volna meg, ezért az 1980-as szinten rendelkezésre álló alkatrészekkel ez egyelőre nem látszik megvalósíthatónak.

Digitális információk esetén a bithibaarány mellett szokásos jellemző még a hibamentes másodpercek száma egy adott időszakban, vagy a hibás bitet tartalmazó másodpercek száma, végül a súlyosan meghibásodott másodpercek száma bír még érdekességgel. Általában azonban ezekre elég jól lehet következtetni az átvitel alapjellemezőiből, a szinkronizálás módszeréből és az adatátviteli berendezés jellemzőiből is.

4. Analog-digitális vegyes hálózatok problémái

Az összeköttetés mentén vegyesen előforduló analog és digitális szakaszok, valamint a többszörös 2/4 huzalos átalakítások hatását a stabilitásra, a reflexióra, echóra a korábbiakban részletesen tárgyaltuk [1]. Jelenleg elsősorban a digitális és analog rendszerek zajával foglalkozott a munkacsoport részletesebben. Az elmúlt időszakban bevezetésre került a QDU kvantálási torzításegység, mellyel minden digitális szakaszt minősíteni kívántak, mind beszéd, mind adatátvitel szempontjából. A vizsgálatok során — közöttük a magyar vizsgálatokból is [2] — kiderült, hogy a kvantálási zajnak ez a mértéke az adatátvitelre nem jellemző. Ezért a munkacsoport elhatározta, hogy az adatátvitelt egy új mérőszámmal, a DIU-val, az adatminőségromlás egységével fogja jellemezni. Világossá vált az is, hogy az QDU annak ellenére, hogy egy generátor zajával való összehasonlításból vezethető le, mégis elsősorban szubjektív mérőszám, tehát a másodlagos, jól kezelhető, szubjektív értékek kategóriájába tartozik, de nem helyettesíti az objektív mérést. Ezért a továbbiakban fenn-

marad az igény a szubjektív-értékkel összhangban lévő objektív kvantálási zajmérték meghatározására, melynek kidolgozása azonban csak a következő tanulmányi periódusban (1989—1992) várható. A digitális átvitel zajának meghatározása azért is lényeges, mert ennek alapján lehetne kidolgozni azokat a szabályokat, melyek a digitális-analóg vegyes hálózatokban a kvantálási zaj és a saját csatorna beszéd terhelésétől független zajok (pl.: a termikus zaj, az impulzus zaj és az egyfrekvenciás zajok) összegezésére vonatkoznak. A különböző zajtípusokra úgy kell megadni az előírást, hogy az új összegezési szabályt alkalmazva a teljes összeköttetés eredő zaja ne lépje túl azt az értéket, amit az előfizető elfogadhatónak tart.

Ezen a területen a hazai kutatók előtt is lehetőség nyílik nemzetközileg újnak számító eredmények elérésére.

5. Hangossági mérték

A távbeszélő összeköttetés hangosságát hosszú éveken keresztül az egyenérték-csillapítással jellemezték. Ez a Genfben hitelesített etalon-rendszerrel való összehasonlításon alapul. A rendszer magában hordozta a szubjektív összehasonlítás valamennyi hibáját, ezenkívül problémát jelentett, hogy a különböző szakaszok egyenérték-csillapítását matematikailag összeadva, nem adódott ki a teljes összeköttetés szubjektíven mért egyenérték-csillapítása. A hibák kiküszöbölésére a XII. Tanulmányi Bizottság több csoportja is kutatta egy új mérőszám bevezetésének lehetőségét. Először a korrigált egyenérték-csillapítás került előtérbe, mely az összegezés hibáját kiküszöbölte, de mert szubjektív értékekből számították ki a szubjektivitás hátrányait a vizsgálatok továbbra is magukban hordozták. Számos gyár igyekezett az egyenérték-csillapítással egyező eredményt adó berendezéseket előállítani (OREM), ezek a berendezések egy-egy készüléktípusra nagyon jó eredményt is adtak, azonban különböző készüléktípusok esetén elég nagy eltérés mutatkozott a szubjektív ítélettől.

Négy—öt évvel ezelőtt előtérbe került a hangossági mérték, Loudness Rating (LR), alkalmazása, amely az átviteli sávban több frekvencián mért átvitelből a CCITT által rögzített algoritmus szerint számítja a szubjektív ítélettel egybeeső csillapítást. A kísérletek igazolták a hangossági mérték kedvező tulajdonságait, ezért jelen ülésen elfogadtuk ennek egységes alkalmazását és a

hangossági mértékben ajánlott értékeket a 4. táblázat foglalja össze.

Rendkívül egyszerűsíti majd a tervezők munkáját, hogy egyértelműen összegezzék, objektíven mérhető jellemzők szerepelnek az ajánlásokban. Természetesen néhány évig függelékben szerepelni fognak a korábban használt mérőszámok is, annak érdekében, hogy elősegítsék az igazgatásoknak az áttérést.

A hangossági mérték bevezetésével egyidejűleg az ajánlásokban a munkacsoport egyszerűsítette a hivatkozási pontok meghatározását. Az eddigiekben használatos virtuális analóg kapcsolási pont (VASP) helyett a nemzetközi kicserélő központ definiált mérőpontjára kell vonatkoztatni a szinteket. Ez a pont egyben a 0 relatív szintű pont is, egyszerűsödnek ezzel a hivatkozások, nem kell különbséget tenni, hogy digitális vagy analóg csatornára vonatkoznak-e a szintek (ugyanis a korábbiakban ez további problémát jelentett, hogy —3,5 vagy —4 dBr a hivatkozási szint). Ezekkel a változásokkal a munkacsoport igyekezett egyértelmű, tömörebb és világosabb ajánlásokat adni a tervezés számára.

Ezek a kérdések a hazai átviteli terv kidolgozását is érintik. A CCITT-ben követett irányzatnak megfelelően valamennyi ország átviteli tervénél érdemes jelentős egyszerűsítéseket bevezetni és a fenntartás számára világos szabályokat alkalmazni.

6. Két egyéb téma

A fenti irányvonalak és főbb munkák mellett a bizottság foglalkozott a konferenciarendszereknél az echo kérdésével, amelynek problémáját nehezítette, hogy a tanácskozó termekben az akusztikus visszafordulás mértéke a mikrofonok helyzetétől, a teremben lévő személyek számától, elhelyezkedésétől stb. függ. Így a rendszer viszhangviszonyai 30—50 dB között változhatnak. Ilyen formában az előírások megadásának önmagában nincs értelme, csak ha pontos vizsgálati módszert adunk hozzá.

Az URH mobil rádiótelefonok területén előtérbe kerülnek a digitális rendszerek, melyeknél a sáv szélességgel való takarékoság érdekében 16 vagy 32 kbit/s kódolást kell alkalmazni. Lényeges, hogy ezen kódolási eljárások ne okozzanak nagyobb minőségromlást, mint amit FM rendszereknél a fading vagy a motorzaj okozott volna.

A vizsgálatok azt mutatták, hogy a lineáris predikción alapuló ADPCM rendszerek hozzák a legkedvezőbb eredményt.

4. táblázat

A hangossági mérték ajánlott értékei

Hangossági mérték	Adás	Vonal	Vétel	Összeköttetés
Forgalommal súlyozott cél átlag nemzetközi	7—9 dB	0—0,5 dB	1—3 dB	8—12 dB
összeköttetésen	— távoli — közeli	7—15 dB	0—0,5 dB	1—6 dB 8—21 dB
Nemzeti rendszer maximális hangossági mértéke	16,5 dB	—	13 dB	30 dB

7. Célkitűzések

Az ajánlások szövegezésénél mindig a Bizottság szeme előtt lebeg, hogy az ajánlások olvasói azok a mérnökök, akik nincsenek szoros kapcsolatban a CCITT-el. Nekik kell a tervezési munka során ezeket az ajánlásokat alkalmazni, gyorsan megérteni és adott esetben a megfelelő értéket kiválasztani. Mivel tervezési feladataik során nincs lehetőségük hosszas előtanulmányokat folytatni, tehát lényeges, hogy a felmerülő kérdésekre gyorsan, egyértelmű választ tudjanak kapni. Ezek a szempontok azt jelentik, hogy a tartalmi kérdések mellett nagyon nagy súlyt kell helyezni az ajánlások áttekinthetőségére és egyértelműségére is. A jövőben ezeket a szempontokat figyelembevéve kell majd a XII/4. Munkacsoportnak a digitalizálás és az ISDN bevezetésével kapcsolatos minőségi jellemzőkre vonatkozó ajánlásokat kidolgozni. Ezzel egyidejűleg szem előtt kell tartani, hogy az előfizetők igényei, tulajdonságai is változnak.

IRODALOM

- [1] *G. Lajtha*: Transmission Quality of Mixed Analog-digital Networks — BUDAVOX Telecom Review 1986/4. p. 22—26.
- [2] *Schweizer, L.*: Transmission Plan for the Transition Towards a Digital Network I. S. S. 1979. Paris máj. 7—10.

- [3] C. C. I. T. T. Study Group XVI. Report No. R3 1983. jún. ITU-Genf.
- [4] *J. M. Camborde—R. Cadoret*: Digital Transmission on Subscriber Loops. L'echo des Recherches 1983. English issue p. 51—58.
- [5] *Molnár Pál* (szerk.): Digitális távközlő hálózatok. KÖZDOK Budapest — 1981.
- [6] *N. Sato—F. Inumara*: Consideration on Subscriber Loop Impedance Standards in Digital Telephone Network. Review of the El. Comm. Lab. Vol. 31. No. 5. 1983. p. 610—617.
- [7] *N. Kitawaki—K. Stoh—K. Kakeh*: Quantization and Circuit Noise Evaluation for Digital Telephone Network. Review of the El. Comm. Lab. Vol. 31. No. 5. 1983. p. 596—602.
- [8] *Balás Miklós*: Kvantálási torzítás összegeződésének vizsgálata Híradástechnika XXXII. évf. 1981. 8. sz. p. 293—295.
- [9] *Breboszky Judit*: Digitális rendszerek értékelése szubjektív mérésekkel. Posta Kísérleti Intézet Közleményei XI/2. kötet — 1971. p. 35—44.
- [10] *Lalou, J.*: Quantization distortion and its effect on telephone transmission performance. CCITT Green Book vol V. pp. 282—297. Geneve 1972.
- [11] *Itoh, K., Kitawahi, N., Kakehi, K.*: Objective Quality Measures for Speech Waveform Coding Systems, Review of the Electrical Communication Laboratories Vol 32. No. 2. 1984. 220—228 old.
- [12] *Hanzo L.—Hinzenkamp L.—Uhereczky L.*: Beszédátviteli rendszerek objektív minősítése, Híradástechnika 1986. 9. szám — 385—389 old.
- [13] *Takács György*: Calculation of Speech Intelligibility in New Telephone Systems, Proc of 6th FASE Symposium 205—212. old. Budapest, 1986.

Szemle

Összeállította: GÁL FERENC

A Magyar Televízióban az 1987. évi költségvetés összeállításakor valamivel több mint hárommilliárd forintot tartottak szükségesnek a működéshez. Ezzel szemben 2,4 milliárd forintot kaptak az állami költségvetésből, azaz majdnem 650 millióval kevesebbet. A televíziót még így is önfenntartónak tekintik. Persze csak ha nem számítjuk, hogy a Magyar Rádió hozzávetőleg egymilliárdos működési költségeit az állam finanszírozza. A rádió-televízió előfizetési díjak ugyanis teljes egészében a tévéhez folynak be, amelyek az MTV jóváhagyott büdtségének 95 százalékát fedezik.

A Pénzügyminisztérium az intézmény működéséhez szükséges összegekért felelős, az Országos Tervhivatal viszont az MT fejlesztésében meghatározó súlyú beruházási juttatásról dönt. A VII. ötéves terv előkészítésekor három fejlődési pályát alakítottak ki. Az első variáns a legmértéktartóbb, változatlan műsoridő mellett fenntartani a folyamatos működést. Ehhez is szükséges az elhasznált eszközök cseréje, s Óbudán, a Bojtár utcában egy ikerstúdió felépítése. (Ennek munkálatai már elkezdődtek.) A második tervváltozat olyan fejlesztések megvalósításával is számol, amelyek révén a heti műsoridő bővíthető lenne.

A koncepció tulajdonképpen a 2-es és az 1-es műsor egyenértékűvé tételét jelenti, ezzel a heti 90—95 órás adásidő 120 órára emelkedne. A harmadik változat szerint végre kellene hajtani a teljes technikai megújítást és az európai élmezőnyhöz való felzárkózást.

A VII. ötéves terv az egyes változatok és a kormányülésen hozott határozat alapján végül is sávosan rögzítette az MTV fejlesztési előirányzatát, amely azzal számol, hogy a tv beruházásainak volumene a legrosszabb esetben is meghaladja a VI. ötéves tervidőszak szintjét — igaz, csak öt százalékkal, de a gazdasági helyzet alakulásától függően a legjobb esetben 50 százalékkal is növekedhetne. Abszolút számokban — folyó áron — kifejezve 1,7 milliárd és 2,4 milliárd forint között változhat a műsorgyártás fejlesztésére fordítható összeg.

A népgazdaság teljesítőképessége és az állami költségvetés helyzete 1990-ig is csak a középtávú terv alsó határán jegyzett fejlesztések megvalósítását valószínűsíti.

(Figyelő, 1987. július 9.)

(Folytatás az 520. oldalon.)



BERUHÁZÁS HELYETT – KÖLCSÖNÖZZÖN MŰSZERT!

DEVIZA NÉLKÜL is hozzájuthat a legkorszerűbb precíziós műszerekhez!

MEGTÉRÜL A KÖLCSÖNDÍJ, mert:

A megfelelő időszakban rendelkezésre álló, MÉRÉSAUTOMATIZÁLÁSRA is alkalmas korszerű műszerek használatával időt, munkaerőt, adót, amortizációs költségeket, javítási-karbantartási költséget takarít meg.

NE FELEDJE: egy műszer haszna a mérésekből – nem pedig a tulajdonjogból ered!
NE SZAPORÍTSA KIHASZNÁLATLAN ESZKÖZEIT!

ÓRIÁSI VÁLASZTÉK: oszcilloszkópok, multiméterek, jelgenerátorok, analízátorok, mérésadatgyűjtők, regisztrálók, analitikai-környezetvédelmi műszerek, rendszervezérlők, stb., stb.

ÁLL AZ ÖN RENDELKEZÉSÉRE!

FOGYÓANYAG, TARTOZÉK pótlás, – ugyancsak forintért!

LIZING LEHETŐSÉG: egyes műszer, vagy számítógép típusokra!

SZAKTANÁCSADÁS · HÁZHOZZÁLLÍTÁS · BEMUTATÁS!

KÉRJE INGYENES KÖLCSÖNMŰSZER-KATALÓGUSUNKAT!

FELVILÁGOSÍTÁS, ELŐJEGYZÉS, ÜGYINTÉZÉS: 810-903 vagy 66-23-66/176 telefonon.
MTA MŰSZERÜGYI ÉS MÉRÉSTECHNIKAI SZOLGÁLATA MŰSZERKÖLCSÖNZÉSI FŐOSZTÁLY
Budapest XI., Szakasits Á. út 59–61. I. em. 107. szoba.
H-1502 Budapest Pf. 58



„Az analóg-digitális, vegyes hálózatok átviteli tervezési szempontjai” szeminárium

(1987. május 12–15., Boglárlelle)

LAJKÓ SÁNDOR
Telefongyár

ÖSSZEFOGLALÁS

A szeminárium neves szakemberekből álló előadói a hálózattervezés — különösen a vegyes analóg-digitális hálózatok — tervezési módszereivel és problémáival foglalkoztak. A 18 előadás sok fontos és időszerű részletében adott áttekintést a CCITT új és kidolgozás alatt lévő ajánlásairól. A hallgatóság megismerhette több postaigazgatás tervezési koncepcióját és módszerét. Ezeket foglalja össze e cikk, amelyet két további cikk részletes szövege egészít ki.

1. Bevezetés

A CCITT XII. Tanulmányi Bizottságának 3. és 4. Munkacsoportja Boglárlellén, a SZOT Postás üdülőben tartotta meg ülését 1987 május első két hetében. Ezt követően a munkacsoportok legtekintélyesebb szakértő tagjai elvállalták a címben közölt tárgyú szemináriumon előadások tartását és konzultációk vezetését. A rendezvényt a Magyar Posta, a Híradástechnikai Tudományos Egyesület és a CCITT Titkársága szervezte és hirdette meg; az előkészítő feladatokat és a lebonyolítást a Posta Kísérleti Intézet és a Magyar Posta Központja lelkes dolgozói végezték el a legteljesebb sikerrel.

A szemináriumon 16 országból 32 szakember vett részt; a magyar résztvevők száma 36 volt. Hazai mérnökeink közül tehát eléggé sokan ragadták meg az alkalmat, hogy itthon bővíthessék tudásukat a tárgy szerinti témakörben a legjobb külföldi postai és ipari szakemberek értékes munkái és eredményei alapján. Jelen cikkünkben erősen rövidítve, összefoglaljuk az előadások és konzultációk legfontosabb részeit, néhány, a hazai tervezési munkákhoz jelentősen hozzájáruló előadást pedig teljes terjedelmében fordításban adunk közre.

