

HÍRADÁS- TECHNIKA

**A HÍRADÁS-
TECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET
LAPJA**

5



TARTALOM

DR. BOKOR ÁRPÁD: Jelek spektrális vizsgálata lineáris, variáns hálózatokban	129
GELEJI VILMOS—HENK TAMÁS: Domén-üzemű Gunn-oszcillátorok vizsgálata	134
EMG 71666 (Boglár Gyula)	141
PHAN VAN NHO: Két párhuzamos, különböző hosszú, egymástól eltolt szimmetrikus antenna kölcsönös impedanciájának számítása	142
KALMÁR GÁBOR—BALOGH BÉLÁNÉ: A TL 74... sorozatú áramkörök átváltási tranziensei	145
A híradástechnika első Eötvös Lóránd-díjasai	148
Pollák-Virág díjasaink	148
DR. MUELLER OTHMÁR: Villamos gyújtású robbantásoknál fellépő veszélyforrások híradástechnikai létesítmények közelében	149
Egyesületi hírek	152
Környezetállósági vizsgálatok. Penészállóság vizsgálata (Dr. Farkas Péterné)	153
HTE-közyűlés	154
Puskás Tivadar Emlékérmeseink	155
Lipcsei Vásár 1974	156
Könyvismertetés	157
Tartalmi összefoglalások	158
Обобщения	158
Zusammenfassungen	159
Summaries	159
Résumés	160

Operatív szerkesztő bizottság: BOGLÁR GYULA szerkesztő, BALOGH PÁL, DR. FLESCHE ISTVÁN, MAY PÉTER, DR. RUPPENTHAL PÉTER, DR. SÁRKÖZY GÉZA. — Szerkesztőségi és kéziratokkal kapcsolatos ügyekben felvilágosítást ad: SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ, 495—098.

Lapunk példányonként megvásárolható

az V., Váci u. 10. és V., Bajcsy-Zsilinszky út 76. szám alatti Hírlapboltokban

DR. BOKOR ÁRPÁD
BME Elméleti Villamosságtan Tanszék

Jelek spektrális vizsgálata lineáris, variáns hálózatokban

ÉTO 621.372.2:621.391.8

A lineáris, invariáns (időtől független paraméterű) hálózatok jelátvitelének vizsgálatában alapvető jelentőségű a spektrum módszer. Ennél a hálózatot a frekvenciafüggő átviteli karakterisztikával jellemezzük, és ennek ismeretében a különböző bemeneti jeleket Fourier-transzformáltjuk (spektrumuk) alapján a legdurvább közelítésben két csoportba osztjuk. Ha a bemeneti jel spektruma olyan frekvenciatartományra korlátozódik, amelyben az amplitúdó-karakterisztika állandónak, a fáziskarakterisztika lineárisnak tekinthető, akkor alakhú a jelátvitel, ellenkező esetben a hálózat eltorzítja a bemeneti jelet.

A továbbiakban azt az elvileg jelentős kérdést vizsgáljuk meg, hogyan terjeszthető ki ez a módszer variáns hálózatokra, ahol az elemeknek (vagy egy részüknek) a paramétere időben determinált módon változik. Kimutatjuk, hogy csak periodikusan változó paraméterű hálózatban lehet a jelátvitel jóságára kizárólag annak alapján válaszolni, hogy mely frekvenciatartományra korlátozódik a bemeneti jel (és ezen belül a spektrum tetszőleges). Erre az esetre megmutatjuk, hogyan lehet kijelölni az alakhú jelátvitel szempontjából megfelelő frekvenciatartományt.

1. A variáns hálózatok átviteli és kettős karakterisztikája

A változó paraméterű hálózatok jellemzésére több frekvencia-karakterisztika használatos [1], mi azonban csak kettőt veszünk át ezek közül.

Az egyik a variáns hálózat átviteli karakterisztikája, melynek definíciója az alábbi.

Ha a bemeneti jel: $x(t) = \hat{X}e^{j\omega t}$, $(-\infty < t)$ a kimeneti jel $j\omega$ -tól és t -től is függ (és $\hat{X}$ -szel arányos): $y(j\omega, t)$. Az átviteli karakterisztika:

$$G(j\omega, t) = \frac{1}{\hat{X}} e^{-j\omega t} y(j\omega, t). \quad (1)$$

Könnyen belátható, hogy ez a definíció invariáns hálózatra a közismert átviteli karakterisztikát adja.

(Lényeges, hogy „ $-\infty$ -ben bekapcsolt” bemeneti jelre vonatkozik a definíció.)

Az így definiált átviteli karakterisztikát jogosan tekinthetjük a variáns hálózat ún. hálózatjellemző függvényének, hiszen segítségével tetszőleges bemeneti jelhez tartozó kimeneti jel meghatározható. $X(j\omega)$ -val jelölve az $x(t)$ bemeneti jel spektrumát, tehát

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(j\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad (2)$$

a kimeneti jelet az

$$y(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(j\omega, t) X(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (3)$$

összefüggés adja, amelynek érvényessége az (1) definíció és a szuperpozíció elve alapján pontosan ugyanúgy látható be, mint az invariáns esetben érvényes, ennek megfelelő összefüggésé. Amíg azonban invariáns esetben a $G(j\omega) \cdot X(j\omega)$ szorzat éppen a kimeneti jel spektrumát adja, a (3) integrálban szereplő $G(j\omega, t) \cdot X(j\omega)$ szorzat nem lehet a kimeneti jel spektruma, hiszen t -től függ.

A bemeneti és kimeneti jel spektruma kapcsolatának meghatározására használjuk fel a másik frekvencia-karakterisztikát, amelyet kettős karakterisztikának fogunk nevezni, és ezen azt a $\bar{G}(j\omega, j\xi)$ függvényt értjük, amellyel az átviteli karakterisztika a következőképpen fejezhető ki:

$$G(j\omega, t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{G}(j\omega, j\xi) e^{j\xi t} d\xi, \quad (4)$$

vagyis $\bar{G}(j\omega, j\xi)$ a $G(j\omega, t)$ függvény t szerinti Fourier-transzformáltja.

A bemeneti jel $X(j\omega)$ és a kimeneti jel $Y(j\omega)$ spektrumának kapcsolata a kettős karakterisztika segítségével a következőképpen adható meg [1]:

$$Y(j\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{G}(j\omega - j\xi; j\xi) \cdot X(j\omega - j\xi) d\xi. \quad (5)$$

Az invariáns hálózat kettős karakterisztikája (4) alapján: $\bar{G}(j\omega, j\xi) = \delta(\xi)G(j\omega)$, (δ a megfelelő argumentumú Dirac-deltát jelöli). Ezt (5)-be helyettesítve az ismert $Y(j\omega) = G(j\omega) \cdot X(j\omega)$ összefüggést kapjuk a spektrumok kapcsolatára.

2. Periodikus változású hálózatok átviteli és kettős karakterisztikája; az együttható-karakterisztikák

A gyakorlati szempontból legfontosabb variáns hálózatok változása periodikus. Ezek $G(j\omega, t)$ átviteli karakterisztikája rögzített ω esetén az időnek periodikus függvénye, és a hálózat linearitása miatt a periodikus változás alapfrekvenciája a bemeneti jel frekvenciájától független (ezt a paraméterek változásának alapfrekvenciája determinálja). Szorítkozunk olyan periodikus változású hálózatokra, amelyek átviteli karakterisztikája bármely ω esetén Fourier-sorba fejthető:

$$G(j\omega, t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \gamma_k(j\omega) e^{jk\xi_0 t}, \quad (6)$$

ahol ξ_0 a hálózat változására jellemző alapkörfrekvencia.

A továbbiakban a $\gamma_k(j\omega)$ függvényeket együttható-karakterisztikáknak nevezzük. Ezek az invariáns hálózatok átviteli karakterisztikája általánosításának tekinthetők. Az invariáns hálózatra valamennyi együttható-karakterisztika azonosan nulla a nulla indexű kivételével, és $\gamma_0(j\omega) = G(j\omega)$.

Az együttható-karakterisztikák megmérése elvileg nagyon egyszerű. Ha ugyanis a ξ_0 alapkörfrekvenciával periodikusan változó paraméterű hálózat bemeneti jele: $x(t) = \hat{X} \cos \omega_0 t$, akkor (3) és (6) alapján belátható, hogy a kimeneti jel:

$$y(t) = \hat{X} \sum_{k=-\infty}^{\infty} |\gamma_k(j\omega_0)| \cos [(\omega_0 + k\xi_0)t + \arg \gamma_k(j\omega_0)] \quad (7)$$

Ugyanúgy amplitúdó- és fázisszögmérést kell tehát végezni, mint invariáns hálózatok átviteli karakterisztikájának megmérésekor; természetesen tetszőleges k index esetén is több, különböző ω_0 választással kell elvégezni a mérést.

Az amplitúdó-karakterisztikák számításakor a következőképpen járunk el. Tételezzük fel, hogy a bemeneti jel $x(t) = \hat{X} e^{j\omega_0 t}$. Ekkor (3) és (6) alapján a kimeneti jel:

$$y(t) = \hat{X} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \gamma_k(j\omega_0) e^{j(\omega_0 + k\xi_0)t}, \quad (8)$$

és ehhez hasonlóan valamennyi ág árama és feszültsége is $A_k e^{j(\omega_0 + k\xi_0)t}$ alakú komponensek összege lesz, ahol az A_k komplex amplitúdók ismeretlenek. Tegyük fel, hogy a hálózati paraméterek időtől való függése komplex Fourier-sorral adott. Ekkor az egyes elemek áramához és feszültségéhez tartozó komplex amplitúdók kapcsolata külön megadható, és minden elemre vagy csak az áram, vagy csak a feszültség komplex amplitúdói ismeretlenek. A harmonikus egyensúly elve alapján a különböző $\omega_0 + k\xi_0$ körfrekvenciájú komponensek komplex amplitúdóira minden k értékre külön-külön felírhatjuk a Kirchhoff-egyenleteket, így az ágak számával megegyező számú

komplex szám együtthatójú lineáris egyenletet kapunk minden frekvencián. Gyakorlatilag alkalmas n_1 -nél kisebb és n_2 -nél nagyobb k indexű együtthatókat nullának lehet tekinteni, így az ismeretlenek és a rendelkezésre álló egyenletek száma $(n_2 - n_1 + 1) \cdot b$, ahol b az ágak száma. Ezek közül ténylegesen csak a kimeneti jel komplex amplitúdóit kell kiszámítani, és (8) alapján ezeket $\hat{X}$ -szel osztva kiadódnak a $\gamma_k(j\omega_0)$ ($k = n_1, n_1 + 1, \dots, n_2 - 1, n_2$) értékek.

A számítást rendkívül áttekinthetővé és jól algoritmizálhatóvá teszi, ha az egyes elemekre (akár variáns, akár invariáns elemre) az áram és a feszültség komplex amplitúdóinak kapcsolatát mátrix alakban, az ellenállás- (vezetés-), induktivitás-, ill. kapacitásmátrix bevezetésével írjuk fel. Ezt nem részletezzük, ezen mátrixok fogalma, alkalmazása magyar nyelvű tankönyvben is megtalálható [3].

A periodikusan változó paraméterű hálózat kettős karakterisztikája (4) és (6) alapján az együttható-karakterisztikákkal a következőképpen fejezhető ki,

$$\bar{G}(j\omega; j\xi) = 2\pi \sum_{k=-\infty}^{\infty} \gamma_k(j\omega) \delta(\omega - k\xi_0), \quad (9)$$

ahol δ a megfelelő argumentumu Dirac-deltát jelöli, és ezt (5)-be helyettesítve megkapjuk a bemeneti és kimeneti jel frekvenciatartománybeli kapcsolatát:

$$Y(j\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \gamma_k(j\omega - jk\xi_0) \cdot X(j\omega - jk\xi_0), \quad (10)$$

ahol $X(j\omega)$ a bemeneti, $Y(j\omega)$ pedig a kimeneti jel spektruma.

3. A kettős karakterisztika egy általános szimmetriatulajdonsága

Mielőtt a spektrumok kapcsolatát megvizsgálánk, tisztázzuk azt a kérdést, van-e a kettős karakterisztikának olyan jellegű szimmetriája, mint az invariáns hálózatok $G(j\omega)$ függvényének, amelyre ismert módon $\tilde{G}(j\omega) = G(-j\omega)$ ($\sim$ konjugáltat jelöl).

Ebből a célból határozzuk meg a kimeneti jel spektrumát előbb $x_c(t) = \hat{X} \cos \omega_0 t$, majd $x_s(t) = \hat{X} \sin \omega_0 t$ bemeneti jelekre. Ezek spektrumát (5)-be helyettesítjük, majd felhasználva, hogy a valós időfüggvényű kimeneti jelek spektrumára $Y(j\omega) = \tilde{Y}(-j\omega)$ fennáll, azt kapjuk, hogy:

$$\bar{G}(j\omega_0; \omega - j\omega_0) = \tilde{\bar{G}}(-j\omega_0; -j\omega + j\omega_0) \quad (11)$$

Tekintve, hogy ennek az összefüggésnek bármely ω és ω_0 esetén igaznak kell lennie, a kettős karakterisztika minden esetben kielégíti a

$$\bar{G}(j\omega; j\xi) = \tilde{\bar{G}}(-j\omega; -j\xi) \quad (12)$$

feltételt.

Ennek alapján további vizsgálatainkat nem kell az ω és ξ változók teljes síkjára kiterjesztenünk, pl. az $\omega \geq 0$ félsíkra szorítkozva minden szükséges információt megkapunk. Belátható viszont, hogy (12)-höz hasonló kapcsolat $\bar{G}(j\omega; j\xi)$ és $\bar{G}(j\omega; -j\xi)$ között és ebből következően $\bar{G}(j\omega; j\xi)$ és $\bar{G}(-j\omega; j\xi)$ között általában nem áll fenn!

Az előzőkhöz hasonlóan látható be, hogy az átviteli

teli karakterisztikára igaz, hogy:

$$G(j\omega, t) = \tilde{G}(-j\omega, t) \quad (13)$$

az együttható-karakterisztikák pedig a

$$\gamma_k(j\omega) = \tilde{\gamma}_{-k}(-j\omega) \quad (14)$$

feltételt elégítik ki.

4. A spektrumok kapcsolatának vizsgálata

A bemeneti és kimeneti jel frekvenciatartománybeli kapcsolatát fogjuk megvizsgálni abból a szempontból, hogy a bemeneti jel és a kimeneti jel mely frekvenciájú komponenseit kapcsolja össze a kettős karakterisztika.

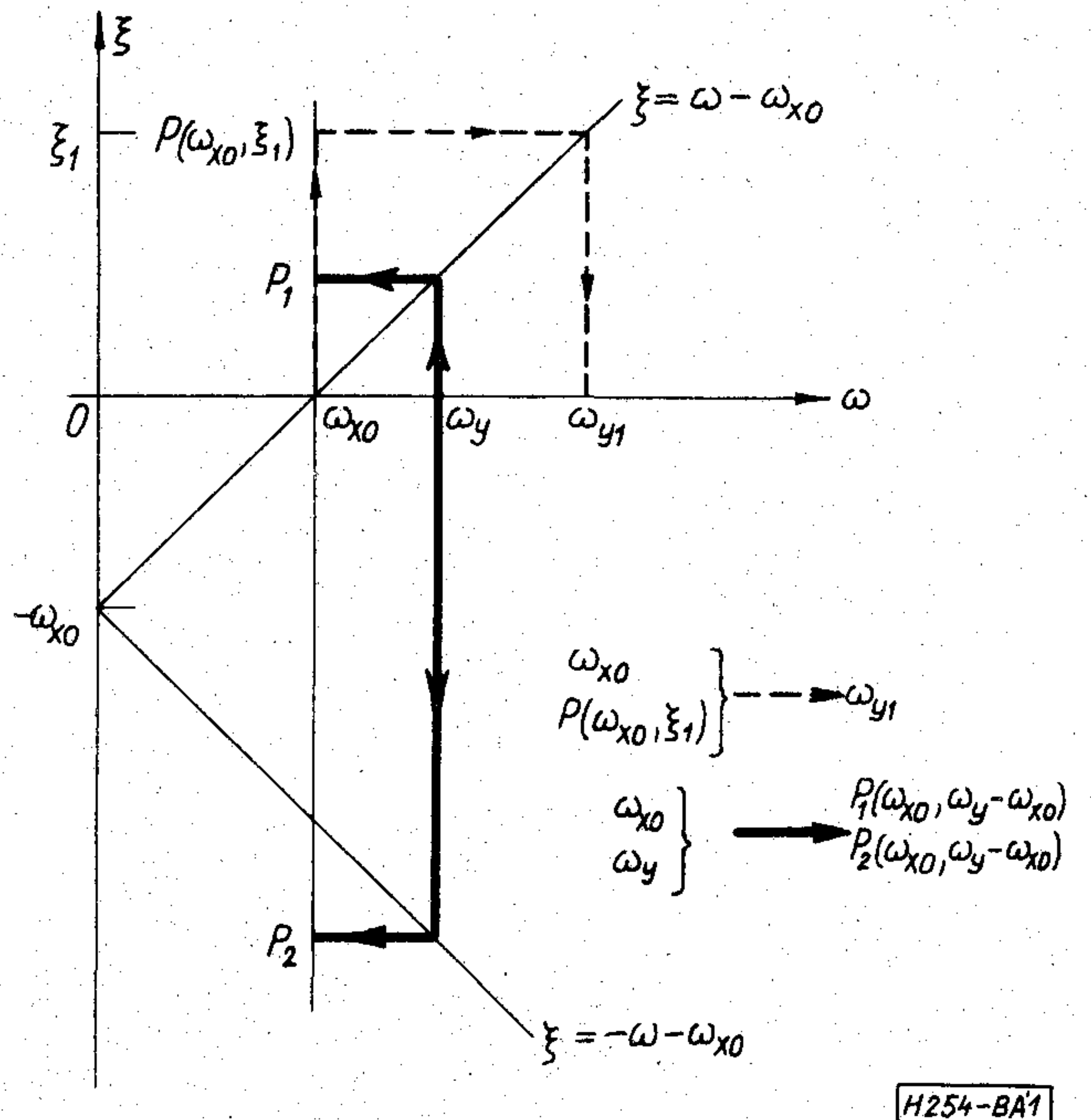
Az eddigi összefüggésekből kiderült, hogy a frekvenciatartományban a hálózat változásának legszembetűnőbb következménye, hogy egyetlen, ω_0 körfrekvenciájú szinuszos jelre is a kimeneti jel spektruma sok különböző frekvenciájú összetevőt tartalmaz. Ha pedig a bemeneti jel is különböző frekvenciájú összetevőkből áll, akkor a kimeneti jel valamely kiszemelt frekvenciájú komponensét általában nem egyetlen bemeneti jelkomponens hozza létre. A bemeneti jel spektruma egyrészt más tartományba tevődik át, másrészt kiterjed, szóródik, miközben a különböző bemeneti jelfrekvenciák egymásra lapolódnak.

Szemléltessük a frekvenciaszóródást, transzformálódást, a különböző bemeneti jelfrekvenciák egymásra lapolódását a kettős karakterisztika független változóinak koordinátarendszerében. Tételezzük fel egyelőre, hogy a bemeneti jel $x(t) = \hat{X} \cos \omega_{x0} t$ alakú. Ekkor a kimeneti jel spektrumának értéke valamely ω_y körfrekvencián (5) és (12) alapján:

$$Y(j\omega_y) = \frac{1}{2} [\tilde{G}(j\omega_{x0}; j\omega_y - j\omega_{x0}) + \tilde{G}(j\omega_{x0} - j\omega_y - j\omega_{x0})]. \quad (15)$$

Ebből láthatjuk, hogy az egyetlen ω_{x0} körfrekvenciájú bemeneti jel hatására mindazon ω_y körfrekvenciájú komponensek szerepelnek a kimeneti jelben, amelyekre akár az $\omega = \omega_{x0}$, $\xi = \omega_y - \omega_{x0}$, akár az $\omega = \omega_{x0}$, $\omega = -\omega_y - \omega_{x0}$ helyen a kettős karakterisztika 0-tól különbözik. Az 1. ábrán szemléltettük egyrészt: az $\omega - \xi$ síkon hogyan jelölhetők ki azon $P_1(\omega_{x0}; \omega_y - \omega_{x0})$, ill. $P_2(\omega_{x0}; -\omega_y - \omega_{x0})$ pontok, amelyekhez tartozó kettős karakterisztika érték meghatározza a kimeneti jel ω_y körfrekvenciájú komponensét, másrészt az ω_{x0} körfrekvenciájú bemeneti jel a kettős karakterisztika valamely (ω_{x0}, ξ_1) pontban felvett értékén keresztül mely ω_{y1} körfrekvenciájú kimenőjel-komponenshez járul hozzá. Innen következik, hogy ha a kettős karakterisztika $\omega = \omega_{x0}$ esetén ξ változójában a (ξ_1, ξ_2) sávra korlátozódik, az egyetlen bemeneti jel ω_{x0} körfrekvenciája az $\omega_{x0} + \xi_1 < \omega < \omega_{x0} + \xi_2$ sávba fog esni. Ezt a 2. ábrán szemléltettük (az alsó határ 0, amennyiben $\xi_1 < -\omega_{x0}$).

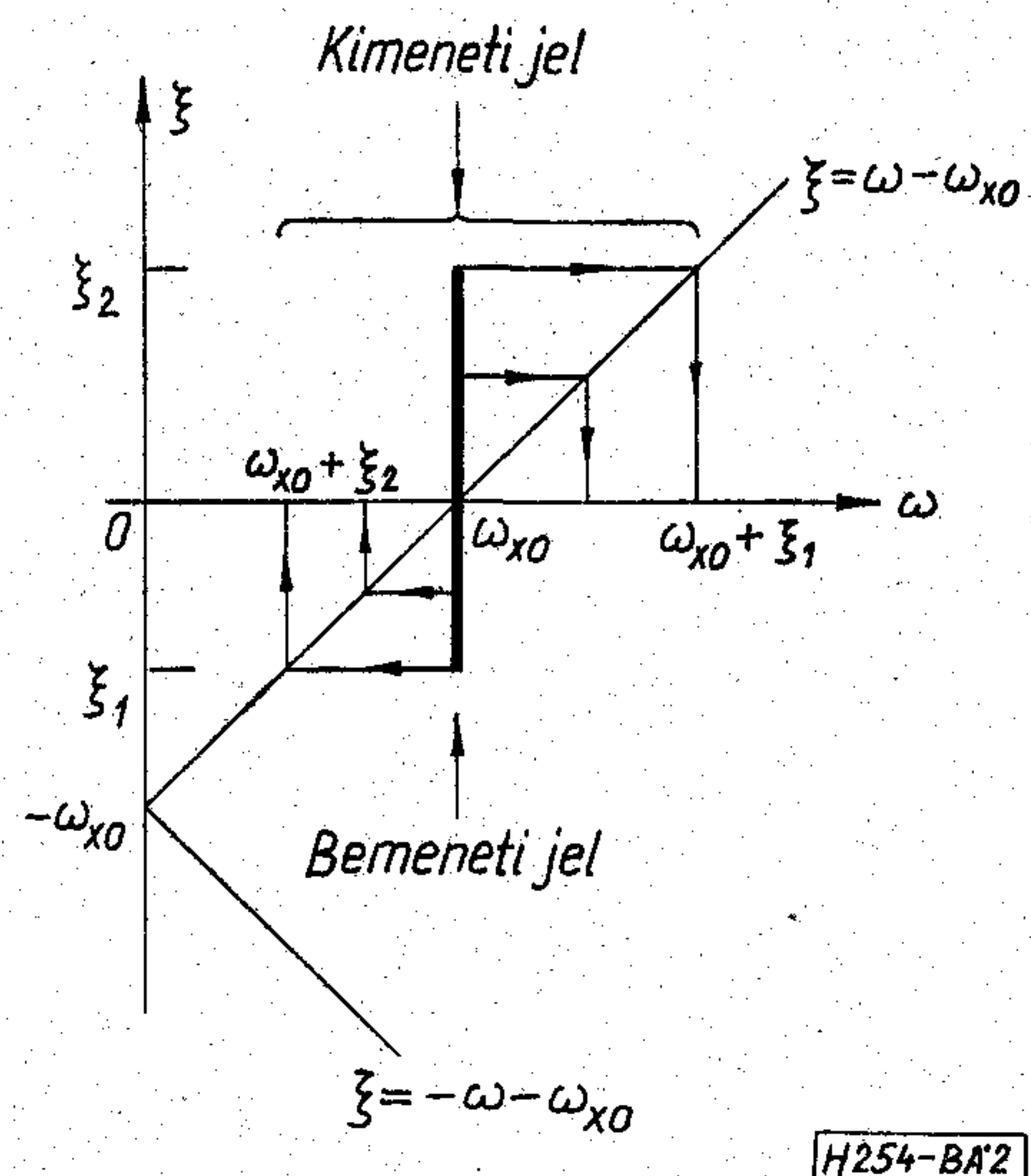
Periodikus változású hálózatoknál egyetlen ω_{x0} körfrekvenciájú bemeneti jelre diszkrét kimenőjelfrekvenciákat kapunk, így a frekvenciaszóródásnak periodikus változású hálózatokra konkretizált esete a frekvenciatranszformálás. A kettős karakterisztika $\omega = \omega_{x0}$ esetén csak a $\xi = k\xi_0$ értékekre különbözik



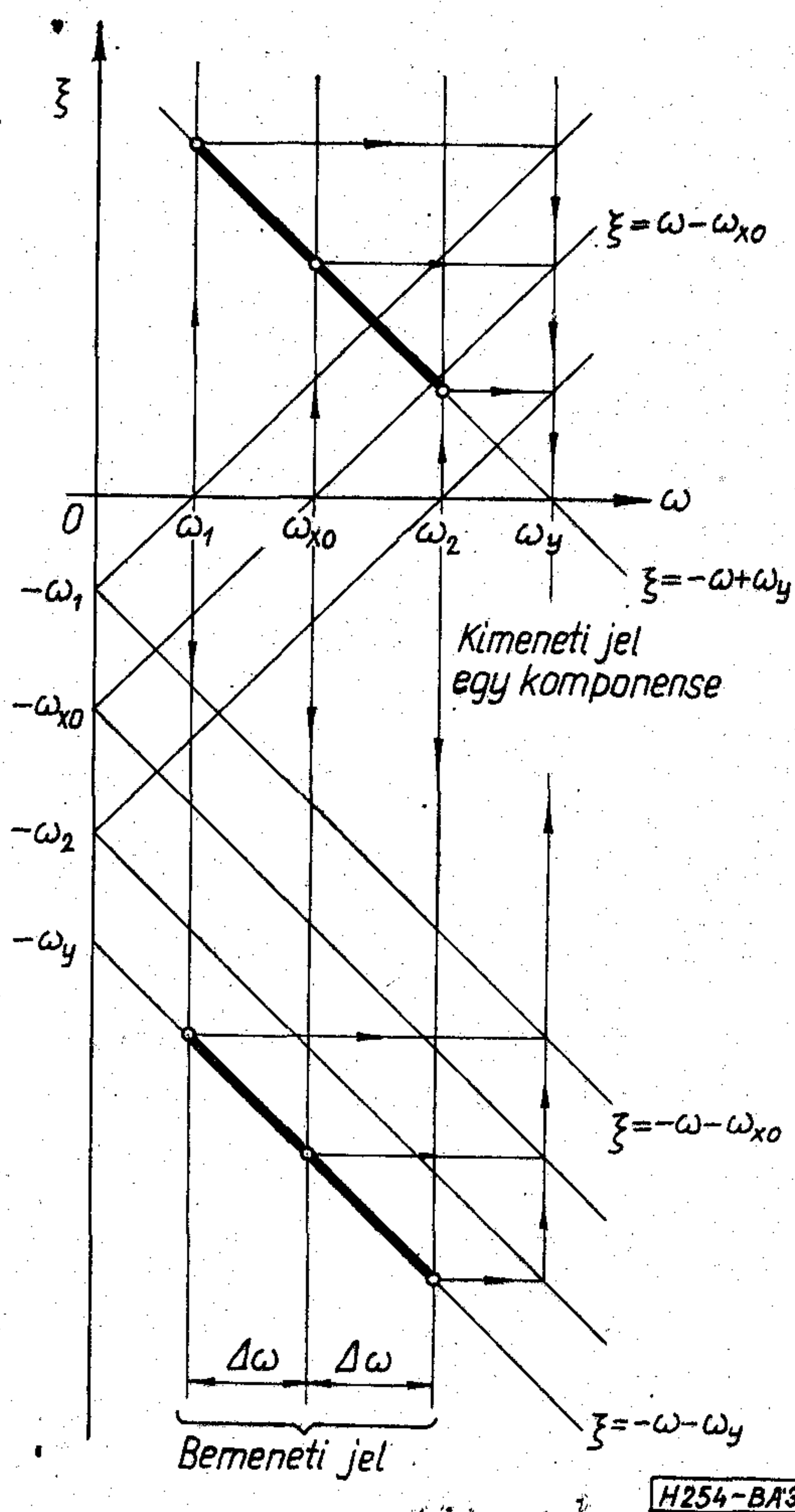
1. ábra. A bemeneti és kimeneti jelfrekvenciák kapcsolata

0-tól ($k=0, \pm 1, \pm 2, \dots$), ξ_0 a hálózat változására jellemző alap körfrekvencia, így az 1. ábra alapján az $\omega_{yk} = \omega_{x0} + k\xi_0$ kimenőjel-körfrekvenciák jelennek meg. Lehetséges, hogy a periodikusan változó paraméterű hálózathoz egy sáváteresztővel csatlakozva egyetlen kimenőjel-frekvenciát választunk ki. Látványosan így (a sáváteresztővel együtt) a periodikusan változó paraméterű hálózat az ω_{x0} bemenőjel-körfrekvenciát egy másik ω_{yk} értékre transzformálja. Ha pedig a bemeneti jel spektruma egy ω_{x0} körüli keskeny sávra korlátozódik, a kimeneti jelben ez ω_{yk} körüli frekvenciatartományba tevődik át.

Szemléltessük végül a különböző bemenőjel-frekvenciák egymásra lapolódását (3. ábra)! Legyen a bemeneti jel frekvenciatartománya az ω_{x0} körüli $2\Delta\omega$ szélességű sáv, $\omega_1 = \omega_{x0} - \Delta\omega$ és $\omega_2 = \omega_{x0} + \Delta\omega$. Ekkor (15) alapján mindazon ω_x körfrekvenciájú bemeneti jel hozzájárul a kimeneti jel egy kiszemelt,



2. ábra. A bemeneti jelfrekvenciák szóródása



3. ábra. A bemeneti jelfrekvenciák egymásra lapolódása

ω_y körfrekvenciájú komponenséhez, amelyre a $\bar{G}(j\omega_x; j\omega_y - j\omega_x) + \bar{G}(j\omega_x; -j\omega_y - j\omega_x)$ összeg nem nulla. Az itt szereplő független változó pároknak megfelelő pontok a $\xi = -\omega + \omega_y$, illetve a $\xi = -\omega - \omega_y$ egyenesek azon pontjai, amelyekre $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_2$. Az egyenesek nevezetes pontjait az 1. ábra szerint lehet kijelölni. Itt az ω_y kimenőjel- és a jellegzetes $\omega_1, \omega_{x0}, \omega_2$ bemenőjel-körfrekvenciákat egymáshoz rendelő pontokat tüntettük fel.