2. Nyitó előadások

Az ünnepélyes megnyitó előadást dr. Valter Ferenc, a Magyar Posta elnökhelyettese tartotta. Hangsúlyozta a szeminárium rendkívüli időszerűségét mind a postai vezetés, mind a szakértők számára. Körvonalazta a Posta nehézségeit a fejlődés jelenlegi, átalakulási időszakában. A legtöbb, már fejlett távközlésű országban a digitalizálásra a „felülről lefelé haladás” stratégiáját követik, mert ez ígérkezik a leggazdaságosabbnak. Nálunk azonban nincsenek meg az ehhez szükséges feltételek. A TPV (tárolt programvezérlés) fejlesztése még csak az alközpontokra és bizonyos

rurál rendszerekre korlátozódik, de a digitális átviteltechnikai eszközök már rendelkezésünkre állnak. Következésképpen különleges digitalizálási stratégiára van szükségünk, amely eltér a szokványostól, nagyobb körültekintést és a műszaki paraméterek gondosabb meghatározását igényli. Ahhoz, hogy problémáinkat a leggazdaságosabb módon oldjuk meg és mindemellett a leendő szolgáltatások minősége semmiképpen se legyen veszélyeztetve, igen alapos és gondos műszaki megfontolásokat kell végeznünk. Ehhez az ezen a szemináriumon szerzett tapasztalatok remélhetőleg lényegesen hozzá fognak járulni.

A megnyitó előadást dr. Géher Károly, egyetemi tanár általános jellegű előadása követte, amelyben összefoglalta az elektronikus áramkörelmélet, a digitális jelfeldolgozás és az információ elmélet terén tapasztalható újabb eredményeket. Kitért az optikai jelfeldolgozás és a fényvezetősívalás távközléstechnika eredményeire, valamint a rádió kommunikáció újdonságaira, beleértve földi és műholdas rendszereket. Foglalkozott a távközlési hálózatok és protokollok témájával, továbbá a helyi hálózatok (LAN) és a kapcsolási rendszerek új eredményeivel. Előadásának anyaga az URSI (Union Radio-scientifique International) számára készült. A tagországokból beküldött anyagok alapján megírt URSI Review of Radio Science sokszorosított szövegét, amely igen bőséges irodalomjegyzéket is tartalmaz, kiosztották a szeminárium résztvevői között.

3. Az átviteli terv általános szempontjai

Az előadások ezen csoportjában elsőnek dr. Lajtha György számolt be az előzőekben már említett, a CCITT XII/4 Munkacsoport legfontosabb eredményeiről. Ezt az előadást teljes terjedelmében, külön cikként közöljük.

J. Pyddoke (Svédország — Ericsson) „Az átviteli tervezés alapjai” című előadásában két kérdést tett fel és válaszolt meg: mire törekszik az átviteli terv és mi az ismérve a kielégítő távközlésnek?

A nemzeti átviteli terv feladata megmondani a tervezőknek azt, hogy az egyes hálózati részekben milyen minőségi mutatókat kell elérniük, vagyis, hogy mit tekintsenek kielégítőnek egy hívás (kapcsolat) minőségében, és hogy mi szükséges ennek a követelménynek a megvalósításához. (A tervezés alapelveit és módszereit az UIT által kiadott General Planning Handbook című könyv tartalmazza, amelynek az átviteltechnikai fejeze-

Beérkezett: 1987. X. 8. (□)

tét a XII. Tan. Biz. éppen most dolgozza át korszerűbbre.)

A CCITT ajánlások meglehetősen általános megegyezést tükröznek a szubjektív minőségi mutatók előírásait illetően, de ugyanakkor a CCITT elismeri az eltérő műszaki megoldásokat a különféle tervek megvalósítása érdekében. Kimondja azonban azt, hogy a teljes elfogadható minőségromlás mértékéhez az egyes nemzeti hálózatok mennyivel járulhatnak hozzá.

A „vélemény pontszám” (opinion score) számszerűen adja meg az egyes minőségromlási tényezők hozzávetőleges megítélését. Úgy látszik, hogy a CCITT mostanra befejezte a hangossági mértékre (LR) vonatkozó ajánlás-revízió munkáját, s az LR mérésének reprodukálhatósága jó tervezési pontosságot enged meg. Az LR-nek a forgalom szerint súlyozott eloszlása nem nagyon tér el a normál eloszlástól, különösen mert a 4-huzalos szakaszokkal ma már gazdaságilag előnyös lenni egészen a legrövidebb központközi távolságokig. Új telepítéseknel a forgalom-súlyozott LR értékek használhatók a tervezéshez. Teljesen digitális hálózatban (a telefonkészüléket is beleértve) a visszhang és az instabilitás veszélye igen csekély, nem fontos többé a legkisebb LR értékre törekedni. Előadása további részében a szerző áttekintést adott a tervezési paraméterek legfontosabb romlási jelenségeiről. A zaj és interferencia nagysága, továbbá az átviteli karakterisztika (csillapítás) jelenleg teljesen az analóg technikán alapulnak. Tapasztalatok bizonyítják, hogy a hosszú átviteli vonalak koránt sem okoznak akkora frekvenciakarakterisztika torzulást, mint a helyi hálózat. Manapság aktív rendszereket építenek be a legalsó szintbe, pl. a helyi központ alatti síkba is, amelyeknek az analóg átviteli tulajdonságait valószínűleg meg kell javítani. Egyik érdekes fejlődési irány a kis bitsebességű digitális kódolás (pl. 16 kbit/s-os digitális mobil szolgálat-hoz), amellyel a jel redundanciája kiküszöbölődik és ez szótag hosszúságú késleltetést okoz, nagy valószínűséggel túllépve a megengedett határértéket. A visszhangra és stabilitásra elfogadott limitek elérése függ a tranzit központ felől nézett reflexiós csillapítás előírás betartásától, amely elegendő 4-huzalos hurokcsillapítást jelent. Az előadó kiemelte, hogy az LR-re nézve a CCITT csak a nemzetközi kicserélő központ interfészén (vizsgálópontján) érvényes értékeket specifikálja és ezekből bontandók le az összetevő belföldi szakaszokhoz tartozó értékek, igen egyszerű módon, mivel az LR-ekre az összegezési törvény egyszerű algebrai összeadás.

Z. Zivic és Z. Tomic (Jugoszlávia) előadásának a címe: Az átviteli tervezés irányelvei a General Network Planning Handbook-ban. A szerzők egybevetették ezeket az irányelveket az átviteli terv jellemzőivel kevert, analóg-digitális hálózatban. Mint fentebb írtuk, az 1980-ban készült kézikönyv átviteltechnikai fejezetét jelenleg korszerűsítik. Ezt ismertették a szeminárium résztvevőivel. A lényeg az, hogy a kézikönyv részletes irányelveket és utasításokat ad azzal a céllal, hogy optimális műszaki-gazdasági megoldással a lehető

legjobb minőségű szolgáltatást nyújtsa az előfizetőknek. Szó volt az összes fontos, átviteltechnikai paraméterről (alapul véve az analóg-digitális összeköttetés modellt) és pedig a CRE-ről, LR-ről, az átviteli csillapításról, a kvantálási torzításról, slipről, bit hibaarányról, dzsitterről stb.

4. Impedancia, szint, stabilitás

A vegyes analóg-digitális hálózatban egynél több 4-huzalos hurok található. Ezek hurokcsillapításának eléggé nagyoknak kell lennie a stabilitás biztosításához, valamint a kongás minimumra csökkentéséhez és a visszhang kiküszöböléséhez abban az esetben, ha nincs visszhangtörlő használatban. Ezt a kérdéskört több előadó is tárgyalta.

E. Stamminger és H. Dobsak (Ausztria) „A művonal impedancia meghatározása digitális végközpont Z-interfészénél” című előadásukban három elemes, soros ellenállásból és párhuzamos RC tagból álló vonalutáncat alkalmazására tettek javaslatot. A vonalutáncat meghatározásánál az osztrák előfizetői hálózat nagyszámú (kb. 1000) előfizetői áramkörén végzett mérésekből indultak ki. A vonalutáncat kapcsolási elemeinek számításánál a hibrid visszafordulási csillapításának maximalizálását tűzték ki feladatul. Az optimalizációs feladatot kétféle stratégiával is megoldották:

— először a kapcsolási elemeket oly módon határozták meg, hogy a 15 dB-nél kisebb visszafordulási csillapítással rendelkező áramkörök száma minimális legyen;

— másrészt azokat a kapcsolási elemeket keresték, melyeknél a 30 dB-nél nagyobb visszafordulási csillapítással rendelkező áramkörök száma maximális.

A kétféle stratégia közel azonos kapcsolási elemeket eredményezett: $R_s = 220$ ohm, $R_p = 820$ ohm, $C_p = 115$ nF. A megépített vonalutáncattal végzett, CCITT előírás szerinti ellenőrző mérések igazolták, hogy a számított vonalutáncat 500–2500 Hz között az előírásokat messzemenően teljesíti.

K. Mirski és M. Pashova (Bulgária) előadását a szerzők távolmaradása miatt csak írásban ismerhették meg a szeminárium résztvevői. Az előadás címe „A jelszintek meghatározása az analóg-digitális hálózatok átmeneti időszakában”. A cikk a különféle átviteli karakterisztika követelményekkel foglalkozik a stabil és visszhangmentes összeköttetés elérése érdekében. Beszámolnak a problémák bulgáriai megoldásának tapasztalatairól.

H. Murakami (Japán) „Több 4-huzalos hurkot tartalmazó összeköttetés csillapítás méretezési módszere” című előadásában a 4-huzalos hurkokat tartalmazó összeköttetések modellezésével és az átviteli út méretezésének eljárásával foglalkozott. Megadta a hallgató és beszélő oldali visszhang, a stabilitás és a kongás kapcsolatát a rendszert alkotó átviteli utak és hurkok csillapítás paramétereivel. A megadott összefüggések komplex reflexiós tényezők esetén is alkalmazhatók. Az előadásban javasolt méretezési eljárás alapján több-

hurkú rendszerek kritikus paramétereinek optimalizálásával többféle híryanag átvitelére alkalmas összeköttetések tervezésére nyílik lehetőség.

5. Hangossági mérték

A témakör bevezető előadását J. Lalou (Franciaország) tartotta meg „Egyenérték-csillapítás, korrigált egyenérték-csillapítás és hangossági mérték: történelmi visszapillantás” címmel. A hangosság meghatározásának kezdeti lépéseitől haladva a szerző ismertette a nemzetközi szervezet munkáját és bevezetett módszereit. Az 1928-ban elfogadott, SFERT-nek nevezett CCIF (a CCITT elődje) módszertől az ARAEN méréseken át az 1984 évig érvényben lévő NOSFER mérőmódszerig. Aláhúzta ezek hátrányos tulajdonságait hálózattervezési szempontból, nevezetesen az erős szintfüggőséget, az össze nem adhatóságot és a nagy szórást a mérések megismétlésénél. A következő áttekintés a korrigált egyenérték-csillapítással és az R.25-egyenértékkel foglalkozott, majd rátért az előadó a hangossági mérték (Loudness Rating, LR) megszületésének ismertetésére és ennek, valamint az egyenérték-csillapítás fajtáknak a több éven át folyó CCITT-beli vitájára. Az utóbbi két tanulmányi periódusban (2×4 évben) mindkettő szerepelt az ajánlásokban, azonban mindegyik rendelkezik bizonyos hátrányokkal. Az utóbbi években különféle javaslatok születtek az LR értékek meghatározására egyrészt a frekvenciakaraktisztika objektív megmérése (P.64 ajánlás), majd az ebből végzett számítás (P.69 ajánlás) alapján, másrészt pedig alkalmas műszerrel végzendő direkt méréssel (ez utóbbiakra több bevált műszer ismeretes, l. pl. a CCITT Handbook: Telephony könyvben). Szerző véleménye szerint a hangossági mérték fontossága lényegesen csökkenni fog a hálózat digitalizálásának előrehaladásával, pontosabban a vegyes analóg-digitális állapot megszüntével.

N. O. Johannesson (Svédország) előadását, amelynek a címe: A hangossági mérték, mint az átviteli terv eszköze — teljes szöveggel közöljük.

M. Z. Petrova (Szovjetunió) „A telefonhálózat hangossági szempontjai” című előadásában végigment mindazokon a tényezőkön, amelyek közvetve, vagy közvetlenül befolyásolják a vett beszéd hangosságát. A tervezést a Szovjetunióban a korrigált egyenérték-csillapításra (CRE) alapozzák, számításba véve — additive — a csillapítás-torzítás, az impedancia illesztetlenség, az összeköttetés elektromos zaja, valamint a terem- és önhangzaj hatásait. Az előadó ismertette a használt módszert a teljes, átlagos egyenérték-csillapítás és az átlagos, teljes korrigált egyenérték-csillapítás meghatározására, a helyi és a hosszútávú összeköttetések számára, és pedig összeadva az egyes összetevő, szabványos szakaszok meghatározott átlag CRE-jét egyenként megszorozva a saját valószínűségi értékével.

Az elektromos zaj hatását a vett beszéd hangosságára jó minőségű átviteli utakon tanulmányozták pontosan a NOSFER rendszer mérési

utasításainak megfelelően. Négy RE (egyenérték-csill.) szintet és három zajfajtát (fehér- és Hoth-zajt, továbbá lineáris központ zajt) használtak a mérésekhez. Az analízis három karakterisztikát eredményezett — az ER növekedésének a mértékét a zajfeszültség függvényében — amelyekből kitént (kivetített képen volt látható), hogy a hangossági veszteség függ mind az említett zajok típusától, mind azok spektrumának terjedelmétől, továbbá a teljes egyenérték-csillapítástól (ORE) is.

Elemezték a teremzaj hatását és szoros korrelációt állapítottak meg a Hoth spektrum zaj és a pszofometrikus áramkör zaj között az átvitel minőségére gyakorolt hatás szempontjából.

6. Minőségi követelmények

V. Moskvitin (Szovjetunió) „A vegyes analóg-digitális áramkörök és vonalak elrendezése, műszaki követelményei és mérése” című előadásában a teljesen analóg hálózatból a teljesen digitalizáltba való átmeneti időszakokkal foglalkozott, amelyben ilyen vegyes, hangfrekvenciás csatornák és összeköttetések vannak illetve lesznek. Az egyes eltérő szakaszok találkozási pontjaiban különféle analóg-digitális átalakítók szerepelnek. Az egyik legfőbb gondja a tervezőnek ebben az átmeneti időszakban az átviteli minőség kézbentartása. Éppen ezt a kérdést tanulmányozza a CCITT is.

Jelenleg négy analóg-digitális berendezés fajta ismeretes:

- PCM-csatornás berendezés (G.712 ajánlás),
- tranzmultiplexerek (G.793 és G.794 ajánlások),
- kodekek FDM (frekvenciaosztásos analóg) csatornanyalábok áttevésére (G.795 ajánlás),
- modemek (V.47 és G.941 ajánlások).

Az ilyen berendezések láncba kapcsolása hatást gyakorol az amplitudó karakterisztikára, csoportfutási idő torzítást okoz, nemlineáris torzítást, áthallást, különféle zajokat, megszakadásokat és dzsittert eredményez.

Az analóg és a digitális rendszerű hangfrekvenciás csatornák vizsgálatára bevezetett mérési módszereket összehasonlítva a tervező egy sereg különbséget talál az érthető áthallás, a nemlineáris torzítás és a teljes zaj terén (beleértve a kvantálási torzítási zajt is).

Emellett a digitális rendszerekben több olyan paramétert is használunk, amelyeket analóg rendszerekben nem szabványosítottak. Ilyenek a csatornák ki- és bemenetén fellépő, sávon belüli és -kívüli hamis frekvenciák. Mindebből következik, hogy néhány új, kiegészítő mérési módszer bevezetése és összegezési, illetve felosztási történet megállapítása szükséges az analóg-digitális csatornák minősítéséhez.

R. W. Hatch (USA) részletesen ismertette a CCITT XII/3 Munkacsoportja tanulmányainak eredményeit; az átviteli minőségre vonatkozó áramköri zaj és áthallás terén elért eredmények megemlézése után kiemelte a beszélő és a hallgató visszhang jelenségekkel és az előfizetői véleményekkel kapcsolatos munkacsoport ülések vitáinak fontos eredményeit.

A „vélemény modell” (opinion modell) az átviteli minőségromlások objektív vizsgálati eredményeinek összegezésére ad lehetőséget és, mert jó egyezést mutat a szubjektív véleményekkel, több postaigazgatásnál használatos.

A vizsgálatokban tíz minőségromtó tényezőt vettek számításba: átviteli csillapítás, áramkörü zaj, teremzaj, csillapítástorzítás, önhang, nemlineáris torzítás, visszhang, terjedési idő, csoportfutási idő torzítás és beszédvezérelt kapcsolási jelenségek. A vizsgálatok célja annak megállapítása, hogy a posták által használt módszerek alkalmasak-e a telefonminőség előrejelzésére és végül, hogy lehet-e egyetlen modellt ajánlani nemzetközi használatra. Sajnos a közeli jövőben nem látszik lehetségesnek ilyen egyetlen modell kidolgozása és nemzetközi elfogadása.