Mindezekből látható, hogy variáns hálózatokban általában nem lehet válaszolni olyan kérdésre, hogy milyen frekvenciatartománybeli jelet visz át jól a hálózat. A bemenőjel-frekvenciák szóródása és egymásra lapolódása következtében elképzelhető, hogy valamely bemeneti jelet a hálózat alakhűen visz át, ugyanakkor egy másik bemeneti jelre, amely ugyanabba a frekvenciatartományba esik, de spektruma eltér az előzőétől, már nem tekinthető az átvitel alakhűnek. Általában tehát a bemeneti jel spektruma és nemcsak annak frekvenciatartománya szükséges a hálózatjellemező függvény mellett a jelátvitel jóságának eldöntésére. Ilyenkor a (3) vagy az (5) általános összefüggésnél többet nem tudunk mondani a hálózatot leíró frekvenciafüggvények alapján. Gyakorlatilag ez az eset nem jelentős, ha a hálózat jelátvitelének jóságát vizsgáljuk, hiszen a kérdés általában nem egy konkrét bemeneti jel, hanem azonos frekvenciatartományba eső bemeneti jelek átvitelének jósága.

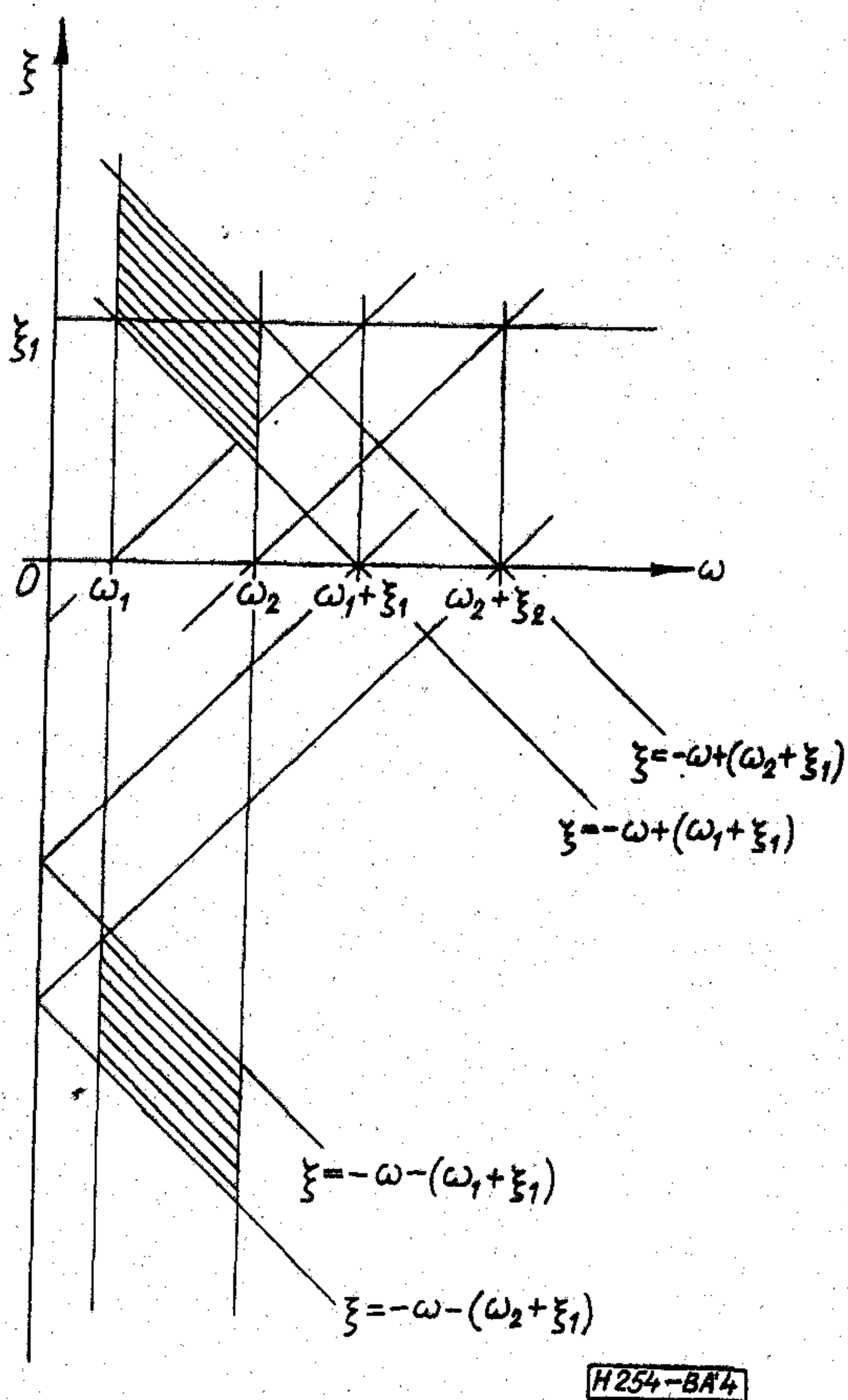
A bemeneti jel frekvenciatartományának ismerete (a spektrum helyett) csak akkor lehet elegendő, ha a variáns hálózat olyan speciális változású, hogy a bemeneti jel egy komponenséhez csak egy kimenőjel-komponens tartozik és megfordítva, egy kimenőjel-komponens csak egyetlen bemenőjel-komponens hoz létre. Ezután egyértűnek fogjuk nevezni azt a frekvenciatranszformációt, amelynél egy kimenőjel-komponens csak egyetlen bemenőjel-komponens hoz létre és egyértékűnek, ha egy bemenőjel-komponenshez egyetlen kimenőjel-komponens tartozik.

Az egyértékűségből esetleg engedni lehet. Több, egymástól elegendően elkülönülő kimeneti jelsáv esetén ki lehet szűrni a megfelelőt, amelyen belül a bemeneti és kimeneti jelfrekvenciák kapcsolata kölcsönösen egyértelmű. Ha azonban az egyértékűség eleve nem teljesül, a kimeneten nem lehet kiszűrni a spektrum alkalmas részét.

5. A kölcsönösen egyértelmű frekvenciatranszformáció feltétele

A gyakorlat igényeinek megfelelően szorítkozzunk sávkorlátozottnak tekinthető bemeneti jelekre: legyen ω_{x0} és $\Delta\omega_x$ olyan, hogy a bemeneti jel spektruma zérus, ha $\omega < \omega_1 \equiv \omega_{x0} - \Delta\omega_x$, ill. $\omega > \omega_2 \equiv \omega_{x0} + \Delta\omega_x$. A $[0, \Delta\omega_x]$ tartományra korlátozódó bemeneti jelspektrumot is megengedjük, a következtetések értelemszerűen alkalmazhatók ebben az esetben is.

Tegyük fel ezután, hogy a kettős karakterisztika abszolút értéke csak az $[\omega_1, \omega_2]$ sávban és a $\xi = \xi_1$ helyen számottevő. Ebből az következik, hogy a bemeneti jel $[\omega_1, \omega_2]$ sávja a kettős karakterisztika $\xi = \xi_1$ és $\omega_1 < \omega < \omega_2$ relációkkal adott pontokban felvett értékén keresztül átranszformálódik a $[\xi_1 + \omega_1, \xi_1 + \omega_2]$ sávba. Ha azonban a kettős karakterisztika abszolút értéke nemcsak a $\xi = \xi_1$ helyen, hanem ξ_1 környezetében (pl. a $\xi_1 - \Delta\xi < \xi < \xi_1 + \Delta\xi$ sávban) is számottevő, akkor az egyes kimenőjel-komponensekhez rendre a többi bemenőjel-komponens is hozzá tud járulni, a frekvenciatranszformáció nem lesz egyértű. Az egyértékűség biztosítása céljából a kettős karakterisztikára kell előírást tenni: értéke legyen elhanyagolhatóan kicsiny megfelelő (ω, ξ) értékpárookra. A megfelelő értékpárok a 4. ábrán vázolt vonalkázott tartományokhoz tartoznak. E tartományokat a következő megfontolással kapjuk. A 3. ábrán láttuk, hogy valamely ω_y körfrekvenciájú kimenőjel-komponens létrehozásában a kettős karakterisztikának a $\xi = -\omega + \omega_y$ és a $\xi = -\omega - \omega_y$ egyenesek $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_2$ relációknak eleget tevő pontokban felvett értékei vesznek részt, méghozzá éppen a pontok ω koordinátáinak megfelelő bemenőjel-körfrekvenciák transzformálódnak ω_y értékre. Esetünkben az ω_1 bemenőjel körfrekvenciát a $\bar{G}(j\omega_1; j\xi_1)$ érték „vitte át” $\omega_1 + \xi_1$ értékre, tehát a $\xi = -\omega + (\omega_1 + \xi_1)$ és a $\xi = -\omega - (\omega_1 + \xi_1)$ egyenesek $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_2$ relációknak eleget tevő pontjaiban — kivéve az $(\omega_1; \xi_1)$ pontot — a kettős karakterisztikának nullának kell lennie, hogy a többi bemeneti jelkomponens ne tudjon hozzájárulni az $\omega_1 + \xi_1$ körfrekvenciájú kimenőjel-komponenshez. Az ω_2 bemenőjel- és az $\omega_2 + \xi_1$ kimenőjel-körfrekvenciát $\bar{G}(j\omega_2; j\xi_1)$ kapcsolja össze. A kettős karakterisztikának a $\xi = -\omega + (\omega_2 + \xi_1)$ és a



4. ábra. Az egyrétű frekvenciatranszformáció szempontjából tiltott tartományok

$\xi = -\omega - (\omega_2 + \xi_1)$ egyenesek $\omega_1 < \omega < \omega_2$ -nek megfelelő pontjaihoz tartozó karakterisztika értékei a többi bemeneti jel körfrekvenciát transzformálják ugyanezen $\omega_2 + \xi_1$ értékre, hacsak nem zérus az értékük. Ezután beláthatjuk, hogy az $\omega_1 + \xi_1$ és az $\omega_2 + \xi_1$ közé eső kimenőjel-körfrekvenciák egyrétűsége azon múlik, hogy az ábrán bejelölt tartományokban a kettős karakterisztika zérus legyen, kivéve természetesen az $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_2$ és $\xi = \xi_1$ relációknak eleget tevő pontokat.

Fentiekből viszont (5) alapján az következik, hogy csak akkor kapunk azonosan nullától eltérő kimeneti jelspektrumot, ha a kettős karakterisztika ξ -től való függésében egy $\delta(\xi - \xi_1)$ tényező szerepel (az integrandus valamelyik tényezője ugyanis zérus az egész integrálási tartományon, kivéve a $\xi = \xi_1$ helyet). Fizikailag ez periodikus változást jelent, ahol a hálózat változásának alap- vagy valamelyik felharmónikus körfrekvenciája ξ_1 .

Megállapíthatjuk, hogy az invariáns hálózatoknál alkalmazott spektrum módszer, amelynél a bemeneti jel frekvenciatartománya alapján állapítható meg a jelátvitel jósága, csak a periodikusan változó paraméterű hálózatokra terjeszthető ki. A gyakorlatban a változó paraméterű hálózatmodellel tárgyalható áramköröknél (parametrikus erősítő, keverő, amplitúdó modulátor) a hálózat változása periodikus, és az egyrétű frekvenciatranszformáció eleve biztosított.

Ha a kettős karakterisztikának a $\xi_1 = 0$ -hoz tartozó $\delta(\xi)$ szorzót tartalmazó összetevője szabja meg alapvetően a bemeneti és kimeneti jel kapcsolatát, akkor a bemeneti jel spektruma és a kimeneti jel spektru-

mának kiválasztott része azonos frekvenciatartományba esik. Az alakhű jelátvitelnek (10) alapján az a feltétele, hogy a $\gamma_0(j\omega)$ együttható-karakterisztika abszolút értéke állandó, szöge lineáris legyen a bemeneti jel spektrumának frekvenciatartományában.

A kölcsönösen egyértelmű frekvenciatranszformáció akkor is fennállhat, ha a kettős karakterisztika $\xi = m\xi_0$ értékhez tartozó $\delta(\xi - m\xi_0)$ tényezőt tartalmazó összetevője „létesíti” a lényeges átvitelt. Ilyenkor azonban (10)-ből láthatóan a bemeneti és a kimeneti jel spektrumának frekvenciatartománya különböző, így csak a spektrum alakhű átviteléről lehet szó, és az alakhű jelátvitelhez egy újabb frekvenciatranszformáció szükséges. A gyakorlatban $m = 1$ vagy -1 , de az amplitúdómodulátor lineáris variáns hálózat modelljében az $m = 1$ és -1 indexű sáv együtt adja a hasznos kimeneti jelspektrumot. Mindegyik esetben az egyrétű frekvenciatranszformáción túl az alakhű spektrumátvitelnek az a feltétele, hogy a megfelelő $\gamma_m(j\omega)$ együttható-karakterisztika abszolút értéke állandó, szöge lineáris legyen a bemeneti jel frekvenciatartományában.

Ha az egyrétű frekvenciatranszformációt ω_1 , ω_2 és ξ_0 értéke eleve nem biztosítja — akár megegyezik a két spektrum frekvenciatartománya, akár nem — a tiltott tartományok felett a kettős karakterisztikának elhanyagolhatóan kicsinek kell lennie.

6. Összefoglalás

Egy hálózat jelátvitelének a jóságát nem egy konkrét, hanem egy adott frekvenciatartományra korlátozó, ezen belül tetszőleges spektrumú bemenőjellel kapcsolatban kell eldönteni. Kimutattuk, hogy variáns hálózattal alakhű jelátvitel csak akkor lehetséges, ha a hálózat változása periodikus. A periodikusan változó hálózat jellemzésére az ún. együttható-karakterisztikákat vezettük be, és megmutattuk, hogy a megfelelő indexű együttható-karakterisztikák veszik át az invariáns hálózatok átviteli karakterisztikájának szerepét az alakhű jelátvitel vizsgálatában. Nagyon lényeges, hogy ezen túlmenően variáns hálózatokra egy további feltételnek is teljesülnie kell: a bemeneti és kimeneti jelfrekvenciák kapcsolatának egyértékűnek és egyrétűnek kell lennie.

IRODALOM

- [1] *Baghdady*: Lectures on Communication System Theory. McGraw-Hill, 1961.
- [2] *Kuh-Rohrer*: Theory of Linear Active Networks. Holden-Day, San Francisco, 1967.
- [3] *Géher*: Lineáris hálózatok. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1968.
- [4] *Fodor*: Lineáris rendszerek analízise. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1967.
- [5] *D'Angelo*: Linear Time-Varying Systems. Allyn and Bacon, Boston, 1970.
- [6] *Géher—Gonda*: Bevezetés az időben periodikusan változó hálózatok analízisébe. I. rész. Híradástechnika, XVII. évf. 5. sz. 129—137. old. 1966.
- [7] *Gonda*: Bevezetés az időben periodikusan változó lineáris hálózatok analízisébe. II. rész. Híradástechnika, XVII. évf. 8. sz. 232—236. old. 1966.
- [8] *Bozsóki*: Változó kapacitású, reflexiós típusú parametrikus erősítők tervezése. I. rész. Híradástechnika, XVII. évf. 8. sz. 225—231. old. 1966.
- [9] *Bokor*: Jelek spektrális vizsgálata lineáris variáns hálózatokban. Egyetemi doktori értekezés. BME, 1972.

Domén-üzemű Gunn-oszcillátorok vizsgálata

ETO 621.373.51

A Gunn dióda megjelenése a félvezetők alkalmazási területét tovább bővítette, számos mikrohullámú alkalmazásban lehetővé vált az eddig szokásos klisztron-oszcillátorok helyettesítése a kisebb teljesítmény és helyigényű Gunn-diódákkal [8].

Vizsgálataink alapvető céljaul tűztük ki, hogy:

- Elméleti megfontolásokra építve egy általánosan használható eljárást találjunk domén-üzemű Gunn-oszcillátorok teljesítmény szempontjából optimális beállításának meghatározására a dióda karakterisztikájának és egyes paramétereinek alapján (optimalizálás),
- egy adott domén-üzemű Gunn-oszcillátorról meg tudjuk határozni, milyen munkapontban rezeg (analízis).

E célok eléréséhez egyrészt a domén-üzemmódok szigorú rendszerezésére volt szükség. Segédeszközü a leíró függvények alapján a hely- és teljesítménygörbékét választottuk, melyek tulajdonságaira és törvényszerűségeire rámutattunk.

Jelölések

Itt ismertetjük a későbbiekben gyakrabban előforduló jelöléseket.

- f az oszcillátor frekvenciája,
- f' f -nek a domén áthaladási frekvenciára, $1/T_D$ -re, normalizált értéke,
- f_i az áramimpulzusok ismétlődési frekvenciája,
- I_T a küszöbfeszültséghez tartozó áram,
- I_V az $I(U)$ karakterisztika völgyárama, áramegység,
- q a harmonikus sorszáma, f és f_i viszonya,
- T_D domén áthaladási idő,
- T_i az áram periódusideje,
- U_B a dióda előfeszültsége,
- U_S kioltási feszültség,
- U_T a dióda küszöbfeszültsége, mely feszültségegyeséggént is szerepel. Az összes többi feszültséget erre normalizáltuk.

1. Elvi megfontolások és számítógépi eredmények

1.1 Bevezetés

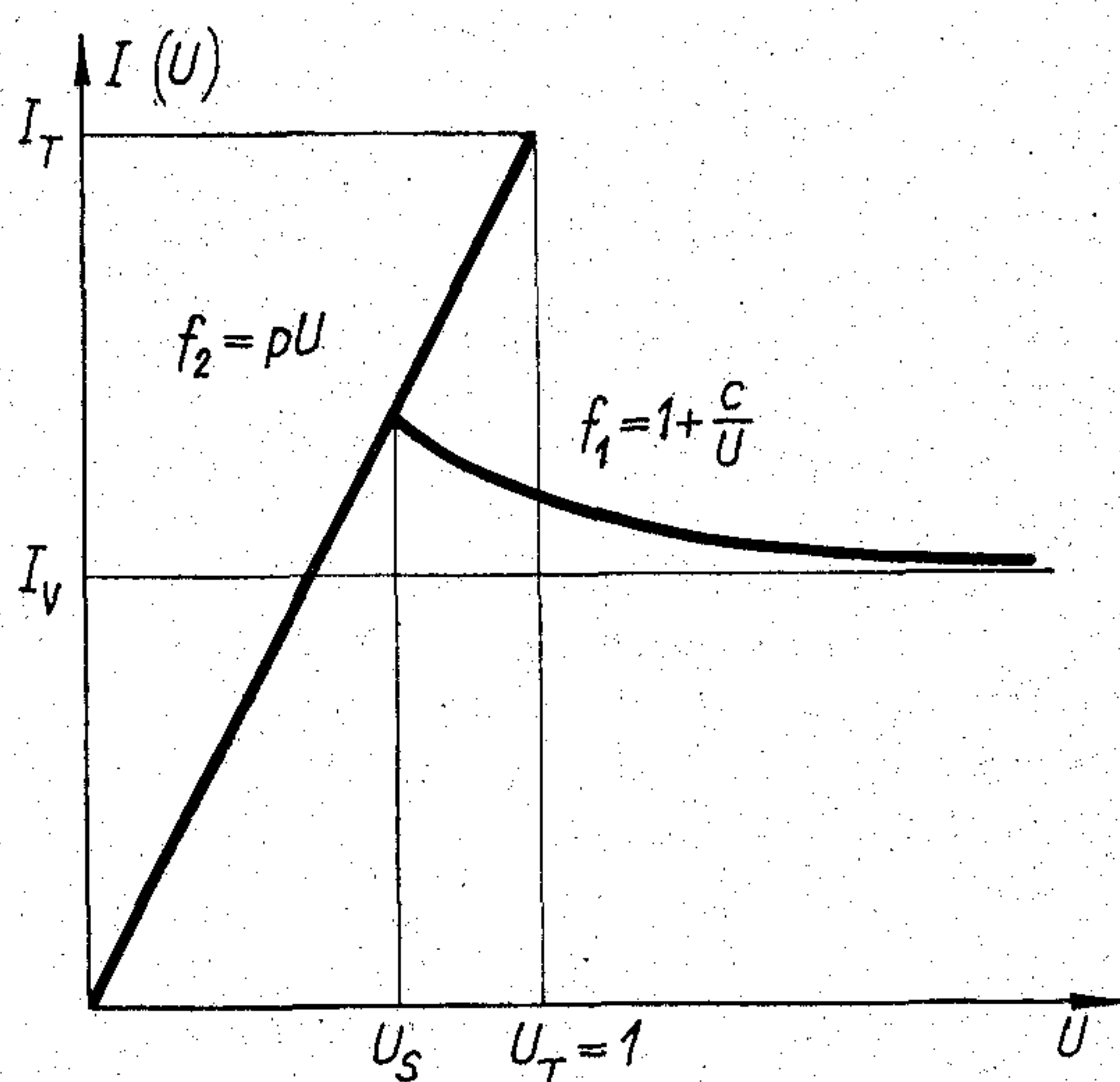
Mint ismeretes, n -típusú GaAs-kristályban a töltéshordozók sebességének térerősségfüggése $v(E)$, „N” alakú görbe [1], [2]. A $v(E)$ függvény ismeretében a Robrock által megadott módon [3] előállítható a dióda $I(U)$ áram-feszültség jelleggörbéje. Az $I(U)$ függvénynek hiszterézise van. Idealizált, ill. analitikus számításra alkalmas alakjaival több szerzőnél is találkozhatunk [1], [4], [5]. A későbbiek és illusztráció céljából a Hobson által adott változatot

mutatjuk be (1. ábra), analitikus vizsgálatainkat e jelleggörbe segítségével végeztük.

Ha a diódára egyenfeszültséget kapcsolunk, azt növelve kezdetben monoton (közel arányosan) növekvő áramot mérhetünk egészen az U_T küszöbfeszültség eléréséig. A katód, vagy annak környezetéből való doménkilépés bekövetkezésekor az áram lecsökken és mindaddig körülbelül azonos szinten marad, míg a domén jelen van a diódában. Ismét megnő az áram, ha a diódában haladó domén megérkezik az anódra, vagy ha a domént a feszültség U_S kioltási feszültség alá való csökkentésével elnyomjuk.

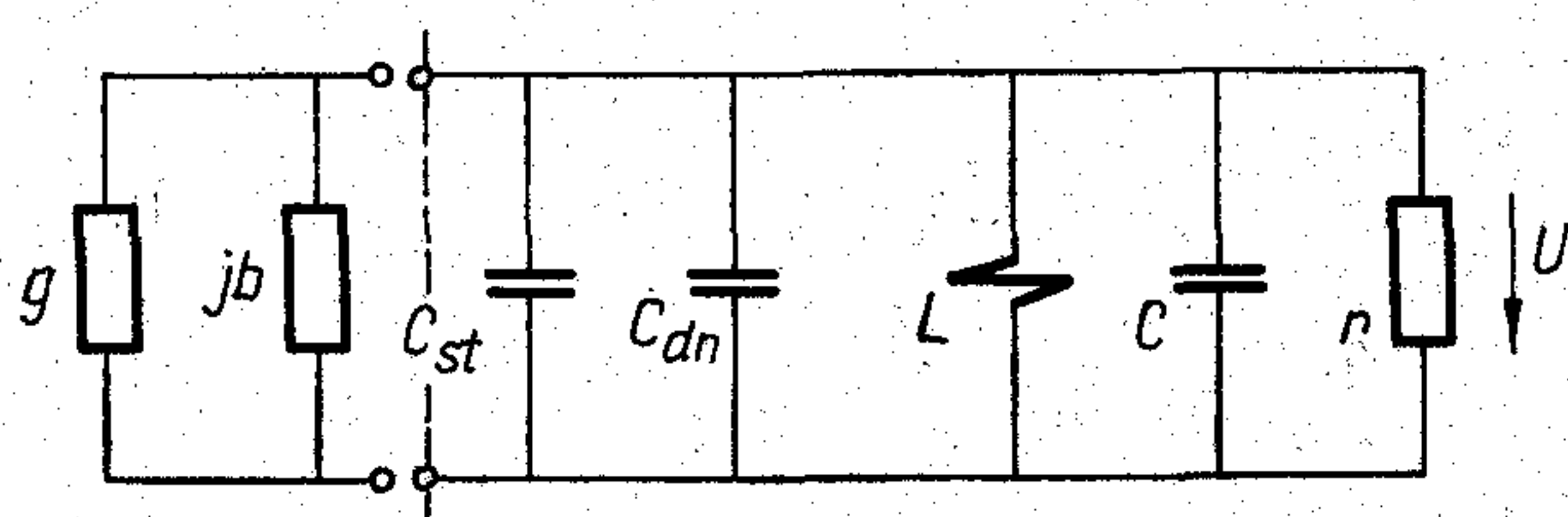
Meg kell jegyezni, hogy az áram-feszültség jelleggörbe használata együtt jár azzal a feltevéssel, hogy a domén keletkezésének, feloldódásának, ill. elnyomásának ideje elhanyagolható élettartamához képest. Ez az elhanyagolás kb. az X-sáv felső határáig engedhető meg.

A 2. ábrán L , C és r az oszcillátor beredukált terhelt üregrezonátorának helyettesítő képét adják. C_{st} és C_{dn} a dióda statikus, ill. doménkapacitása, a továbbiakban mindkettőt összevonjuk a rezonátort helyettesítő koncentrált elemekkel. A dióda vezérlését a diódára kapcsolt U_B előfeszültség és az erre



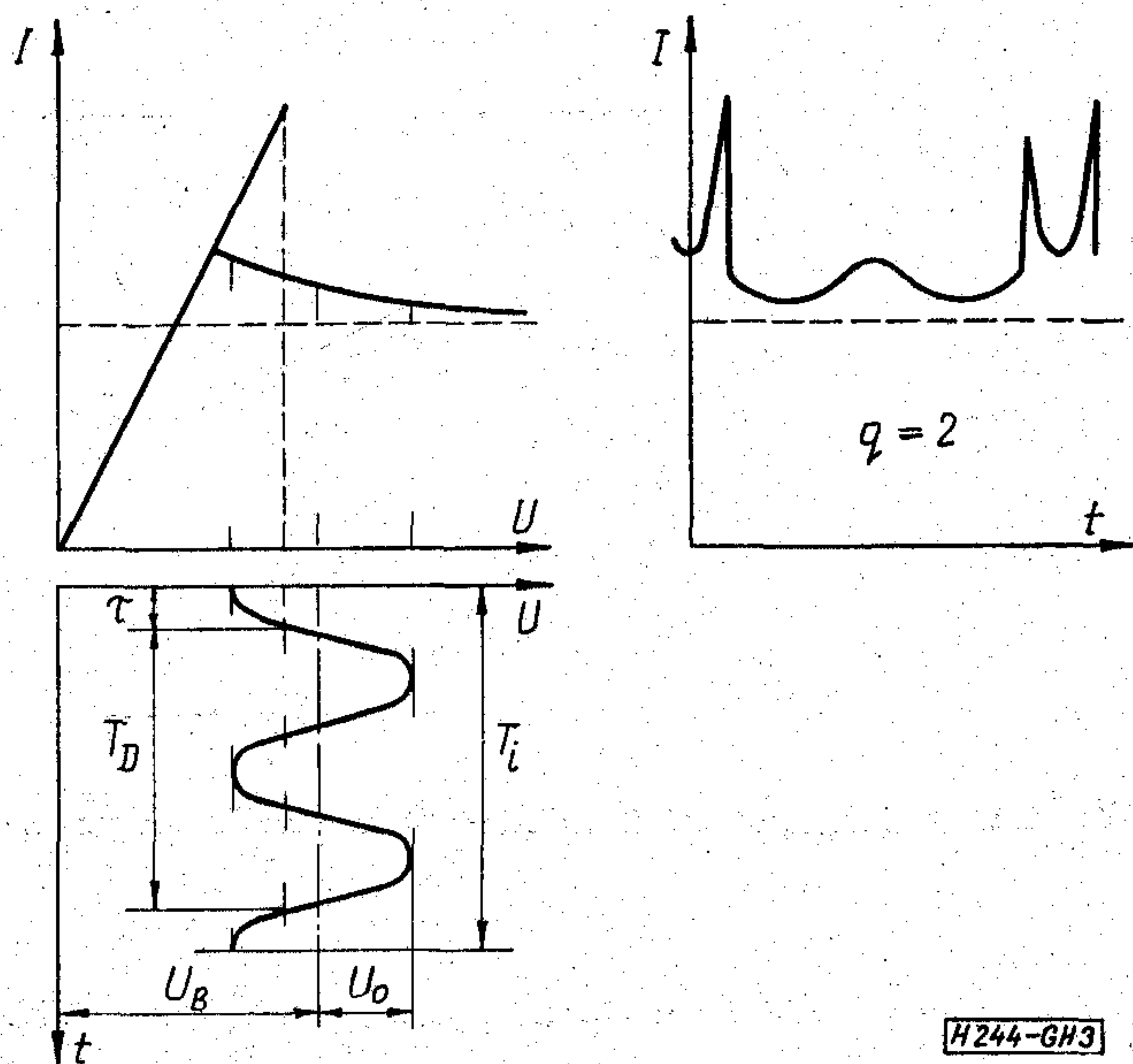
H244-GH1

1. ábra. Hobson $I(U)$ karakterisztikája



H244-GH2

2. ábra. Az oszcillátor helyettesítőképe



3. ábra. A nagyfeszültségű késleltetett üzemmód áramalakja és feszültségviszonyai

szuperponált, a rezonátor kapcsain jelentkező, U_0 amplitúdójú váltakozófeszültség adja. A rezonátor váltakozó feszültségét, ha terhelt jósági tényezője elegendően nagy, szinuszosnak vehetjük. Több harmonikussal való egyidejű vezérléssel pl. [6] foglalkozik. Nem vizsgáljuk az ún. többszörös domének esetét sem. Ezt a kérdést, azaz ha a diódában több domén jelenléte is megengedett, pl. [7] tárgyalja.

A dióda admittanciaszámításához tulajdonképpen az $I(U)$ karakterisztikához tartozó leírófüggvényt kell meghatározni: az áram Fourier-analízisét elvégezve a megfelelő harmonikus valós és képzetes részét állíthatjuk elő, melyeket a szinuszos feszültség U_0 amplitúdójával osztva kapjuk az eszköz $y = g + jb$ admittanciáját. Adott eszköznél y függvénye lesz

az U_B előfeszültségnek,
az U_0 amplitúdónak,
és az f frekvenciának.

Ezek függvényében vizsgálódva helygörbeseregek sorozatát állíthatjuk elő. E helygörbék jól rendszerezve lehetővé válik, hogy

i) képet kapjunk a dióda viselkedéséről, hangolási tartományáról, aktív vagy passzív voltáról.

ii) Ha adott egy rezgő oszcillátor, ismerve a diódát és beállítását, megmondhatjuk, milyen amplitúdóval és frekvencián történik a rezgés, hiszen ennek feltétele:

$$y_{\text{eszköz}} + Y_{\text{rezonátor}} = 0, \quad \text{vagyis} \quad -y_{\text{eszköz}} = Y_{\text{rezonátor}} \quad (1)$$

$y = -y_{\text{eszköz}}$ jelöléssel: $y(U_0, f) = Y_r(f)$. A munkapont megkereséséhez az adott eszköz (a dióda), adott U_B előfeszültséghez tartozó helygörbeseregére rá kell fektetni a rezonátor helygörbét és megkeresni azzal az $f = \text{állandó}$ eszköz görbéjével a metszéspontot, melynél a két görbe frekvencia-paramétere megegyezik.

iii) Ha a jelen munkában szintén tárgyalt teljesítménygörbék alapján megállapítjuk, milyen U_B , U_0 ,

f paraméterű pontokat célszerű választani a maximális teljesítmény elérése érdekében, a helygörbék alapján előírhatjuk a rezonátor optimális admittanciáját.

1.2 Domén üzemi Gunn-oszcillátorok üzemmódjainak vizsgálata a vázolt modell alapján

A feszültségviszonyoktól, ill. attól függően, hogy a diódán átfolyó áramimpulzus a domén elnyomásának, vagy feloldódásának a következménye, meg kell különböztetnünk az oszcillátor üzemmódjait.