J. Lalou (Franciaország) e szemináriumon elvállalta egy második előadás tartását is a távolmaradt S. Amara helyett az ővele való konzultáció alapján. Címe: Átviteli paraméterek és a tervezés. Elsőként a Franciaországban szokásos paramétereket ismertette az előírt értékekkel együtt. A telefon előfizetői rendszerek mérésekor (3,5 km-es, 0,4 mm-es vezetékét képviselő vonalutánzáttal mérve) a következő adási és vételi egyenérték-csillapítás értékeket kapták:

$$\text{SRE} \leq 12 \text{ dB} \quad \text{és} \quad \text{RRE} \leq 3 \text{ dB.}$$

Áttérve a hangossági mértékre, az eredmények így alakultak a különféle készülékeken mért eredmények átlagolásával:

$$\text{SLR (P.79 ajánl.)} = \text{SRE} \text{ és} \\ \text{RLR (P.79)} = \text{RRE} - 2,5 \text{ dB.}$$

Alközpont esetében az előfizetői átlagot számították ki; a PBX közvetlenül csatlakozik a primer központhoz, vagy az ehhez 4-huzalos csatlakozó végközpontozóhoz; így az említett átlagértékek:

$$\text{SLR (belföldi)} = 13 \text{ dB} \text{ és} \\ \text{RLR (belf.)} = -1 \text{ dB;}$$

ezek megfelelnek a CCITT hosszútávú értékeinek a vételi irányban, illetve a rövidtávú értékeinek az adási irányban (bár a CCITT ajánlásai forgalom szerint súlyozottak; a franciák ezt a súlyozást később akarják elvégezni).

A készülék specifikáció limitálja az önhangot is. Az önhang egyenérték-csillapításnak legalább 12 dB-nek kell lennie a vizsgáló vonallal és 0 dB-nek anélkül. Végeznek érthetőségi vizsgálatokat is teremzaj jelenlétében.

7. Tervezési példák

Gazdasági megfontolások a hálózattervezésben volt a címe M. W. Thayer (USA) szemináriumi előadásának, amely olyan tervezési szempontokkal foglalkozott, amelyekre általában nem igen gondolnak. Ezek a távközlés üzleti szempontjai és az igazi optimumra való törekvés.

Láncbakötve az egyénileg, vagyis külön-külön optimálisra tervezett, de külön tervezett távközlés-beruházási projekteket (pl. a kapcsolás- és átviteltechnikaikat), nagy bizonyossággal opti-

mum alatti végeredményhez jutunk. A teljességében optimális gazdaságossághoz csak úgy juthatunk el, ha a minden részt illető üzleti szempontot figyelembe vesszünk a terv készítésekor. Például, a tervezőnek nem szabad mellőznie olyan természetű, nem műszaki dolgokat, mint díjtétel stratégia (tarifa a napszakok folyamán), gondot kell fordítani a meglévő (korábban investált) berendezések hasznosítására, hogy azok bevételt eredményezzenek. A tervezőnek nem szabad rosszul használnia az olyan egységárakat, mint pl. egy központ előfizetői vonalankénti beruházási költsége, (mert a kezdeti költségben belefoglaltatnak a központi processzor és a szoftver árai, míg a bővítés újabb be- és kimenő kapukkal viszonylag olcsó művelet), vagy pl. mint az átviteli rendszerek km-enkénti költsége (mivel erősen változók a végberendezések árai és különböznek a hosszától függő vonali beruházás árai); tehát az ilyen fajlagos árak tökéletesen téves kalkulációkhoz vezethetnek.

A beruházási és üzemeltetési költségek, valamint az árpolitika komplex témák, amelyeket külön kell tárgyalni. Sok tervezési tanulmány megmutatta, hogy a hálózat egyik legköltségesebb része az analóg hangfrekvenciás jelek átalakítása digitális formába és meghordítva. Ráadásul ezeknek költsége 1 : 10 arányban változhat az alkalmazott hardvertől függően. A beruházási számításoknál nagyon óvatosnak kell lenni, pl. meg kell bizonyosodni arról, hogy az árjegyzéki árak ugyanazon komponensre vonatkoznak-e, amelyekre a tervező számol. Ugyanez mondható el a munkákra is, amelyek a szereléséhez szükségesek. A számítás — mindkét említett példánál — nagy szórást adhat a szállítási és a teljes szerelési költségeket illetően, ha azok fajlagosan a beruházási értéken alapulnak és nem ezeknek a költségeknek a tényleges értékein. Éppen ilyen fontos az elemek állandó típus- és árváltozása infláció vagy más tényezők miatt. Egyik másik fontos kérdés a beruházott eszközök kihasználtsága. Sok példa mutatja, hogy kemény munkával sem garantálható a kihasználtság legalább 50 %-os mértéke.

J. Pyddoke (Svédország) második előadásának a címe: A korszerű átviteli terv lényeges elemei az átmeneti időszakban. Az első rész a hálózat tervezés céljával és a legfőbb követelményekkel foglalkozott idézve a vonatkozó CCITT megfontolásokat. A digitalizálás sok műszaki és gazdasági előnnyel jár (pl. ez a legjobb megoldása a későbbi bővítés problémáinak). Ennek sok, messze előre-mutató következménye is van: minden új átviteli út bevezetése, a szolgálatok kibővítése és más változások központilag koordinálhatók annak érdekében, hogy megőrizzük a teljes végminőséget; minden új tervnek eleve elő kell segítenie az ISDN (integrált szolgáltatású, digitális hálózat) bevezethetőségét; új 4-huzalos utak bevezetésekor ezeknek minden előnyös tulajdonságát jól ki kell használni; el kell előre dönteni minden új szolgálat megnyitásakor, hogy a kezdeti időszakban milyen korlátozások legyenek (pl. területi korlátozások, magasabb tarifák stb.).

Az előadás ezután elemezte (sok CCITT hivatkozással) az impedancia és földszimmetria problémákat a vegyes hálózatban. Részletesen kitért a visszhang és a terjedési idő határértékeire. Végeztük a forgalom beállításával és a fenntartási munka irányelveivel foglalkozott.

8. Példák

N. Gawron (NSZK) Az analóg-digitális infrastruktúra átállításának főbb lépései az NSZK-ban; az átviteli hálózat kiterjesztése című előadásában beszámolt a Német Szövetségi Posta (Deutsche Bundespost) stratégiájáról és középtávú fejlesztési terveiről. Vázolta a fő célt: a ma túlnyomó részt analóg és különálló, rézvezetőkön alapuló infrastruktúráról átmenni egy teljesen digitális infrastruktúrájú, integrált hálózatra fényvezető szálra alapozva. Az előadó röviden összefoglalta a jelen helyzet jellemzőit és számszerű adatait is.

Az új terv szerinti munka a digitalizált telefonhálózattal kezdődik és végső, stratégiai célkitűzésként az „integrált, szélessávú, távközlési hálózatban” végződik (amelynek német rövidítése: IBFN). Ez tulajdonképpen egy szélessávú ISDN, magában foglalva a tv- és hang-műsorok előfizetői szétosztásának a szolgáltatását is, sőt nagyon valószínű, hogy a csomagkapcsolt adat kommunikációt is. E terv megvalósításának az időtartama máától számítva körülbelül nyolc év. A program „mérőkövei” a következők:

- 1986 a lefedő (overlay) hálózat kiterjesztése,
- 1987 szélessávú mintahálózatok,
- 1986/87 ISDN pilot hálózati projektek (kísérleti üzem),
- 1988 ISDN sorozat-technológia,
- kb. 1992 ISDN-B (szélessávú) bevezetése,
- 1993 országos kiterjedésű ISDN megnyitása,
- kb. 1995 az IBFN bevezetése,
- 2000 teljesen digitalizált hálózat.

Tronk telefonhálózat

- 1990 a tronkok 50 %-a digitalizált,
- kb. 2000 teljes digitalizálás
- 1987-től az új kábelvonalak csak fényvezetővel létesülnek.

Kapcsoló központ technológia

- 1984 digitális tronk-központok bevezetése,
- 1985 digitális helyi központok bevezetése.

Szolgáltatások

- 1988—1992 ISDN-TA (terminal adapter = sokféle szolgálat csatlakoztatására alkalmas előfizetői végberendezés), Datex-P (csomagkapcsolt adathálózat), Interaktív videotex (Bst = Bildschirmtext), Telefax (4-es csoport), Teletex
- 1990—1994 Data és Telecontrol (különböző adat- és távvezérlési szolgáltatások), Képszolgáltatások (álló és mozgókép átvitel), Táv-kézírás, Képteleson (beszéd és kép), Képes távirat (szöveg és kép), Szélessávú (7 kHz-es) telefon
- 1991—1994 Csomagkapcsolt adathálózat
- 1993—1995 Új szabványú videotex (Bst).

1987-től csak egymódusú optikai szálak kábelt gyártanak a helyi és a helyközi összeköttetésekhez. Megkezdtek egy 2,4 Gbit/s-os, kb. 30 ezer csatornás rendszer specifikálását. 1987-től csak digitális rendszerű mikrohullámú rendszereket állítanak elő. A 90-es évek kezdetéig a jelenlegi, 450 MHz-es analóg C-típusú rádiótelefon rendszer lesz üzemben (45 ezer előfizetővel). Ezt követi 1991 évi bevezetéssel a D-rendszer, amely 900 MHz-en fog működni.

Egy másik esettanulmányt, Digitális hálózatok átviteli tervezése: az 1983 távközlési világevi, ITT cég által támogatott UIT pilot projektből levonható tanulságok címmel W. T. Jones (Anglia, Alcatel) ismertetett. Az ITT hozzájárulásként a Világévhez elvállalt néhány projektben való részvételt és pedig hálózatok digitalizálásával. Ezeknek a távközlés fejlődését elősegítő tervezési szempontok kidolgozása volt a fő célja, vagyis, a szükséges beruházások minimalizálásának a módszere és a berendezések méretezése stb., mint követelményrendszer megtalálása összhangban a kitűzött és elért minőségi mutatókkal.

A szerző áttekintette 1934-től 1984-ig az átviteli veszteségekre alapított méretezéseket, majd felsorolva a digitalizálásnak tulajdonított előnyöket, a következőket emelte ki közülük:

- a meglévő előfizetők minőségjavulást észlelhetnek,
- a megvalósítási költségek csökkennek,
- új szolgáltatások nyújthatók a korábban elszigetelt előfizetőknek, beleértve addig teljesen ellátatlan területeket is.

Az előnyös tényezők realizálásának fontos eszköze a kihelyezett kapcsolófokozat (RSU = Remote Switching Unit), amelynek alkalmazása nagyon gazdaságos csillapítás kiosztást eredményezhet: 13 dB a primér központ és az előfizetői állomási végződés között. Ennek a szakasznak van a legfontosabb hatása a hálózati gazdaságosságra. Ugyanakkor javulhat az átviteli minőség is. Az RSU-nak van még egy különleges, további előnye is a rurál hálózati területeken:

- a bevezethető szolgálatok minőségének az optimalizálása a terület határán lévő előfizetők átviteli minőség-jellemzőit is beleértve,
- a kiszolgálható terület maximálása,
- a pénzügyi határokhoz való alkalmazkodás.

A rurál hálózatok tervezésére az Alcatel (ITT) számítógépes programot dolgozott ki, amely képessé teszi a tervezőt jó információk alapján való döntésre a leghasznosabb átviteli paraméter kombinációkat és az elfogadható szolgálati területet illetően, figyelembe véve a specifikus költséglimiteket.

M. Cartier (Franciaország) Beszédfeldolgozó rendszerek című előadásában arról tájékoztatta a szeminárium résztvevőit, hogy a földi, mozgó szolgálatokban (rádiótelefonban) a beszédfeldolgozásnál milyen eredményeket értek el annak a legfontosabb követelménynek a teljesítésében, hogy a lényegesen beszűkített frekvenciasáv (a 16 vagy 32 kbit/s hordozó bitsebességek) mellett se legyen minőségromlás a nyilvános telefonhálózat-

ban. Az előadó úgy találta, hogy a legjobb eredményeket a lineáris prediktív módszerekkel lehet elérni. A bemutatott eredmények valóban meg lehetőségen jó beszédminőségre utalnak.

9. Kerekasztal megbeszélések

Egy ad hoc csoport „Az átviteli minőségromlások együttes hatásának összetettsége és e hatások megítélése” címmel kerekasztal vitát tartott a témakör legjobb ismerőinek együttes részvételével; a vitáról A. Ganguli (CCITT, Titkárság) adott összefoglaló jelentést.

A véleményezés kiemelkedő megállapításai a következők voltak:

— különféle igazgatásoknál már vannak a számítógépes modellek az átviteli minőség előrejelzésére a különböző minőségromlási hatások kombinációinak figyelembevételével (pl. francia PTT, NTT-Japán, ATT-USA);

— ezek a modellek a megítélés elveiben és az értékesítési skálában különböznek egymástól, pl. MOS (Mean Opinion Score=átlagos vélemény pontszám), információ-index, stb. E modellekben a különféle romlási hatások kölcsönös befolyásolása is számításba van véve;

— e modellek mindegyike csak bizonyos mértékig érvényes és nem teljesen átfogó jellegű minden rontó tényezőre, pl. visszhangra, abszolút terjedési időre stb.;

— az átviteli lánc végén a beszédminőség korrekt módon csak szubjektív adatokon át értékelhető; talán össze kell hasonlítanunk részleteiben a különböző modellek eredményeit és csupán az összes modellben nem közös minőségromlási komponenseket kell szubjektív vizsgálatoknak alávetnünk;

— szubjektív értékelés időigényes és változó még közben tartott vizsgáló csoport esetében is

— a romlások új értékelését nem lehet bevezetni, még korlátozott konfidenciával sem, valamilyen szubjektív adat nélkül;

— időben változó paramétert (pl. a csomagkapcsolással párosulót) nem könnyű bevezetni valamely modellbe. Az ilyen hibákat talán hozzá lehet csatolni a legközelebbi kínáló paraméterhez, mint pl. a kvantálási torzításhoz, vagy csúcslevágáshoz információvesztésként;

— romlás szimulálása strukturált nyelvben grammatikai vagy szimentikai torzítások által nem nyújtva a várt hatást a beszéd minőségre. Az ilyen szemantikai kényszerről a múltban kimutatták, hogy redundanciát eredményez az érthetőséget illetően;

— a digitális rendszerek értékeléséhez jó objektív módszerek állnak rendelkezésre, pl. cepstrum-

távolság (NTT, Japán), a maximális hasonlóság viszony stb.;

— az „információs index” (francia) modellje — alapvetően a digitális átvitelhez — az általános információelmélet keretében tartozik és alkalmazható analóg rendszerekre is. Alapjében ez és a BT (angol postai) modell a régi „érthetőségi” (artikulációs) index módszer javított változatának tekinthető;

— Az ATT (USA) modell szubjektív MOS-ból vezették le egy regressziós vonalat húzva két fix ponthoz, amelyek két, jól meghatározott fizikai adatkészletnek felelnek meg;

— az NTT (Japán) modell összead bizonyos mennyiségeket, amelyek különféle minőségromlásokat jellemeznek;

— lehet, hogy a szubjektív tesztelés nem hagyható el két oknál fogva: először, hogy felfrissítsük a szubjektív adatkészletet a lakosság egyre növekvő elvárásának a tükrözésére, másodszor, hogy számításba vegyük az új eszközöket és technikákat, amelyek révén új romlási jelenségek lépnek fel.

Egy másik ad hoc csoport „A hálózat megbízhatósági és használhatósági tervezése” című kerekasztal megbeszélésén a résztvevők arra a meggyőződésre jutottak, hogy a megbízhatóság és a használhatóság paramétereinek elosztási tervével később még foglalkozni kell. A munkatervbe ilyen kérdés beiktatható lenne.

A harmadik kerekasztal résztvevői a gazdasági kérdéseket vitatta meg és a következő megállapításokra jutottak:

— a fejlődési fokozatnak van egy minimális mértéke; új szolgálat hozzáadása a korábbiakhoz;

— a távközlés fejlesztése jól meghatározott pénzügyi forrásokat követel meg, ha a postai tevékenységnek és a távközlésnek közös költségvetése van, akkor a források szétosztása nagyon nehéz;

— a bevétel növeléséhez fontos a megbízhatóság és a használhatóság javítása.

A negyedik panel ülés „A hangossági mérték használata” címen cserélte ki nézeteit N. O. Johannesson (Svédország) előadása és a G.111 és G.121 új szövegezésű ajánlástervezetek alapján.

Összegezés

A szemináriumon egy sereg átviteli minőségtervezési szempontot tárgyaltak meg, összpontosítva a legfontosabbakra. A résztvevőknek lehetőségük volt sok új információ nyerésére, míg az előadónak alkalmuk volt a témákra vonatkozó véleményük és javaslatuk kicserélésére.

Értékelemzési munka a Telefongyárban

GERGELY SÁNDOR

Telefongyár



ÖSSZEFOGLALÁS

A szerző feltételezi, hogy a Tisztelt Olvasók ismerik az értékelemzés szemléletét, módszerét és a team-munka általános szabályait. Ezért ezekre a cikkben csak utalások történnek. Röviden ismerteti az értékelemzési munka alakulását a Telefongyárban és az utóbbi években elért jelentősebb eredményeket. Az értékelemzési munka vállalati tapasztalatai alapján arra a következtetésre jut, hogy a leghatékonyabb a beavatkozás a gyártmányfejlesztés fázisában. A gyakorlat azt mutatja, hogy megfelelő vezetői támogatással, helyes ösztönzőrendszer kialakításával, a módszert ismerő, tapasztalt szakemberek irányításával az értékelemzés nemcsak egyszerű fellángolás lehet egy vállalatnál.

Az értékelemzésnek többféle definíciója létezik, de valószínű, hogy azoknak van igaza, akik azt mondják: az értékelemzés a szervezeten alkalmazott józan ész.

Az értelmezés szemlélet „feltalálója”, Miles így fogalmazta meg:

„Egy termék vagy szolgáltatás értékét általában akkor tartjuk jónak, ha annak a terméknek vagy szolgáltatásnak megfelelő a teljesítőképesége és költsége...”