1.21 Késleltetett üzemmód

A domén áthaladásának ideje, a katódtól az anódig T_D . Számításainkban a feszültségfüggés elhanyagolásával T_D -t állandónak vettük. A késleltetett üzemmód működési határait a 3. és 4. ábra alapján állapíthatjuk meg. Hobson karakterisztikáját normalizált léptékekkel tüntettük fel. Az ún. csúcs-völgy viszony a küszöbáram és a doménés ág aszimptotájának hányadosa $p = I_T/I_V$, azaz számértéke a normalizálás következtében megegyezik I_T -vel. (I_V származtatására ld. pl. [4], [5].) A dióda sarkain lévő feszültség:

$$u(t) = U_B - U_0 \cos 2\pi q f t \quad (2)$$

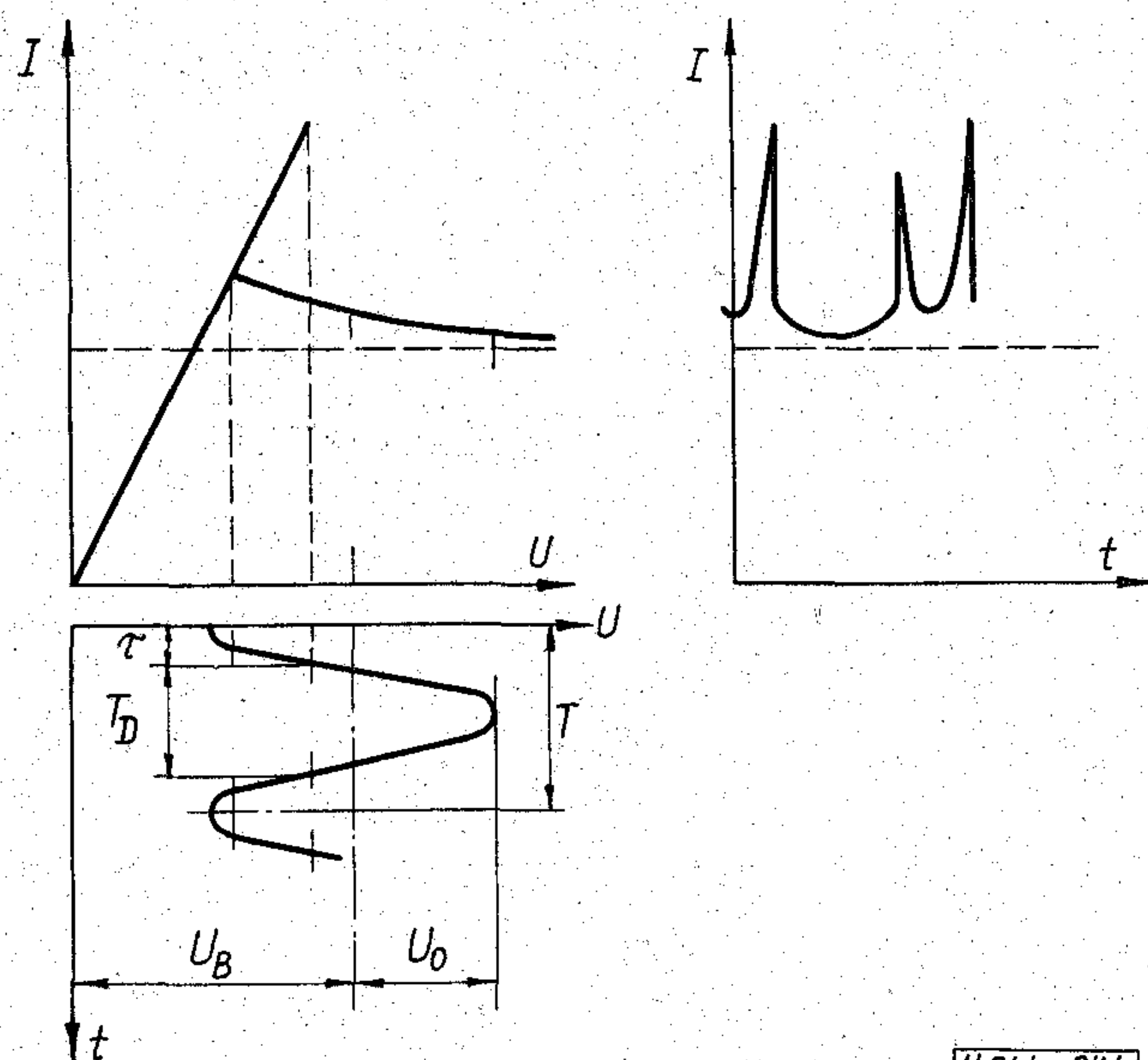
Attól függően, hogy a $t=0$ feszültségminimum-helyen $u(t)$ nagyobb, vagy kisebb, mint az U_S kioltási feszültség, megkülönböztetjük az ún. nagyfeszültségű és kisfeszültségű késleltetett üzemmódokat.

1.211 Nagyfeszültségű késleltetett üzemmód

Ez az eset látható a 3. ábrán. A dióda feszültsége $t=\tau$ időpontban éri el a küszöböt, ekkor lép ki a katódról.

$$\tau = \frac{1}{2\pi f_i q} \text{Arc cos } \frac{U_B - 1}{U_0} \quad (3)$$

Késleltetett üzemmódban a doménnek akkor kell az anódra érkeznie, amikor a feszültség pillanatértéke



4. ábra. A kisfeszültségű késleltetett üzemmód áramalakja és feszültségviszonyai

alatta van a küszöbnek. Ismételt megjelenése így késik, míg $u(t)$ újra eléri a küszöböt. Ezért az üzemmód határai:

$$\tau + T_D > T_i - \tau \quad (4)$$

és

$$T_D < T_i \quad (5)$$

Mivel a rezonátor feszültsége q -szoros frekvenciájú, ebben az üzemmódban az oszcillátor f frekvenciája a

$$\frac{q}{2\tau + T_D} < f < \frac{q}{T_D} \quad q = 1, 2, 3 \dots \quad (6)$$

tartományokba eshet. Későbbi formuláink egyszerűsítése érdekében q és b számításához válasszuk időegységként $t_e = T_i/2\pi$ -t. Ezzel $T'_i = \frac{T_i}{T_i/2\pi} = 2\pi$, azaz a periódusidőt „rögzítettük”. (Ezzel szemben a helygörbék vizsgálatánál más normalizálás lesz célravezető.) Mivel az oszcillátor különböző rezgési frekvenciáin T_D és T_i viszonya más, tehát itt T_D -t kell változónak tekintenünk, azaz:

$$T_D = T_i - 2w\tau \quad (7)$$

ill. az előbbi normalizálás szerinti alakban

$$T'_D = \frac{T_D}{T_i/2\pi} = \frac{T_D}{T_i} 2\pi = 2\pi \frac{T_i - 2w\tau}{T_i} = 2\pi - 2w\tau, \quad (8)$$

ahol miközben w 0-tól 1-ig változik, végigsöprünk a (6) által megszabott frekvenciatartományon. A g és b számításához felírt integrálokban a későbbiekben külön jelzés nélkül ezt a normalizálást fogjuk használni. A továbbiakban admittancia alatt mindig az $y = -y_e$ -t értjük, így

$$y = \frac{\int i \cos qt \, dt}{\pi U_0} - j \frac{\int i \sin qt \, dt}{\pi U_0}. \quad (9)$$

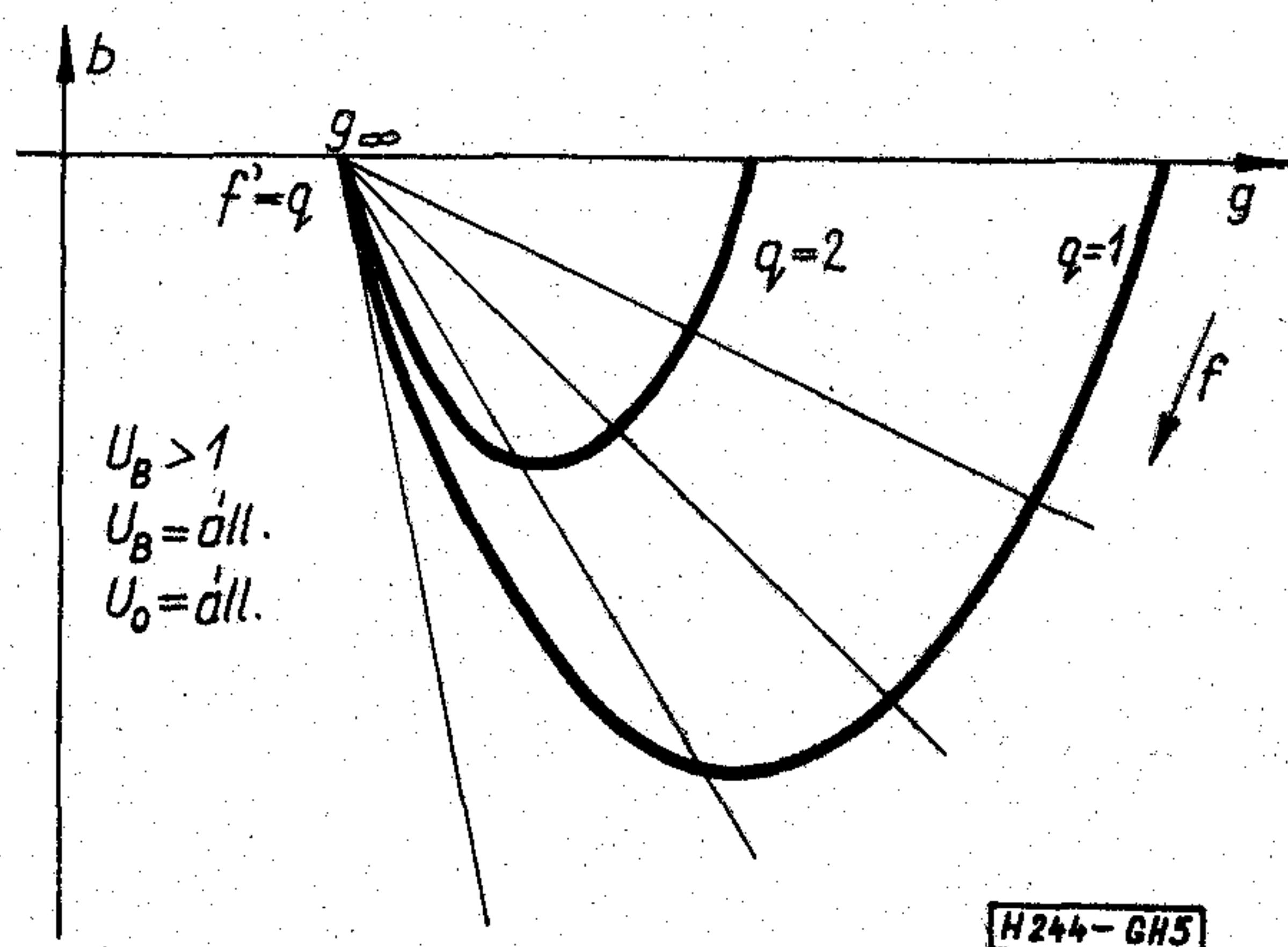
A két folytonos szakaszból álló $I(U)$ karakterisztika doménés szakaszát jelölje $f_1(U)$, domén

nélküli szakaszát pedig $f_2(U)$. Így g és b a következőképpen írható:

$$\begin{aligned} g &= \frac{1}{U_0\pi} \int_{\tau}^{\tau+2\pi} i(t) \cos qt \, dt = \\ &= \frac{1}{U_0\pi} \left[\int_{\tau}^{\tau+T_D} f_1(U_B - U_0 \cos qt) \cos qt \, dt + \right. \\ &\quad \left. + \int_{\tau+T_D}^{\tau+2\pi} f_2(U_B - U_0 \cos qt / \cos qt \, dt \right] \quad (10) \end{aligned}$$

és

$$\begin{aligned} b &= \frac{-1}{U_0\pi} \int_{\tau}^{\tau+2\pi} i(t) \sin qt \, dt = \\ &= \frac{-1}{U_0\pi} \left[\int_{\tau}^{\tau+T_D} f_1(U_B - U_0 \cos qt / \sin qt \, dt + \right. \end{aligned}$$



5. ábra. A nagyfeszültségű késleltetett üzemmód helygörbéi

$$+ \int_{\tau+T_D}^{\tau+2\pi} f_2(U_B - U_0 \cos qt / \sin qt \, dt \right]. \quad (11)$$

E kifejezések a frekvenciafüggést T_D -ben tartalmazzák.

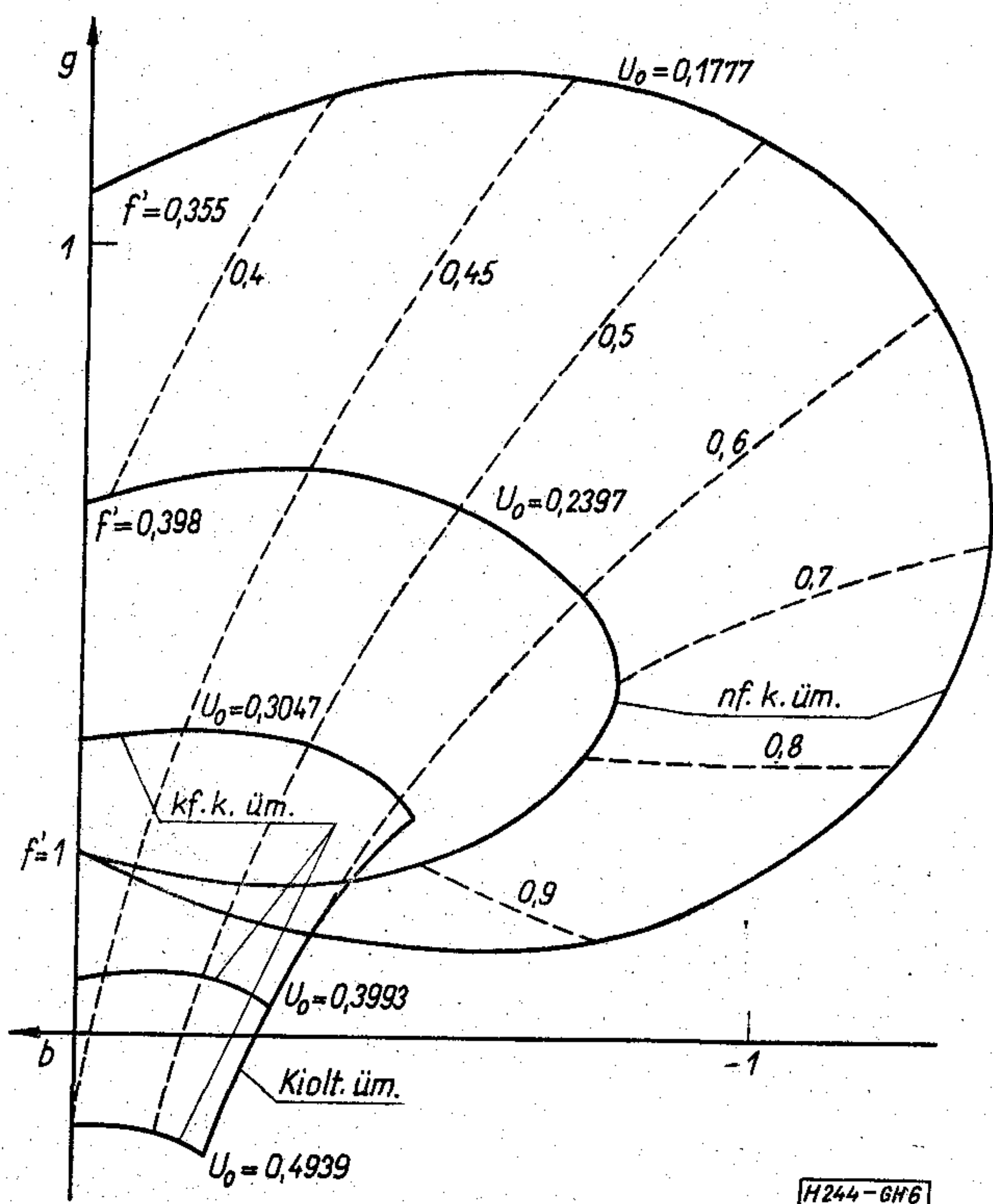
Az $f_1(U) = 1 + \frac{c}{U}$ és $f_2(U) = pU$ összefüggésekkel, tehát Hobson modelljével nyerhető g -re és b -re közöljük az analitikus eredményeket a 3.1 függelékben. Az így nyert $g(f)$ és $b(f)$ -et helygörbével ábrázolva kapjuk az 5. ábrát. A frekvenciatartományok felső határain $f=q$ -nak adódik. Vizsgáljuk először a $q=1$ esetet! A hangolhatóság határain az $I(U)$ karakterisztika által mutatott hiszterézis eltűnik. Az alsó határnál ugyanis a domén ugyanazon $u(t)$ -nél keletkezik és oldódik fel, a felső határhoz közeledve pedig a domén nélküli szakasz ideje tart 0-hoz. Ennek következménye, hogy a hangolási határokon a dióda admittancia képzetes része, $b=0$. A két határ között hiszterézis van, így ha f változik, $|b(f)|$ maximumot ér el.

A $g/f' = 1$ értéket a későbbiek miatt jelöljük g_∞ -el. Ha f' más természetes szám, a munkapont akkor is csak a doménés szakaszon van, tehát g_∞ minden különböző q -jú görbének közös pontja.

Vizsgáljuk meg a $q > 1$ eseteket is. Növekvő q -val a relatív hangolhatóság csökken, ha $q \rightarrow \infty$, a görbe ponttá zsugorodik. Ezen elméleti határesetben $T_D \rightarrow T_i$, azaz a teljes periódusidőben van domén, ez a pont a már bevezetett g_∞ , innen a ∞ index.

A 3.2 függelékben megmutatjuk, hogy a különböző q -hoz tartozó helygörbék hasonlósági helyzetben levő hasonló görbék és hasonlósági pontjuk g_∞ , valamint hogy a helygörbék megfelelő pontjainak g_∞ -tól való távolságai úgy aránylanak egymáshoz, mint a hozzájuk tartozó q -k reciprocai. Ebből már az is következik, hogy g_∞ -be a görbék azonos érintővel futnak be. Bebizonyítjuk azt is, hogy a g_∞ ponton átmenő, és a helygörbéket metsző egyenesek a helygörbék azonos törtrészi frekvenciaparaméterhez tartozó pontjait kötik össze, ha a frekvenciát $1/T_D$ -re normalizáljuk.

E megállapítások alapján a magasabb harmonikusokhoz tartozó helygörbék egyszerű szerkesztési eljárás



6. ábra. A dióda helygörbeserege Hobson modelljével, $U_B = 0,9222$ esetén ($U_g = 0,65$, $p = 2$, $c = 0,195$)

rással előállíthatók a $q=1$ paraméterű görbe ismeretében, mégpedig tetszőleges, két folytonos szakaszból álló $I(U)$ karakterisztika esetén. Ezért érdemes a q_∞ -ról külön megemlékezni.

1.212 Kisfeszültségű késleltetett üzemmód

Mint a 4. ábrán látható, itt $u(t)$ pillanatértéke U_s alá csökkenhet, természetesen csak a domének az anódra érkezését követően. Következménye ennek, hogy a rezonátor csak alapharmonikusan rezeghet, azaz hogy csak $q=1$ lehetséges. A működés határai itt a

$$\tau + T_D > T - \tau \quad (12)$$

és

$$\tau + T_D < T - \vartheta \quad (13)$$

egyenlőtlenségekből adódnak, ahol

$$\vartheta = \frac{1}{2\pi f} \text{Arc cos } \frac{U_B - U_S}{U_0}, \quad (14)$$

és τ megegyezik a (3)-ból számítottal. A frekvencia-tartomány tehát, melyben kifestültségű késleltetett üzemmódú működés lehetséges:

$$\frac{1}{2\tau + T_D} < f < \frac{1}{\tau + \vartheta + T_D} \quad (15)$$

Ez a sáv keskenyebb annál, mint amit a nagyfeszültségű késleltetett üzemmódnál kaptunk $q=1$ esetben. A frekvenciát a felső határra, vagy azon túl növelve, az oszcillátor kioltási üzemmódban működik tovább. Az $y=g+jb$ dióda-admittancia menete a 6. ábrán látható, a többi üzemmóddal együtt.

1.22 Kioltási üzemmód

Ebben az üzemmódban a domént, még az anódra érkezése előtt elnyomja az U_S kioltási feszültség alá csökkenő pillanatnyi feszültség. A domén nem halad végig a diódán, élettartama tehát rövidebb, mint a késleltetett üzemmódokban volt. Ennek megfelelően, a diódajellemzőnek tekintett T_D itt csak az alsó frekvenciahatárt szabja meg:

$$\tau + T_D > T - \vartheta \quad (16)$$

azaz

$$f > \frac{1}{\tau + \vartheta + T_D}, \quad (17)$$

ahol τ és ϑ megegyezik a késleltetett üzemmódnál bevezetettel. A felső frekvenciahatár a dióda hosszának kihasználása (a domén élettartamának viszonya T_D -hoz) és az itt elhanyagolt doménkeletkezési és elnyomási idők határozzák meg, ezzel nem foglalkoztunk. Kezelésükről lásd pl. [9], [10].

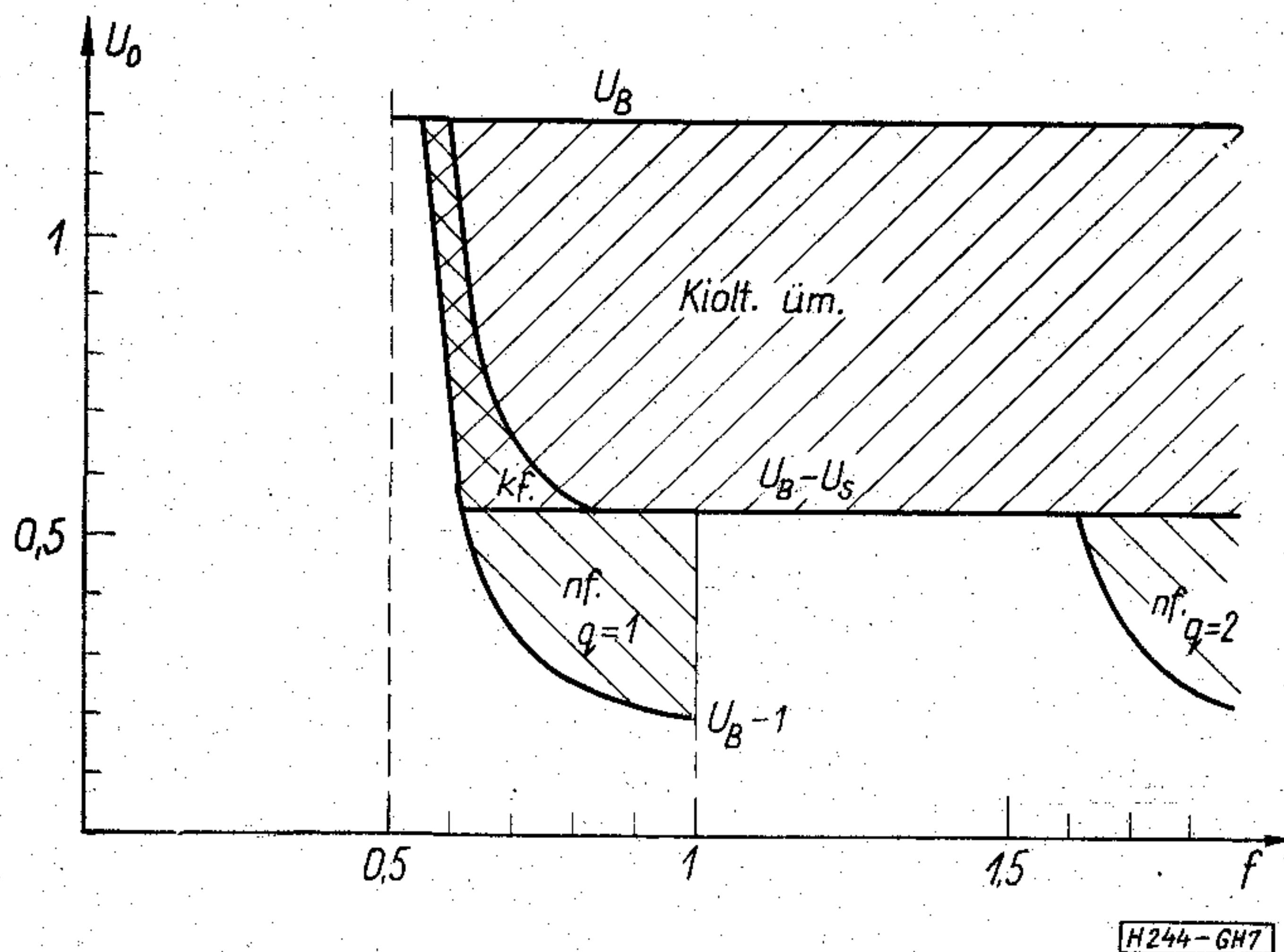
Eltérően a késleltetett üzemmódtól itt $y = g + jb \neq y(f)$, mivel az áramimpulzusok alakja nem frekvenciafüggő (nincs kötött T_D). Így a kioltási üzemmód helygörbéje rögzített előfeszültség mellett egyetlen vonal, mely egyúttal a kisfeszültségű késleltetett üzemmód határgörbéje is. A 6. ábrán ezt a késleltetett üzemmód helygörbeseregével együtt tüntettük fel, egy rögzített előfeszültségnél.

1.23 Az üzemmódok összefoglalása

Az előzőekben áttekintettük az üzemmódokat egyenként. Felírtuk frekvenciahatáraikat, nem említettük ugyan, hogy ezek, a bennük szereplő τ -on, ill. θ -n keresztül feszültségfüggők. A feszültségfüggés részletesebb vizsgálatával áttekinthetőbbé tehetjük az egyes üzemmódok egymással való kapcsolatát. Az így kapott eredményeket jól használhatjuk majd az oszcillátorok teljesítménymaximumának keresésénél is. Az üzemmódhatárok (6, 15, 17) egyenleteit átalakítva és ábrázolva az eredményeket a 7. és 8. ábra mutatja.

1.3 A helygörbék összefoglalása

Ezek a vizsgálatok elsősorban Hobson modelljére vonatkoznak. A 6. ábra alapján jól látható, hogy a



7. ábra. Az oszcillátor működési határai $U_R > 1$ esetén

kisfeszültségű késleltetett üzemmód helygörbéi a nagyfeszültségű késleltetett üzemmód helygörbe sorozatának folytatásaként adódnak. A szűkebb, felfelé korlátozott hangolási tartománynak megfelelően, jellegük a nagyfeszültségű görbék kezdeti szakaszához hasonló. A 6. ábrába berajzoltuk az azonos frekvenciájú pontokat összekötő görbét is. E görbék felutnak a kioltási üzemmód helygörbéjére is, de itt már csak az alsó frekvenciahatárt jelentik. A helygörbék jól mutatják, hogyan mennek át az egyes üzemmódok egymásba.

1.4 Teljesítménygörbék

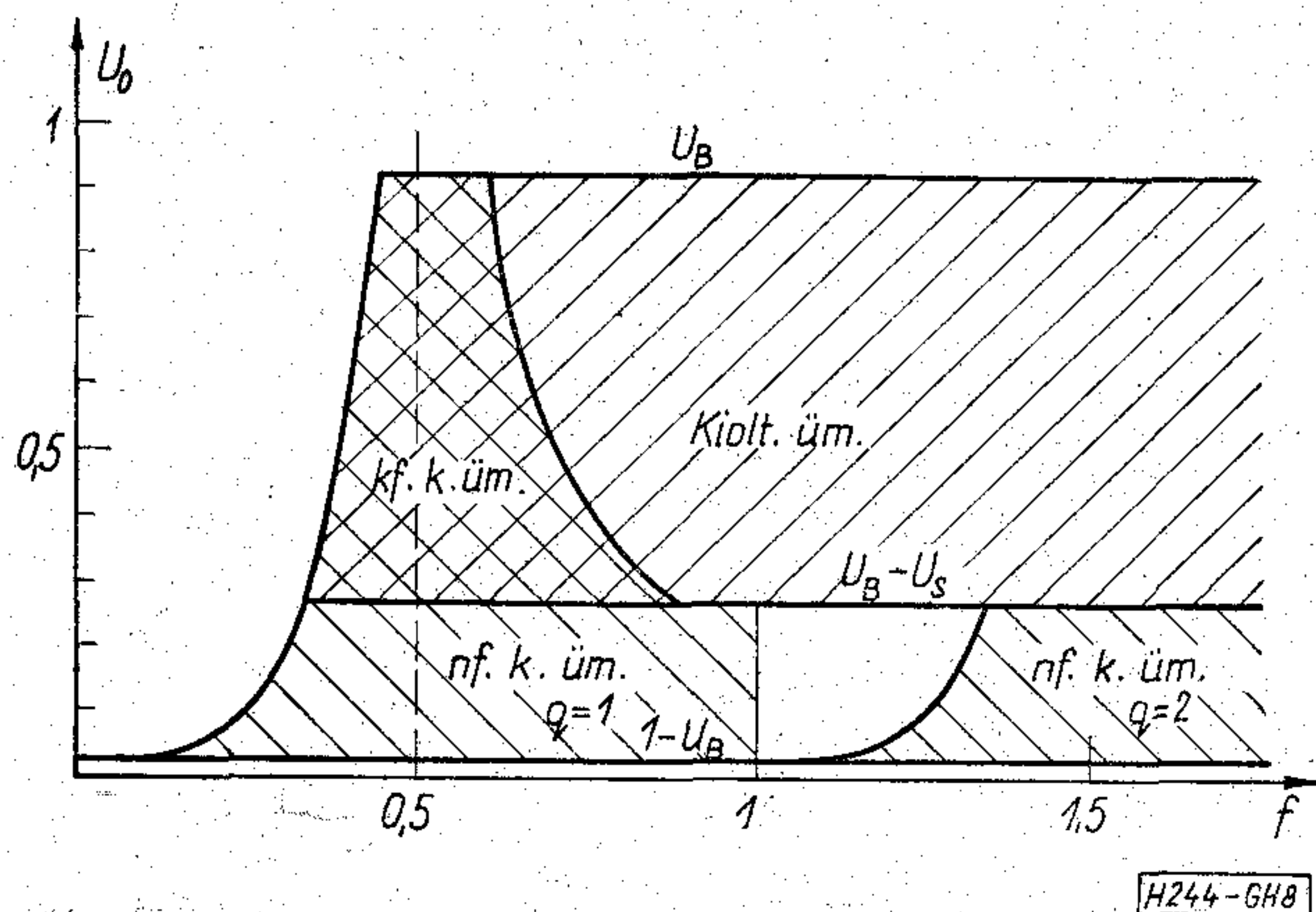
A dióda által leadott mikrohullámú teljesítmény

$$P = \frac{1}{2} U_0^2 g \quad (20)$$

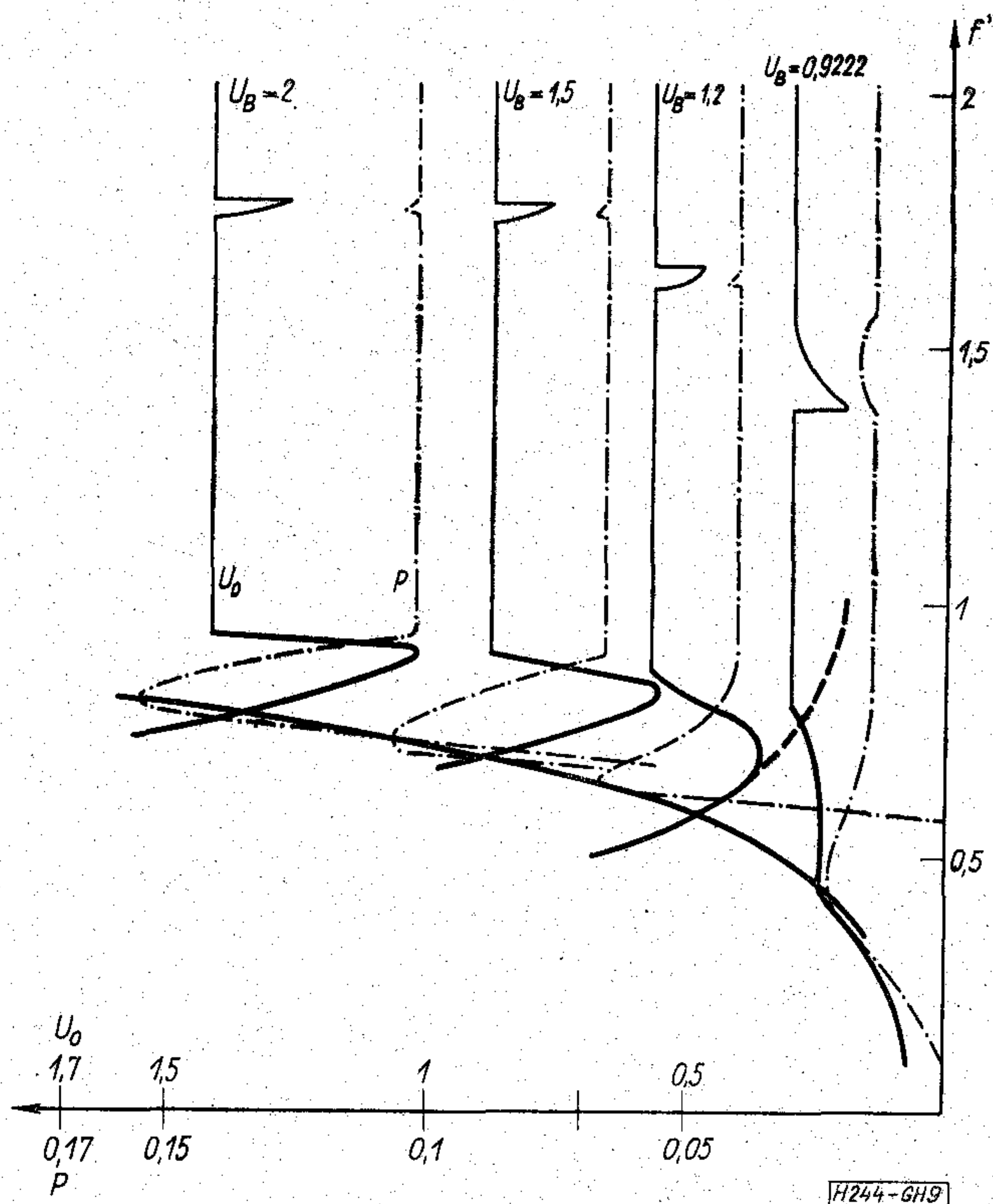
A maximális kivehető teljesítményt a frekvencia függvényében a 9. ábrán tüntettük fel.

Rögzített előfeszültség mellett minden frekvencián megkerestük a legnagyobb teljesítményt adó U_0 amplitúdót. Az így nyert $U_0(f)$ -et együtt tüntettük fel a hozzá tartozó $P_{\max}(f)$ maximális teljesítménnyel. Ily módon bármely U_B előfeszültséghez előállíthatunk egy görbepárt, ill. megfelelően megválasztott előfeszültségekhez, egy görbesereget.

Ha egy adott eszköznél a maximális megengedhető pillanatnyi feszültség $U_{\max}$, akkor az amplitúdó maximumát $U_{\max} - U_B$ -re korlátozza. További korlátozást jelent az eszköz megengedett disszipációja. A görbesereg ismeretében, egy adott dióda és frekvencia esetén, a maximális teljesítményt és az eléréséhez szükséges beállítást a következők szerint határozhatjuk meg. Megkeressük, hogy az adott frekvencián mely U_B -hez tartozó teljesítménygörbén található a legnagyobb teljesítmény. E görbéről leolvashatjuk az U_B előfeszültséget, az U_0 amplitúdót és az oszcillátor üzemmódját is. Az így nyert adatok és az előzőleg tárgyalt helygörbék ismeretében megadhatjuk a rezonátortól megkívánt $y = g + jb$ admitanciát az adott frekvencián. A rezonátor adatainak megállapításánál figyelembe kell vennünk, hogy jósági tényezője elegendően nagy legyen adott terhelés esetén is.



8. ábra. Az oszcillátor működési határai $U_B < 1$ esetén



9. ábra. Teljesítménygörbék

Teljesítménygörbéink jó összhangban vannak Andrejev és Kotyikov [11], valamint Gough és Smith [9] eredményeivel. Az említett szerzők vizsgálataikat részben egyszerűbb modellel és szűkebb üzemmódkészlettel végezték.

2. Összefoglalás

A kitűzött feladatokat megoldottuk:

Eljárást adtunk a domén üzemi Gunn-oszcillátor analízisére és teljesítmény szempontjából optimális tervezésére a dióda $I-U$ karakterisztikája és néhány paramétere alapján. Ezzel kapcsolatban megvizsgáltuk az egyes üzemmódokat, helygörbéket, teljesítménygörbéket. Az előzőekben szereplő konkrét hely- és teljesítménygörbék a Hobson által megadott karakterisztikára vonatkoztak. Megvizsgáltunk még további öt változatot is, és a következőket tapasztaltuk: A teljesítmény maximum értékét, a hangolhatóságot és a kisfeszültségű késleltetett üzemmód szerepét elsősorban a domén nélküli szakasz határozza meg, emellett az utóbbi kettőt U_s értéke is befolyásolja. Mivel a domén nélküli szakasz lefutása (ellentétben a doménnessel) viszonylag egyszerűen mérhető, e mérési eredmények felhasználásával már jó képet kaphatunk a teljesítmény maximum értékéről. A méréssel felvett karakterisztika ágat többféleképpen közelíthetjük, pl. a közölt Hobson karakterisztikával is, így az ezzel kapott eredmények is közvetlenül felhasználhatók. A numerikus számítások elvégzésére és az eredmények ábrázolására az ESZK RAZDAN 3 gépre programrendszert készítettünk mely tetszőleges, két folytonos szakaszból álló $I-U$ karakterisztika feldolgozására alkalmas.

3. Függelék

3.1 A diódaadmittancia számítása Hobson modellje alapján

A (10)-ben szereplő f_1 és f_2 :

$$f_1(U) = 1 + \frac{c}{U} \quad f_2(U) = pU$$

Ezzel

$$g = \frac{1}{U_0 \pi} \left[\int_{\tau}^{\tau+T_D} \left(1 + \frac{c}{U_B - U_0 \cos qt} \right) \cos qt \, dt + \int_{\tau+T_D}^{\tau+2\pi} p(U_B - U_0 \cos qt) \cos qt \, dt \right] \quad (19)$$

és

$$b = \frac{-1}{U_0 \pi} \left[\int_{\tau}^{\tau+T_D} \left(1 + \frac{c}{U_B - U_0 \cos qt} \right) \sin qt \, dt + \int_{\tau+T_D}^{\tau+2\pi} p(U_B - U_0 \cos qt) \sin qt \, dt \right]. \quad (20)$$

A hosszadalmas számítás mellőzésével a végeredmény: (A g -ben szereplő $\int \frac{\cos x}{1-A \cos x} dx$ típusú integrál $\operatorname{tg} \frac{x}{2}$ helyettesítéssel számítható, de megtalálható pl. [12]-ben.)

$$g = \frac{1}{U_0 \pi} \left\{ \frac{\sin qt}{q} + \frac{2c}{q U_0 \sqrt{1 - \left(\frac{U_0}{U_B} \right)^2}} \operatorname{Arc} \operatorname{tg} \left(\sqrt{\frac{U_B + U_0}{U_B - U_0}} \operatorname{tg} \frac{qt}{2} \right) - \frac{c \cdot t}{U_0} \Big|_{\tau}^{\tau+T_D} + \frac{p U_B}{q} \sin qt - \frac{p U_0}{2} \left(t + \frac{\sin 2qt}{2q} \right) \Big|_{\tau+T_D}^{\tau+2\pi} \right\} \quad (21)$$

$$b = \frac{-1}{U_0 \pi} \left\{ \frac{-\cos qt}{q} + \frac{c}{U_0 q} \ln |U_B - U_0 \cos qt| \Big|_{\tau}^{\tau+T_D} - \frac{p U_B}{q} \cos qt + \frac{p U_0}{2} \frac{\cos 2qt}{2q} \Big|_{\tau+T_D}^{\tau+2\pi} \right\}. \quad (22)$$

A 3.2 pont alapján belátható, hogy a g -ben szereplő $\operatorname{Arctg} \left(\sqrt{\frac{U_B + U_0}{U_B - U_0}} \operatorname{tg} \frac{qt}{2} \right)$ kifejezésnek $[\tau, \tau + T_D]$ -ban q számú, $-\pi$ nagyságú ugrása van. g számításánál ezt a $\frac{2c}{U_0 \sqrt{1 - \frac{U_0^2}{U_B^2}}}$ tag hozzáadásával kell figyelem-

be venni. Ebből a nagyfeszültségű késleltetett üzemmódnál bevezetett g_{∞} a $g_{\infty} = \lim_{f \rightarrow q} g$, vagy a $g_{\infty} = \lim_{T_D \rightarrow 2\pi} g$ határátmenettel nyerhető és

$$g_{\infty} = \frac{2c}{U_0^2} \left(\frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{U_0}{U_B} \right)^2}} - 1 \right). \quad (23)$$

Ha $3U_0 < U_B$, akkor

$$g_{\infty} \cong \frac{2c}{2U_B^2 - U_0^2}. \quad (24)$$

A g -re, b -re kapott összefüggésekkel természetesen a kisfeszültségű késleltetett üzemmód is számítható. A kioltási üzemmód a kisfeszültségű késleltetett üzemmód határeseteként adódik.

3.2 A hasonlósági pont létezésének bizonyítása és tulajdonságainak vizsgálata

A (7) összefüggést a következőképpen alakíthatjuk át:

$$T_D = T_i - 2w\tau = T_i \left(1 - \frac{2w\tau}{T_i} \right) = T_i \left(1 - \frac{wA}{q} \right) = T_i \frac{q - wA}{q},$$

azaz az integrálokban használt normalizálás szerint $T_D = 2\pi \frac{q - wA}{q}$. Tegyük fel, hogy az $I(U)$ karakteristika ágai folytonosak. Így $f_1(U)$ folytonos $[U_B - U_0, U_B + U_0]$ -ban és $f_2(U)$ $[U_B - U_0, 1]$ -ban. Az $f_k(U_B - U_0 \cos qt) = f_k(\cos qt)$ transzformációval ($k=1,2$) $[U_B - U_0, U_B + U_0]$ -ot $[-1, +1]$ -ba képezhetjük le és itt f_k^* is folytonos.

b -t az $-\int f_k^*(\cos qt) \sin qt \, dt$ integrál segítségével számíthatjuk ki és ez $-\frac{1}{q} \int f_k^*(\cos qt) \sin qt \, dq$ alakban is írható. Végezzük el az $x = \cos qt$ helyettesítést, ennek feltételei teljesülnek. Ezzel $dqt = -\frac{dx}{\sin qt}$ és így az $\frac{1}{q} \int f_k^*(x) dx$ alakra jutunk. Ezt $\frac{1}{q} F_k^*(x)$ -ként is írhatjuk, ahol F_k^* az $f_k^*(x)$ primitív függvénye.

$F_k^*(x)$ létezik és folytonos $\left[-1, \frac{1-U_B}{U_0}\right]$, ill. $[-1, +1]$ -ban, hiszen itt f_k^* is folytonos. Így

$$b = \frac{1}{U_0 \pi q} \sum_{k=1}^2 [F_k^*(x)]_{A_k}^{B_k} = \frac{1}{U_0 \pi q} \sum_{k=1}^2 [F_k^*(\cos qt)]_{a_k}^{b_k}, \quad (25)$$

ahol

$$a_1 = \tau = \frac{\pi A}{q}, \quad a_2 = b_1 = \tau + T_D = \frac{\pi A}{q} + 2\pi \frac{q - wA}{q}$$

és

$$b_2 = \tau + 2\pi = \frac{\pi A}{q} + 2\pi.$$

Ha $F_k^*(\cos qt)$ -be a_1 -et helyettesítünk, q kiesik, $b_1 = a_2$ -t helyettesítve

$$F_k^* = [\cos(A\pi + 2\pi q - 2\pi wA)] = F_k^* \{ \cos[(1-2w)\pi A + 2\pi q] \} - t,$$

b_2 -t helyettesítve pedig

$$F_2^* [\cos(A\pi + 2\pi q)] - t$$

kapunk és ezek q -tól függetlenek a koszinusz függ-

vény 2π periodikus volta miatt. Fentiek alapján b -t $b = K_B \frac{1}{q}$ alakban írhatjuk, ahol $K_B = K_B(w)$ független q -tól. Jól látszik, hogy a különböző felharmonikusokhoz tartozó b szuszceptanciák, változatlan w mellett q reciprokéval arányosak.

Vizsgáljuk most g -t.

Ehhez az $\frac{1}{q} \int f_k^*(\cos qt) \cos qt \, dq$ alakú integrál kiszámítására van szükség. $z = \operatorname{tg} \frac{qt}{2}$ helyettesítéssel ez $\frac{1}{q} \int f_k^* \left(\frac{1-z^2}{1+z^2} \right) \frac{1-z^2}{1+z^2} \frac{2dz}{1+z^2}$ -ként, ill. bevezetve a $h_k(z)$ függvényt $\frac{1}{q} \int h_k(z) \, dz = \frac{1}{q} H_k(z)$ alakban írható. Mivel $f_k^*[-1, +1]$ ill. $\left[-1, \frac{1-U_B}{U_0}\right]$ -ban folytonos, $h_1(z)$

mindenütt, $h_2(z)$ pedig a megfelelő tartományban folytonos, ugyanis bármely z -re f_k^* argumentuma $[-1, +1]$ -ba esik. A $z = \operatorname{tg} \frac{qt}{2}$ helyettesítés feltételei $\operatorname{tg} \frac{qt}{2}$ szakadásai miatt csak szakaszonként teljesülnek, ezért

$$g = \frac{1}{U_0 \pi q} \sum_{k=1}^2 \left[H_k \left(\operatorname{tg} \frac{qt}{2} \right) + \text{szakadások} \right]_{a_k}^{b_k}. \quad (26)$$

A határok megegyeznek az előbbiekkkel. Most a $\frac{qt}{2}$ argumentum fele az előzőnek, de a g -re kapott összefüggésben a π -re periodikus tangens függvény szerepel, tehát $H_k \left(\operatorname{tg} \frac{qt}{2} \right)$ -ről ugyanazt elmondhatjuk, mint $F_k^*(\cos qt)$ -ről.

Vizsgáljuk meg $H_k \left(\operatorname{tg} \frac{qt}{2} \right)$ ugrásait. Be fogjuk látni, hogy ugrások csak a doménes szakaszon vannak, így elegendő $H_1(z)$ -vel foglalkozni. $H_1(z)$ függvény mindenütt folytonos, ugrást tehát csak $\operatorname{tg} \frac{qt}{2}$ eredményezhet, ahol $\frac{qt}{2} = \frac{\pi}{2} (2i+1)$, ($i=1, 2, \dots$). A tangens függvény itt $+\infty$ -ről $-\infty$ -re változik, tehát az ugrás értéke

$$S = H_1(+\infty) - H_1(-\infty) = \int_{-\infty}^{+\infty} h_1(z) \, dz = \int_{-\infty}^{+\infty} f_1^* \left(\frac{1-z^2}{1+z^2} \right) \frac{1-z^2}{1+z^2} \frac{2dz}{1+z^2}. \quad (27)$$

Ez az improprius integrál konvergens, mert $h_1(z)$ mindenütt folytonos és a $+\infty$ -ben úgy tart nullához, mint $1/z^2$. $\left(\frac{1-z^2}{1+z^2} \right)$ a végtelenben konstansként viselkedik).

Határozzuk meg, hogy $k=1$, ill. $k=2$ esetben hány szakadás esik az a_k , b_k határok közé. Kihasználjuk majd, hogy $0 \leq w \leq 1$, $0 < A < 1$ és hogy a szakadási helyek $\frac{\pi}{2} (2i+1)$ -nél vannak.

a) $k=1$, a doménes szakasz.

(26)-ba a_1 -et, b_1 -et helyettesítve:

$$\text{az alsó határnál } \frac{\pi}{2} A < \frac{\pi}{2},$$

$$\text{a felső határnál } \frac{\pi}{2} A + \pi(q-wA) =$$

$$= \frac{\pi}{2} (A + 2q - 2wA) \geq$$

$$\geq \frac{\pi}{2} (A + 2q - 2A) = \frac{\pi}{2} (2q - A) > \frac{\pi}{2} [2(q-1) + 1]$$

és

$$\frac{\pi}{2} (A + 2q - 2wA) < \frac{\pi}{2} (A + 2q) < \frac{\pi}{2} (2q + 1).$$

Tehát H_1 -nek az $[a_1, b_1]$ -ban q darab ugrása van.

b) $k=2$, a domén nélküli szakasz.

(26)-ba a_2 -t, b_2 -t helyettesítve:

az alsó határnál $\frac{\pi}{2} (A + 2q - 2wA) > \frac{\pi}{2} [2(q-1) + 1]$, megegyezik azzal, amit a $k=1$ eset felső határánál kaptunk,

a felső határnál $\frac{\pi}{2} (A + 2q) < \frac{\pi}{2} (2q + 1)$, tehát H_2 -nek $[a_2, b_2]$ -ban nincs szakadása. Így

$$g = \frac{1}{U_0 \pi q} \sum_{k=1}^2 \left[H_k \left(\operatorname{tg} \frac{qt}{2} \right) \right]_{a_k}^{b_k} - \frac{1}{U_0 \pi q} qS = K_G \frac{1}{q} - \frac{S}{U_0 \pi}, \quad (28)$$

ahol $K_G = K_G(w)$, független q -tól. Ha $q \rightarrow \infty$, $g \rightarrow \frac{-S}{U_0 \pi}$,

tehát $g_\infty = \frac{-S}{U_0 \pi}$. Ezek után érthető, hogy a domén nélküli szakasz miért nem ad szakadást: g_∞ -ben nem játszhat szerepet. Tehát

$g - g_\infty = K_G \frac{1}{q}$, vagyis ha $q \rightarrow \infty$, $g - g_\infty \rightarrow 0$ és $g - g_\infty$ -ek úgy aránylanak egymáshoz, mint a q -k reciprocai. Természetesen ennek feltétele a rögzített w (b -nél hasonlóan).

Vizsgáljuk meg, mit is jelent ez!

Már láttuk, hogy T_D , $T_D = \frac{q-wA}{q} T_i$ alakban írható

(ezúttal dimenziósan). Mivel $T_i = \frac{1}{f_i} = \frac{q}{f}$, $f' = \frac{f}{1/T_D} = q - wA$, azaz w rögzített volta az $1/T_D$ -re normalizált frekvenciák törtrészeinek azonosságát jelenti. Ezzel a bizonyítást befejeztük.

Köszönetnyilvánítás

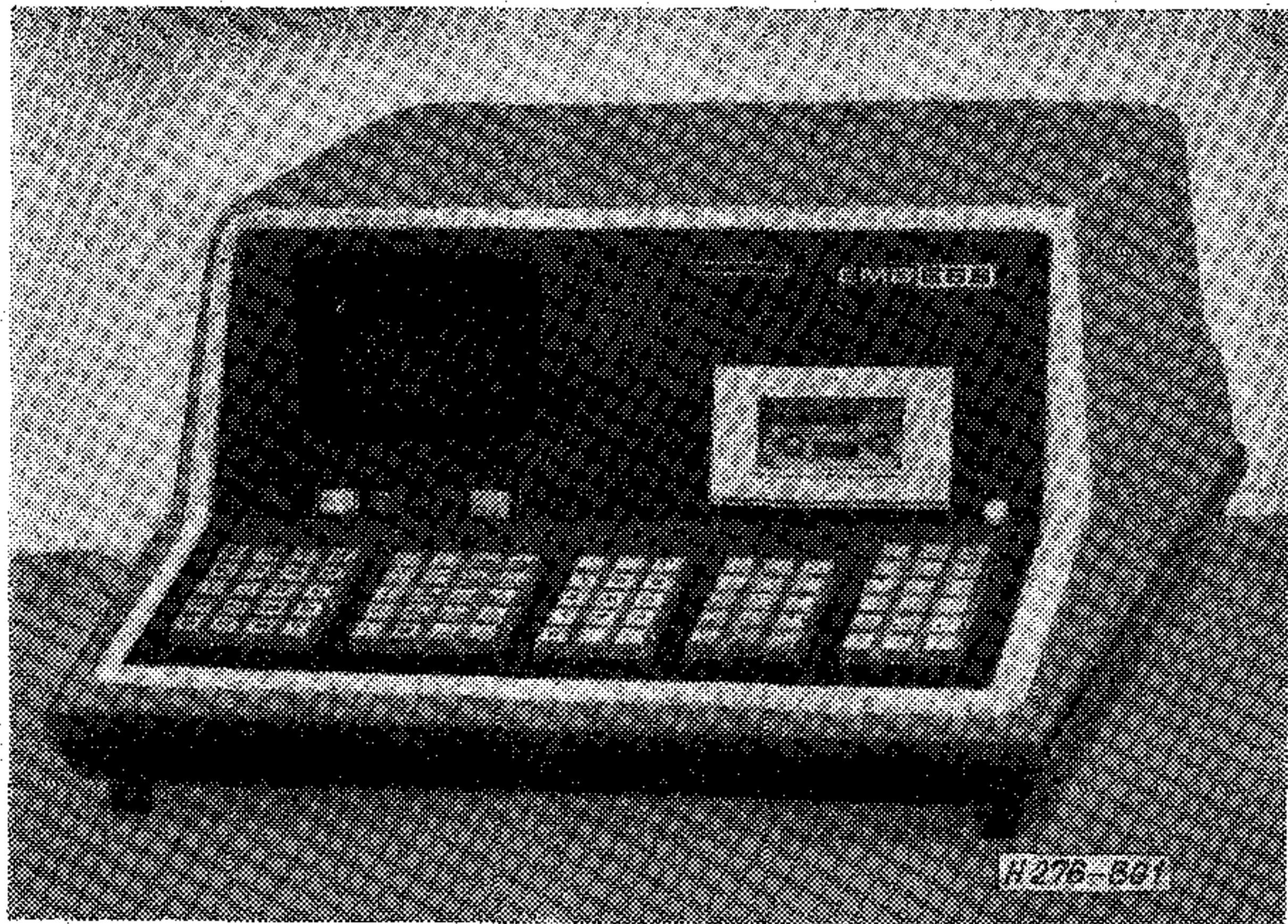
Ez úton szeretnénk köszönetet mondani dr. Zombory László adjunktusnak (BME Elm. Vill. Tsz.), aki bevezetett minket a Gunn-oszcillátorok témakörébe és három éven át rendszeresen irányította TDK munkánkat.

IRODALOM

- [1] Gunn, J. B.: Effect of Domain and Circuit Properties on Oscillations in GaAs, *IBM Journ. Res. Dev.* 10, 310—320. (1966).
- [2] Székely V.—Tarnay, K.: A Gunn-dióda. *Híradástechnika* 1969. 3. szám 65—77. old.
- [3] Robrock, B. R.: A Lumped Model for Characterizing Single and Multiple Domain Propagation in Bulk GaAs. *IEEE Transactions on Electron Devices ED—17*, 93—102. (1970).
- [4] Heinle, W.: Determination of Current Waveform and Efficiency of Gunn Diodes. *Electronics Letters* 3, 52—54 (1967).
- [5] Hobson, C. S.: The External Negative Conductance of Gunn Oscillators. *Solid-State Electronics* 12, 711—717. (1969).
- [6] Frey, W.: Influence of a Second Harmonic Voltage Component on the Operation of a Gunn Oscillator. *MOGA 70*. Amsterdam.
- [7] Harrison, R. I.—Denker, S. P.—Berger, H.: A Theoretical Appraisal of the Quenched Multiple Domain Mode in GaAs Microwave Diodes. *The Radio and Electronic Engineer* 37, 11—15. (1969).
- [8] Dr. Bercei, T.—Sellei, T.—Nagy, W.: Gunn-oszcillátorok új fejlesztési eredményei. TKI Intézeti tanulmány; Mikrohullámú összeköttetések, 1. kötet. Budapest, 1971.
- [9] Cough, R. A.—Smith, R. B.: The Behaviour of a Gunn Oscillator in the Domain-Delayed Mode. *Research Reports University of Bradford*, No: 75. June 1971.
- [10] Khandelwal, D. D.—Curtice, W. R.: A Study of the Single Frequency Quenched Domain Mode Gunn Effect Oscillator. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Technics MTT—18*, 178—187. (1970).
- [11] Andrejev, V. Sz.—Kotjnikov, V. I.: Raszsot energicseskih harakterisztik generatorov Ganha v rezsimah szgasenijem i zaderzskoj domena. *Proc. of the 4th Colloquium on Microwave Communication IV*. (1970).
- [12] Gradstejn, I. Sz.—Rizsik, I. M.: Tablicu integralov szumm, rjadov i proizvegyenyij. Moszkva, Izdatyelsztvo Nauka 1971.

EMG—71666

Lapunk hasábjain már több esetben adtunk hírt a híradástechnikai mérnöki gyakorlatban jól használható asztali számológépek megjelenéséről. Ma már aránylag sok cég gyárt ilyen készülékeket különböző bonyolultsági fokkal és ennek megfelelő árakkal. Nagy örömünkre szolgál, hogy ez alkalommal egy magyar gyártmányú gépről számolhatunk be olvasóinknak, melyet az Elektronikus Mérőkészülékek Gyára gyárt. Alábbiakban röviden ismertetjük a mellékelt fényképen (1. ábra) is bemutatott számológépet, melyről a későbbiekben részletesebb cikket is szándékozunk közölni.



1. ábra

Az EMG—71 666 négy főegységből épül föl:

- Központi vezérlőegység;
- Csak olvasható memória (ROM);
- Operatív memória (MOS RAM);
- Katódsugárcsöves kijelző.

Az operatív memória kapacitása alapképítésben $1K \times 8$ bit (104 regiszter vagy 832 utasítás és 8 regiszter) max. kiépítésben $8K \times 8$ bit (1000 regiszter vagy 8000 utasítás és 8 regiszter). A mikroprogram fixtár mágneses rendszerű és kapacitása $2048 \text{ szó} \times 32 \text{ bit}$.

A központi vezérlőegység látja el az operatív tár, a fixtár, a beépített perifériás egységek, valamint a nagy I/O csatorna vezérlését. A négy bites műveleti egység összeadás, kivonás, logikai ÉS és antivalentia kapcsolat elvégzésére alkalmas. Alapciklus ideje $2.6 \mu s$. A katódsugárcsöves alfanumerikus

kijelző négy sorban, soronként 16 karakterrel a három műveleti regiszter, valamint az utasításslámláló állását és az utasítás kódját egyidejűleg jelzi.

A kazettás mágnesszalagos tároló szalagsebessége $4,75 \text{ m/s}$. Az információátviteli sebesség körülbelül 60 byte/s . Egy kazettán elhelyezhető utasítások száma szalagtól függően 20—100 ezer. A szalagon program és adatok egyaránt tárolhatók.

Az input-output csatorna, kétirányú sínrendszer bit parallel, byte soros adattranszfer. Csatlakoztatható perifériák száma: 15 adó, 15 vevő.

A klaviatúra 4 db nyomókapcsolót és nyolcvannyoce nyomógombot tartalmaz, szám és szöveges információ, valamint utasítások kézzel történő bevitelét teszi lehetővé. Rendkívül gazdag a gép utasításrendszere. A számológép több mint 220 utasítást értelmez. A műveleti utasítások a szokásos összes egy és két operandusos-műveleteket felölelik, beleértve a a logaritmikus, trigonometrikus függvényeket és a koordináta transzformációkat. Az adatkezelés utasításrendszere rendkívül bő és jól átgondolt. A címzés abszolút, direkt és indirekt, sőt láncoltan indirekt is lehet. A gép a szokásos program-elágazásszervezésen kívül ciklusszervezéssel is rendelkezik, valamint szubrutin képzéssel max. 8 szintig. A feltétel nélküli vezérlésátadó utasítások lehetnek abszolútok, vagy 256 szimbolikus címmel címezhetők.

A felhasználó 20 általa programozott függvényt egyetlen utasítással hívhat.

A számológépen nincs beépített nyomtató, a hozzákapcsolható alfanumerikus mozaiknyomtató nyomtatón kívül megfelelő input-output írógép is csatlakoztatható hozzá. Itt említjük meg, hogy a gép az ASCII szűkített karakterkészletet (számjegyek, nagybetűk, írásjelek), ezenkívül minden karakter mellett egy alsó és egy felső vesszőt értelmezhet, így teljes, 256 karakteres megkülönböztetést tesz lehetővé.

Jelen ismertetésünkben nem térünk ki a gép külső perifériáira, egy és két irányú adattovábbító rendszereket működtető sínrendszerére. A készülék alapkoncepciójánál fogva alkalmas bonyolult felépítésű ellenőrző és mérőrendszerek vezérlésére, adatainak földolgozására és rögzítésére.

Az EMG—71 666 típusú asztali számológép felépítését, utasításrendszerének teljességét, mikroprogram utasításainak gazdagságát, input-output lehetőségeit tekintve a világszínvonal élvonalában áll. Ez a gép a híradástechnikai, mérnöki és kutatói munka során fellépő számítások legnagyobb részének elvégzésére alkalmas és ezenkívül lehetővé teszi mind a laboratóriumi, mind a gyártásban flexibilisen felhasználható automatizált mérőelrendezések kialakítását és a hírközlő rendszerek üzemeltetőinél az automatikus hírközlési vonal-ellenőrzés kiépítését.

Boglár Gyula

Két párhuzamos, különböző hosszú, egymástól eltolt szimmetrikus antenna kölcsönös impedanciájának számítása

ETO 621.396.67.011.21

Elsőnek Pistolokors [1] határozta meg a vékony antennák saját impedanciáját az úgynevezett indukált elektromos térerősség módszer segítségével. A számítási eljárást két antenna közötti kölcsönös impedancia meghatározása céljából több szerző tovább fejlesztette [2], [3], [4]. Carter [5] közölte a kölcsönös impedancia számítási képletét két, középpontjában táplált, lépcsősen eltolt huzalra, ahol mindkét antenna hossza a félhullámhossz páratlan számú többszöröse. Az elmúlt évek során más szerzők, így például Brown [6], Cox [7] és King [8] fokozták a geometriai alakzat bonyolultságát. A bonyolultság növekedésével azonban a kölcsönös impedanciák képletei is egyre komplikáltabbak lettek. Nehézséget okoz az, hogy integrálni kell a potenciált, amelyet az egyik antenna mentén a másik, közelben fekvő antennában folyó áram kelt. Loxsin és Jampol'szkij [9] javasolta azt a közelítési módszert, amelynek segítségével a kölcsönös impedancia kiszámítható. A Beljanszkij [10] által kidolgozott módszernek a lényege az, hogy a két párhuzamos különböző hosszú, végtelen vékony elem kölcsönös impedanciája kiszámítható két azonos hosszúságú elem kölcsönös impedanciájának segítségével. 1971-ben Najmusin [11] foglalkozott a két párhuzamos, valamint egymásra merőleges elem kölcsönös impedanciájával. Végül érdemes megemlíteni Baker [12] munkáját, amely a két, lineáris, középpontban táplált, szinuszos árameloszlású antenna kölcsönös impedanciájával foglalkozik.