Ennek a meghatározásnak a segítségével majdnem teljes biztonsággal kimondhatjuk, hogy az érték vagy a teljesítőképeség növelésével vagy a költség csökkentésével növelhető.

Pontosabban:

1. Az érték mindig növekszik a költség csökkentésével (megtartva természetesen a teljesítőképeséget).
2. Az érték akkor növekszik a teljesítőképeség növelésével, ha a vevő a nagyobb teljesítőképeséget igényli, és ezt hajlandó megfizetni.

Az értékelemzés szemléletét fejezi ki az ismert képlet is:

$$\frac{\text{Funkció (az igényelt mértékben)}}{\text{Költség (minimális)}} = \text{Érték (optimális)}$$

Az értékelemzési tevékenység alakulása a Telefongyárban:

Az értékelemzés szemlélete nem idegen a vállalatunk szakembereitől. Tapasztalatunk, hogy a kreatív műszaki szakember gyakran gondolkodik a funkció/költség=érték viszonyban még akkor is, ha a költségeket nem ismeri részleteiben, hanem csak egyes változatok összehasonlítását végzi el.

Beérkezett: 1987. XI. 18. (←→)

GERGELY SÁNDOR 1968-ban szerzett gépészmérnöki diplomát a Budapesti Műszaki Egyetemen. 1970—72-ben végzett gazdaságmérnöki tanulmányokat ugyanott. Vállalatánál mechanika jellegű technológiák fejlesztésén dolgozott. 1977—

82. között a Telefongyár Termelési Főosztályát vezette. 1982-től műszaki-gazdasági témákkal foglalkozik: a Telefongyárban folyó értékelemzési munkák irányítója, a Műszaki Kalkulációs és Értékelemzési Osztály vezetője.

Az általunk ismert első Telefongyári tanulmány az értékelemzésről 1969-ben íródott, mely az akkor hozzáférhető szakirodalom alapján a vállalati problémák ismeretében már a tennivalókat is vázolta. Egyéni kezdeményezésre több értékelemzéses munka folyt az 1970-es évek elején. A merev, normaóra megtakarításra irányuló előírások mellett akkor kezdett el kialakulni egy átfogóbb szemlélet, amely a gyártmány- és a gyártásfejlesztés szorosabb együttműködését eredményezte. A funkciók és költségek (technológiai ráfordítások) elemzése alapján költségmegtakarítást értek el, és a korábbinál értékesebb termékeket alakítottak ki. Végső soron e szemléletváltozás alapján születhetett meg az átviteltechnikai gyártmányok E2 típusjelű mechanikai konstrukciója is. Tudatosan szervezett értékelemzési munka vállalatunknál először 1974-ben kezdődött. Az OMF-BKTI által szervezett pályázaton egyik számítástechnikai termékünk — a TTX 200 távíró vonalcsatlakozó — kísérleti értékelemzésével vettünk részt. Előkészítő oktatásban 18 fő részesült. Konkrét munkavégzésre 7 fős csoport alakult. Az értékelemzési munka és az ezt reprezentáló döntési javaslatokat tartalmazó pályázat kedvező elbírálást kapott a KGM-ben és a vállalatnál is, de a javaslatokat nem vezették be. Ezzel az értékelemzési tevékenység néhány évre meg is akadt.

A '70-es évek végén világossá vált, hogy a költségcsökkentés területén nem elegendők a hagyományos, racionalizáló módszerek. A Műszaki Igazgatóság kapta feladatul az értékelemzési tevékenység kialakítását, elterjesztését. Az értékelemzési munka szervezésével, irányításával jelenleg két munkatárs foglalkozik. 1983-tól az értékelemzési feladatok külön sorban szerepelnek a Műszaki Fejlesztési Tervben.

Az értékelemzéssel kapcsolatos alapelveket, illetve, célkitűzéseket a következők szerint fogalmaztuk meg:

— Rendszeres oktatással, módszertani anyagok közlésével, meggyőzéssel növelni kell a költség-

- érzékenységet, formálni kell a „tudati bázist”.
- Konkrét és eredményes munkával kell bizonyítani az értékelemzés módszereinek eredményességét és hatékonyságát, kapcsolódva a vállalat önköltségsökkentési programjához.
 - A kezdeti tapasztalatok alapján ki kell alakítani sajátos módszerünket, hiszen konkrét hazai tapasztalatunk kevés, társvállalati tapasztalatunk nincs. Alapvetően fontos a gyártmány- és gyártásfejlesztési tervekhez való kapcsolódás, az újítómozgalom lehetőségeinek figyelembevétele, az adatgyűjtő tevékenységnél a számveteli rendszerhez való illeszkedés lehetőségeinek feltárása.
 - Ki kell alakítani az értékelemzési tevékenység érdekelttségi rendszerét, mely a mindenkori munkában operatíván részt vevőknek, a közreműködőknek és az illetékes vezetőknek megfelelő díjazást nyújt, és „további kedvet csinál” az értékelemzési tevékenységhez.
 - Gondosan ügyelni kell az értékelemzés etikai szabályaira. Egy konkrét értékelemzési munka célja a kitűzött célok, eredmények elérése. Az alkotó bírálat sohasem irányulhat a múltra vagy a korábbi alkotókra, csak az értékelemzés tárgyára.

Az értékelemzési tevékenység eddigi nagyobb témái, eredményei:

- 1984-ben indítottuk az első igen nagy volumenű munkát. Ez a 12 csatornás légvezetékes átviteltechnikai berendezések értékelemzése volt, de részegységeiben az összes kiscsatornaszámú berendezést érintette. A megtakarítások 1986-tól jelentkeztek, és évente 16—17 mFt-ot jelentenek közvetlen költség szinten.
- A műanyagházas vonalcsatlakozók értékelemzése négyféle, jelenleg gyártásban levő vonalcsatlakozót érintett. Ezzel a munkával mintegy 20 %-os anyagköltség-csökkenést értünk el berendezésenként, s a közel két és fél millió forintos éves megtakarításnak több, mint a fele a tőkés import kiváltásából, illetve megtakarításából jelentkezik (1985-től).
- Jelentős munka volt a TAM 300 modem költség-célos értékelemzése is. A munka sikeresnek mondható, hiszen a TAM 201 „óstípushoz” viszonyítva kb. 5300 Ft a megtakarítás darabonként, a hasonló bonyolultságú TAM 1200-hoz viszonyítva 1300 Ft a közvetlen anyagköltségcsökkenés. (A célkitűzés az volt, hogy a TAM 300 modem anyagköltsége nem lehet magasabb a TAM 1200-énál.) A TAM 300 modem gyártását a vállalat 1986-ban kezdte el. Ezzel a témával egy országos pályázatra is jelentkeztünk. Célunk a vállalatnál folyó értékelemzési tevékenység külső elismertetése, publikálása volt. A pályázaton elnyertük az egyik értékes különdíjat.
- 1985—86-ban foglalkoztunk az átviteltechnikai tekeresgyártás értékelemzésével. A munka eredményeképpen mintegy 70 ezer normaóra/év élőmunka megtakarításra születtek gyártás-racionalizáló, élőmunkamegtakarító javaslatok, főleg a szerelés- és a mérés technológia területén.

A javaslatok részletes kidolgozása és bevezetése jelenleg folyik.

- 1986-ban végeztük el egy új fejlesztésű átviteltechnikai termék (PCM-CMB betét) költség-elemzését a fejlesztés fázisában az értékelemzés módszerével. Ennél a munkánál először alkalmaztunk számítógéppel segített intenzív tervezési módszert a fejlesztési változatok funkció-költség elemzésénél. A TAM 300 modem költség-célos értékelemzése után ez a munka is azt célozta, hogy a fejlesztés fázisában elemezzük a költségeket, és szükség (lehetőség) szerint avatkozzunk be ezek kedvező alakulásába.
- 1986-ben két nagyobb volumenű értékelemzési témát indítottunk. A szennyvíz-közömbösítési technológia funkcióköltség elemzése eredményeképpen kb. 2 mFt csatornabírságtól mentesül évente a vállalat. Az analóg átviteltechnikai berendezések tápegységei értékelemzésének tervezett hozama évi 3—4 mFt közvetlen költség megtakarítása. Az illetékes vezetői zsűri által elfogadott javaslatok igazolták a célkitűzéseket. Jelenleg a javaslatok bevezetésén dolgozunk. A konkrét értékelemzési munkák és azok eredményei mellett jelentős eredménynek könyveljük el azt, hogy az oktatás, az ismeretátadás különböző módszereivel élve terjesztettük az értékelemzés szemléletét és módszereit.

A felső és a középszintű vezetők tájékoztatását (mintegy 100 fő) a PM-SZÜV „Az értékelemzés alapjai” című rövid, tartalmas kiadvány beszerzésével és átadásával oldottuk meg 1984-ben. (A vállalat középszintű vezetőinek továbbképzésén az értékelemzés 1985-ben és 1986-ban is szerepelt oktatási anyagként.)

Az értékelemzési munkában részt vevők mindegyike 42 órás alapfokú oktatást kapott vagy tanfolyam keretében, vagy az értékelemzési munka folyamán ún. műhelyszeminárium jelleggel. Így jelenleg 45—50 olyan munkatársunk van, aki nemcsak képzésben részesült, de konkrét értékelemzési munkában is részt vett.

Vállalatunk három munkatársa rendelkezik önálló (irányító) értékelemzői bizonyítvánnyal, melyet a vonatkozó PM-MM rendelet alapján szereztek meg.

Az értékelemzéssel kapcsolatos vállalati tapasztalatok:

Az értékelemzés nemzetgazdasági jelentőségét mindenhol a világon felismerték. Hazánkban a módszer terjedésének alapvető akadálya a gazdasági kényszer hiánya. A Telefongyárról elmondható, hogy felismerte az értékelemzés előnyét a hagyományos költségmegtakarító eljárásokkal szemben, hozzákezdett ennek szervezett formában való alkalmazásához, és ezt évek óta folyamatosan végzi.

Az általános tapasztalataink lényegében megegyeznek a szakirodalomban, folyóiratokban, szakértői jelentésekben olvashatóakkal.

A következőkben néhány konkrét tapasztalatról számolunk be:

- A költségérzékenységről már sok szó esik, de ez még nem tulajdonsága minden munkatár-

sunknak. Az önköltség csökkentésére éves előírások, tervek születnek (ezek többsége rendre teljesül is!), de a módszeres költségcsökkentés ma még nem vált természetesen szakmai tevékenységgé.

- Az értékelemzés minden szakmai területen a munkával egyébként is jól ellátott, kreatív szakembereket igényel. Ezekből azonban hiány van, ezért a konkrét értékelemzési feladatokhoz jóképességű, folyamatosan működő csoportot nehéz szervezni.
- Igen fontos az illetékes szakmai vezetők szerepe akkor is, ha az értékelemzési munkában nem vesznek részt közvetlenül. A segítő hozzáállás a téma indításakor, az értékelemzés célkitűzéseinek pontosítása, a teamtagok bátorítása és munkájuk fontosságának hangsúlyozása a munkatársi környezet és a nagyobb kollektívák előtt mind-mind olyan vezetői feladat, melyek viszonylag kis időráfordítással is nagy segítséget jelentenek az értékelemző csoport eredményes munkájában.
- Az értékelemző munka lépéseinek betartására gondosan ügyelni kell. Ha erre nem vigyázunk, a munka könnyen átfolyhat a szokásos ötletelésbe vagy „költséglefaragásba”, és hományba vész az értékelemzés lényege: a funkcióteljesítés és a költségek viszonyának elemzése, az optimális érték kombináció kialakítása. Ez a veszély egyébként állandóan fennáll, hiszen a szükséges költségadatok begyűjtése nehézkes, időt rabló feladat; sokkal könnyebb bírálni azokat és megalapozatlanul „ötletelni”. Ezért fontos, hogy az értékelemző csoport munkáját a módszert jól ismerő, tapasztalt szakember irányítsa.

Tapasztalatunk továbbá az is, hogy az eredményes értékelemző munka során a vegyes összetételű team tagjai között rendszeres az információcsere, egymás gondjainak megismerése. Az alkotó viták közelebb hozzák egymáshoz a különböző szakterületeken dolgozó munkatársakat. Ez az eredmény megmutatkozik az értékelemzéssel végzett költségcsökkentő munkák hatékonyságán is, de a későbbiekben a mindennapi munkakapcsolatokban is igen előnyös. Az alkotó csoportmunka igazán az, amely megmutatja, hogy mindenkinek van tanulnivalója más szakterületek képviselőitől. Külön tanulmányt érdemelne annak feltárása, mennyit profitál egy-egy konstruktőr a technológusokkal és a költséggazdákkal folytatott rendszeres konzultációkból. Természetesen ez megfordítva is igaz.

A munka eredményességét meghatározza az értékelemzés ösztönzése. A témától, az eredmények számszerűsíthetőségétől és még sok egyéb tényezőtől függhet az ösztönzés. Vállalatunknál többféle módszert alkalmaztunk már. Néhány szót ezekről is:

- Pályázati forma (MÚFA pályázat a pályázati díj kitűzésével). Akkor célszerű alkalmazni, ha az elérendő költségmegtakarítási cél viszonylag pontosan kitűzhető. Alulteljesítés esetén lineáris csökkentés, túlteljesítésnél progresszív pályázati díj növelés építhető be.

— Újítási díj formájában történő díjazás. Előnye, hogy az értékelemzési munkát és a javaslatok bevezetését felgyorsíthatja. A javaslatok elfogadásakor előleg fizethető, a bevezetés után utókalkuláció alapján történhet az elszámolás. Lehetőséget ad az értékelemző team-nek arra, hogy közreműködőket vonjon be, és ezek díjazásáról gondoskodjon.

— Pályázati forma és újítás kombinációja. Lehetőséget ad arra, hogy összetett munkák esetén a jelentős alkotói tevékenységet jelentő rész megoldásokat újítás formájában díjazza a vezetés. (Itt vigyázni kell arra, hogy ez a teammunka szabályainak megsértése nélkül történjen!).

— Eredményes munka esetén az értékelemző munkában részt nem vevő, de azt segítő vezetők jutalmazásáról sem szabad megfeledkezni. Ezzel előkészíthetjük a következő munkák kedvező fogadtatását is.

— A pályadíjak, az újítási díjak felosztásának joga a teamet illeti meg. Tapasztalat az, hogy a teamtagok — egymás munkájának ismeretében — elfogadhatóan döntenek.

Az értékelemzési feladatokat a Műszaki Fejlesztési Tervekhez, illetve a Vállalati Önköltségcsökkentési Tervhez célszerű kapcsolni mégpedig munkaterv formájában. Az értékelemzésre javasolt témákból az illetékes vezetők a vállalati célokhoz illeszkedően (költségcsökkentés, minőségbiztosítás, gyártásszervezés stb.) választanak. A munkatervből nagy vonalakban láthatók a szükséges ráfordítások és hozamok. Így elkerülhető, hogy az értékelemzési munka más feladatokkal ütközzön, a munkában résztvevők kapacitása tervezhető, az értékelemzés eredménye számszerűsíthető.

Tapasztalatunk továbbá az is, hogy egyszerre nem célszerű két értékelemzési témánál többet indítani, és az értékelemzési célokat pedig úgy kell megfogalmazni, hogy azok (a szükséges oktatást is beleértve) 6—8 hónap alatt átfuttathatók legyenek. Az elfogadott javaslatokat pedig a legrovidebb időn belül be kell vezetni. Ez egyrészt biztosítja a résztvevők sikerélményét, másrészt a ráfordítások gyors megtérülését. Különösen az értékelemzés indításakor célszerű külső szakértők bevonása. A külső szakember oktathat, ügyelhet az értékelemzés módszerének következetes alkalmazására. Bár szakmai részletkérdések megoldásában ritkán vonható be, szakmai elfogulatlanságuk biztosíthatja a funkciókkal vagy a költségekkel kapcsolatos helyes kérdésfelvetést. „Vállalati vak-ság”-ban szenvedő szakember ritkán teszi fel a kérdést: Szükség van-e egyáltalán egy adott funkcióra? A jövőben a külső munkatársakat a munkákba haszonrészesedés alapján kívánjuk bevonni.

Az eddigi kedvezőnek mondható tapasztalatok alapján szükségesnek tartjuk az értékelemzési tevékenység folytatását, kiferjesztését. A hagyományos költségcsökkentési eljárásokkal (pl. újítás, normakarbantartás) szemben az értékelemzésnek több előnye van.

A komplex funkció/költség elemzés kiszűri a felesleges szolgáltatásokat, a szükségeseket változtatlan vagy javuló minőség mellett biztosítja. A többszemponú probléma-megközelítés, az alkotó kételkedés és bírálat segíti a hagyományos megoldásokon való túllépést, a műszaki megoldások egyszerűsítését, kiküszöböli a „barkácsolás jellegét”. Az értékelemzés hozama nagyobb, mint a részletekben történő beavatkozásoké. Tapasztalatunk, hogy egy-egy, több éve gyártott termék esetén nem irreális a 15%-os közvetlen költségcsökkenés célként való előírása sem.

A Telefongyári értékelemzési tevékenység eddig főleg már gyártásban levő termékek költségcsök-

kentésére irányult. Kezdeti tapasztalataink azonban azt mutatják, hogy leghatékonyabb a fejlesztés fázisában történő beavatkozás; legyen szó akár gyártmány, akár gyártás fejlesztéséről. Ha a fejlesztéssel foglalkozó szakemberek ismerik az értékelemzés módszerét, ha el tudjuk látni őket megfelelő költségadatokkal, és ha érdekeltek a termék vagy a technológia minimális költséggel történő kifejlesztésében, akkor egyre gyakrabban fogják feltenni Miles kérdését:

Kiadnám-e ilyen módon a saját pénzemet?