Az említett dolgozatok azonban speciális esetekre vonatkoznak, az eredmények nem az általános antenna elrendezést tükrözik. E hiányosság kiküszöbölésére az alábbiakban az ún. indukált elektromos térerősség módszer segítségével általános képleteket vezetünk le, melyekkel a két párhuzamos, különböző hosszú, egymástól eltolt szimmetrikus antenna kölcsönös impedanciája számítható.

1. A számítási eljárás rövid ismertetése

Az indukált elektromos térerősség módszernek a lényegét következőképpen foglaljuk össze [13], [14], [15], [16]. Feltételezzük, hogy az antennák a z tengely irányában helyezkednek el. Első lépésben kiszámítjuk önmagában álló antenna esetén az antenna saját áramából és töltéseiből eredő térerősség z -irányú komponensét (1. ábra) az antenna valamely pontjára. Legyen ez $E_z(z)$. A dz hosszúságú darabra jutó feszültség $E_z(z) dz$. Az áramot ezen feszültséggel szemben kell áthajtani. Ha az antenna z pontjában

az áram $I_z(z)$, akkor az antennaelem által kisugárzott komplex teljesítmény

$$dP = -\frac{1}{2} E_z(z) I_z^*(z) dz \quad (1)$$

A teljes kisugárzott komplex teljesítményt megkapjuk, ha ezt az antenna hosszában végig integráljuk. Az 1. ábrán látható esetben

$$P = -\frac{1}{2} \int_{-l}^{+l} E_z(z) I_z^*(z) dz = I_m^2 (R_s + jX_s) \quad (2)$$

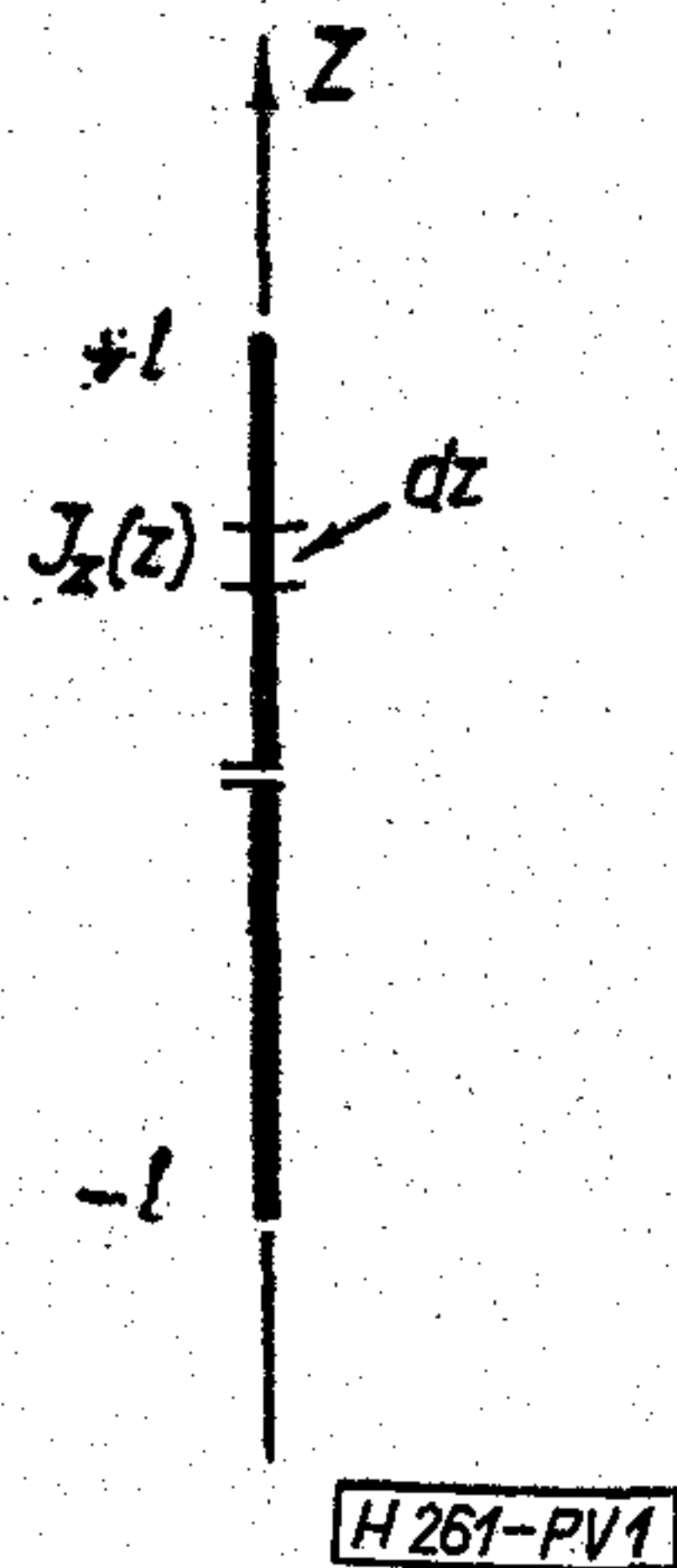
Tehát az antenna saját impedanciája:

$$Z_s = R_s + jX_s = -\frac{1}{2I_m^2} \int_{-l}^{+l} E_z(z) I_z^*(z) dz \quad (3a)$$

ahol: I_m az effektív áramerősség az áramhasban, R_s , X_s a sugárzási ellenállás ill. sugárzási reaktancia áramhasra vonatkozó értéke.

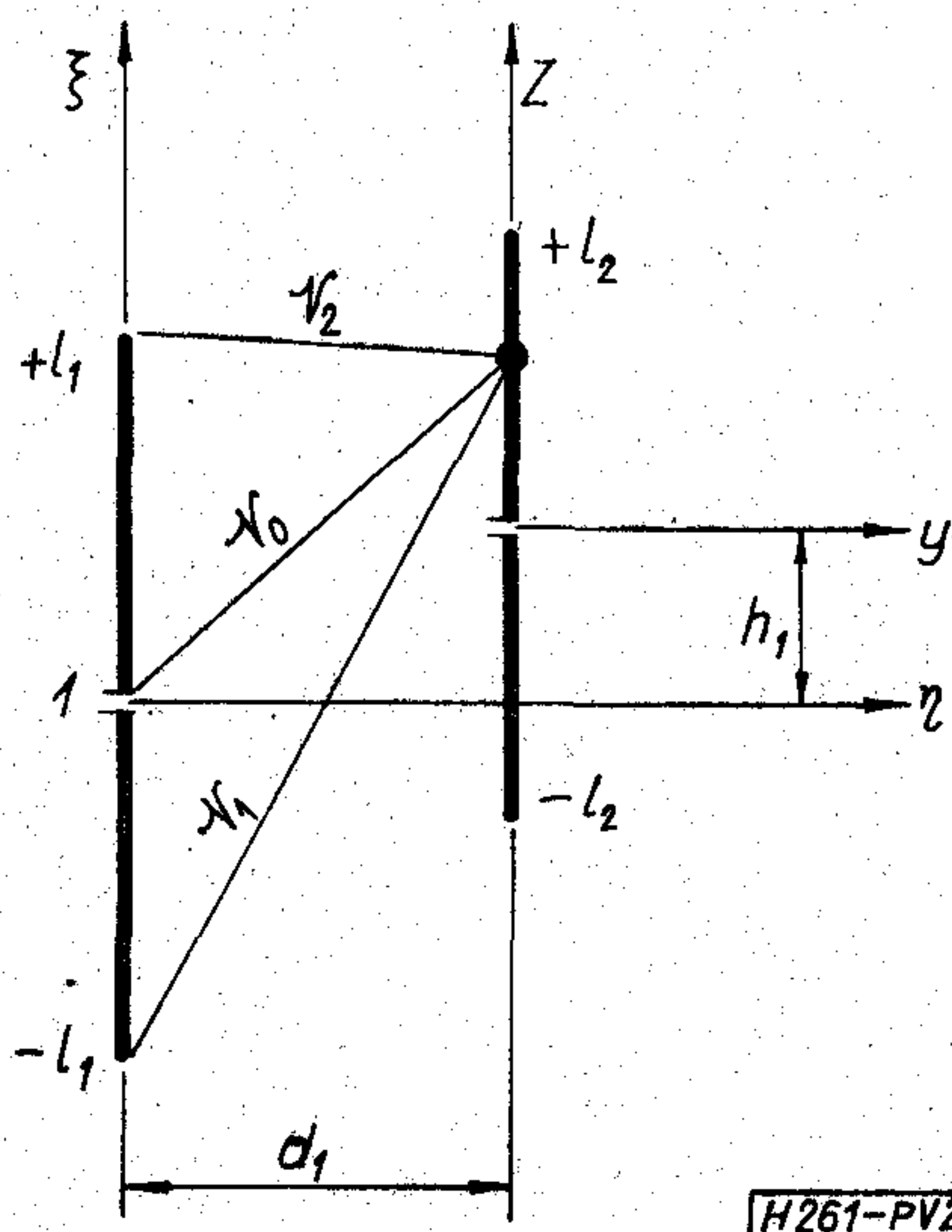
Z_s -nek a táppontra vonatkoztatott értéke:

$$Z_{11} = \frac{Z_s}{\sin^2 \beta l} \quad (3b)$$



1. ábra

Két antenna közötti kölcsönös impedanciát elvileg hasonló módszerrel számítjuk. A 2. ábra két párhuzamos, különböző hosszú, egymástól eltolt szimmetrikus antennát tüntet fel. A számítás menete a következő: meghatározzuk az 1 jelű antennában folyó



2. ábra. Két párhuzamos különböző hosszú, egymástól eltolt kölcsönös impedanciájának számításához használt koordináta-rendszerek

áram által a 2 jelű antennában indukált elektromos térerősséget, majd a 2 jelű antenna által kisugárzott kölcsönös komplex teljesítményt; ezt egyenlővé tesszük a 2 jelű antenna által felvett kölcsönös komplex teljesítménnyel, mely már a kölcsönös impedanciát tartalmazza. A kölcsönös impedancia tehát kifejezhető. A 2. ábra két koordináta-rendszere közötti transzformációs képletek:

$$\begin{aligned}\eta &= y + d_1 \\ \zeta &= z + h_1\end{aligned}\quad (4)$$

A kölcsönös impedancia számítása során az antenna-áramot időben és az antenna hossz tengelye mentén szinuszos lefolyásúnak tételezzük fel.

Az elmondottak alapján az integrálást számításra alkalmas alakra hozva a táppontra vonatkozó kölcsönös impedancia képletét a következőképpen írhatjuk fel a 2. ábra jelöléseivel:

$$\begin{aligned}Z_{12} = Z_{21} = j \frac{30}{\sin \beta l_1 \sin \beta l_2} \left\{ \int_{h_1-l_2}^{h_1} \left[\frac{e^{-j\beta r_1}}{r_1} + \frac{e^{-j\beta r_2}}{r_2} - 2 \frac{e^{-j\beta r_0}}{r_0} \cos \beta l_1 \right] \sin \beta (l_2 - h_1 + \zeta) d\zeta + \right. \\ \left. + \int_{h_1}^{h_1+l_2} \left[\frac{e^{-j\beta r_1}}{r_1} + \frac{e^{-j\beta r_2}}{r_2} - 2 \frac{e^{-j\beta r_0}}{r_0} \cos \beta l_1 \right] \sin \beta (l_2 + h_1 - \zeta) d\zeta \right\}. \quad (5a)\end{aligned}$$

Az (5a) képlet szögletes zárójeleiben levő tagokat valós és képzetes részekre bontjuk, majd az így nyert kifejezéseket a [20] irodalom I függelékében közölt módszer szerint integráljuk.

A végeredmény komplex mennyiség lesz, melynek valós része a tápponti (sugárzási) ellenállás, képzetes része pedig a tápponti reaktancia.

Ha az (5a) képlet tanúsága szerint a kölcsönös impedanciát egyszerűen Z_{12} -vel jelöljük, akkor az (5a) képlet valós és képzetes részek összegeként is felírható:

$$Z_{12} = R_{12} + jX_{12} \quad (5b)$$

Az (5b) képletben szereplő tápponti ellenállás:

$$\begin{aligned}R_{12} = \frac{15}{\sin L_1 \sin L_2} \left[\cos p_1 (\text{Ci } q_1 - \text{Ci } q_{15} - \text{Ci } q_{16} + \right. \\ \left. + \text{Ci } q_2 - \text{Ci } q_9 + \text{Ci } q_{17} + \text{Ci } q_{18} - \text{Ci } q_{10} \right) + \sin p_1 (\text{Si } q_{15} - \\ - \text{Si } q_1 + \text{Si } q_2 - \text{Si } q_{16} + \text{Si } q_9 - \text{Si } q_{17} + \text{Si } q_{18} - \text{Si } q_{10}) + \\ + \cos p_2 (\text{Ci } q_3 - \text{Ci } q_{13} - \text{Ci } q_{14} + \text{Ci } q_4 - \text{Ci } q_9 + \text{Ci } q_{17} + \\ + \text{Ci } q_{18} - \text{Ci } q_{10}) + \sin p_2 (\text{Si } q_{13} - \text{Si } q_3 + \text{Si } q_4 - \text{Si } q_{14} + \\ + \text{Si } q_9 - \text{Si } q_{17} + \text{Si } q_{18} - \text{Si } q_{10}) + \cos p_3 (\text{Ci } q_5 - \text{Ci } q_{15} + \\ + \text{Ci } q_6 - \text{Ci } q_{16} + \text{Ci } q_{17} - \text{Ci } q_{11} - \text{Ci } q_{12} + \text{Ci } q_{18}) + \\ + \sin p_3 (\text{Si } q_{15} - \text{Si } q_5 + \text{Si } q_6 - \text{Si } q_{16} - \text{Si } q_{17} + \text{Si } q_{11} - \\ - \text{Si } q_{12} + \text{Si } q_{18}) + \cos p_4 (\text{Ci } q_7 - \text{Ci } q_{13} + \text{Ci } q_8 - \text{Ci } q_{14} + \\ + \text{Ci } q_{17} - \text{Ci } q_{11} - \text{Ci } q_{12} + \text{Ci } q_{18}) + \sin p_4 (\text{Si } q_{13} - \\ - \text{Si } q_7 + \text{Si } q_8 - \text{Si } q_{14} - \text{Si } q_{17} + \text{Si } q_{11} - \text{Si } q_{12} + \\ + \text{Si } q_{18}) \left. \right] \quad (6)\end{aligned}$$

Az (5b) képletben szereplő tápponti reaktancia:

$$\begin{aligned}X_{12} = \frac{15}{\sin L_1 \sin L_2} \left[\sin p_1 (\text{Ci } q_{15} - \text{Ci } q_1 - \right. \\ - \text{Ci } q_{16} + \text{Ci } q_2 + \text{Ci } q_9 - \text{Ci } q_{17} + \text{Ci } q_{18} - \text{Ci } q_{10}) + \\ + \cos p_1 (\text{Si } q_{15} - \text{Si } q_1 + \text{Si } q_{16} - \text{Si } q_2 + \text{Si } q_9 - \\ - \text{Si } q_{17} - \text{Si } q_{18} + \text{Si } q_{10}) + \sin p_2 (\text{Ci } q_{13} - \text{Ci } q_3 - \\ - \text{Ci } q_{14} + \text{Ci } q_4 + \text{Ci } q_9 - \text{Ci } q_{17} + \text{Ci } q_{18} - \text{Ci } q_{10}) + \\ + \cos p_2 (\text{Si } q_{13} - \text{Si } q_3 + \text{Si } q_{14} - \text{Si } q_4 + \text{Si } q_9 - \\ - \text{Si } q_{17} - \text{Si } q_{18} + \text{Si } q_{10}) + \sin p_3 (\text{Ci } q_{15} - \text{Ci } q_5 + \\ + \text{Ci } q_6 - \text{Ci } q_{16} - \text{Ci } q_{17} + \text{Ci } q_{11} - \text{Ci } q_{12} + \text{Ci } q_{18}) + \\ + \cos p_3 (\text{Si } q_{15} - \text{Si } q_5 - \text{Si } q_6 + \text{Si } q_{16} - \text{Si } q_{17} + \\ + \text{Si } q_{11} + \text{Si } q_{12} - \text{Si } q_{18}) + \sin p_4 (\text{Ci } q_{13} - \text{Ci } q_7 + \\ + \text{Ci } q_8 - \text{Ci } q_{14} - \text{Ci } q_{17} + \text{Ci } q_{11} - \text{Ci } q_{12} + \text{Ci } q_{18}) + \\ + \cos p_4 (\text{Si } q_{13} - \text{Si } q_7 - \text{Si } q_8 + \text{Si } q_{14} - \text{Si } q_{17} + \\ + \text{Si } q_{11} + \text{Si } q_{12} - \text{Si } q_{18}) \left. \right] \quad (7)\end{aligned}$$

A (6) és (7) képletben szereplő L , p és q mennyiségek elektromos fokokban helyettesítendőek.

Az L és p jelű mennyiségek képletileg:

$$\begin{aligned}L_1 &= \beta l_1; & L_2 &= \beta l_2 \\ p_1 &= \beta(h_1 - l_2 + l_1); & p_2 &= \beta(h_1 - l_2 - l_1) \\ p_3 &= \beta(h_1 + l_2 + l_1); & p_4 &= \beta(h_1 + l_2 - l_1),\end{aligned} \quad (8a)$$

ahol $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ a fázistényező.

A 2. ábrán a futópontot a 2 jelű antennán vettük fel. Ebből közvetve belátható, hogy az (5a) képlet integrálása után kiadódó q jelű mennyiségekben a d_1 mellett a h_1 , l_1 és l_2 összegei és különbségei a legkülönbözőbb kombinációkban fellelnek. A képletek számának csökkentése érdekében a $q_1 - q_{18}$ kifejezéseket párosával adjuk meg. Az összetartozó értékpárok csak egy előjelben különböznek egymástól, és pedig úgy, hogy a q első indexéhez a felső előjel, a q második indexéhez az alsó előjel tartozik.

A d_1 mellett h_1 , l_1 és l_2 -t tartalmazó tagok:

$$\begin{aligned} q_{1,2} &= \beta [\sqrt{d_1^2 + (h_1 - l_2 + l_1)^2} \mp (h_1 - l_2 + l_1)] \\ q_{3,4} &= \beta [\sqrt{d_1^2 + (h_1 - l_2 - l_1)^2} \mp (h_1 - l_2 - l_1)] \\ q_{5,6} &= \beta [\sqrt{d_1^2 + (h_1 + l_2 + l_1)^2} \mp (h_1 + l_2 + l_1)] \\ q_{7,8} &= \beta [\sqrt{d_1^2 + (h_1 + l_2 - l_1)^2} \mp (h_1 + l_2 - l_1)] \quad (8b) \end{aligned}$$

A d_1 mellett h_1 és l_1 -t, vagy h_1 és l_2 -t tartalmazó tagok:

$$\begin{aligned} q_{9,10} &= \beta [\sqrt{d_1^2 + (h_1 - l_2)^2} \mp (h_1 - l_2)] \\ q_{11,12} &= \beta [\sqrt{d_1^2 + (h_1 + l_2)^2} \mp (h_1 + l_2)] \\ q_{13,14} &= \beta [\sqrt{d_1^2 + (h_1 - l_1)^2} \mp (h_1 - l_1)] \\ q_{15,16} &= \beta [\sqrt{d_1^2 + (h_1 + l_1)^2} \mp (h_1 + l_1)] \quad (8c) \end{aligned}$$

Végül a d_1 mellett csak h_1 -t tartalmazó tagok:

$$q_{17,18} = \beta [\sqrt{d_1^2 + h_1^2} \mp h_1] \quad (8d)$$

Rá kell mutatnunk arra, hogy a fenti (6)–(8d) képletekben szereplő mennyiségek MKSA mértékegységekben helyettesítendők. Tehát a 2. ábrán feltüntetett antennák fél geometriai hosszát (l_1 , ill. l_2) és távolságukat (d_1), valamint eltolásukat (h_1) m-ben, a $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ fázistényező képletében szereplő λ hullámhosszt ugyancsak m-ben helyettesítve a Z_{12} kölcsönös impedanciát, illetve annak valós és képzetes összetevőit ohmban kapjuk.

2. A kapott képletek értékelése

Ellenőrzés céljából egyrészt a következő eseteket vizsgáljuk:

1. Két párhuzamos azonos l hosszúságú, egymástól eltolt szimmetrikus antenna esetén, miután az l -t behelyettesítjük a (6) és a (7) képletekben szereplő l_1 , valamint l_2 helyébe, ugyanazokhoz a képletekhez jutunk, amelyeket Ajzenberg közölt [13].

2. Két párhuzamos azonos hosszú, egymástól adott távolságra levő szimmetrikus antenna esetén az $l_1 = l_2 = l$ és $h_1 = 0$ egyenlőségeket behelyettesítjük a (6) és a (7) képletbe, mikor is olyan képleteket kapunk, melyek teljes egészében megegyeznek Markov könyvében található eredményekkel [17].

3. Két párhuzamos, különböző hosszú, egymástól adott távolságra levő szimmetrikus antenna esetén a $h_1 = 0$ helyettesítést végezzük. A (6) és a (7) képle-

tek olyan kifejezéseké válnak, amelyek megegyeznek Schelkunoff könyvében közölt képletekkel [18].

A fent vizsgált esetek azt bizonyítják, hogy az általunk kapott képletek helyesek és általánosak.

Másrészt numerikus számításokat is végeztünk a CDC-3300 típusú elektronikus számítógéppel. A kapott számértékek kitűnően megegyeznek az irodalomban található adatokkal [4], [11], [13], [19]. E tény az előző megállapítást erősítette meg.

Összefoglalva: az indukált elektromos térerősség módszer segítségével általános képleteket vezettünk le, amelyek nagy segítséget nyújtanak bármilyen párhuzamos elemekből álló antennarendszer kölcsönös és saját impedanciájának meghatározásánál. A kapott eredmények különösen jól használhatók az LPD antennaelemek közötti kölcsönös impedancia számításához.

A szerző köszönetet mond dr. Győry Tibornak szakmai tanácsaiért.

IRODALOM

- [1] Pistolkors, A. A.: The Radiation Resistance of Beam Antennas. Proc. IRE, Vol. 17, N° 3, March, 1929.
- [2] Labus, J.: Rechnerische Ermittlung der Impedanz von Antennen. Hochfrequenztechnik und Elektroakustik, Band 41, Heft 1, Januar, 1933.
- [3] Brown and King: High-Frequency Models in Antenna Investigations. Pros. IRE, Vol. 22, N° 4, April, 1934.
- [4] Kraus, J. D.: Antennas. McGraw-Hill Book Co., Inc., New York, 1950.
- [5] Carter, P. S.: Circuit relations in radiating systems and applications to antenna problems. Proc. IRE, 20. köt. 1932. június.
- [6] Brown, G. H.: Directional antennas. Proc. IRE, 20. köt. 1932. június.
- [7] Cox, C. R.: Mutual impedance between vertical antennas of unequal heights. Proc. IRE, 35. köt. 1947. november.
- [8] King, H. E.: Mutual impedance of unequal length antennas in echelon. IRE Transactions on Antennas and Propagation, AP-5, 1957. július.
- [9] Loxsin, V. L., Jampol'szkij, V. G.: Metodika priblizsenogo raszcseta vzaimnüh szoprotivlenij vibratorov. Radiotekhnika Tom. 17, N° 11, 1962.
- [10] Beljanskij, V. B.: Vzaimnűje szoprotivlenija parallel'nüh vibratorov raznoj dlinű. Trudű ucsebnűh insztitutov szvjazi. Vűp. 35. Min. szvjazi SZSZSZR, 1967.
- [11] Najmusin, M. N.: Vzaimnűje szoprotivlenija vibratorov neravnoj dlinű Antennű Szbornik vűp. 10, 1971.
- [12] Baker, H. C., La Grone, A. H.: Digital computation of the mutual impedance between thin dipoles. IRE Transactions on Antennas and propagation, AP. 10, No. 2, 1962. March.
- [13] Ajzenberg, G. Z.: Antennű dlja magsiztral'nűh radio-szvjazej. Szvjaz'izdat. Moszkva, 1948.
- [14] Istvánffy, E.: Távonalak, antennák és hullámterjedés. Tankönyvkiadó. Budapest, 1966.
- [15] Győry Tibor: Hullámterjedés. Tankönyvkiadó. Budapest, 1969.
- [16] Győry Tibor és Kiss Lajos: A lakihegyi új 20 kW-os adó antennarendszerének tervezése. PKI közleményei VI. köt. 1965.
- [17] Markov, G. T.: Antennák. Műszaki Könyvkiadó. Budapest, 1963.
- [18] Schelkunoff, S. A.: Antennas Theory and Practice. New York, 1952.
- [19] Smith, C. E.: Theory and Disign of Directional Antenna Systems. Cleveland Institute of Radio Electronics.
- [20] Schelkunoff, S. A.: Advanced Antenna Theory. John Wiley & Sons, Inc. New York, 1952.

A TL 74... sorozatú áramkörök átváltási tranziensei

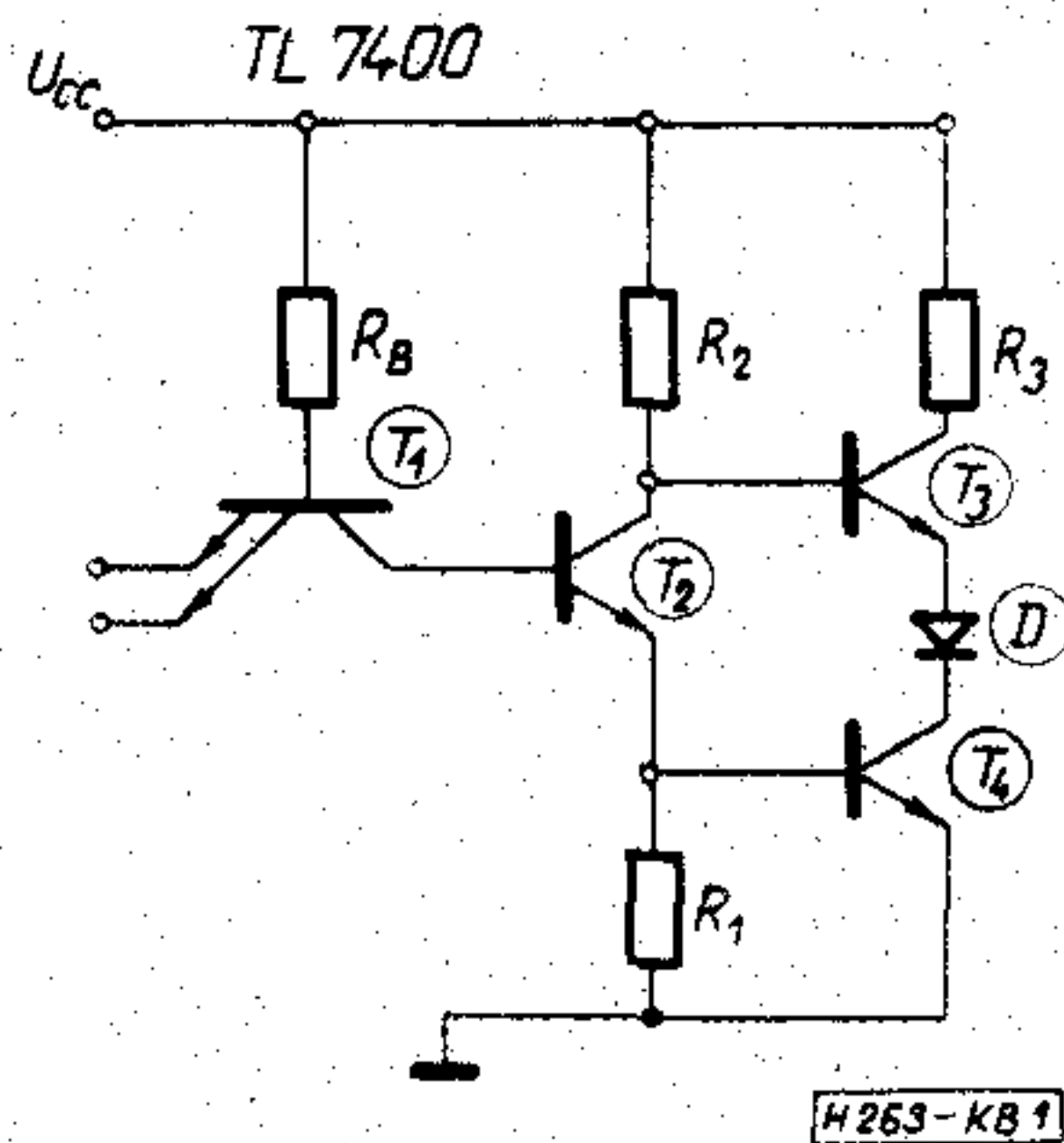
ETO 621.382.015.3:681.325.65

A TL 74... sorozat ekvivalens az SN 74...N sorozatú Texas áramkörökkel. Ez a jelenleg legszélesebb körben alkalmazott digitális áramkör család.

Az elektronikus berendezések tervezőinek nagy darabszámú digitális kapuáramkör egyidejű, vagy egymás utáni működtetésekor a fellépő tranziensek kellemetlen hatásait kell figyelembe venni. Ehhez kíván segítséget nyújtani ez a cikk, amely konkrétan a TL 7400 (SN 7400N) típusú áramkör NAND kapuját vizsgálja. Az itt kapott eredményeink kellő megfontolással átvihetők a típuscsalád többi áramköreire is.

A NAND-kapu átkapcsolásakor megváltoznak a feszültség szintek mellett az áram szintek is. Az ilyen esetben fellépő tranziensek oka a különböző terhelések (kapacitív, ohmos) hatása és a kimeneti totem-pole fokozatban a vezetés átlapolása. Minden kapacitásnak (szórt, terhelő, stb.) fel kell töltnie, illetve ki kell sülnie a logikai állapotváltozás esetén.

Egy jellemző tranziens van a tápáramfelvételben ennél az áramkör családnál az átváltásnál. A kimeneti 0 szintről az 1 szintre való átváltásnál lesz egy olyan állapot, amikor a kimeneti oszlop mindkét tranzisztora és a dióda is nyitva van (1. ábra). Ez



1. ábra

azért következik be, mert a T_3 gyorsabban kapcsol be, mint ahogy a T_4 képes kikapcsolni. Ez a tápfeszültség és a föld közt egy olyan áramot enged meg, amelyet csak az R_3 ellenállás korlátoz.

$$I_{CC(max)} = \frac{U_{CC} - U_D - U_{CEsat}(T_4) - U_{CEsat}(T_3)}{R_3}$$

Összegezve: az I_{CC} kapcsolási tranziens három fő hatásnak a kombinációja: az I_{CC1} és az I_{CC0} közötti különbségnek, a terhelő kapacitás feltöltődésének, valamint a vezetési átlapolásnak.

A tranzienseknek az áramkör disszipációra gyakorolt hatását a C_T terhelő kapacitás és a működési frekvencia függvényében határoztuk meg. A karakterisztikával való megadási mód lehetőséget nyújt a

tervezőknek az őket érdeklő működési tartományok vizsgálatához. A $P-f$ karakterisztika meghatározását mérés és számítás, illetve számítás útján végeztük el.