Folytatás az 509. (oldalról.)

282 ezer helyett 357 ezerre, végül 404—424 ezer távbeszélő állomásra módosult a most folyó ötéves terv előirányzata. A Tervgazdasági Bizottság és a Kormány döntése értelmében jelentősen — több mint 50 százalékkal — megemelkedett a távközlésre fordítható beruházások összege, s jelenleg meghaladja a 40 milliárd forintot. A fejlesztés keretében bővítik a belföldi- és nemzetközi távhívó központot. 3000 új telex és 1000 adatátviteli állomást helyeznek üzembe és megindul a nyilvános távmásoló és videotex szolgáltatás is.

A fejlesztés ellenére sem bízhatunk abban, hogy felzárkózunk a fejlett távközléssel rendelkező országok közé, hiszen a VII. ötéves terv végére is csak 17 telefon jut ezer lakosra, míg az európai átlag ennek több mint kétszerese lesz. A felmérések szerint a hazai hálózathoz közel 2 millió telefon hiányzik. Az erőltetett fejlesztések — a Posta elnöke szerint — számos bizonytalansági tényezőt tartalmaznak, s ebből csak egy a szigorú. A Cocom előírások, melyek megtiltják korszerű technológia szállítását szocialista országokba. A Posta pénzügyi nehézségeinek leküzdése érdekében elkerülhetetlennek látszik a hírlapterjesztési díj, a távbeszélő alapdíj, a távírószó-díj és a telextarifa emelése, valamint a honvédelmi és belügyi tárcának nyújtott eddigi díjkedvezmények megszüntetése. A gondok megoldásában segíthetnek új szervezési formák — így az úgynevezett távbeszélő társaságok létrehozása is. (Ötlet, 1988. június 23.)

*

A Frost and Sullivan amerikai piackutató cég szerint az elektronikus posta (electronic mail) piaca az USA-ban (szolgáltatások és szervíz) közel megháromszorozódik (415 millió USD-ről 1,2 milliárd USD-re) az 1987—1992 időszakban és a jelenlegi hagyományos gyorsposta szolgálat 25—35 százalékát helyettesíteni fogja. A legnagyobb piaci szegmenst továbbra is a nagy szolgáltató rendszerek, mint a Western Union Easy Link rendszere, a Mc-Donnell Douglas On Tyme rendszere stb. alkotják (összértékük az 1987-es 300 millió USD-ről 1992-re 861 millió USD-re nő). A szoftver termékek egy része a házon belüli elektronikus postát biztosítja, helyi hálózatba kapcsolt különféle számítógépek között. Értékük az 1987-es 100 millió USD-ről 1992-re várhatóan 270 millió USD-re nő. A szoftver kínálat másik része személyi számítógépeken futtatható és ezeket alkalmassá teszi elektronikus posta szolgáltatásokra. E viszonylag olcsó programok eladásai 15 millió USD-ről (1987) 58 millió USD-re nőnek (1992). A következő 5 év során az adhat nagy lendületet az elektronikus posta piacnak, ha a gyártó cégek elfogadják a CCITT által javasolt X.400 interfész szabványt. A jelenlegi

rendszerek inkompatibilitása a fő oka annak, hogy a piac nem bővült gyorsabban. A 90-es évek elején a vállalati szférában installált személyi számítógépek nagy része alkalmas lesz szöveges és grafikus információ továbbítására a hagyományos elektronikus posta rendszerek segítségével. TV scannerekkel digitalizálhatják a felhasználók továbbítandó dokumentumaikat, sőt fényceruzával akár „alá is írhatják” azokat a képernyőn.

*

Japán elektronikai iparának közelmúltját elemezve, az 1987. évi mintegy 1,6%-os termelésnövekedés már lassú helyreállást jelez az 1986. évi 0,9%-os visszaesés után. Ezt a helyzetet, amelyből a belföldi kereslet növekedése és a tőkeberuházások nekilendülése kezdi kihúzni az ipart, főként az erős jen miatti exportcsökkenés és az ázsiai újonnan iparosodó országok termékeinek fokozódó versenye okozták. 1988-ra további termelésnövekedésre számítanak. A fogyasztói elektronika terén csekély, 1,3% termelésnövekedés várható, míg az ipari elektronika termelésének növekedése a japán külkereskedelmi és Iparügyi Minisztérium (MITI) becslése szerint megközelíti a 10%-ot. A számítógépek és velük kapcsolatos berendezések gyártása 1987-ben Japánban az ipari elektronikai berendezések termelésének 55,4%-át képviselték. Az 1987. év különösen eredményes volt a vezetékes távközlés berendezései terén (elsősorban a Nippon Telegraph and Telephone beruházásai révén, továbbá a képátviteli berendezések külföldről megnyilvánuló keresletének köszönhetően). A rádióberendezések (adó-, rádiótávközlő és rádióalkalmazási rendszerek) 5,9%-os növekedéssel 744,4 · 10¹² JPY értéket érnek el. A számítógépek és velük kapcsolódó egységek gyártása a becslés szerint meg fogja haladni az 5,771 · 10¹² JPY értéket, ami 1987-hez képest 14%-os növekedést jelent (ezzel az ország elektronikai ipara termelésének 26,6%-át érné el). Az elektronikai mérőrendszerek 1988-ban 6,3%-os növekedéssel 497 · 10¹² JPY termelési értéket érnek el, ami határozott javulás az utóbbi három év sorozatos visszaesései után.

A japán elektronikai ipar termelés

	1986		1987 (becslés)		1988 (becslés)	
	10 ¹² JPY	%-os változás	10 ¹² JPY	%-os változás	10 ¹² JPY	%-os változás
Fogyasztói elektronikus berendezések	4435	-9,7	3886	-12,4	3936	1,3
Ipari elektronikai berendezések	7425	6,2	8131	9,5	9918	9,7
Elektronikus alkatrészek és eszközök	5918	-1,8	6038	2,0	6458	7,0
Összesen:	17 778	-0,9	18 054	1,6	19 312	7,0

(Journal of the Electronic Industry, 1988/2 — OMIKK Mikroelektronikai Tájékoztató, 1988/5.)

Franciaország távközlési kutatóintézete, a CNET bemutatja a „Visage” projekt keretében kifejlesztett képtelefonjainak első prototípusait. A „Visage” program célja: képátvitel megvalósítása integrált szolgáltatású digitális hálózatokon.

Franciaországban és az NSZK-ban 1992-ben kívánják bevezetni ezt a rendszert, amelynek első próbáit 1987. végén kezdték a franciaországi Bretagne-ban. A szokásos telefonvonalon 64 kbit/s sebességgel visznek át adatokat vagy digitálissá alakított képet (a beszélgetési időn kívül). Analóg átvitel esetén a képinformáció átvitele 2000 telefonvonalnyi átviteli sáv szélességet igényelne, itt viszont egyetlen vonal áll rendelkezésre. A megoldás: a beszéd 9...10 s-os szüneteltetésével (ennyi idő szükséges egy képátviteléhez) állóképet visznek át a beszélőpartnerről (miniatűr kamera és kb. 10 cm átmérőjű színes képernyő segítségével). A rendszert professzionális alkalmazásokra is szánják: adatbankokhoz, képbankokhoz és a többi terminálhoz lehet kapcsolódni vele. Konferenciakapcsolással megbeszélések tartására is alkalmas. (La Recherche, 1987. december — OMIKK Mikroelektronikai Tájékoztató, 1988/4.)

*

A Dataquest amerikai piackutató intézet beszélete szerint 1987-ben a japán félvezetőgyártók szerezték meg a világ félvezetőpiacának 48%-át. A három éve kezdődött piaci visszaesés óta a félvezetőgyárak most érték el a legnagyobb fejlődési ütemet: eladásuk 24,3%-kal nőtték és az 1986. évi 29,4 Mrd USD-ről elérték a 36,6 Mrd USD értéket. Meg kell azonban jegyezni, hogy az USA dollárnak a jenhez és az európai valutákhoz viszonyított árfolyama folyamatosan csökkent, ami a rangsorolásban és a bevételek értékelésében torzító tényezőként hatott. Dollárban mérve az amerikai vállalatok a világméretű piac 39%-át, az európaiak pedig 11%-át szerezték meg.

A legnagyobb 10 félvezetőgyártó 1987-ben millió USD-ben

Vállalat	Rangsor		Bevételek		%os változás
	1987	1986	1987	1986	
NEC	1	1	3193		
Toshiba	2	3	2639	2638	21,0
Hitachi	3	2	2781	2276	29,1
Motorola	4	4	2450	2307	20,5
Texas Instruments	5	5	2125	2025	21,0
Fujitsu	6	6	1899	1781	19,3
Philips-Signetics	7	8	1597	1365	39,1
Intel	8	11	1500	1258	26,9
Mitsubishi	9	10	1481	0991	51,4
Matsushita	10	9	1479	1136	30,4
				1206	22,6

(Integrated Ciremits International, 1988. február — OMIKK Mikroelektronikai Tájékoztató, 1988/4.)

*

A Focus Research amerikai piackutató cég szerint az USA-beli nagygépes számítóközpontok nagyobb sebességű változatra cserélik modemjeiket.

Sebesség (baud)	Jelenleg installált állomány	Tervezett új beszerzés
1200	16,1 %	
2400	12,4 %	9,5 %
4800	30,0 %	12,5 %
9600	35,8 %	18,7 %
19,2K	3,2 %	49,4 %
56K	2,5 %	4,5 %
		5,4 %

A különböző sebességű (baud-ban) modemek USA-beli piacának gyártók szerinti megoszlása:

	1200	2400	4800	9600	19,2K	56K
Bell	20,7	22,6	24,9	21,4	7,8	31,7
Codex	25,9	22,9	13,4	12,6	23,7	13,2
Gandalf	2,8	7,3	2,4	6,3	6,5	6,0
Hayes	8,7	2,7	2,2	1,7	4,3	nincs adat
IBM	2,4	3,3	7,6	6,8	3,0	3,2
Genl. Data-Comm	2,0	4,2	4,0	5,3	0,9	8,4
Paradyne	3,8	8,8	16,4	12,2	9,4	7,0
Racal-Milgo	3,8	9,6	14,2	16,3	34,4	15,7
Racal-Vadic	12,2	3,3	1,7	1,3	nincs adat	
UDS	9,5	2,8	2,6	0,8	nincs adat	2,9
Egyéb	9,2	12,5	10,6	15,3	10,0	11,9

A holland Philips céggel kialakított együttműködés keretében gyors ütemben növelik a videomagnók gyár-

tását a csehszlovák vállalatok. 1988-ra már 1000 ezer készülék kibocsátását vették tervbe, 1993-tól kezdve pedig mintegy 500 ezer darabos éves sorozatnagysággal számolnak. A Pozsonyban folyó gyártáshoz a Philips ellenőrzése alatt álló osztrák Ostimpex cég szállítja a szükséges alkatrészeket. 1985-ben még csak 1600 készülék hagyta el az üzemet, 1986-ban azonban már 12 ezer darabos sorozatnagyságot értek el. Az idei gyors felfutás előkészítéseként 1987-re 15—20 ezer darab kibocsátását irányozták elő, ennek teljesítéséről azonban ez idő tájt még nincs hír. A tervek szerint a későbbi jelentős termelési volumenből tekintélyes hányad jut exportra, dollár és rubel relációban egyaránt 1988-ra az elfogadott tervek csak 30 ezer készülék belföldi értékesítését irányozták elő, még 1990-ben is csak 60 ezer darabra számíthatnak a csehszlovák fogyasztók. (Neue frankfurter Allgemeine — Világgazdaság 1988. február)

*

Peruban 1985 júliusában a fővároson kívül alig 191 000 telefonvonal jutott a több mint 13 millió lakosra. Ezen kíván változtatni a perui ENTEL telekommunikációs vállalat, amely nem kap állami támogatást, mivel nem veszteséges. A terv szerint 1986—1990 között megduplázzák a vonalak számát. 15 új központot fognak létesíteni, a telefonvonalak közül 114 000 digitális lesz. Az ország fővárosán kívüli területeinek ellátási tervei a következőket tartalmazzák: 21 DOMSAT földi állomás létesítése, főállomás létrehozása Cuzcóban 13 földi állomással, földi összeköttetéssel, a telexhálózat bővítése 5500 vonallal, a távirati rendszer modernizálása, országos adatátviteli hálózat létesítése 440 elérési ponttal 27 városban, 1990-ben pedig 1000 elérési ponttal, a mikrohullámú vonal bővítése, új mikrohullámú digitális vonalhálózat létesítése 2600 km távolságban, távolsági berendezések telepítése a helyi készülékek összekötése céljából.

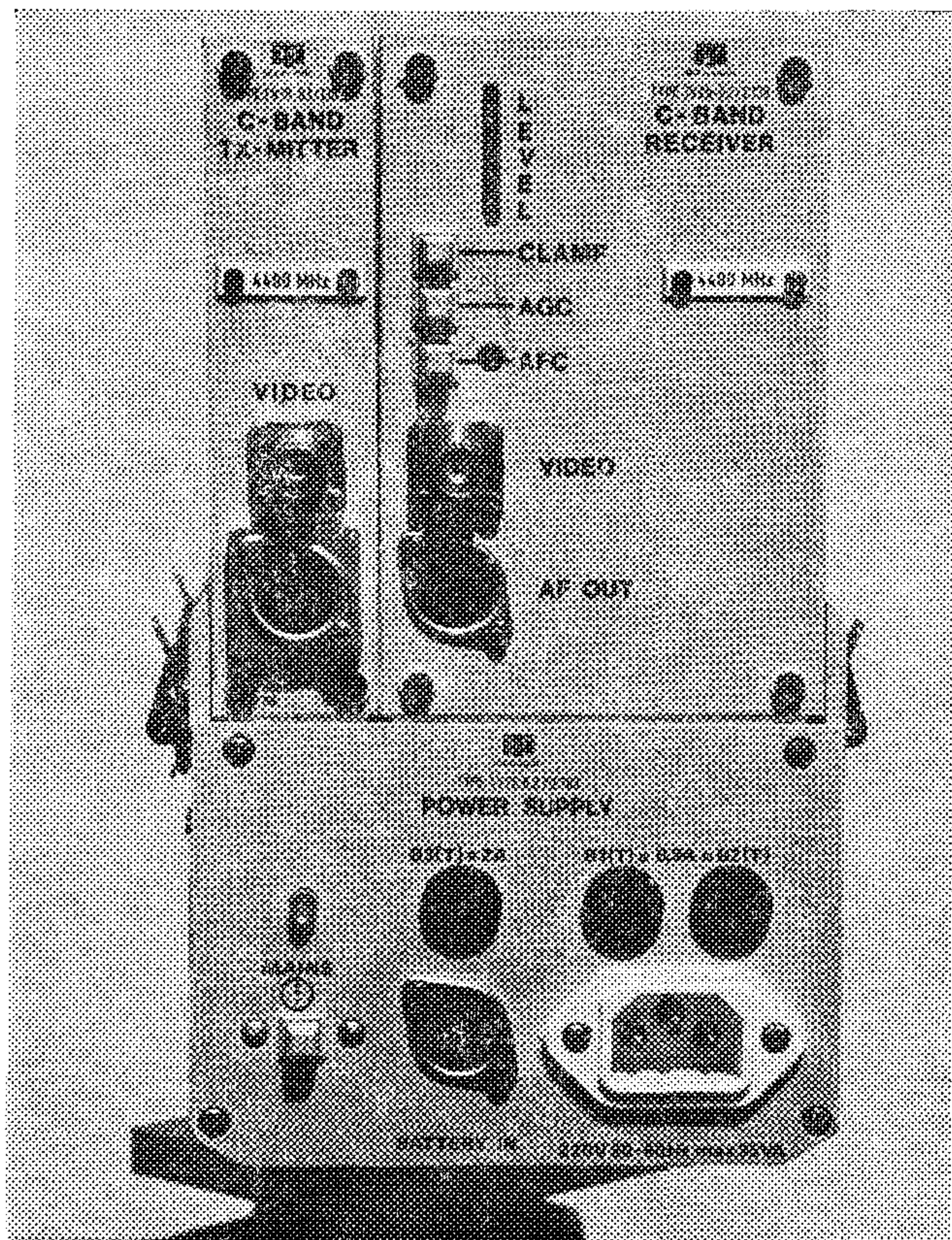
A bolíviai telefonhálózatnak 155 000 előfizetője van. A nemzetközi távhívásos rendszert az ENTEL-Bolivia kezeli, amely az 1650 km széles sávban 2 GHz-es analóg mikrohullámú hálózatot üzemeltet és 5 átjátszóközponton keresztül közvetlen automatikus hívási lehetőséget nyújt a helyi központok segítségével. 1040 km hosszú a mikrohullámú vonalhálózatból származó UHF-hálózat, amely 14 települést integrál. Az ENTEL-nek 2400 telex-előfizetője van, ezenkívül országos adatátviteli hálózatot és távirati szolgálatot tart fenn, továbbá televíziós jelközvetítést biztosít mikrohullámú hálózatán és műholdon keresztül. A Vidéki Telekommunikációs Igazgatóság kb. 600 települést lát el a HF és fizikai hálózati rendszerekkel. (Mundo Electronico, 1987. okt. — Magyar Elektronika, 1988/4.)



HÍRADÁSTECHNIKA SZÖVETKEZET

1519 BUDAPEST * PF. 268. * TEL.: 869-522 * TELEX: 22-6151

4400/4600 MHz-ES MIKROHULLÁMÚ ADÓ-VEVŐ BERENDEZÉS



1. ábra

A Híradástechnika Szövetkezetben kb. 14-15 évvel ezelőtt felmerült egy könnyű, kisméretű, könnyen telepíthető mikrohullámú adó-vevő berendezés kifejlesztésének gondolata, melynek feladata a koaxiális kábelekkel áthidalhatatlan helyeken elsősorban kép, másodsorban hangjelek átvitele két földrajzi pont között. Egy ilyen berendezés az időtájt kifejlesztésre került a Budapesti Műszaki Egyetem Mikrohullámú Tanszékkal való közös együttműködés keretében. Néhány ilyen készüléket a H.T.SZ.-ben legyártottak, de elsősorban az akkori technikai lehetőségek korlátozottsága miatt ez a téma lekerült a fő feladatok rangsoráról.

Az elmúlt 15 esztendőben mint más egyéb tudományos-technikai ágazat a mikrohullámú technika is óriási fejlődésen ment keresztül. A bipoláris félvezető technológia ma 7,5 GHz-es határfrekvenciával 100,- Ft alatti költséggel tud tranzisztorokat nagy sorozatban előállítani. Hazai gyárainkban és

fejlesztő intézeteinkben viszonylag olcsó mikrohullámú eszközöket fejlesztenek és gyártanak. Ilyen eszköz például a dielektromos tárcsarezonátor, amelyet a Kőbányai Porcelángyár fejlesztett ki sikerrel, és amelyet a H.T.SZ.-ben előnyösen alkalmazunk az itt ismertetésre kerülő berendezésekben.

A piacon viszonylag olcsón kapható mikrohullámú eszközök feltűnése, továbbá a régóta fennálló pont-pont közötti vezeték nélküli kép és hangjelek átvitelére való igény újból felvetette egy a réginél korszerűbb és lehetőleg olcsón előállítható minél több hazai anyagokból felépíthető berendezés kifejlesztésének szükségét. Mivel a félvezetős mikrohullámú aktív eszközök kimenő teljesítménye növekvő frekvenciával csökkenő tendenciájú, ugyanakkor az árak pedig növekednek a frekvenciával, ezért a mikrohullámok tartományának lehetőleg az alsó részében célszerű a rendszert felépíteni a hatóságok által javasolt tartományokat figyelembevéve. A frekvenciagazdálkodással foglalkozó hatóság a legalacsonyabb sávnak a 4400^{+20}_0 MHz-et és a 4600^{+20}_0 MHz-es sávot jelölte ki. Ez a sáv gazdaságossági szempontból is optimális, mivel még több olcsó félvezető eszköz is működik ezekben a tartományokban, ugyanakkor az antennák nyereségével jelentős teljesítményredukálást lehet létrehozni. A kimenőteljesítmény 40. . .80 mW közötti értéken való tartásával, 22. . .25 dB-es antennanyereséggel 10 km-es hatótávolság jelentős fading-tartalékkal áthidalható közvetlen akadálymentes rálátással (a Fresnel-ellipszisen belül.)

További segítséget hozott a műholdvételek elterjedését előmozdító ipar által kifejlesztett és piacon már olcsón kapható alkatrészek viszonylag nagy választéka. Jelenleg egy mikrohullámú KF- és demodulátor felületszerelt (SMD) alkatrészekkel felépítve egy féltenyérnyi nyomtatott áramköri lemezen kényelmesen elfér. Az FM limiter-demodulátort egy nyolclábos tokban készítik. Ez utóbbi PLL-es változatban is kapható.

A fentiekben ismertetett szempontok és adottságok figyelembevételével készült el a 4400/4600 MHz-es adó-vevő berendezés, amely alkalmas ipari televíziós célokra fix telepítésre az egyvezetékes Cordon-rendszer kiegészítő részeként, továbbá hordozható helyszíni közvetítésekhez színes TV képjelek plusz két MQ minőségű hangcsatorna (amely lehet stereo is) oda ill. visszairányú közvetítésére, valamint a TV képjelek képkioltási időintervallumába beültetett soros digitális adatjelek átvi-

telére is. Ez utóbbit külön szállított adapterrel lehet megvalósítani. Digitális jelek FSK hangmodulációval a két hangcsatornán is átvihetők.

MIKROHULLÁMÚ ADÓ

A mikrohullámú adóberendezés direktmodulációs rendszerű, a bejövő video és hangjelek közvetlenül egy, az adási frekvencián működő VCO fokozat FM modulációs bemenetére mennek. A VCO frekvenciastabilitása természetesen nem felel meg a postai nemzetközi előírásoknak, ezért egy külön frekvenciastabilizáló áramkörrel kell gondoskodni ezek betartásáról.

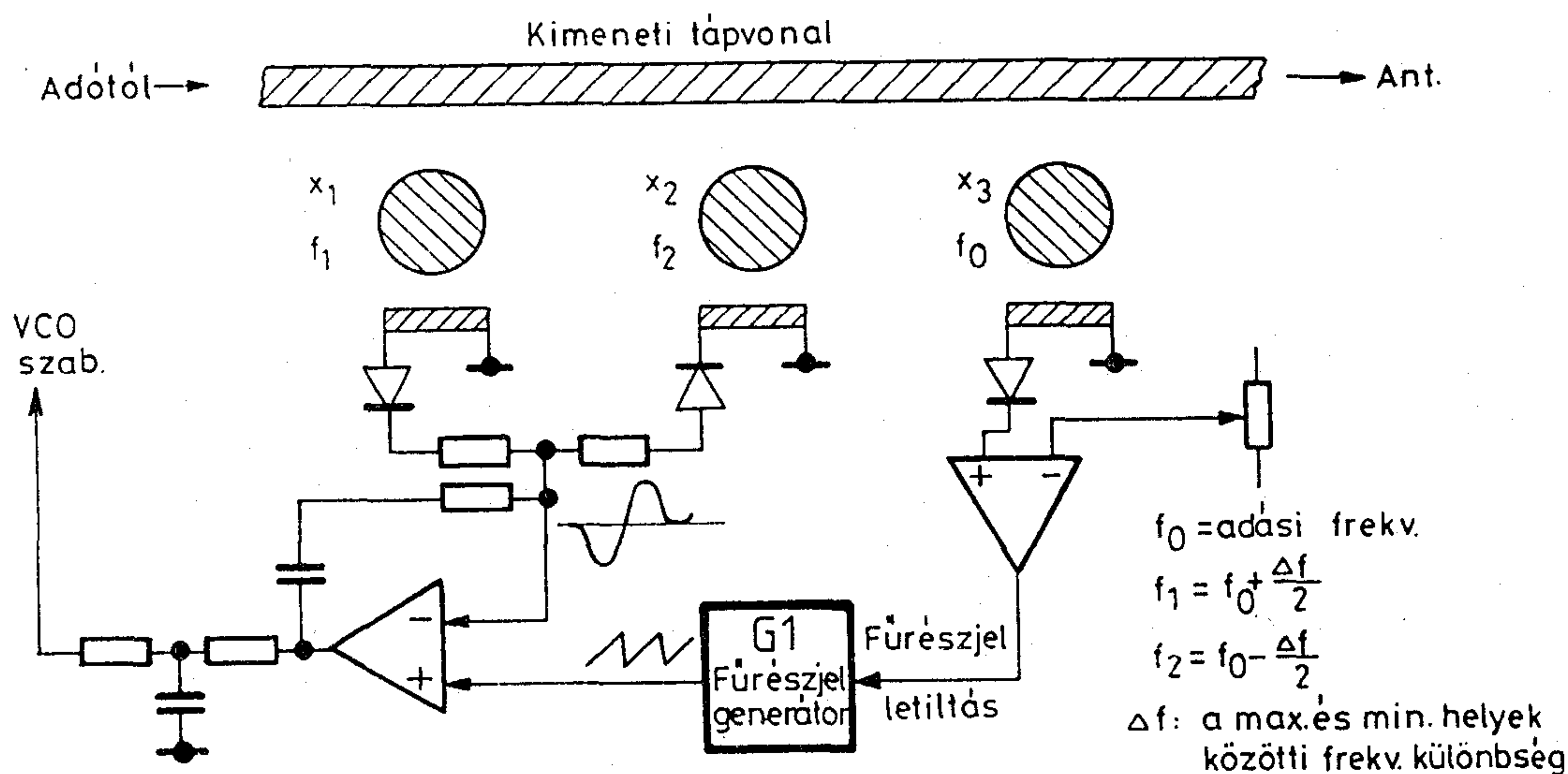
Más műszaki megoldások is lehetségesek a pontos frekvencia előállítására és az FM modulációra. Ezek egyike a fáziszárt hurkos megoldás, amely egy 1:4-es és egy 1:10-es ECL osztóval, továbbá kétfokozatú Schottky osztóval és normál TTL-es programozható osztóval valósítható meg. Ezeknek az eszközöknek az alkalmazása is felmerült, de gazdaságossági okokból nem került alkalmazásra, mivel több import anyagot tartalmaz a direkt modulációs megoldáshoz képest. Az alkalmazott frekvenciastabilizátorban három dielektromos tárcsarezonátor került felhasználásra, a 2. ábra szerinti elrendezésben.

Az X_1 és X_2 rezonátorok egy „Armstrong”-típusú amplitudó diszkriminátort képeznek oly módon, hogy a fő-tápvonalból jelet csatolnak ki, a rezonátorok kicsatoló tápvonalcsonkjain detektor diódák vannak ellentétes polaritással, így pozitív és negatív rezonanciagörbét lehet detektálni azokon, ha frekvencia-karakterisztikát ábrázoltatunk. A pozitív és negatív előjelű DC jeleket egy egyszerű ellenállásos összeadóra vezetve a jól ismert „S”-görbét kapjuk meg. Mivel az alkalmazott dielektromos tárcsarezonátorok terhelt jóságú tényezője elég nagy ($Q_t > 1000$), ezért az „S” görbe maximumához és minimumához rendelt frekvenciák különbsége néhány száz megahertz. A frekvencia stabilizálást csak ezen két szélső érték között (valamivel keskenyebb tartományban) lehet csak megvalósítani. A VCO frekvencia vándorlása általában na-

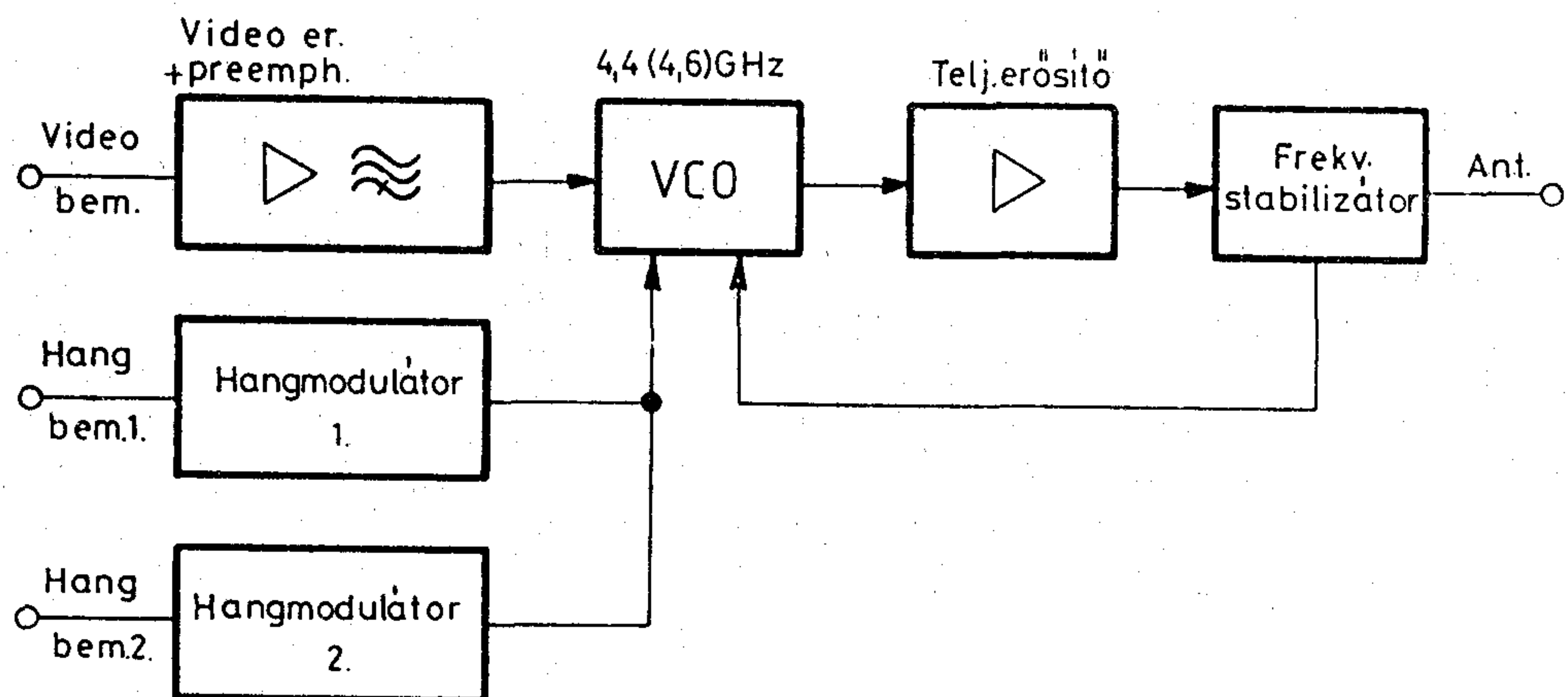
gyobb ennél az értéknél, így egy frekvenciakereső áramkörre is szükség van, amely egy fűrészfeszültséget előállító generátorból, egy leállító áramkörből és egy maximumot detektáló X_3 rezonátorból, valamint hozzá csatolt detektorból áll. Amikor a VCO frekvenciája a diszkriminátor befogási tartományán kívül van, a G_1 generátor fűrészfeszültség jele „végigsöpri” a frekvenciatartományt széles léptékben. Amikor a VCO frekvenciája a névleges frekvenciát eléri, akkor az X_3 -hoz tartozó detektoron megjelenő pozitív DC jel egy komparátor segítségével leállítja a G_1 -et, a fűrészel megszűnik, és az „S” görbe szabályozási tartományán belül marad a VCO frekvenciája. A pontos frekvencia behangolást egy AFC hurok végzi, amely egy műveleti erősítővel és egy aluláteresztő szűrővel van kiegészítve, a VCO vezérlő bemenetéig. A műveleti erősítő kimenete és az invertáló bemenete között soros RC tag az AFC szervó-hurok lengését csillapítja.

Az adóberendezés frekvencia pontosságát nagymértékben az X_1 és X_2 rezonátorok határozzák meg. Lehetőség van arra, hogy X_1 negatív X_2 pozitív hőmérséklet koefficiensű anyagból készüljön, így az eredő hőmérsékleti együttható zérus legyen egy adott hőmérséklet határában belül. A jelenleg megépített berendezésben ezt nem valósítottuk meg. Az X_1 és X_2 rezonátorok negatív hőmérsékleti együtthatójúak és 3 MHz-en belül stabilizálják az adó frekvenciáját $-20 \dots +50$ °C hőmérsékleti tartományban. A kimeneti aluláteresztő szűrőnek, illetve a szervó rendszernek nem szabad a videojelek alacsony frekvenciás összetevőire szabályozó hatást gyakorolnia.

Mivel az adó kimenőteljesítménye 50 mW körüli és a frekvenciaszabályozó diszkriminátor áramkör a végfokozat és az antenna kimenet között van, így detektor diódáknak igen olcsó SMD Schottky diódákat lehet alkalmazni (BAT-17). Az X_1 , X_2 és X_3 rezonátorok KÖPORC gyártmányúak, pontos behangolásuk hangoló csavarral történik, amelyek az üreges rekesz fedőlapjáról nyúlnak be a rezonátorok felső sík lapjai felé. A jó frekvencia stabilitás érdekében csak 1% körüli frekvencia elhangolás



2. ábra



3. ábra

van megengedve. A benyúló csavar a frekvenciát mindig felfelé hangolja, így a rezonátorokat kb. 50 MHz-el a névleges frekvenciaérték alá kell csiszolni. A diszkriminátor rendszer nagyon stabil mechanikus konstrukciót igényel, mivel minden elmozdulásra képes vagy hajlamos mechanikus alkatrész a dielektromos tárcsarezonátorok közelében frekvencia elvándorlást, instabilitást hoz létre. A teljes adóberendezés blokkváltzata a 3. ábrán látható. A frekvenciában modulált VCO jele kétfokozatú erősítővel van a kimenő szintre felerősítve. Az erősítésben kerámia tokozású BFQ57 típusú tranzisztorok vannak. Ezeknél 1 dB-es kompressziós szinthez +17 dBm kimenőszint tartozik, amely elegendő az ilyen kisszintű adóberendezéseknél. A videojel a VCO-ra egy preemphasis áramkörön keresztül van a VCO modulációs bemenetére (CCIR Rec. 405-1.) vezetve.