A mérési és számítási módszer

Statikus esetben, illetve átkapcsoláskor a NAND-kapu teljesítménydisszipációja:

$$U_{CC} = 5 \text{ V}$$

Bemenet 2,4 V
Worst-case

Kimenet 0,22 V
 $P_1 = 18,6 \text{ mW}$

Bemenet 0,22 V
Worst-case

Kimenet 3,3 V
 $P_2 = 6 \text{ mW}$

Átváltáskor, amikor a kimenő totem-pole áramát csak a 130 ohm ellenállás korlátozza (a tápáramban ekkor van a nagy lökés):

$$P_{csúcs} \cong 70 \text{ mW}$$

Közelítőleg:

$$P_{\text{átlag}} = \frac{P_1 + P_2}{2} = 12,6 \text{ mW}$$

$$P_{\text{kapcs}} = f_r t_d P_{\text{csúcs}}$$

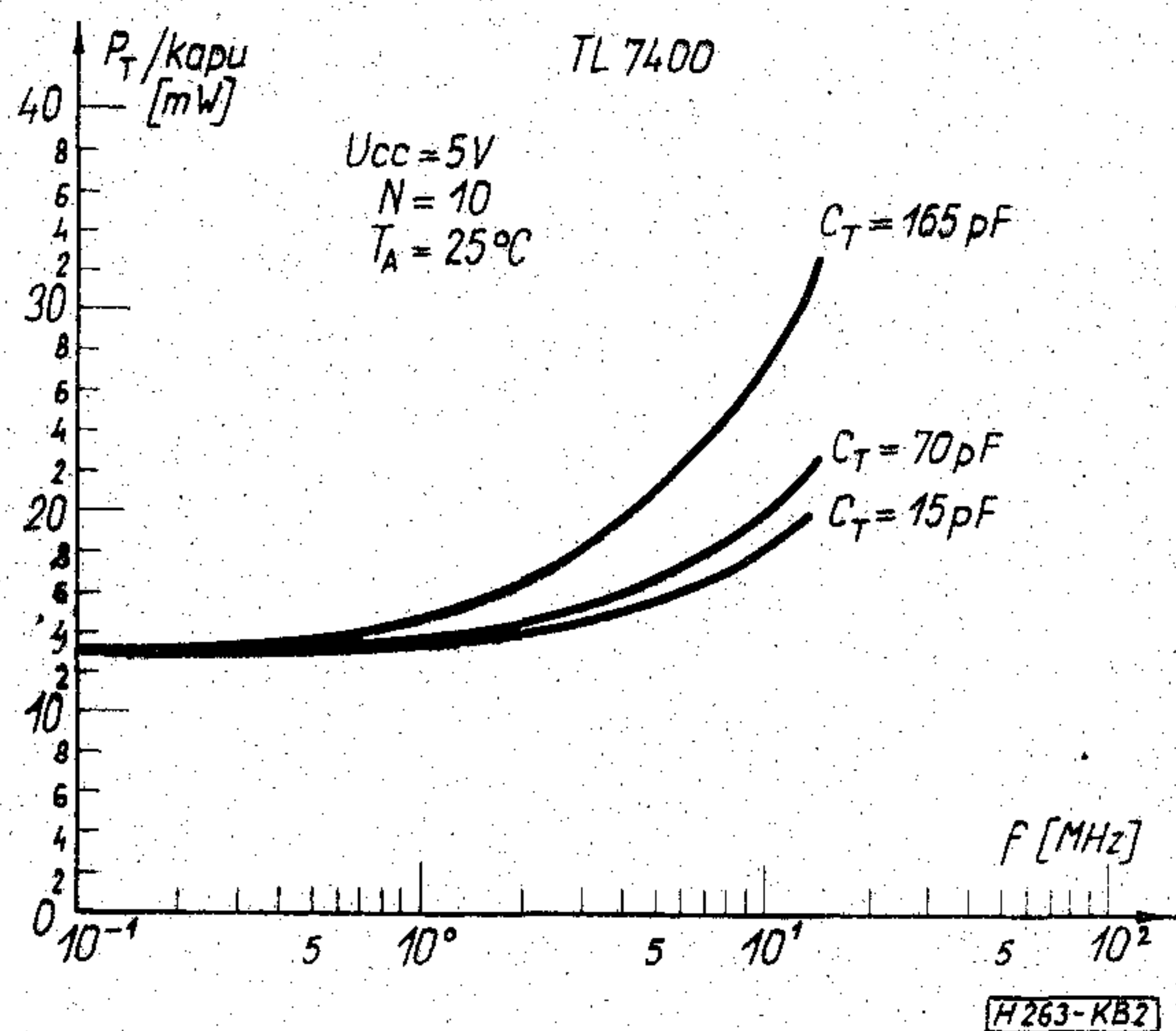
A tápáramfelvétel jelalak területének integrálásából számítva P_{kapcs} értéket, a kapcsolási átlagteljesítményt adja.

A fenti számításnál több elhanyagolást végeztünk, de a gyakorlat számára jó közelítést biztosítottak az adatok.

A disszipált teljesítmény a kapcsolat gyakoriságától függ. Alacsony frekvencián (feltételezve az 1:1 kitöltési tényezőt) a $P \rightarrow P_{\text{átl}}$ -hoz, magasabb frekvencián a $P \rightarrow P_{\text{kapcs}}$ -hoz tart a disszipáció. Különböző frekvenciákon, különböző terhelő kapacitások alkalmazásával mértük a kapcsolási időket. A mért értékekkel és a P_{kapcs} segítségével kiszámítottuk és megszerkesztettük a $P-f$ karakterisztikát (2. ábra). A kapott görbék jól mutatják a terhelőkapacitás hatását a disszipációra növekvő működési frekvenciákon.

A számítási módszer

Az előző módszernél felhasznált közelítések több elhanyagolást tartalmaztak. A helyes fizikai képzialakításához számítási úton is elvégeztük az átkapcsolási tranziens-analízist a következő módszer segítségével: az áramkör teljes dinamikus helyettesítő képéből az egyes működési szakaszokban csak a szakaszokra jellemző tagokat vettük figyelembe (szakaszosan — lineáris aproximáció), majd számítógéppel megvizsgáltuk az egyes paraméterek hatását az áramkör dinamikus viselkedésére.



2. ábra

A dinamikus helyettesítőkép megszerkesztésénél három forrásból eredő kapacitást vettünk figyelembe: a tranzisztort alkotó $p-n$ átmenetek kapacitásait, az ellenállások kapacitásait és a terhelő kapacitást. A helyettesítő kép egyes kapacitásai összevonhatók, így kapjuk a számítások számára előnyösebb elrendezést, amit a 3. ábra mutat:

$$C_B = C_{e1} + C_{S1} + C_{RB} + C_{C2} + C_{e2} \times (C_{e4} + C_{R1} + C_{e4})$$

$$C_T = C_{C4} + C_{S4} + C_L$$

$$C_{C2} = 1,7 \text{ pF}$$

$$C_{S2} = 1,6 \text{ pF}$$

$$C_T = 28,2 \text{ pF}$$

$$C_L = 25 \text{ pF}$$

A TTL áramkör tranziens működését gyakorlatilag két szakaszra, a bekapcsolási és kikapcsolási tranziensre bonthatjuk. A bekapcsolási folyamatnál a bemeneti feszültség kis szintről — nagy szintre változik ($0 \rightarrow 1$), míg a kikapcsolásnál nagy szintről — kis szintre ($1 \rightarrow 0$).

Bekapcsolási tranziens

Az ugrásszerű bemenőjel hatására a késleltetési idő alatt a kaputranzisztor, T_1 telített üzemből inverz aktív, a T_2 lezárt állapotból aktív, míg a T_4 lezárt állapotból aktív-lezáras határhelyzetébe kerül. Az átkapcsolási szakaszban lezár a T_3 tranzisztor és telítési határhelyzetbe kerül a T_4 tranzisztor. A 3. ábra alapján a bekapcsolási teljesítménye az áramkörnek:

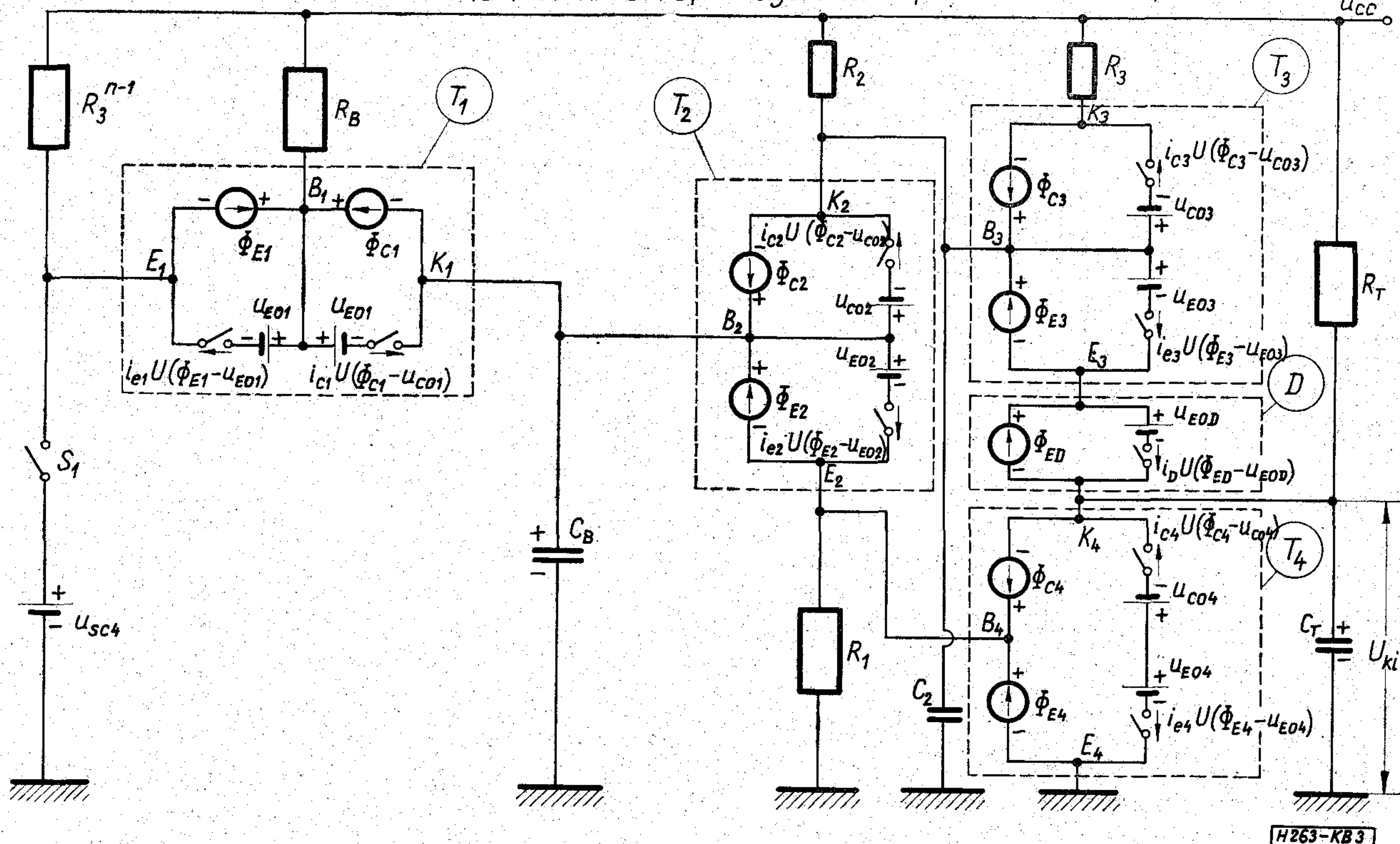
$$P_{be} = \frac{U_{CC}}{R_B} (U_{CC} - U_{C01} - U_{E02} - U_{E04}) + \frac{U_{CC}}{R_2} (U_{CC} - U_{CE2} - U_{E04}) + \frac{U_{CC} - U_{SC4}}{R_T} U_{SC4} \quad (1)$$

ahol U_{CC} a tápfeszültség, U_{C0} a kollektor-bázis dióda nyitó feszültsége, U_{E0} az emitter-bázis dióda nyitó feszültsége, U_{SC} a telítési feszültség.

Az áramkör bekapcsolási ideje:

$$t_{pdo} = R_B C_B \ln \frac{U_{CC} - U_{C01} - U_{SC4}}{U_{CC} - U_{C01} - (U_{E02} + U_{E04})} + C_T \frac{U_{0L} - U_A}{B_1 I_{B1}(T_2)} + \left(\tau_B + C_T \frac{R_B}{n} \right)$$

A TL 7400 NAND kapu helyettesítő kapcsolása



3. ábra

$$\ln \frac{B_1 B_2 I_{B1} (T_2) \frac{R_B}{n}}{B_1 B_2 I_{B1} (T_2) \frac{R_B}{n} - \left(U_{CC} - U_{E01} - \frac{I_T R_B}{n} - U_{SC4} \right)}, \quad (2)$$

ahol U_{0L} a kimeneti „NEM” szint, U_A az átváltási feszültség, n a terhelő fokozatok száma, I_T a terhelő áram, B_1 a nagyjelű áramerősítési tényező, $I_{B1}(T_1)$ a tranzistorok bekapcsolási árama, τ_B a bázisfutási idő.

Kikapcsolási tranziens

A késleltetési idő alatt kapcsol át a T_1 kaputranzisztor, ennek a működési ideje gyakorlatilag elhanyagolható, mivel a bázison átfolyó áram változása igen kis értékű. Ez idő alatt szűnik meg a T_2 , ill. T_4 tranzisztor telített működése, míg a T_3 tranzisztor aktív, illetve telített üzeme végzi a tényleges átkapcsolási folyamatot.

Az áramkör kikapcsolási teljesítménye:

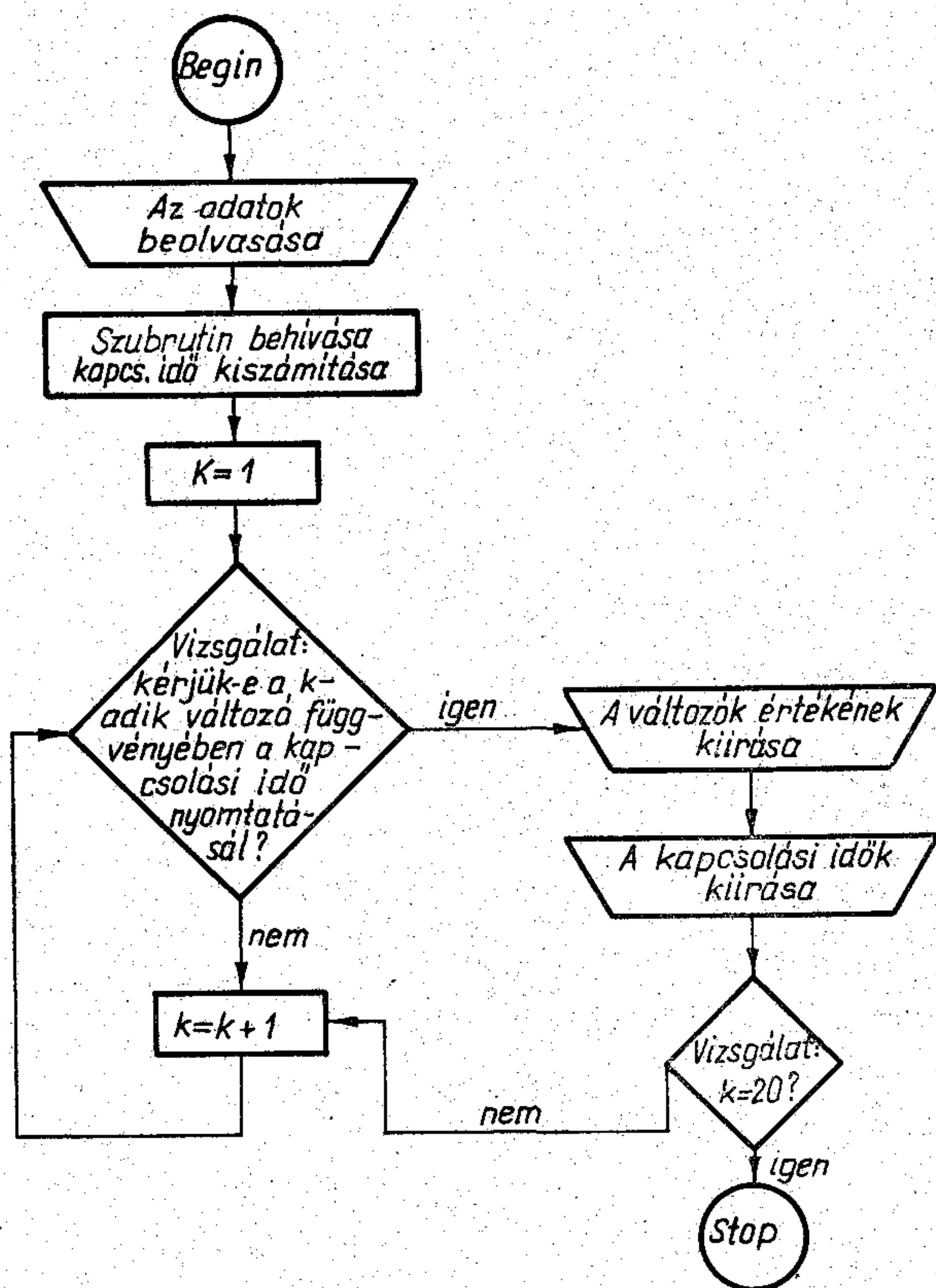
$$P_{ki} = \frac{U_{CC}}{R_B} (U_{CC} - U_{E01} - U_{SC4}) + \frac{U_{CC} - U_{0H} - U_{CE3}}{R_3 \frac{B_3}{B_3 + 1} \times \frac{R_B}{n}} U_{SC3} \quad (3)$$

Az áramkör kikapcsolási ideje:

$$t_{pd1} = t_{S1} + t_{S2} + C_T \left(\frac{R_B}{n} \times R_3 \frac{B_3}{B_3 + 1} \right) \ln 2, \quad (4)$$

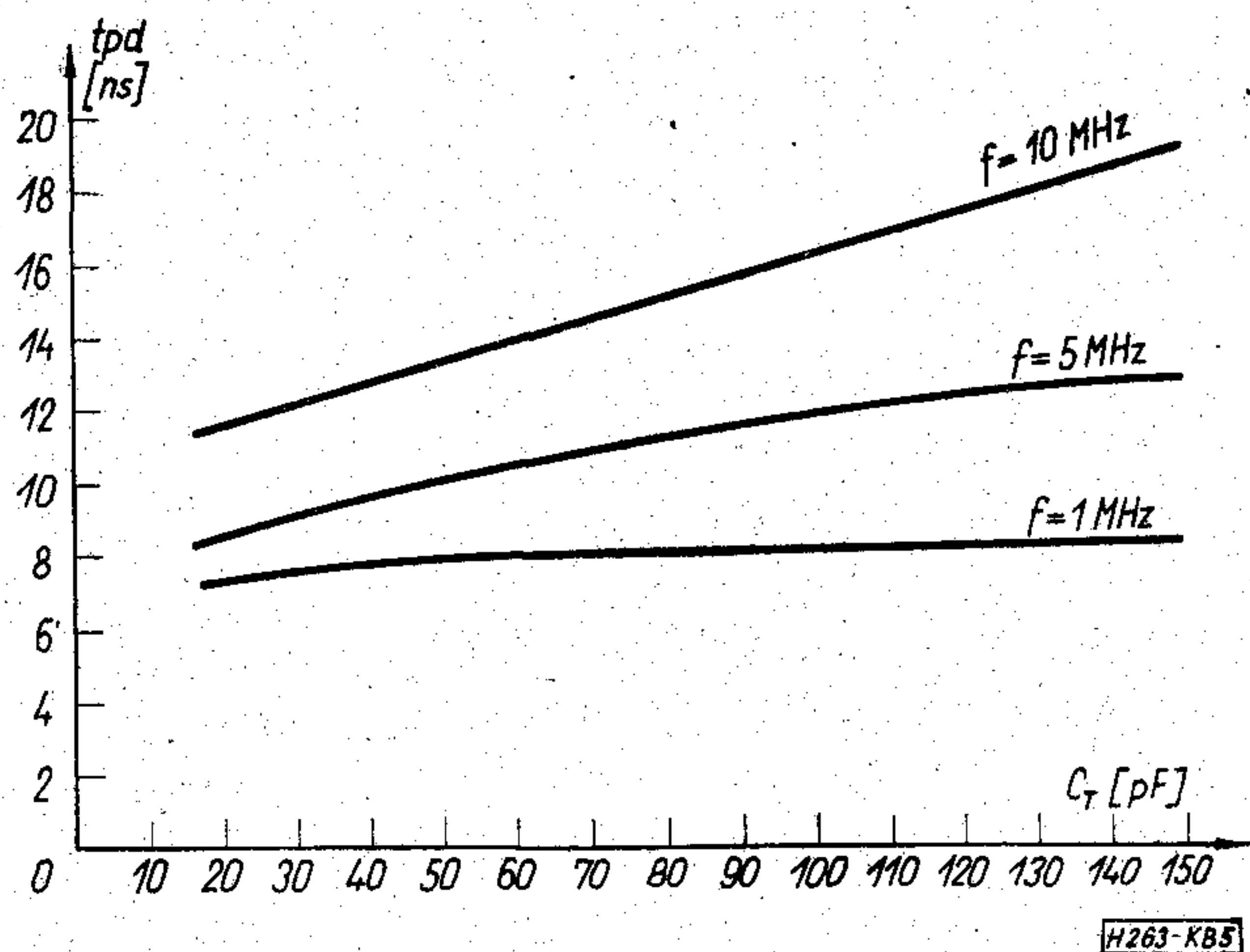
ahol t_{S1} a T_1 tranzisztor tárolási ideje, t_{S2} a T_2 tranzisztor tárolási ideje.

Az áramkör átlag disszipált teljesítménye, és átlag átkapcsolási ideje (1:1 kitöltési tényező, dina-



4. ábra

H263-KB4



5. ábra

mikus üzem esetén):

$$\bar{P} = \frac{P_{be} + P_{ki}}{2} \quad \bar{t}_{pd} = \frac{t_{pd0} + t_{pd1}}{2} \quad (5)$$

Az (1–5) képletekből számolva:

$$U_{CC} = 5 \text{ V esetén } \bar{P} = 13,775 \text{ mW}$$

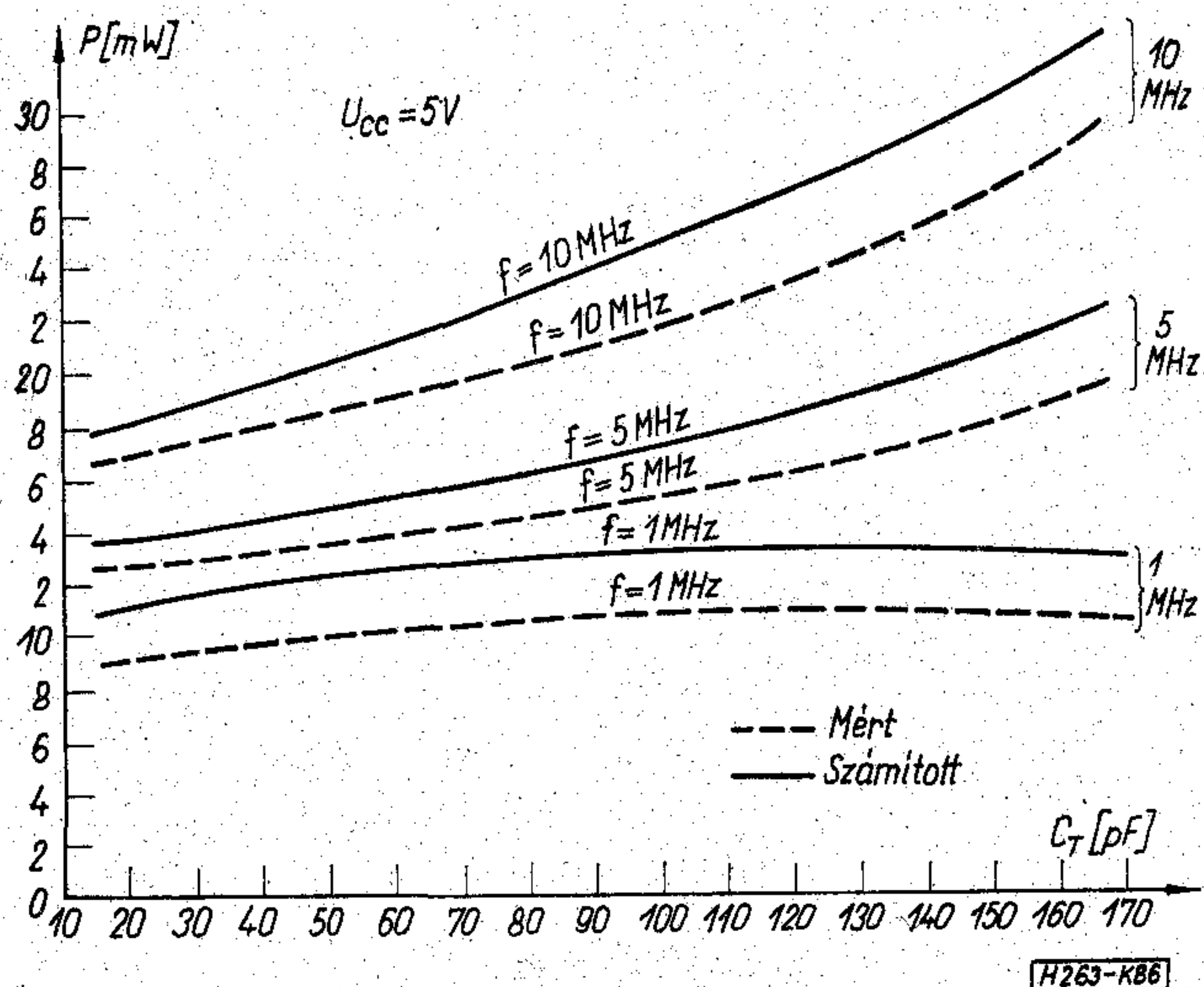
Terjedési idő vizsgálata

Röviden ismertetjük a működési sebességgel kapcsolatos kérdéseket, elsősorban a különböző tényezők (C_T , f) hatását az áramkör terjedési idejére. Ezt a vizsgálatot számítógép segítségével végeztük el (4. ábra) és az 5. ábra szerinti eredményre jutottunk. Az ábrából látható, hogy a terhelő kapacitás (C_T) növekedésével az átkapcsolási idő is növekvő tendenciát mutat. A működési frekvencia növelésével az áramkör kapcsolási ideje nő.

Ezen összefüggések ismeretében meg lehet határozni, hogy az áramkör teljesítménye hogyan változik a fenti tényezők (C_T , f) függvényében.

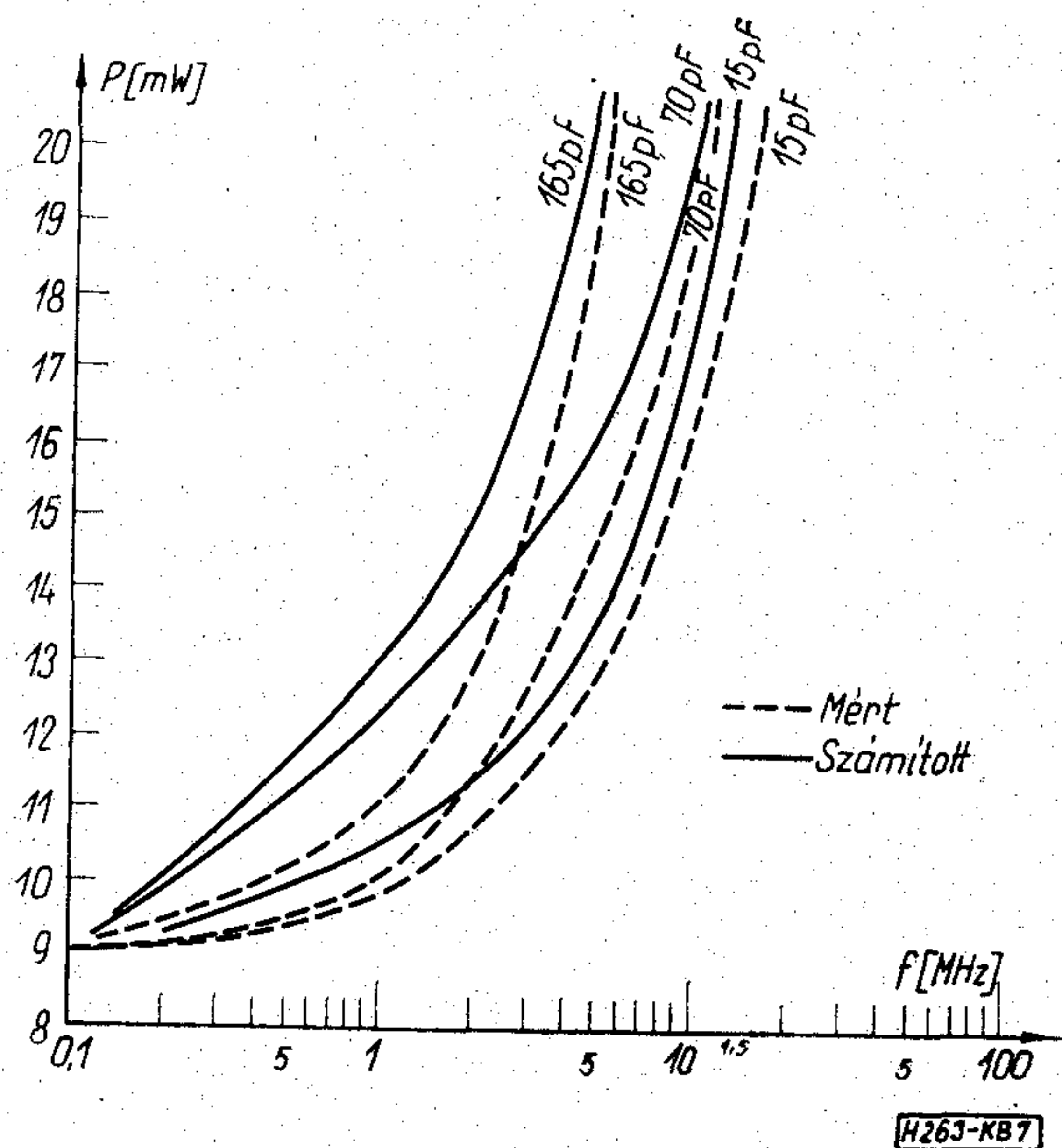
(2) alapján:

$$\bar{P} = \frac{PD}{\bar{t}_{pd}},$$



6. ábra

H263-KB6



7. ábra

ahol PD a „productum” rövidítése — adott áramkörre jellemző átkapcsolási energia pJoul-ban, ha

$\bar{t}_{pd}$ psec-ban, míg $\bar{P}$ — mW-ban van kifejezve, $\bar{t}_{pd}$ a terhelő kapacitás és frekvenciafüggő áramkör átlag átkapcsolási ideje.

Ily módon ismerve a $\bar{t}_{pd}$ -nek a terhelő kapacitástól, valamint a frekvenciától való függését, könnyű megvizsgálni az áramkör-teljesítmény függését a fenti tényezőktől (6. és 7. ábra).

A mérési és számítási eredmények értékelése

A 6. és a 7. ábrából látható, hogy a mért és a számított görbék között a maximális eltérés 3,1 mW. Az eltérés csekély volta bizonyítja mind a mérést, mind a számítás helyességét.

A közölt karakterisztikák jól kezelhetők a tervezésnél és kellő számszerű tájékoztatást biztosítanak.

I R O D A L O M

- [1] Robert L. Morris and John R. Miller: Designing with TTL Integrated Circuits. 1971.
- [2] David K. Lynn: Analysis and design of Integrated circuits.