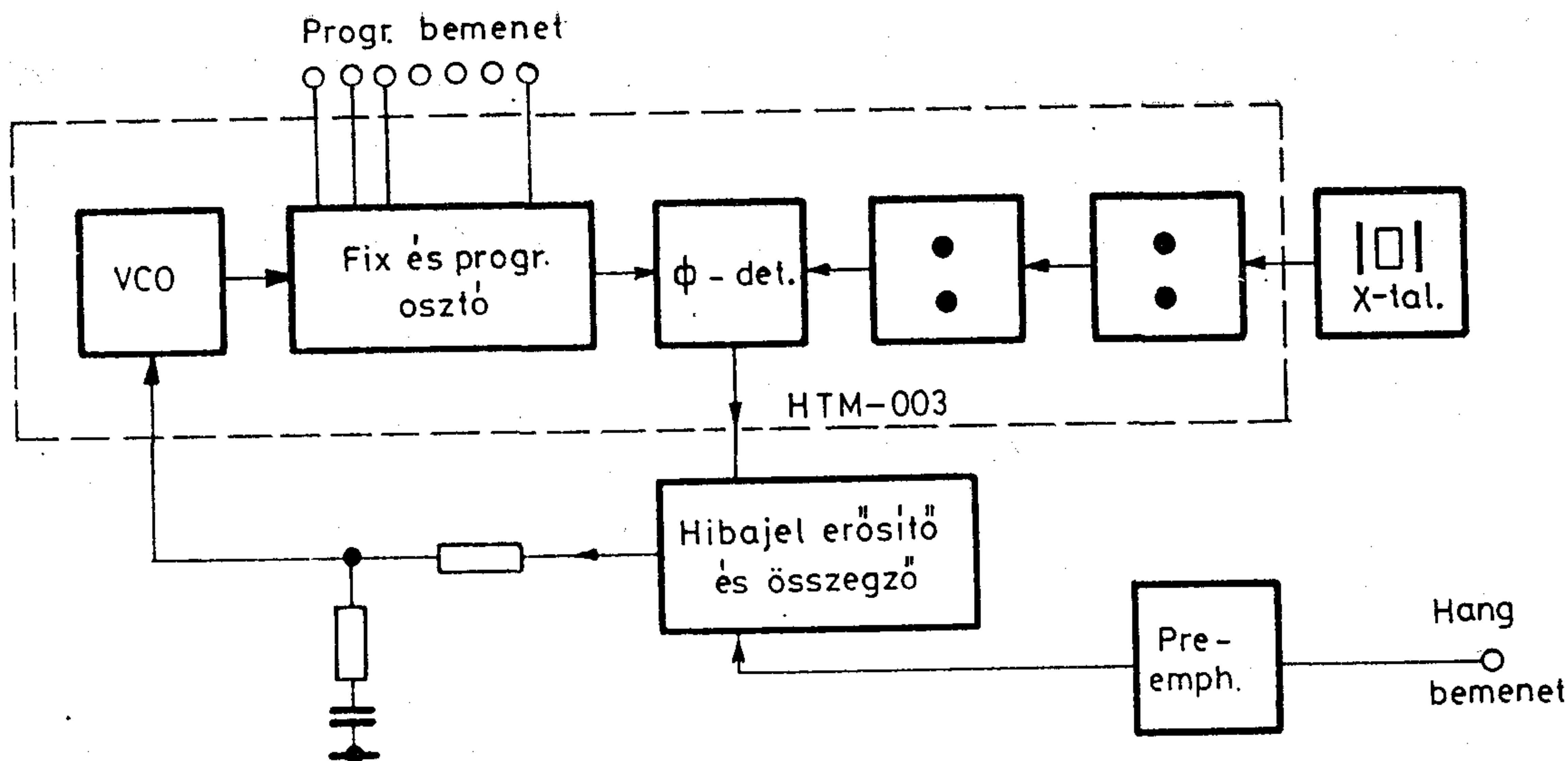
Az adóberendezésben két különböző frekvencián működő, de teljesen azonos hangmodulátor nyert alkalmazást. A két hang segédvivő frekvencia: 7,0 és 7,5 MHz, a képvivőhöz viszonyítva 30 dB-el csökkentett vivőszint van beállítva. Maximális frekvencialöket 50 kHz, max. modulációs frekvencia 15 kHz. A hangmodulátor két darab HTM-003 típusú PLL áramkörös kristály-referenciával rendelkező intercarrier FM hangmodulátort tartalmaz. Ez az áramkör a TV KF modulátorok hangvivőjének előállítására készült, de ennek SMD változata már 10 MHz-ig működik. A hangmodulátor blokkváltzata a 4. ábrán látható, működése az ismert PLL elv szerinti: a VCO jele alacsony frekvenciára (néhány kHz) van leosztva és ez a jel a fázisdetektor egyik bemenetére megy, a fázisdetektor másik bemenetére a leosztott kristály-referencia jel van bevezetve. A fázisdetektor kimenőjele megfelelő erősítés után hurokszűrőn át a VCO vezérlő bemenetét hajtja meg. A vezérlő hibajelhez kell hozzáadni a modulációs jelet, így a VCO kimenőjele az FM modulált hangvivőt adja. Az itt ismertetett összes funkciót egyetlen LSI áramkör szolgáltatja, néhány kiegészítő alkatrész (pl. hurokszűrő, kvarckristály) hozzáadásával. Az adó VCO fokozatában olcsó SMD kivitelű bipoláris tranzisztor rezeg BFQ67, a frekvencia hangolását a bázisban elhelyezett tápvonal végén levő kapacitíven csatolt SMD kivitelű, BBY31 típusú kapacitásdióda

végzi. Az oszcillátor a hangoló elemeivel együtt teflonos nyomtatott áramköri lemezen készült. (Cu-Clad 217) igen stabil mechanikus kivitelben. A kollektorkörben kétlépcsős impedancia transzformátor biztosítja a tranzisztor kollektora és az 50 Ohm-os tápvonal közötti illesztést.

A kapacitásdióda munkapontját 2-4 V között kell beállítani a legkisebb differenciális erősítés és fázistorzításnak megfelelően. Az adóberendezés differenciális erősítéstorzítása kisebb 5%-nál, differenciális fázistorzítása kisebb mint 5°.

MIKROHULLÁMÚ VEVŐBERENDEZÉS

A vevőberendezés teljes blokkváltzata az 5. ábrán látható. Az antenna bemenet egy R40 csőtápvonalból kialakított két, hangolt üreget tartalmazó sávszűrőn keresztül a gallium arzenid alapanyagból készült FET-ekkel működő kiszajú előerősítő bemenetére csatlakozik. Az erősítő erősítése 20 dB 4400 ill. 4600 MHz-en, de minden esetben az adott fix frekvenciára történik az optimálás. Az erősítő kimenete egy 180°-os iránycsatolós keverőre csatlakozik. A keverő lokál oszcillátor bemenetére megy a helyi oszcillátor kimenőjele. A keverő KF kimenete egy kiszajú KF erősítő után egy AGC szabályozó erősítő fokozatra csatlakozik. Ez a fokozat küszöböli ki a fading és egyéb térerő változást előidéző hatásokat, így a további fokozatok jó közelítéssel azonos szinten dolgoznak. Ez nem közömbös a túl nagy jeleknél előálló AM-PM konverzió miatt különösen a KF utolsó és a limiter-diszkriminátor fokozatban. Az AFC fokozatot a KF főerősítő követi, amelyben egy hatkörös helix-szűrő biztosítja a szükséges szelektivitást. A szelektivitás 20 MHz-es elhangolásnál jobb, mint 20 dB, 200 MHz elhangolásnál pedig 60 dB alatt van. Ebben a fokozatban felületi hullámszűrőt is lehetett volna alkalmazni, de erre gazdaságossági (főleg importmegtakarítás) okok miatt nem került sor. Az alkalmazott helix-szűrő igen olcsó kivitelű, közönséges kerámia trimmerekkal lehet behangolni, beiktatási vesztesége csak 4 dB, szemben a SAW-szűrők 20 dB-nél nagyobb beiktatási veszteségével. A vevő középfrekvenciája 450 MHz, a szűrő sávzélessége 20 MHz. A SAW szűrők közepes frekvenciája 479,5 MHz, mely frekvencia nem nagyon kedvező a bu-



4. ábra

dapesti TV-2-es műsort sugárzó adójának zavaró hatása miatt.

FM demodulátorként a külföldi piacon kapható SL 1452 típusú limiter diszkriminátor lett alkalmazva, ennek demodulációs jellemzői elég jók, igen jóminőségű színes TV jel demodulálását teszi lehetővé, néhány százalék differenciális erősítés torzítás, és néhány fok differenciális fázistorzítás mellett. A multiburst átvitelben 5 MHz-nél kb. 1,5 dB szintcsökkenés figyelhető meg, azonban ez a képminőségben nem észlelhető.

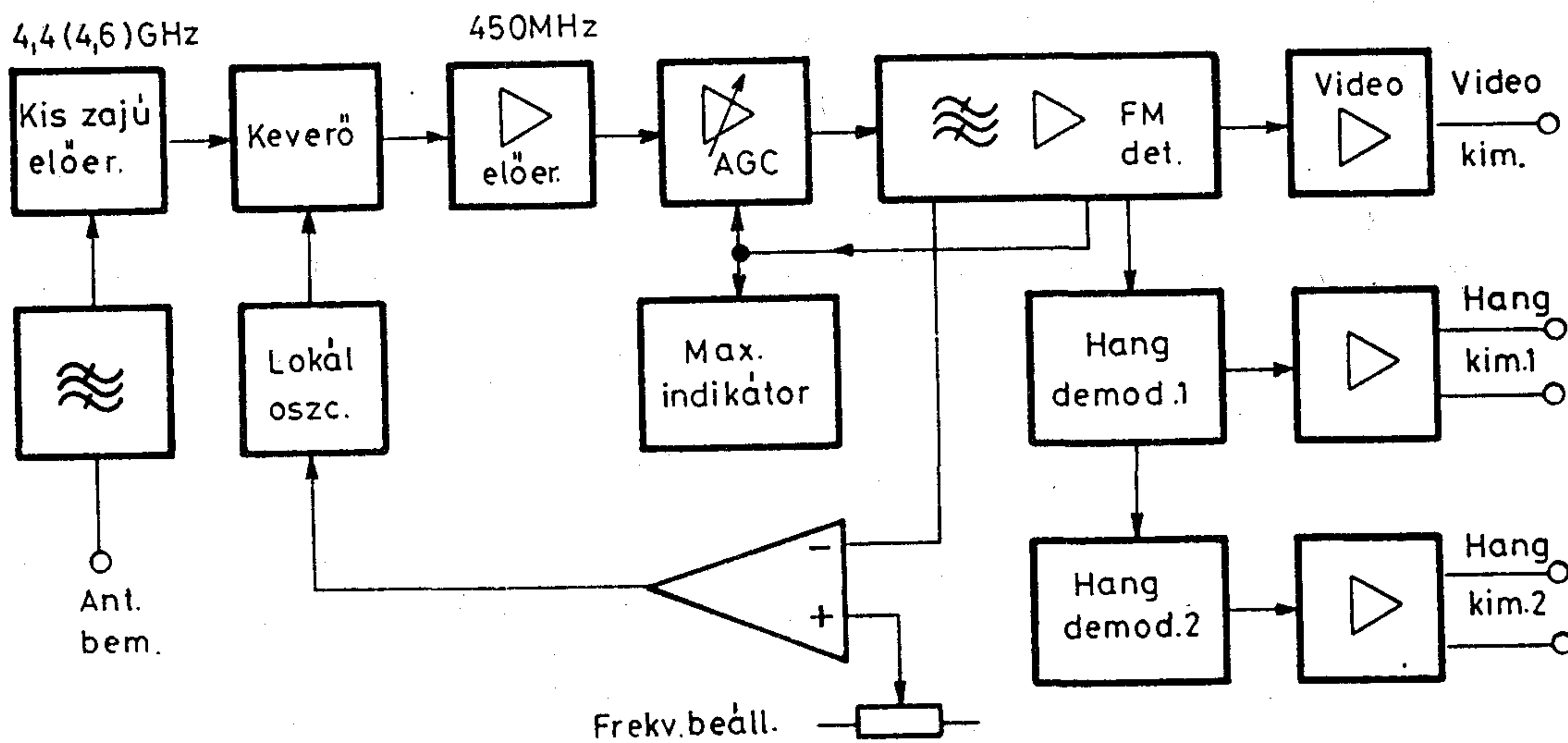
A képtartalom és a hang segédvívök közvetlenül a demodulátor után vannak szétágasztva, a képtartalmat a szokásos deemphasis áramkör után a video erősítő erősíti fel a szabványos 1Vpp szintre. A hang segédvívök pedig egy ellenállásokból felépített jelszétosztón és sávszűrőkön át közösleges CA3189 típusú hangmodulátor integrált áramkörök bemeneteit vezérlik. A vételnél is úgy, mint az adásnál, két párhuzamos, azonos alkatrészekből felépített rendszer van megvalósítva, 7,0 illetve 7,5 MHz-es segédvívökkel.

A hangdemodulátorokban fix 50 μsec. hang deemphasist alkalmaztunk, a hangmodulátor sávszü-

rő jellegű diszkriminátor köreivel nagyobb linearitás, így kisebb torzítás valósítható meg. A demodulált hangjelet egy négyes műveleti erősítő egyik részével felerősítjük, majd ellenütemű kimenőjelet képezve vezetjük a hangfrekvencián kimenő csatlakozóra.

Az FM-demodulátor egyik kimeneti pontján a vivővel közel arányos DC jel vehető le, amelyet fel lehet használni AGC szabályozásra, továbbá szintindikálásra is led-diódás meghajtó bemenetére vezetve. Ezzel az áramkörrel az adó és vevőberendezések egymásratalálását, azaz a pontos betájolást nagyon könnyű elvégezni. Az AGC szabályozáshoz egy úgynevezett szint „késleltető” és fázisfordító áramkör is tartozik, azon célból, hogy az AGC szabályozás gyenge jeleknél még ne lépjen működésbe.

A vevőkészülékben szükség van még automatikus frekvencia szabályozásra is. Az FM képdemodulátor kimenőjele ad olyan jelet, amely kb. 2,8 V-ra szimmetrikusan ad lineáris szabályozást. Ezt a DC jelet egy műveleti erősítővel invertálva kell visszavezetni a vevő helyi oszcillátorának változó



5. ábra

kapacitást tartalmazó diódájára, hogy a vevő frekvenciáját az adó frekvenciájához „behúzza”.

MIKROHULLÁMÚ ANTENNÁK A 4400/4600 MHz TARTOMÁNYRA:

Narancshéj antenna

A kezdeti kísérletek elvégzéséhez kifejlesztésre került egy hengerparabola felületből kivágott úgynevezett „narancshéj”-antenna, amelynek apertúra főméretei: 640×220 mm. Fókuszvonalának távolsága: 300 mm. Az antenna nyeresége: 17 dB. Bemenő impedancia: 50 Ohm. Csatlakozó típusa: N.

Az antennának nem pontszerű, hanem vonalszerű a fókusza, ebben a fókuszvonalban helyezkedik el egy félhullámú viszonylag szélesszárú dipól, reflektáló tárcsával.

Piramidális tölcsérantenna

Optimális nyereségű tölcsérantenna, elsősorban mérési célokra készült, alumíniumlemezből, meghajlítva és speciális jól vezető fémragasztóval, valamint csavarokkal összefogva. Az antennához egy R40 tápvonal méreteivel megegyező alumínium tömbből kimart hullámvezető-koaxális átmenet is tartozik, amely a tölcsér torok-részéhez csatlakozik. Az antenna nyeresége 22 dB, bemenő impedanciája 50 Ohm, a csatlakozó típusa: N. Főbb méretei: $390 \times 295 \times 620$.

Mikroszalagvonalas antenna

Ezt az antennatípust a Budapesti Műszaki Egyetem Mikrohullámú Tanszéke fejlesztette ki 4,41 GHz-es és 4,61 GHz-es sávközépi frekvenciára. Két antennarendszer készült el egy nyomtatott áramkörü lemezre egymásra merőleges polarizációval. Az antennák sávzélessége 70 MHz, keresztpolariációs csillapításuk 35 dB-nél jobb, az antenna nyereség 25 dB, az antennák együttes mérete 408×408 mm, amely adatok rendkívül jó apertúra hatásfok-ról tesznek bizonyosságot.

Ez az antenna az adó és a vevőberendezésekhez mechanikusan illeszthető, rövid tápvonalakkal csatlakoztatható.

A mikrosztrip antennákkal számos folyóiratcikk és szakkönyv foglalkozik, melyekből az irodalomjegyzékben néhány említésre kerül.

Tápegység, konstrukciós megfontolások

A mikrohullámú adó-vevő berendezéshez telepes és hálózati üzemű tápegység is tartozik, a ± 12 V-os belső tápellátás biztosítására. A +12 V-os rész analóg, a -12 V-os pedig kapcsolós üzemű. Telepes üzemmódban kívülről csatlakoztatott 12 V-os akkumulátorról működik a berendezés.