A híradástechnika első EÖTVÖS LORÁND-DÍJASAI

A Magyar Népköztársaság Minisztertanácsa által 1973-ban alapított és első ízben 1974. április 4-én kiadott EÖTVÖS LORÁND-DÍJ kitüntetésben részesültek:

Komporday Aurél, a Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet vezérigazgatója, egyesületünk elnöke, a magyar híradástechnikai kutatás megteremtésében elért kimagasló munkásságáért,

Koller László, a Híradástechnika Szövetkezet fő-

mérnöke, a korszerű televízióműszerek fejlesztése terén végzett közel két évtizedes kimagasló munkájáért,

Lóránth Imre, a Mechanikai Laboratórium Kísérleti Vállalat főosztályvezetője, a hírközlő berendezések frekvenciáinak analizálására alkalmas szűrő-berendezések konstrukcióinak kifejlesztéséért.

Gratulálunk a kitüntetetteknek és sok sikert kívánunk további munkásságukhoz.

Pollák-Virág Díjasaink

Az ünnepi küldöttközgyűlésen adta át **dr. Barta István**, elnök az 1973. évi **Pollák-Virág Díjakat**. A HÍRADÁSTECHNIKA XXIV. (1973) évfolyamában megjelent kiemelkedő értékű cikkükért ez alkalommal a következő szerzők részesültek az egyesületnek ezen, 1960-ban alapított, oklevelében és díjában:

KALMÁR GÁBOR
Egyesült Izzólámpa és Villamossági Rt.

„Monolit integrált áramkörök néhány jellegzetes meghibásodási módja, különös tekintettel a metallizációs problémákra” (11. szám)

KORMOS ISTVÁN
Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet
„Digitális szűrők” (9. szám)

DR. LABODA SÁNDOR

Magyar Nemzeti Bank

„Híradástechnikai nemesfém érintkezők és nemesfém bevonatok” (1. szám)

DR. RUPPENTHAL PÉTER

BME Híradástechnikai Elektronika Intézet

„Logikai áramkörök zavarérzékenysége” (7. szám)

TRÓN TIBOR

Budapesti Műszaki Egyetem

BME Híradástechnikai Elektronika Intézet

„Hálózatszintézis az állapotváltozók alapján” (10. szám)

DR. VÁNYAI PÉTER

Távközlési Kutató Intézet

„A PCM-hierarchia második lépcsője:

A szekunder multiplex” (2. szám)

Villamos gyújtású robbantásoknál fellépő veszélyforrások híradástechnikai létesítmények közelében

ETO 662.423—784.37:621.39

A robbantóanyagokat egyre kiterjedtebben alkalmazzák a népgazdaság legkülönbözőbb területein, a bányászatban, a kohászatban, az építőiparban, a mezőgazdaságban, a fémiparban stb. Az egyre sűrűsödő infrastruktúra következtében a robbantástechnikai módszerek egyre inkább finomodnak, de ugyanakkor több olyan veszélyforrás is jelentkezik a környezetben, melyek nehezítik a robbantások elvégzését. Ismeretes, hogy a korszerű robbantástechnikában a legtöbb helyen a villamos gyújtást alkalmazzák a robbantótöltetek detonációba vite-
lére. A villamos robbantógép (esetleg a hálózati áram) közlő energiája a többnyire vaskos, kábelszerű robbantó fővezetéken át, a robbantóhálózat elemeit összekötő vezetéken keresztül, majd a gyutacsokból kivezető (a 4–8 m hosszúságot is elérő) gyutacsvezetékek révén a villamos gyutacs gyújtófejében elhelyezkedő izzószálba jut. Az izzószál a gyúelegyet felflokkantja, az pedig a gyutacsban levő iniciáló töltetet robbantva a munkavégző robbantótöltetet indítja.

A legismertebb veszélyforrások, melyek környezetileg érintik a villamos robbantásokat, a következők: 1. nagyfeszültségű erősáramú berendezések révén létrejövő kóbor áramok és indukciók, 2. elektrosztatikus feltöltődések (pl. az alkalmazott műanyagok folytán), 3. elektromos kisülések (főként zivatarok, villámok idején), 4. elektrolitikus elemek keletkezéséből adódó áramok (pl. savas jellegű víz alatti robbantásoknál), 5. közeli híradástechnikai berendezések hatása révén keletkező nem akaratlagos robbanások kiváltódása.

Másfelől a robbantástechnikai műveletek a környezetet érinthetik károsan főként a légnyomás, a repesz-, a szeizmikus (rengési) hatás következtében. Ezek tekintetében a biztonsági szabályzatok többrétű védőintézkedéseket (pl. repeszgátló lefedéseket, biztonsági távolságokat stb.) írnak elő. Kényesebb esetekben külön szakértői bizottság véleménye határozza meg a robbantás várható hatásaiból eredő károk megelőzését célzó intézkedéseket. A robbantási műveletek esetleges káros hatásainak megelőzése a legtöbb ország robbantási biztonsági szabályzataiban (így a hazai ÁRBSZ-ben is) megtalálható, ezért ezek taglalása e cikk keretén belül nem szükséges.

Annál inkább problematikus az a veszélyeztettség, mely a híradástechnikai berendezések révén keletkezhet. E berendezések „időszakos kikapcsolása” (mint pl. egyes erősáramú vezetékeknél)

rendszerint nem oldható meg, de ugyanakkor a robbantások végzése — különösen e létesítmények közelében a hálózatbővítés érdekében kialakítandó építmények alapjainak kiemelésénél sziklás talajokban — is szükséges más módszerrel nem oldható meg. Többnyire a robbanózsínóros indítás a keletkező légnyomás- és szilánkhatalom miatt nem alkalmazható. Ezért látszik érdekesnek részletesebb vizsgálat alá venni az erősen villamosított, komoly híradástechnikai láncolatokkal ellátott olyan országok tapasztalatait, szabályzatait, amelyekben ugyanakkor — főként a geológiai adottságok miatt — sok robbantástechnikai munkát is kell végezni. Ilyen országok többek között: az USA, az NDK, Svédország, Svájc, NSZK, Anglia, Ausztria, Olaszország. Ezekben az országokban szerzett, szabályzatmegalapozó tapasztalatok hasznosan lesznek majd alkalmazhatók hazánk ilyen irányú, már megindult fejlődése során.

Az önrobbanási veszély problémakörének körvonalazása

Olyan híradástechnikai létesítmények, berendezések, melyek erős elektromágneses tereket hoznak létre, a környezetükben levő villamos gyutacsokban azáltal okozhatnak nem akaratlagos robbanás-kiváltódást, hogy a villamos gyutacs vezetéke, ill. maga a villamos hálózat — meghatározott feltételek mellett — önrobbanásához szükséges energiát, mintegy antennaként működve képes felvenni. Megjegyzendő, hogy a biztonsági előírások és a szabványok előírják a legnagyobb áramerősséget, melynek hatására a gyújtófejnek még nem szabad működnie (gyutacsrobbanást elindítania). Ez a legtöbb országban 0,18 A (az USA-ban 0,25 A). A biztonság fokozása érdekében az A (normál) villamos gyutacstípusok mellett kifejlesztették az U (unempfindlich = =érzékeny) és a HU (hochunempfindlich = nagyon érzékeny) villamos gyutacsokat, melyek csak 0,45–1, ill. 4–5 áramerősség felett robbannak. A különböző országokban eltérő jelölések mellett eltérő határértékek találhatók. Megjegyzendő, hogy főként a műanyagok sokrétű alkalmazása miatt speciális antisztatizált gyutacstípusok is készülnek már.

A különböző országok robbantási biztonsági szabályzatai — főként az amerikai — különbséget tesznek a híradástechnikai létesítmények veszélyességének megítélésénél abban a tekintetben, hogy mekkora az effektíven kisugárzott energia, hogy telepített vagy mozgó állomásról van-e szó, milyen

Összesítő táblázat különböző országok biztonsági távolságairól híradástechnikai létesítmények közelében végzett robbantásoknál (az energiasugárzásból adódóan)

Az adó által kisugárzott effektív energia W, ill. kW	Biztonsági távolság méterben						
	NSZK*	NDK*		USA		Svédország	Anglia
0,6 W-ig 0,6—1,0	— 2	1 W-ig 10 (A)					
1000 W (1 kW)	1 kW-ig A és U min. 20	1 kW-ig A min. 100	5—25 W	30,5	1—10 15,2 10—30 30,5	30,0	min 30,5
			25—50	45,7	30—60 45,7	50,0	
			50—100	61,1	60—250 91,4	70,0	***
			100—250	106,7	**	100,0	
			250—500	137,2		150,0	
500—1000	198,1		200,0				
10 kW	100 kW-ig U min. 100 min. 100	10 kW-ig U min. 50	1—2,5 kW	304,8		300,0	min. 1609,3
2,5—5,0			457,2		400,0		
5,0—10			670,6		600,0		
10—25			1066,8		10000,0		
25—50			1524,0		1500,0		
100 kW		50—100	2133,6		2000,0		
1000 kW	1000 kW-ig U min. 200	1000 kW-ig A min. 300 U min. 250	100—250			3000,0	

Megjegyzés: * Az NSZK-ban, NDK-ban A a normál, U az érzéketlen, HU az igen érzéketlen villamos gyutacs típusok jele.
 ** Az USA 1967. évi szabályzata szerinti táblázat, külön szerepelteti a „talkie-walkie” típusú mozgó adókat.
 *** Az angol táblázat első része a „talkie-walkie”-kra, második része mindenféle adóállomásra vonatkozik differenciálás nélkül.

frekvenciasáv kerül alkalmazásra, gyári csomagolású villamos gyutacsokat vagy már szerelt robbantóhálózatokat ér-e energiasugárzás. E megfontolások kihatása a biztonsági intézkedésekben, a védelmi távolságok mértékének megszabásában jelentkezik.

A biztonsági intézkedések meghatározása

Alapelvként rögzíthető, hogy a gyári csomagolású villamos gyutacsok szállításánál híradástechnikai berendezésekből eredő hatás révén nem kell veszéllyel számolni. A kötegelés, többszöri összehajtás, a dobozolás módja, a szállítóeszköz fémtestének

árnyékoló hatása stb. kiküszöböli a nem akaratlan robbanási lehetőséget.

A legtöbb szabályzat kiemeli, hogy a vevőberendezések robbantástechnikai szempontból ártalmatlanok.

Az energiasugárzó híradástechnikai berendezések körül végzett robbantási munkáknál a szabályzatok biztonsági távolságok betartását írják elő, azaz ezeknél kisebb távolságoknál fennállhat az önrobbanás veszélye. Első megközelítésben a biztonsági távolságok nagyságát csak az effektíven kisugárzott energia nagyságától teszik függővé. Általában az is általános előírás, hogy az energiasugárzó berendezések közelében végzett robbantásokhoz legalább U, de inkább HU-típusú villamos gyutacsokat kell használni (lásd az 1. összesítő táblázatot).

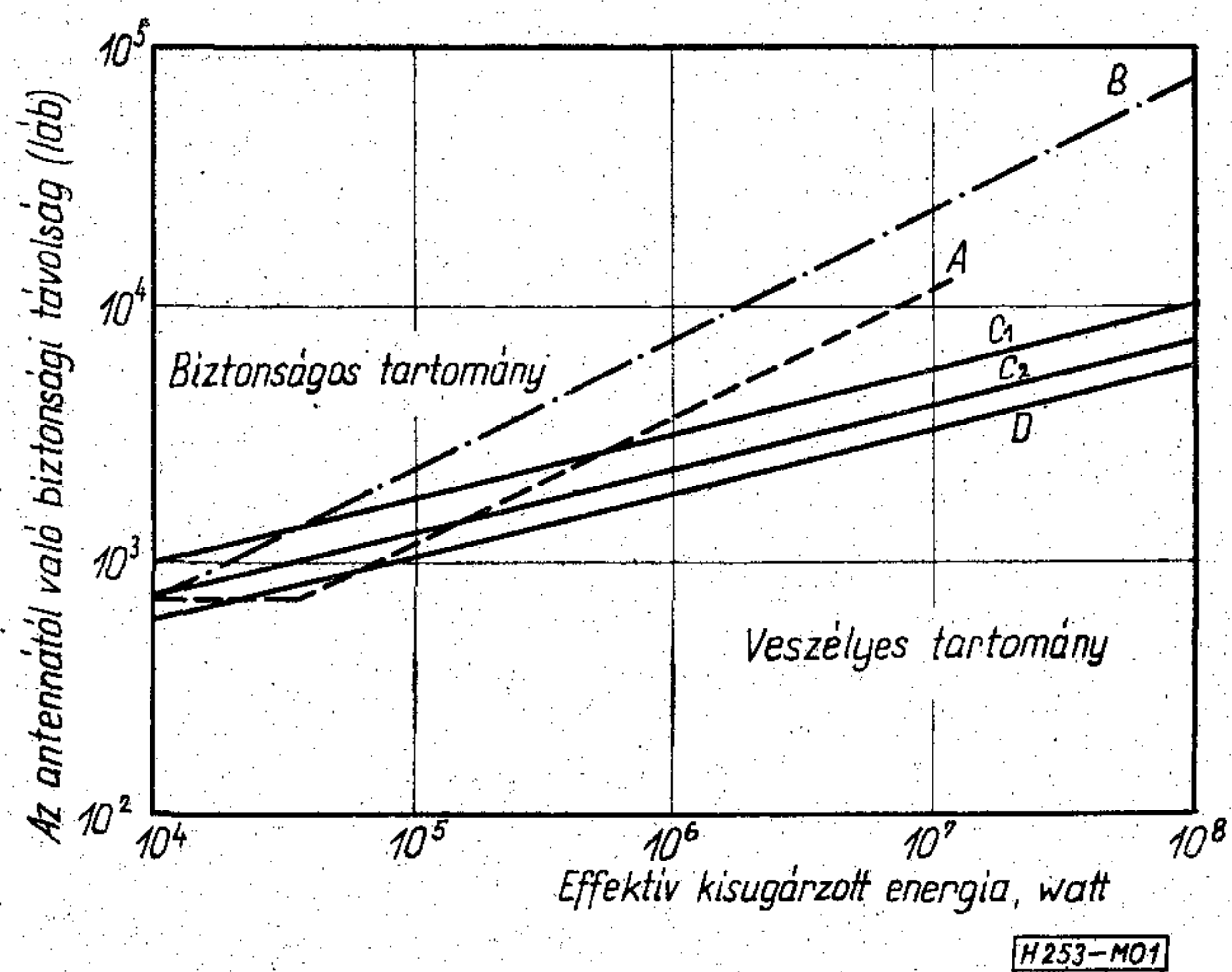
A szabályzatok továbbfejlesztése során több irányzat figyelhető meg. A svéd szabályzat (lásd 2. táblázatot) pl. egyes adóállomásokat (megnevezéssel) tételesen is kiemelt és külön meghatározta a biztonsági távolságokat. A svéd kemény közetben mindennapos az alapozási robbantás, a közművezeték-fektetéssel kapcsolatos lazítás stb. Sor került a különböző adóberendezések veszélyességi csoportosítására, az első lépcsőben pl. Angliában, az USA-ban a mozgó berendezések (pl. URH-kocsik, talkie-walkie-k stb.) távolfartását írták elő, erről a robbantásvezető köteles a robbantást megelőzően meggyőződni. Ha lehetőség van, úgy a mozgó adók frekvenciasávját a 450—470 MHz között kell felvenni, mert ezek kevésbé látszanak veszélyesnek mint az alacsonyabb frekvenciák. Második lépcsőben az USA-ban felülvizsgálták az 1967-ben kidol-

2. táblázat

A svéd biztonsági szabályzat távolságai a kiemelt adóállomásokhoz viszonyítva

Állomás neve	Biztonsági távolság m
Sundsvall/Skön	1000
Stockholm/Nacka, Götebrog/Järnbrott	
Östersund/Brattasen	850
Motala/Bondebacka, Motala/Aska	800
Lulea/Notviken, Hörby	500
Falun/Storna Tuna	450
Egyéb adók	150

Megjegyzés: A felsorolt távolságok VA-típusú villamos gyutacsok használatára vonatkoznak (megfelel a HU-típusoknak). Egyébként az 1. sz. táblázatban felsorolt értékeket figyelembe kell venni. A távolságok betartása mellett a robbantóhálózat alaki előírásainak is eleget kell tenni.

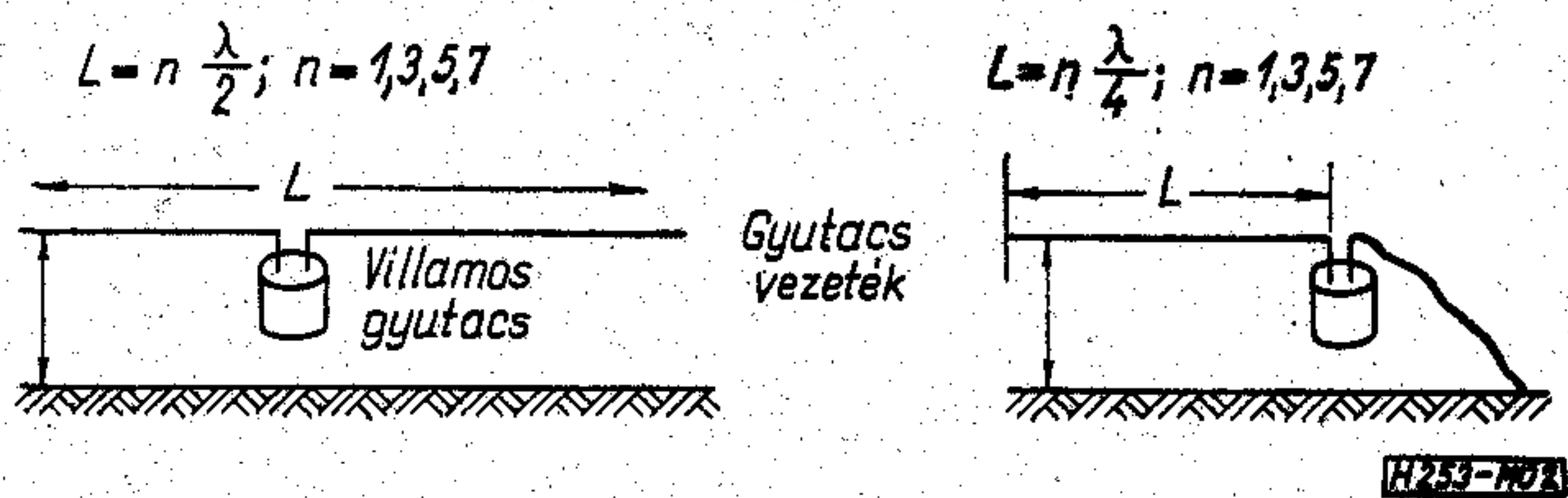


1. ábra. Az 1971. évi amerikai biztonsági ajánlás távolsági értékei. A használt hossz mérték: 1 feet (láb) = 0,3048 m. A görbe: kereskedelmi jellegű rádió közvetítő állomások, AM típusok (0,535–1,605 MHz). B görbe: közvetítő állomások 30 MHz-ig (kivéve az AM-rádió típusokat). C₁ görbe: igen nagy frekvenciájú (VHF) TV- és FM-közvetítők (a 2–6 jelű csatornák és az FM) 30–300 MHz tartományban. C₂ görbe: igen nagy frekvenciájú (VHF) TV- és FM-közvetítők (7–13 jelű csatornák) 30–300 MHz tartományban. D görbe: UHF TV közvetítő állomások 300–3000 MHz tartományban

gozott biztonsági táblázatot és erősen differenciált nomogramot (1. ábra) állítottak össze, melyből leolvasható — adótípusok szerint csoportosítva — a biztonságos, ill. veszélyes övezet. A veszélyes övezetben végzendő esetleges robbantásokhoz szakértői bizottság véleményét kell kikérni.

Az 1. táblázatból látható, hogy erős eltérések mutatkoznak az USA és a svéd, ill. az NSZK és NDK biztonsági határolásai között. Bizonyos egyeztető munkák indultak meg, miután egyrészt a biztonság fokának megítélése, másrészt a kiindulási számítási feltételezések is eltérők. A sűrű híradástechnikai hálózatú országokban feltételezik, hogy nemcsak a robbantás közelében levő egy adott konkrét berendezés veszélyes hatásával, hanem a többi adó esetlegesen éppen összeadódó hatásának lehetőségével is számolni kell. Az európai országok közül pl. az NSZK-ban, az NDK-ban, Svájcban abból indulnak ki, hogy a gyutacsokra megállapított legnagyobb, robbanást még nem okozó áramerősség 1/3-át kell biztonsági határnak elfogadni. Ha a robbantás környezetében, ill. a robbantás megjelölt pontjain mért értékek nem érik el az előbbiekben megadott értéket, a munkaterület biztonságosnak tekinthető.

További szabályzati lépéseként jelentkezett a robbantó hálózat alaki kiképzésének megkötése. Az USA-ban és Svédországban elsősorban a lehetséges veszélyes szituációk leírásával — értelemszerű-

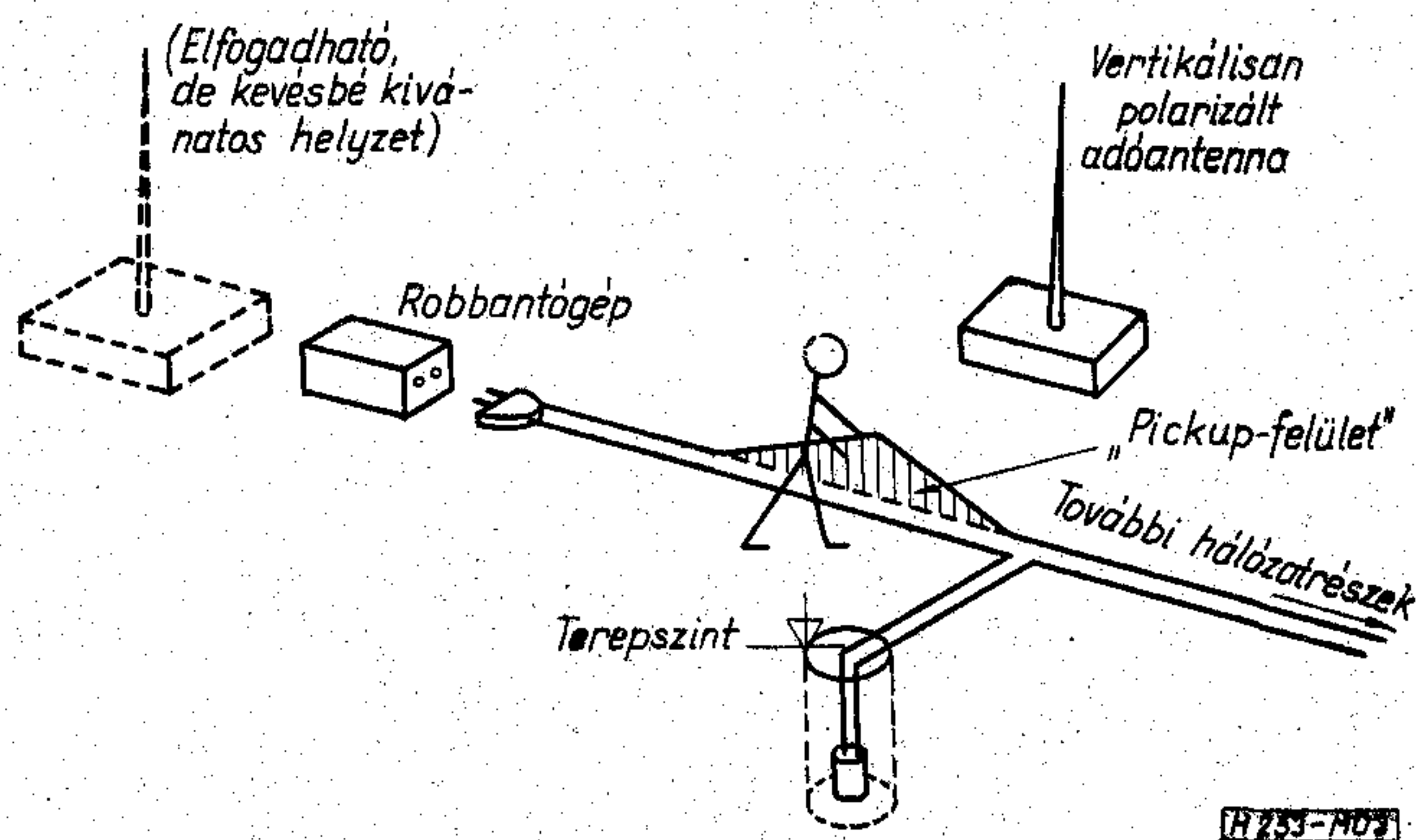


2. ábra

en megadják az alaki elrendezés veszélytelen módjainak elveit. Az AM-rádióhullámok és a mozgó adók vonatkozásában a villamos gyutacs és a gyutacsvezeték antennaként szerepelhet. A legveszélyesebb szituáció (2. ábra) feltételei, ill. körülményei ez esetben:

- ha a robbantóvezeték, a gyutacsvezeték (sőt a gyutacs maga) nem fekszik fel a talajra, hanem a felett, esetleg 1–1,5 m-re halad,
- ha a gyutacsvezeték „dipol”-ként szereplő hossza a rádióhullámhossz fele, vagy a fél hullámhossz többszöröse,
- ha a villamos gyutacs olyan helyre van telepítve, ahol a keletkező (RF) áram az adott rendszerben a legnagyobb,
- ha a gyutacsvezeték egyik szára földelt (a talajjal érintkezik), az előbbiekben vázoltakkal együtt szintén veszélyes szituációt jelent, ha a vezeték hossz a rádióhullámhossz negyede, vagy a negyed hullámhossz többszöröse.

Általában törekedni kell a robbantóhálózat vezetékszárainak egymáshoz és a környező talajfelülethez való szoros vezetésére (az ép és megfelelő szigetelésre ügyelni kell!), kerülendő a hurkok kialakítása. A vezetékeket a környező — számításba jövő — adóknak megfelelően kell „betájolni” (3. ábra).



3. ábra

A svéd szabályzat még azt is kiköti, hogy amennyiben az adóállomásra megállapított biztonsági övezet közvetlen határán (körívesen) kell robbantóvezetéket fektetni, annak hossza nagyobb kell legyen, mint a biztonsági körzet sugarának (r) a fele.

Bár hazánkban a mozgó és a telepített adók száma, figyelembe véve a robbantási tevékenység lehetséges területeit (kőbányák, útépités stb.) még nem túl nagy, mindenesetre kívánatosnak látszik a robbantási szabályzatokban ezekkel a kérdésekkel is foglalkozni, miután a jövőben a híradástechnikai hálózat tervbe vett fejlődésével a vázolt problémakör fontos feladatokat jelent a robbantástechnikai és a híradástechnikai szakemberek részére.

IRODALOM

- [1] Unfallverhütungsvorschrift 5.1 Sprengarbeiten (VBG 46). Hannover, Steinbruchs-Berufsgenossenschaft. 1973.
- [2] Arbeitsschutzanordnung 611/2. Umgang mit Sprengstoffen. Berlin, Staatsverlag der DDR, 1972.
- [3] Anvisningar angående skydd mot yrkesfara vid sprängningsarbete. Stockholm, Kungl. Arbetsarkydd., 1957.

- [4] Verordnung über die Unfallverhütung bei Sprengarbeiten. Bern, Schweizerische. Unfallversicherung, 1954. és 1965.
- [5] Safety Guide for the Prevention of Radio Frequency Radiation Hazards in the Use of Electric Blasting Caps. New York, Institute of Makers of Explosives, 1971.
- [6] Sprengtechnische Ratschläge. Wien, Dynamit Nobel-Wien és Schaffler u. Co. 1972.
- [7] Die elektrische Zündung. Troisdorf, Dynamit Nobel, 1970.
- [8] Blasters Handbook. Du Pont de Nemours et Co. Wilmington (Delaware), 1967. és 1969.
- [9] Általános Robbantási Biztonsági Szabályzat (ÁRBSZ). Budapest, Tancsics K. (Orsz. Bányaműszaki Főfelügyelő-ség). 1973.
- [10] Cybulski, W. — Krzystolik, P.: Strzelanie elektryczne w górnictwie. Katowice, Wyd. Slask, 1970.
- [11] Szerzői kollektíva: Arbeitsschutz und technische Sicherheit beim Umgang mit Sprengmitteln. Berlin, Tribüne, 1969.
- [12] Micheletti, T.: Accensioni di inneschi elettrici dovute a radioonde. Torino, Belletino della AMS, 1971. 1—2. sz. 1973. 184. o.
- [13] Seguiti, T.: Le mine nei lavori minerari e civili. Roma, L'Industria Mineraria, 1969. 295—301. o.
- [14] Investigation of the RF Hazards to Electric Caps. Philadelphia, Report of FIRL, F. B 2256, 1968.
- [15] RF Pickup of Antennas Simulating Blasting Wire Configurations, Measurement Results. Philadelphia, Report of FIRL, F. B 2256—1. 1968.
- [16] Measurement of the RF Coupling Between an Antenna simulating a Blasting Wire Configuration and Nearby Mobile Transmitting Antennas. Philadelphia, Report of FIRL, F. C 1951—1. 1968.

EGYESÜLETI HÍREK

Jelfogós áramkörök leírásának készítése számítógéppel

1974. február 20-án a fenti címmel tartott előadást dr. Székely-Doby Sándor, a HTE Kapcsolástechnikai Szakosztálya, valamint a KTE Postai és Távközlési Tagozata rendezésében.

A szépszájú hallgatóság — főként jelfogós áramkörök tervezését végző szakemberek — érdeklődéssel kísérte az előadást, amely a tervezés egyik legkevésbé látványos, de annál fárasztóbb és felelősségteljesebb munkafázisával, az áramköri tervek ellenőrzésével foglalkozott. Az ellenőrzést általában kétféle módszerrel szokták végezni: vagy maga a tervező nézi át a rajzokat ismét, némi „pihentetés” után, vagy más személy, de annak előbb az áramkör működését is meg kell ismernie, ami csaknem olyan időigényes feladat, mint a tervezés. Hagyományosan a tervezés és ellenőrzés is elsősorban a gyakorlaton és logikai készségen alapul, és csak másodsorban jut szerephez a logikai algebra. A logikai algebrát csupán a kontaktushálózat egyszerűsítésére szokták alkalmazni, olyan esetekben, amikor az áramkör sorbakapcsolt csévéket nem tartalmaz. Így természetesen az ellenőrzés hatékonyságát az emberi tényezők befolyásolják.

Dr. Székely-Doby Sándor a jelfogócsévéket is figyelembe vevő, egzakt számítógépes eljárást dolgozott ki a vizsgálandó kapcsolás működési diagramjának elkészítéséhez. Ez az eljárás a logikai mátrixok kiterjedt alkalmazásán és a több értékű logikai algebrán alapul.

A számítógép számára szükséges bemeneti adatok előkészítése még bonyolult áramkörök esetén is teljesen gépies, betanítható feladat. Továbbfejlesztve a módszer alkalmas lehet a logikai úton legnehezebben felfedezhető, hibás működést okozó átmeneti jelenségek, az ún. hazardok kimutatására is.

Az elméleti megfontolásokat az előadó egyszerű gyakorlati példákon szemléltette, gondosan ügyelve arra, hogy a példa egyszerűsége ne fedje el a problémákat. A hozzászólások részben a gyakorlati alkalmazás során várható nehézségeket érintették, részben a módszer jelentőségét hangsúlyozták. A vita megmutatta, hogy a tervezők nagy várakozással tekintenek az időt rabló ellenőrzési munkát leegyszerűsítő és biztonságosabbá tevő számítógépes eljárás elé.

Á. M.



DFE 200 ADATÁTVITELI BERENDEZÉS

Az elektronikus adatfeldolgozás erőteljes térhódítása szükségessé teszi, hogy a számítógépközpontokhoz adatokat továbbíthassunk, illetve onnan visszahívassunk. Ezt az adatszálítást a DFE 200 típusú adatátviteli berendezés szerfelett gazdaságosan realizálja.