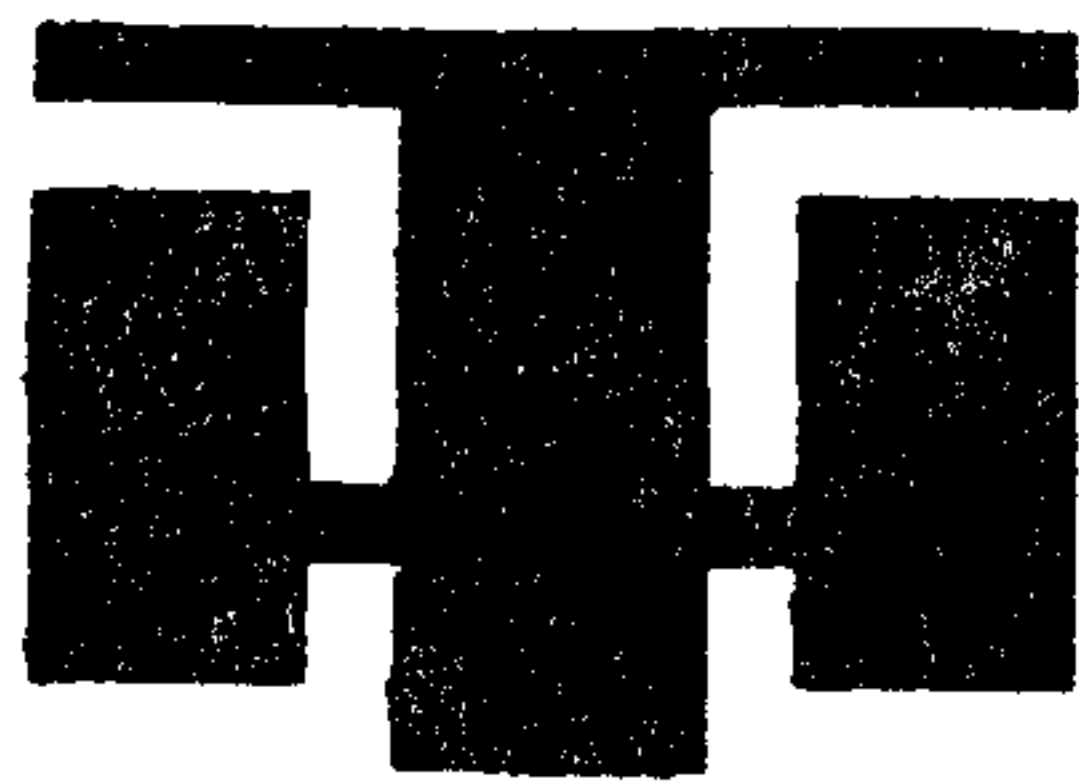
A berendezés modulegységekből épül fel, (5. ábra) egy $130 \times 225 \times 30$ mm-es adóból, $130 \times 225 \times 80$ mm-es vevőrészből, $230 \times 120 \times 85$ mm-es tápegységből. A tápegység alul helyezkedik el, majd erre lehet rádugni az adót és a vevőt. A tápellátást a tápegység és az adó-vevő között kése csatlakozók biztosítják. Mindhárom egységet „békázás” csatlakozók csatolják egy mechanikus szerelvényre, mely szerelvényt egy háromlábú teodolit állványra lehet felcsavarozni. A mikroszalagvonalas antenna az adó-vevő ki- és bemeneti csatlakozói-nak oldalán van mechanikusan felfogva, így rövid kábelekkel csatlakoztatható. Az antennát a külső környezeti hatásoktól egy „radom” védi.

Felhasznált irodalom:

- „2700 Mc. Transceiver” Electronics 1946 sept. p. 104...105
- Dr. Almássy György: Mikrohullámú Kézikönyv Műszaki Könyvkiadó, 1973.
- Völgyi Ferenc, Mernyei Ferenc: MACORD „Mikrosztrip realizációjú, C sávú adó-vevő antenna” Budapesti Műszaki Egyetem Mikrohullámú Híradástechnikai Tanszék. 1987. november
- Völgyi Ferenc: „Nagynyereségű mikrosztrip antenna” a Híradástechnika, XXXVI. évf. 6., 1985. 266-281. oldal
- T. Milligan: Modern Antenna Design Mc Graw-Hill Book Co. New York 1985.

Hajder Tibor

Az ismertett készülek folyamatos gyártásban van, bármely alkalmazástechnikai kérdésben a Híradástechnika Szövetkezet Vevőszolgálatára készséggel áll felhasználóink rendelkezésére (telefon: 869-522).



HÍRADÁSTECHNIKA SZÖVETKEZET

Петре, П.—Д-р Зомбори, Л.:

Улучшение конвергенции методов итерации при расчетах параметров разброса периодичных по плоскости пятнообразных поверхностей

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1988. No 11.

В данной статье излагаем два метода улучшения конвергенции метода ЦГМ—FFT с конъюгированной градиентно-быстрой трансформацией Fourier, который может быть использован для анализа пятнообразных, периодичных по плоскости поверхностей. Методы сопоставляем между собой на основе различных рассуждений. После изложения физической модели, по отношению индуцированного на поверхности тока, предписываем уравнение оператора, которое сперва решаем с помощью традиционного метода CGM—FFT. Здесь отдельно следует заниматься определением нормы и внутреннего множителя. Затем подробно описываем принцип прекодицирования и введение нового метода BiCGM—FFT с биконъюгированной градиентно-быстрой трансформацией Fourier, в связи с которым приводим доказательства в том, что применение его для решения данной задачи, получаем показатели сходимости гораздо лучше чем традиционным методом CGM. В заключении статьи, в связи с анализом металлической сетки правильной геометрической формы, сопоставляем результаты, полученные методами CGM—FFT, прекодицированного CGM—FFT и BiCG—MFFT с точки зрения их точности, скорости конвергенции и времени пробега.

Д-р Кочиш, Ф.—Маркс, Ф.—д-р Шоймоши, Й.:

Оценка спектра типа периодограммы с использованием современного микропроцессора для обработки цифровых сигналов

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1988. No 11.

В статье излагаются быстродействующие программы типа (длины трансляции NЖ64, 128 и 256), разработанные для микропроцессора обработки цифровых сигналов типа TMS 32010 и программа, работающая на их базе для оценки спектра типа периодограммы (длина выборки NЖ2048 и частота обработки сигнала не более 20,1 кГц). Подробно анализируются и ошибки при вычислении DFT по использованию арифметики с конечной точностью в системе с фиксированной запятой.

Д-р Шимон, Д.:

Аналоговые резонаторы для детектирования пакетов гармонического сигнала

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1988. No 11.

Детекторы энергии могут быть созданы не только с помощью квадратурных умножителей но и с помощью резонаторов второй степени без потерь. По исследованиям переходной системной функции очевидно что эти решения имеют преимущество при высокочастотных применениях. Появляется возможность неч тных преобразований. Рассматривается теоретический анализ потерь и нестабильностей и определяется их влияние на свойства детектирования.

Д-р Лайта, Д.:

Результаты и направления дальнейших работ Рабочей группы XII 4 МККТТ

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1988. No 11.

В введении указывается место и задачи X . Научной Комиссии в МККТТ, выделяются разработки исследований и рекомендации, подходящие с точки зрения потребителей. Ответить на эти вопросы необходимо на период длительного совместного функционирования участков аналоговой и цифровой сетей. Рассматривается «мера громкости», а также факторы, подтверждающие необходимость ввода «меры громкости».

Лайко, Ш.:

Отчёт о работе „Семинара по вопросам проектирования передачи информации в смешанных (аналогово-цифровых) сетей связи” (Богларлелле, 12—14 мая, 1987 г.)

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1988. No 11.

Знатные специалисты этого семинара рассмотрели методы и проблемы проектирования сетей связи в переходном периоде совместного существования аналоговых и цифровых сетей. В представленных 18 статьях уделялись внимание на актуальные и важные вопросы, связанные с новыми и разрабатываемыми рекомендациями МККТТ. Были представлены концепции и методы проектирования сетей некоторых Администрации связи. Данным отчетом обобщаются результаты пять статей семинара, подробный текст которых дополняет данный отч т.

Гергей, Ш.:

Работа анализа стоимости на заводе Telefongyár

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1988. No 11.

Авторы предполагают, что Уважаемые Читатели знакомы с подходом к анализу стоимости, его способу, и также к общим правилам групповой работы. В статье по этому поводу сделаются только ссылки на эти темы. Шратко излагаются положение работы анализа стоимости на заводе Telefongyár и более значительные результаты, достигнутые в последних годах. На основе опытов, приобретенных в связи с работой анализа стоимости на предприятии, авторы пришли к выводу, что вмешательство является самым эффективным в фазе разработки изделия. Практика доказывает, что анализ стоимости посредством соответствующей поддержки руководства, формирования подходящей стимулирующей системы, и руководства, формирования подходящей стимулирующей системы, и руководства, формирования подходящей стимулирующей системы, и руководства опытных специалистов, знакомых с этим методом, появляются не только минутной вспышкой в жизни предприятия.

* * *

Petre, P.—Zombory, L.:

Die Steigerung von Konvergenzgröße von iterativen Methoden bei Berechnung des Streuungsparameters von planar periodischen liegenden Flecken

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. Nr. 11.

Im Artikel sind zwei Methoden bekanntgemacht, die bei der Steigerung von Konvergenzgröße der Konjugiert Gradient — fast Fourier Transformation (CG—FFT) Methode bei Analyse von gefleckten Streuungsflächen verwendbar sind. Die Methoden sind von mehreren Gesichtspunkte vergleicht.

Nacht Bekanntmachung des physikalischen Modells ist auf den induzierten Strom der Oberfläche eine Operatorgleichung geschrieben die zuerst Mithilfe des Konventionellen CG—FFT Methods auflösen ist. Hier ist die Norm und das Innenprodukt definiert. Danach ist das Prinzip der Prekonditionierung ausführlich bekanntgemacht, und ist ein neues Verfahren eingeführt, nämlich die Bikonjugiert Gradient — fast Fourier Transformation (BiCG—FFT) Method, die bei diesem Problem mehr günstige Konvergenzgröße aufweist, als die Konventionelle CG Method. Letztens sind die Ergebnisse der CG—FFT Method, der prekonditionierten CG—FFT Method und der BiCG—FFT Method von dem Standpunkt aus der Genauigkeit, der Konvergenzgröße und der Durchführungszeit vergleicht.

Dr. Kocsis, F.—Marx, F.—dr. Solymosi, J.:

Spektrumabschätzung auf Grund eines Periodogramms unter Verwendung von Mikroprozessoren mit digitaler Signalverarbeitung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. Nr. 11.

Der Artikel beschreibt die für den digitalen Signalprozessor TMS32010 geschriebenen Programme für schnelle DFT-Moduln und die darauf aufgebaute Spektrumabschätzung. Die Zahlen der Punkte für die DFT sind N=64, 128 und 256 und die für die Spektrumabschätzung N=2048. Die erreichte maximale Frequenz der Signalverarbeitung ist 20,1 kHz in reeller Zeit. Die Fehleranalyse der Festkommaarithmetik wird auch gründlich behandelt.

Dr. Simon, Gy.:

Analoge Resonanzkreise für die Detektion harmonischer Impulse

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. Nr. 11.

Energiedetektoren sind ausser quadraturmultiplizierenden Anordnungen auch mit verlustfreien Resonanzkreisen zweiter Ordnung realisierbar. Aus der Analyse der Übergangssystemfunktionen ergeben sich die eindeutigen Vorteile solcher Lösungen für Hochfrequenzanwendungen. Proponiert wird auch die Anwendung der ungaraden Transformation. Nachfolgend werden die Verluste und Unstabilitäten theoretisch untersucht und auch ihre Auswirkungen auf die Detektionseigenschaften gegeben.

Dr. Lajtha, Gy.:

Bericht über der Zielsetzungen und Ergebnisse der WP/4 CCITT

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. Nr. 11

In der Einleitung beschreiben wir die Platz und die Aufgabe der XII. Studienkommission in der Organisation der CCITT. Hauptsächlich die Ausarbeitung der Prüfungen und der Empfehlungen, die den Gesichtspunkten der Anwender entsprechen sind betrachtet. Diese Fragen müssen für die Dauer eines längeren Zusammenlebens von analogen und digitalen Netzteilen beantwortet werden. Es werden ausserdem das „loudness rating“ und die Übersicht der Ursachen seiner Einführung erwähnt.

Lajkó, S.:

Bericht über das „Seminar für Planungsaspekten der Übertragung in der Übergangszeit des analog-digitalen, gemischten Netzes

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. Nr. 11.

Ein Gremium von namhaften Fachleuten beschäftigten sich in diesem Seminar mit der Methodik und Problemen der Netzplanung für die Übergangsperiode. Achtzehn Vorträgen gaben Informationen über die wichtigsten Einzelheiten der unter Bearbeitung sich befindlichen, neuen CCITT-Empfehlungen und über einigen Konzeptionen und Methoden der Postverwaltungen. Diese und die Diskussionen sind die Gegenstände dieser Artikel. Zwei weitere Vorträge werden getrennt in vollen Texten ausgegeben.

Gergely, S.:

Wertanalytische Arbeit in der Telefongyár

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. Nr. 11.

Die Verfasser setzen voraus, dass die geehrten Leser den Aspekt, die Methode der Wertanalyse und die allgemeinen Regeln der Team-Arbeit kennen. Deswegen erfolgen sich nur Hinweise auf diese in dem Artikel. Sie legen die Gestaltung der Wertanalytischen Arbeit in der Telefongyár und die bedeutenderen Erfolge erreicht in den letzteren Jahren dar. Aufgrund der Betriebserfahrungen der Wertanalytischen Arbeit kommen sie zu der Folgerung, dass der Eingriff in der Phase der Erzeugnissentwicklung das wirksamste ist. Die Praxis zeigt, dass die Wertanalyse mit entsprechender Leitungsunterstützung, mit der Ausgestaltung richtiges Anspornungssystems, mit der Leitung systemkennender, erfahrener Fachleute keine einmalige Aufloderung bei der Unternehmung sein kann.

* * *

Petre, P.—Zombory, L.:

Improvement of the rate of convergence of iteration techniques for calculating scattering parameters of planar periodically located patches

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. No. 11.

In this article two methods are shown to improve the rate of convergence of the Conjugate Gradient — fast Fourier transform (CG—FFT) method for analysing planar periodically located patches, and are compared to each other in different respects.

After formulating the physical model an operator equation is written to the induced surface current which is first solved by the CG—FFT method. Here the norm and the inner product are defined in detail. Then the principle of the preconditioning is discussed and a new method called Biconjugate Gradient—fast Fourier transform (BiCG—FFT) method is developed, and it is demonstrated that it gives much faster convergence than the original CG method. At the end of the paper results of the analysis of an infinite rectangular grid obtained by the CG—FFT, the preconditioned CG—FFT and the BiCG—FFT methods are given and compared according to precision, rate of convergence and running time.

Dr. Kocsis, F.—Marx, F.—dr. Solymosi, J.:

Periodogram based spectrum estimation by using digital signal processing microprocessor

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. No. 11.

Very fast discrete Fourier transform (DFT) modules (transform lengths are $N = 64, 128$ and 256) and a periodogram-type spectrum estimation program (the samples length is $N = 2048$ and the maximum real-time

signal frequency is $f_{max} = 20,1$ kHz) have been developed for an advanced, second generation digital signal processing microprocessor (TMS 32010). Effects of the finite register length arithmetic on the accuracy of the DFT programs are analyzed in detail.

Dr. Simon, Gy.:

Analog resonators for the detection of harmonic pulses

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. No. 11.

Energy detectors can be realized not only by quadrature multiplier structures but by lossless second-order resonators as well. The analysis of the transient system functions proves the advantages of such solutions for high-frequency applications. The possible use of the odd transform is mentioned, followed by the theoretical analysis of the losses and the instabilities and their effects on the detection properties are also given.

Dr. Lajtha Gy.:

Report of the Objectives and Results of CCITT WP XII/4

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. No. 11

In the introductory part the place and the task of SG XII in the organization of the C. C. I. T. T. will be discussed, here the preparation of recommendations and test methods are emphasized which corresponds the interest of the subscribers. These questions must now be answered for the time period of coexistence of analog and digital parts of the network. Further the „Loudness Rating” and the facts supporting the introduction of this new measure will be discussed.

Lajkó, S.:

Report on the „Seminar on Transmission Planning Aspects of Analogue-Digital Mixed Networks”, Boglarielle, May 12—14, 1987.

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. No. 11.

The notable speakers of this Seminar have dealt with the methods and problems of the network planning in the transit period. Eighteen papers highlighted the most important details concerning the newest CCITT Recommendations under preparation as well the concepts and planning methods of some Administrations. This report gives the contents of these papers and discussions. The text of two more lectures are presented here as companion papers.

Gergely, S.:

The work of value-analysis in the Telefongyár

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1988. No. 11.

The authors suppose, the estimated readers know the aspects, method of the work of value-analysis and the general rules of the team-work. It is the reason of only referring to these in the article. They make acquainted shortly with the formation of the work of the value-analysis in the Telefongyár and the more significant results reached in the last years. They come to the consequences on the base of the work-experiences, that the intervention is the most effective in the phase of the production-development. The practice shows, that the value-analysis can be not only a single burst at the enterprise with a suitable leader-aiding, shaping of proper stimulating system, guiding of method-knowing experienced experts.

HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Dr. Tófalvi Gyula. Szerkesztőség címe: Budapest V., Kossuth Lajos tér 6—8. 1055. Telefon: 531-027. Kiadja: a DELTA Szaklapkiadó és Műszaki Szolgáltató Leányvállalat, Budapest, Közraktár u. 4., 1093. Telefon: 175-200. Felelős kiadó: Budai Ferenc főigazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Hírlapelőfizetési és Lapellátási Irodánál (HELIR, Budapest, József nádor tér 1. 1900) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a HELIR 215—96 162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: fél évre 180,— Ft, egész évre 360,— Ft. Egyes szám ára 30,— Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: a „KULTÚRA” Külkereskedelmi Vállalat, H-1389 Budapest, Postafiók 149. és a Magyar Média, 1392 Budapest, Pf. 279. 86-253. Révai Nyomda Egri Gyáregység. Felelős vezető: Horváth Józsefné dr. 88 935.

HU ISSN 0018—2028
Index: 25 375