A DFE 200 típusú berendezés lyukszalagon tárolt adatoknak állandó összeköttetéseken, vagy távbeszélőhálózaton keresztüli adatátvitelére alkalmas. A berendezés kódtranszparens, átkapcsolható 5, 6, 7 és 8 csatornás kódra, valamint 200, 100 és 50 Baud átviteli sebességre.

Egy foglalatlan ellenállomásra adatok hívhatók le általa, illetve oda adatok továbbíthatók. Az átviteli szakasz adatbiztosítását egy $5 \cdot 10^{-4}$ hibaredukciós tényezőjű adatbiztosító berendezés végzi.

A DFE 200 berendezés egyedi készülékekből szükség szerint állítható össze és az üzemi adottságoknak megfelelően működtethető.

Részletes információt nyújt állandó magyarországi képviselőnk:

az NDK Magyarországi Nagykövetsége 27. Kereskedelem-politikai Osztály, 1143 Budapest XIV., Népstadion út 101—103.

Exportőr:

Elektrotechnik
EXPORT-IMPORT
VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB DER
DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
DDR 102 BERLIN-ALEXANDERPLATZ
HAUS DER ELEKTROINDUSTRIE

DDR-102, Berlin, Alexanderplatz 6. Német Demokratikus Köztársaság

3.

A penészállóság vizsgálata

A mikroszkopikus gombák (penészek) hatásának reprodukálására szolgáló vizsgálati módszerek elsősorban a gyártmányok trópusi klímán jelentkező penészkárosodását imitálják. A vizsgálatok során a minták felületére penészgomba spórákat juttatunk, azaz a mintákat a penészspórákkal mesterségesen befertőzzük, majd a mintákat meghatározott időre a gombák növekedése és fejlődése szempontjából optimális körülmények közé helyezzük és utána megfigyeljük, hogy a mintákon létrejön-e, ill. hogy milyen mértékű penészedés jön létre. A vizsgálatokhoz használandó penésztörzseket (penészgomba fajtákat) a leggyakrabban előforduló károsítókból állították össze a nemzetközi szabványosító szervezetek szakemberei. Az előírt penésztörzsek spóráiból szuszpenziót készítenek, és ezzel a spóraszuszpenzióval bepermetezzzük a vizsgálandó anyagot. Az így befertőzött mintákat általában 28 napra 30 ± 2 °C hőmérsékletű, 95–98% relatív légnedvességű termosztátba helyezzük. Az értékelés legtöbbször csak szemrevételezéssel történik, de értékelhetünk súlyméréssel, mechanikai vagy villamos tulajdonságok mérésével is.

A penészállósági vizsgálati módszerek 2 nagy csoportra oszthatók: anyagvizsgálatok és gyártmányvizsgálatok. Az anyagvizsgálatok csak kis méretű, kb. $50 \times 50 \times 5$ mm nagyságú anyagmintákon hajthatók végre, gyártmányvizsgálatok, azaz alkatrészek, szerelvények, kisebb készülékek, modellek vizsgálatánál méretmegkötés nincs, csupán a vizsgálat nagysága szab határt. Magyarországon a vizsgálatot általában egy laboratóriumi termosztát.

A penészedés következményei

A penészedés, mint iparilag komoly károsító tényező olyan helyeken lép fel, ahol a penészgombák számára a fizikai életfeltételek biztosítva vannak.

E fizikai feltételek: 20–30 °C hőmérséklet, 85–100% rel. légnedvesség, kevés fény, kevés légmozgás.

A híradástechnikai berendezések ilyen körülmények közé elsősorban nedves-trópuson kerülnek, de normál klímán vagy száraz-trópuson is gyakran előfordulnak olyan mikroklimák (pl. bányák, nedves helységek), ahol a penészedés fenti fizikai feltételei biztosítottak.

A penészedéshez szükséges még valamilyen szerves anyag, amely a gombáknak tápanyagul szolgál. A híradástechnikai gyártmányokban a szerves szigetelőanyagok szolgálhatnak tápanyagul, de tápanyag lehet bármilyen szerves felületi szennyezés (pl. olajos kéznyomok stb.) is. A gombák a szerves anyagokat enzimeik segítségével bontják, és ezáltal esztétikai vagy minőségi károsodást okoznak.

Esztétikai károsodás

A penészszővedék jelenléte pusztán esztétikai szempontból is kifogásolható, ahol a külső megjelenés elsőrendű követelmény, akkor is, ha ez az anyag tulajdonságait nem befolyásolja.

Minőségi károsodás

A penész jelenlétének következménye az anyag felületi-fizikai tulajdonságainak megváltozása pl. a szigetelőanyag felülete vezetővé válik, vagy a penészszővedék átvezetést létesít két egymástól szigetelt felület között (1. ábra).



1. ábra. Penészes nyomtatott huzalozású lemez

Hosszabb penészhatás esetén a penészerzékeny anyagok szerkezete is megváltozik, ami az anyagra jellemző fajlagos értékek változásával mérhető pl. mechanikai jellemzők leromlása, felületi és belső ellenállás csökkenése, veszteségi tényező növekedése.

A penészgombák anyag-cseretermékei (általában szerves savak) a különben ellenálló anyagokat is megtámadják, pl. fém-korróziót okoznak, elhomályosítják az üveget.

A módszerek szabványosítási helyzete

A penészállóság vizsgálati módszerének fejlesztésével jelenleg két nemzetközi szervezet foglalkozik, nevezetesen az IEC 50 B Környezetállósági Vizsgálatok Bizottsága és az ISO 61. Műanyag Bizottsága. Az IEC a gyártmányok, az ISO az anyagok vizsgálatára dolgozott ki ajánlást.

A fenti ajánlásoknak lényegében megfelel az MSZ 8888/9–69. E szabvány 1. pontja az ISO szerinti módszert a 2. pontja az IEC szerinti módszert tartalmazza. Az ISO szerinti módszer tartalmazza lényegében az MSZ 10 078–68. szabvány is, ez a műanyag-vizsgálatok sorozatában szerepel, és teljesen megegyezik az MSZ 8888/9–69. 1. pontjával. A fenti módszerek alkalmazására vonatkozóan az MI 8887/9–72. ad irányelveket.

A KGST-szabványosításban anyagok penészállóságának meghatározására ajánlást dolgoztak ki (RSZ 468–66), amely lényegében megfelel az ISO előírásnak. A gyártmányok vizsgálatára vonatkozó előírás jelenleg kidolgozás alatt áll (441. 2701–73. sz. téma).

A nemzetközi szabványosító szervezetek foglalkoznak az ajánlásokban leírt módszerek továbbfejlesztésével. E munka elsősorban azt célozza, hogy az általánosan előírt szemrevételezéssel történő értékelés helyett méréssel való értékelést és minősítést dolgozzanak ki.

Dr. Farkas Péterné
Beloianisz Híradástechnikai Gyar

IRODALOM

- [1] ISO TC 61, WGG, TGA 1967., Sept. Leader N° 37.
[2] IEC Publ. 68–2–10. 3. kiadás Test J.

Beérkezett: 1974. I. 30.

EGYESÜLETI HÍREK

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület Vezetőségválasztó Ünnepi Küldött Közgyűlése

Egyesületünk 1970. évi közgyűlésén megválasztott elnökségének és tisztségviselőinek mandátuma lejárt és így 1974. március 28-án, az alapszabálynak megfelelően sor került a vezetőségválasztó küldött közgyűlés összehívására. Ezt megelőzően, folyó évi február-márciusban a szakosztályok — titkos szavazással — megválasztották új vezetőségüket. A közgyűlésen, az elnökség tagjai mellett — mint küldöttek, részt vettek a szakosztályok új vezetőségének és az Ifjúsági Bizottságnak múlt év novemberében megválasztott tagjai.

A közgyűlést ünnepivé avatta egyesületünk fennállásának 25. évfordulója.

Az ünnepi közgyűlésen — amelynek díszelnöke *Asztalos Lajos* kohó- és gépipari miniszterhelyettes volt — *Dr. Barta István* akadémikus, a HTE elnöke elnökölt. A közgyűlés elnökségében helyet foglalt *dr. Valkó Endre*, az MTESZ főtitkára, *Philip Miklós*, az MTESZ főtitkárhelyettese és *Susánszky László*, a HTE főtitkára.

Az elnök megnyitója után került sor *Susánszky László*nak, az egyesület alapító tagjának ünnepi előadására. Ebben történeti áttekintést adott a HTE megalakulásának előzményeiről, melynek számai az 1920-as évekre nyúlnak vissza, az MTESZ keretében önálló egyesületté alakulásáról és az egyesületnek az azóta eltelt 25 év alatt végzett munkásságáról. Ez a 25 év mind a műszaki-tudományos, mind a társadalmi munka szerepe tekintetében történelmi jelentőségű negyedszázad volt.

Az előadást a közgyűlés nagy érdeklődéssel kísérte, rendkívül értékes tudomány-történeti dokumentumnak minősítette és elhatározta nyomtatásban való kiadását.

Az ünnepi előadás után került sor az 1973. évi **Puskás Tivadar Emlékérmek**, a **Pollák-Virág Díjak**, a **Diplomaterv- és Szakdolgozat Pályázatok** díjainak átadására. A kitüntettekéről és díjazottakról folyóiratunk más helyén szólunk.

Ezután a közgyűlés meghallgatta az írásban korábban kiküldött főtitkári beszámoló szóbeli kiegészítését, amelyben *Susánszky László* ismertette az egyesület 1974. évi munkatervének elkészültét, majd részletesen foglalkozott az egyesület vidéki szervezeteinek működésével, az új vezetőségnek ezzel kapcsolatos feladataival és további vidéki szervezetek létrehozása kérdéseivel.

Sok más között a főtitkár rámutatott arra, hogy az egyesület kiadásainak fedezésénél, nagymértékben a jogi személy tagvállalatok által befizetett hozzájárulásokra, a jogi tagdíjakra támaszkodik. Felkérte az érintett vállalatokat, hogy hozzájárulásaik összegének megállapításánál vegyék figyelembe vállalatuk időközben bekövetkezett fejlődését és lehetőleg ennek arányában — a rendelkezések szabta kereteken belül — emeljék hozzájárulásukat.

Az egyéni tagdíjaknál az a helyzet állt elő, hogy egy tag 130 Ft átlagos költségével szemben az évi tagdíj mindössze 60 Ft volt. Az egyesület Végrehajtó Bizottsága ezt a feszültséget az éves tagdíjnak 100 Ft-ra való emelésével enyhítette azzal, hogy aki már korábban befizette 1974. évi tagdíját, annak különbözetet nem kell fizetnie.

A Számvizsgáló Bizottság jelentésében *Karácsony Dezső*, a bizottság elnöke arról számolt be, hogy az egyesület 1973. évi pénzgazdálkodása szolid és kiegyensúlyozott volt, majd *Nádas Tibor*, a Műszaki-Tudományos Bizottság elnöke az alapszabályok kiegészítésére terjesztett be javaslatot. A kiegészítések egyesületi tiszteletbeli elnöki és főtitkárhelyettesi tisztség rendszeresítésére és a Szabványosítási és Minőségügyi Tudományos Bizottság létrehozására irányultak.

A beszámolók és javaslatok után a közgyűlés megválasztotta a Jelölő Bizottságot *dr. Izsák Miklós* vezetésével és a Szavazatszedő Bizottságot *dr. Gosztöny Géza* vezetésével, majd vitát folytatott a beszámolókról és a javaslatokról.

A vita során a közgyűlés egyebek között foglalkozott az ifjú szakembereknek a társadalmi munkába való bevonásának kérdéseivel. Jóváhagyólag tudomásul vette az egyesület

Ifjúsági Bizottságának megalakítását és körvonalazta a megválasztandó egyesületi vezetőség ezzel kapcsolatos feladatait, majd megvitatta az egyesület további társadalmi műszaki-tudományos tevékenységének fő irányvonalait.

A vita után a közgyűlés egyhangúlag elfogadta a főtitkári beszámolót, a Számvizsgáló Bizottság jelentését és az alapszabály kiegészítésére tett javaslatokat, a vezetőségnek megadta a felmentést és a közgyűlés további vezetésére *Zotter Ferencet* kérte fel, majd titkos szavazással 73 elnökségi és 25 tiszteletbeli elnökségi tagot választott.

Az egyesületi tisztségviselők választásának előkészítésére a közgyűlés, *dr. Sárközy Géza* vezetésével, jelölő bizottságot választott, majd határozati javaslatokat fogadott el, amelyek közül kiemeljük a következőket:

- A közgyűlés jóváhagyja az Ifjúsági Bizottság megalakítását és felhívja az egyesület vezetőségét, hogy kísérje figyelemmel és tervszerűen támogassa a fiatal szakembereknek az egyesületi munkába, különösképpen az egyesületi szakosztályok munkájába való eredményes bekapcsolódását.
- Az egyesület továbbra is tevékenyen vegyen részt az elektronikai és ezen belül a híradástechnikai és vákuumpárt érintő hosszú és középtávú tervkonceptiók, célprogramok, távlati kutatási és fejlesztési tervek széles körű társadalmi ismertetésében és szükség szerint dolgozzon ki javaslatokat az illetékes szervek részére.

E tevékenysége során kiemelten foglalkozzék

- a hazai alkatrészellátás problémáinak megoldási módjait;
- a gyártmányok megbízhatóságának és minőségének;
- a technológiák és konstrukciók tökéletesítésének kérdéseivel.

Zotter Ferenc zárószavaiban köszönetet mondott az egyesület felmentett vezetőségének 4 évi áldozatos munkásságáért, az egyesületi Titkárság dolgozóinak a közgyűlés kifogástalan előkészítéséért és a gyűlést berekesztette.

Az egyesület új elnöksége f. évi április hó 18-án ült össze a tisztségviselők megválasztására. Az ülésen az elnöki tisztelet *Zotter Ferenc* töltötte be, aki bevezető szavaiban méltatta a leköszönt vezetőségnek az elmúlt választási időszakban végzett eredményes munkásságát.

A bevezető szavakat követően *dr. Sárközy Géza* előterjesztette a jelölő bizottság jelentését és a jelöltek listáját, amelyet az elnökség egyhangúan elfogadott.

A titkos szavazással lefolytatott választás eredményeképpen az egyesület új vezetősége a következő:

Tiszteletbeli elnök: *dr. Barta István*.

Elnök: *Komporday Aurél*.

Aelnökök: *Demeter Béla*, *Dienes Béla*, *Kincses István*, *Susánszky László*, *dr. Szita Jánosné*, *dr. Váradi Imre*.

Főtitkár: *dr. Almássy György*.

Főtitkárhelyettes: *Mérey Imréné*.

Titkárok: *dr. Kormány Teréz*, *Pogány Károly*, *S. Tóth Ferenc*.

A Híradástechnika folyóirat felelős szerkesztője: *Boglár Gyula*.

Fent felsoroltak a Végrehajtó Bizottságnak hivatalból tagjai.

A Végrehajtó Bizottság további tagjai: *dr. Csibi Sándor*, *dr. Csurgay Árpád*, *Frishmann Gábor*, *dr. Gazda Tamás*, *dr. Gál József*, *dr. Géher Károly*, *dr. Gosztöny Géza*, *Göblös János*, *Heckenast Gábor*, *Iklódy Gábor*, *Kocsis Miklós*, *Köteles Zoltán*, *Köveskuty Lajos*, *Láng Géza*, *Szegedi Vargha László*, *Szerdahelyi György*, *Szönyi István*, *dr. Villányi Ottó*.

A Fegyelmi Bizottság vezetője: *dr. Izsák Miklós*.

A Számvizsgáló Bizottság vezetője: *Karácsony Dezső*.
A tudományos bizottságok vezetői:

Műszaki Tudományos Bizottság: *dr. Villányi Ottó*.

Oktatási Bizottság: *dr. Házman István*.

Külföldi Kapcsolatok Bizottsága: *dr. Géher Károly*.

Műszaki Propaganda és Könyvbizottság: *Herman Ákos*.

Külkereskedelmi Bizottság: *Czeplédy György*.

Ifjúsági Bizottság: *Balogh Dezső*.

Szabványosítási és Minőségügyi Bizottság: *Nádas Tibor*.

A vezetőség megválasztása után Komporday Aurél köszönetet mondott az elnökség bizalmáért, mellyel őt elnökké választotta, méltatta elődjének, *dr. Barta Istvánnak*, a HTE elnöki tisztségében kifejtett két évtizedes értékes munkásságát. Ezután rámutatott — többek között — arra, hogy a híradástechnika a népgazdaság kiemelt iparága és ez fokozott kötelezettségeket ró az egyesület társadalmi műszaki-tudományos munkásságára, melynek keretein belül jelentős segítséget kell nyújtania a vállalatok számára, sokrétű szakmai problémáik megoldásában.

Dr. Almásy György főtitkár az újonnan megválasztott tisztikar nevében megköszönte az irántuk megnyilvánult bi-

zalmat. Az előttünk álló 4 éves időszakban — mondotta — számos fontos feladat vár az egyesületre. Ezek közül kiemelte az V. ötéves terv kidolgozásának befejező szakaszával, majd a terv végrehajtásával kapcsolatban az egyesületre háruló feladatokat, melyeket egyrészt a központi elképzeléseknek társadalmi szinten való ismertetése, másrészt a társadalmi fórumok értékes észrevételeinek az illetékes kormányzati és vállalati szervekhez való visszacsatolása jelenti.

Az előző vezetőség által 1974. évre kidolgozott egyesületi munkaterv végrehajtását az új tisztikar magára nézve kötelezőnek tekinti. A munka során nagymértékben támaszkodni fog a szakosztályokra és a tudományos bizottságokra és szorosabban fogja fűzni a társegyesületekkel való együttműködést. Nagy súlyt helyez arra és elő akarja mozdítani, hogy az idősebbek átadják tapasztalataikat a fiatalabbaknak, mert a két generáció egymás iránti kölcsönös bizalma és együttműködése az egyesületi munka fellendítésének feltételeként követelménye.

Ezután az elnök az ülést berekesztette és bejelentette, hogy a Végrehajtó Bizottság első ülését május hó első felében hívja össze.

Puskás Tivadar Emlékermeseink

A március hó 28-án tartott vezetőségválasztó ünnepi küldöttközgyűlésen *dr. Barta István* akadémikus, a BME Híradástechnikai Elektronika Intézet igazgatója, a közgyűlés elnöke, átadta a kitüntetetteknek az 1973. évi Puskás Tivadar Emlékérmeket.

Egyesületünk e legmagasabb kitüntetésében részesültek:

DR. CSIBI SÁNDOR

a műszaki tudományok doktora

BME egyetemi tanár

Az elmúlt két évtized során jelentős szerepe volt a hazai mikrohullámú gerinchálózati rendszerek kutatásában és sikeres létrehozásában. Információ-elméleti kutatásai alapján az Egyesületben tartott előadásai nagy érdeklődést váltottak ki és a továbbképzés szempontjából is igen hasznosaknak bizonyultak. Egyesületi munkája során jelentős szerepe volt a Számítástechnikai Szakosztály megszervezésében és vezetése alatt ez a szakosztály számos, nagysikerű előadást és klubdelutánt rendezett a híradástechnikai számítógépes tervezés témakörében.

DR. FERENCZY PÁL

a műszaki tudományok kandidátusa

BME docens

Két évtizede dolgozik a BME Villamosmérnöki Karán. Oktatási és tudományos munkássága során, főként a televízió-technika és hírközlélmélet tárgykörében ért el jelentős eredményeket. E tárgykörben több, elismerést kiváltott szakkönyv szerzője. A Rádió és Televízió Szakosztályban végzett egyesületi tevékenysége során különösen hasznos volt a televíziózás, majd a színes televízió népszerűsítése terén végzett munkássága és aktív szerepe a műszaki-tudományos továbbképzésben, tanfolyamok szervezésében. Igen nagy része volt 1973-ban az első nemzetközi részvételű, hazai Színes TV Vételtechnika Szimpózium és Kiállítás szervezésében és nagysikerű lebonyolításában.

DR. GÁL JÓZSEF

a műszaki tudományok kandidátusa

BME docens

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület alapító tagja. Az Egyesület megalakulása óta részt vesz a Kapcsolástechnikai (régi nevén: Távbeszélő) Szakosztály munkájában, és annak rendezésében, legutóbb az INREKO konferencián, előadásokat tartott. Mint a MTESZ Központi Oktatási Bizottságának titkára, tevékenyen közreműködik az Egyesü-

let és a KOB munkájának koordinálásában. Tevékenyen részt vett annak a szűk körű bizottságnak a munkájában, amely a fiatal szakemberek egyesületi munkájának megszervezését és az Ifjúsági Bizottság létrehozását előkészítette.

DR. KOMARIK GYÖRGY

a műszaki tudományok kandidátusa

BME docens

Több mint két évtizede dolgozik a BME Villamosmérnöki Karán. Oktatói és tudományos munkássága során főként a nem lineáris áramkörök tárgykörében ért el elismerésre méltó eredményeket. Egyesületi tevékenységét — különösen az utóbbi években — mint az Oktatási Bizottság vezetője, az ifjú mérnököknek az egyesületi műszaki-tudományos munkába való bekapcsolására összpontosította. Gondos előkészítő munkájával kimagasló szerepe volt az Ifjúsági Bizottság létrehozásában.

S. TÓTH FERENC

GELKA osztályvezető

Egyike azon fiatal szakembereknek, akiknél a szakmai tudás kiváló szervezőképességgel párosul. Mint a Rádió és Televízió Szakosztály titkára és a Színes TV Munkabizottság vezetője fáradhatatlan társadalmi munkát végzett és így jelentős szerepe volt ezen egyesületi szervek sikeres működésében. Jelentős része volt 1973-ban az első nemzetközi részvételű, hazai színes TV Vételtechnika Szimpózium és Kiállítás megszervezésében és lebonyolításában. Aktívan részt vett az Egyesület vidéki csoportjainak szervezésében.

ZOTTER FERENC

BHG műszaki-gazdasági tanácsadó

A híradástechnikai iparnak több mint 3 évtizede elismert és nagyra becsült szakembere, aki elévülhetetlen érdemeket szerzett a korszerű híradástechnikai nagyberendezések műszaki fejlesztése és gyártásának felfejlesztése terén. Vezető szerepet vitt az utóbbi években az LM Ericsson-tól vásárolt licenc alapján a cross-bar távbeszélő kapcsolástechnikai berendezések gyártáshonosításában. Egyesületi munkássága során értékes és nagy érdeklődéstől kísért előadásokat tartott a Kapcsolástechnikai (volt Távbeszélő) szakosztály rendezésében.

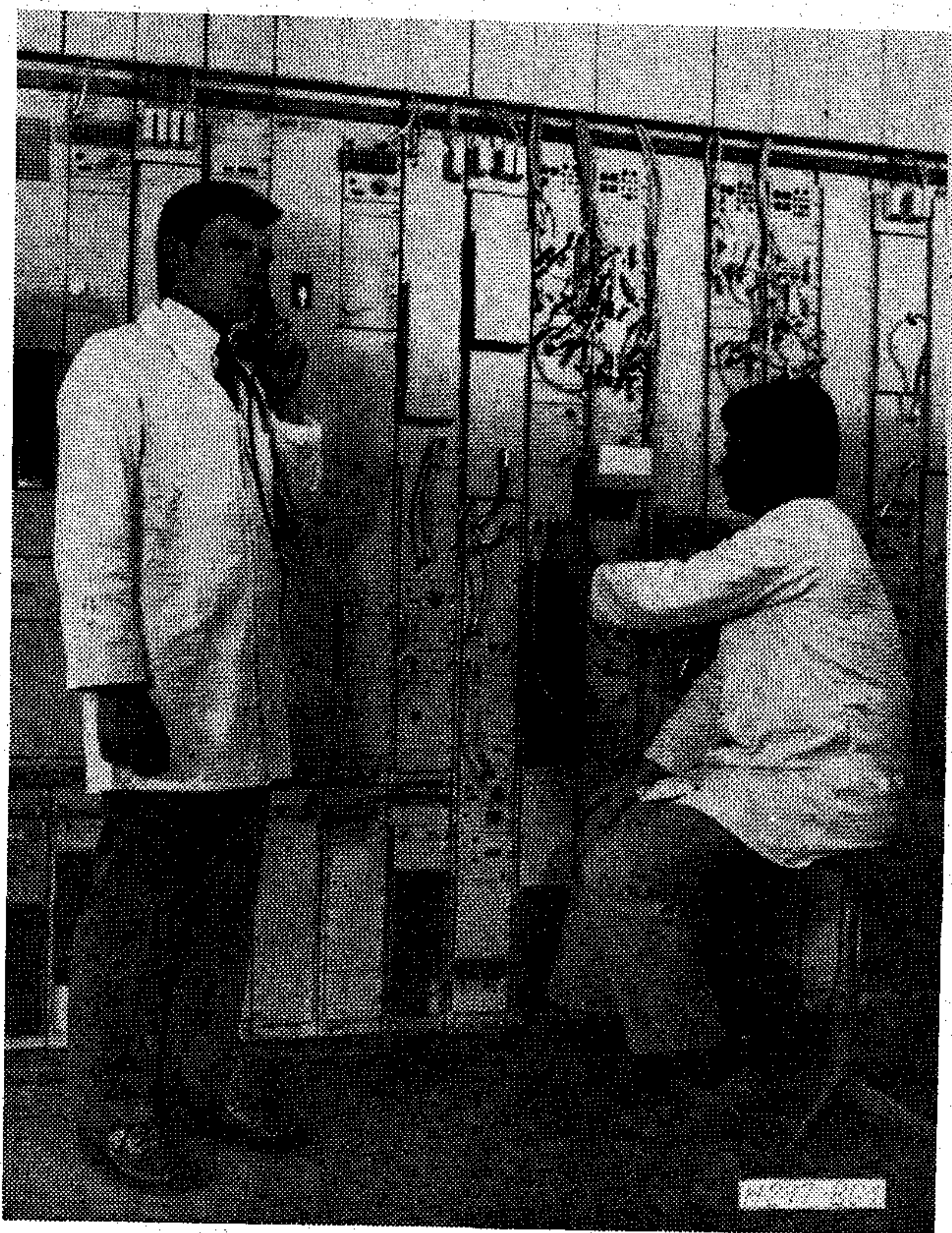
A kitüntetések odaítélésénél az Egyesület Díjbizottsága, illetve Végrehajtó Bizottsága figyelemmel volt arra, hogy a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Kara f. évben ünnepi fennállásának 25. évfordulóját.

Lipcsei tavaszi vásár 1974

Az idei lipcsei vásáron az NDK híradástechnikai ipara számos újdonsággal jelent meg. Ezekről az újdonságokról a VVB RFT Nachrichten- und Messtechnik sajtóközpontja által rendelkezésünkre bocsájtott előzetesek alapján alábbiakban informáljuk olvasóinkat.

Keskenysávú mikrohullámú berendezés 4 és 11 GHz-re

Ez a berendezés a KGST komplex program keretében a SZU iparával együttműködésben kerül kifejlesztésre. A berendezések a BES szélessávú mikrohullámú berendezéssel kapcsolatban és annak antennái és antenna-hozzávezetései felhasználásával a szolgálati- és segédcsatornákat állítják elő. Továbbá kis csatornaszámú mikrohullámú hálózatok felépítéséhez is felhasználhatók, amennyiben lehetővé teszik egy csatorna átvitelét normál fekvésben, egy csatornát telemechanikai célokra, valamint 12 vagy 24 vivőfrekvenciás távbeszélő-csatornát. A keskenysávú mikrohullámú berendezések kiépíthetők távfelügyeletre és automatikus tartalékolásra (1. ábra).



1. ábra

Z 12/V 24 FB 441 vivőfrekvenciás berendezés

Egyik legjelentősebb újdonság az RFT átviteltechnikai programjában a Z 12/V 24 FB 441 típusjelű 12-csatornás légvezetékes berendezés Z 12 F—TFE üzemmód számára. Ez a berendezés is az alábbiakban részletesen ismertetésre kerülő új típusú elektromechanikus csatorna modem fokozattal van ellátva.

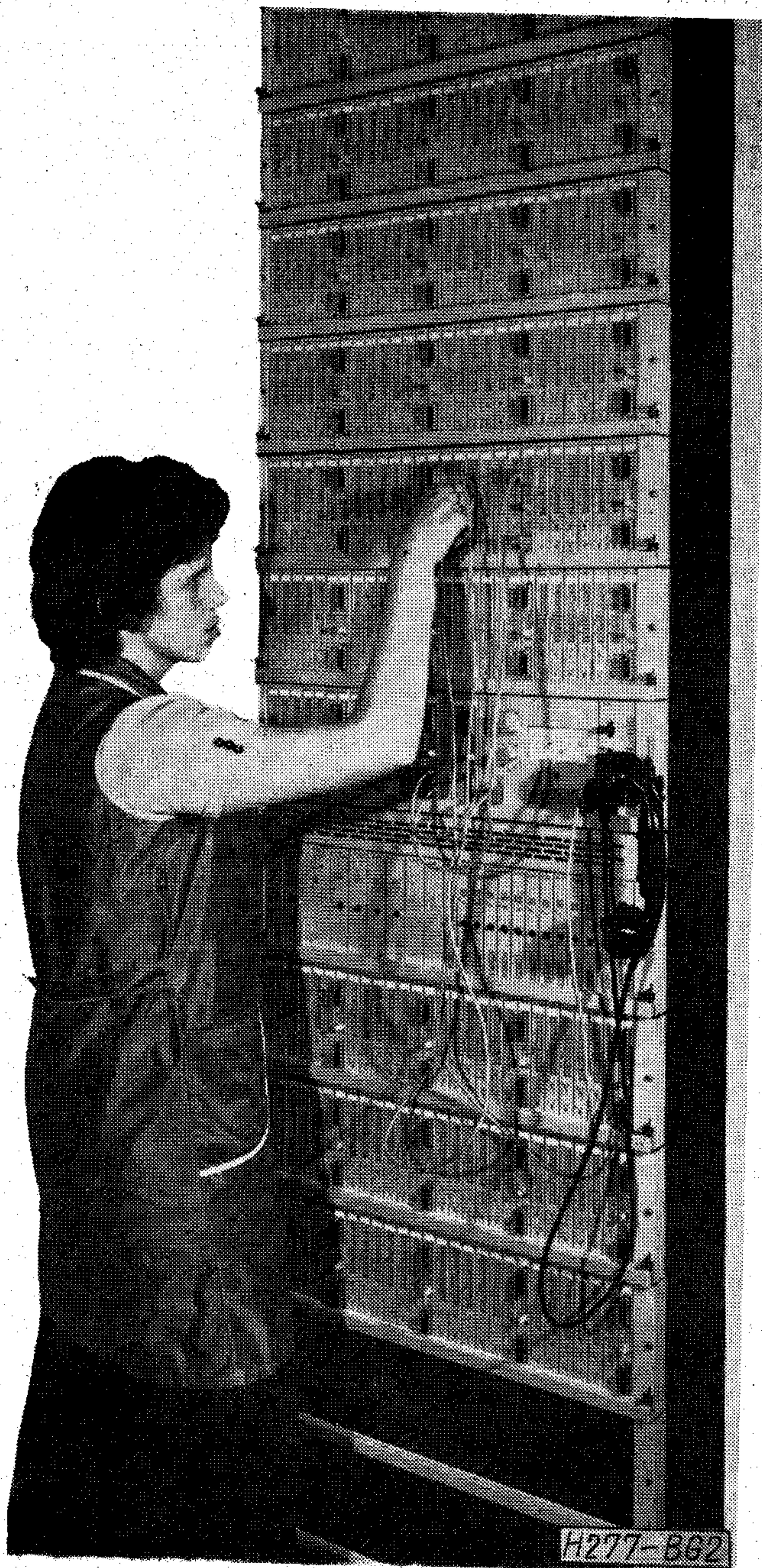
VKM modem keret

A VKM csatorna modem keret kapacitása jelzőcsatornával 300 csatorna, jelzescsatorna nélkül 600 csatorna. A szabványos

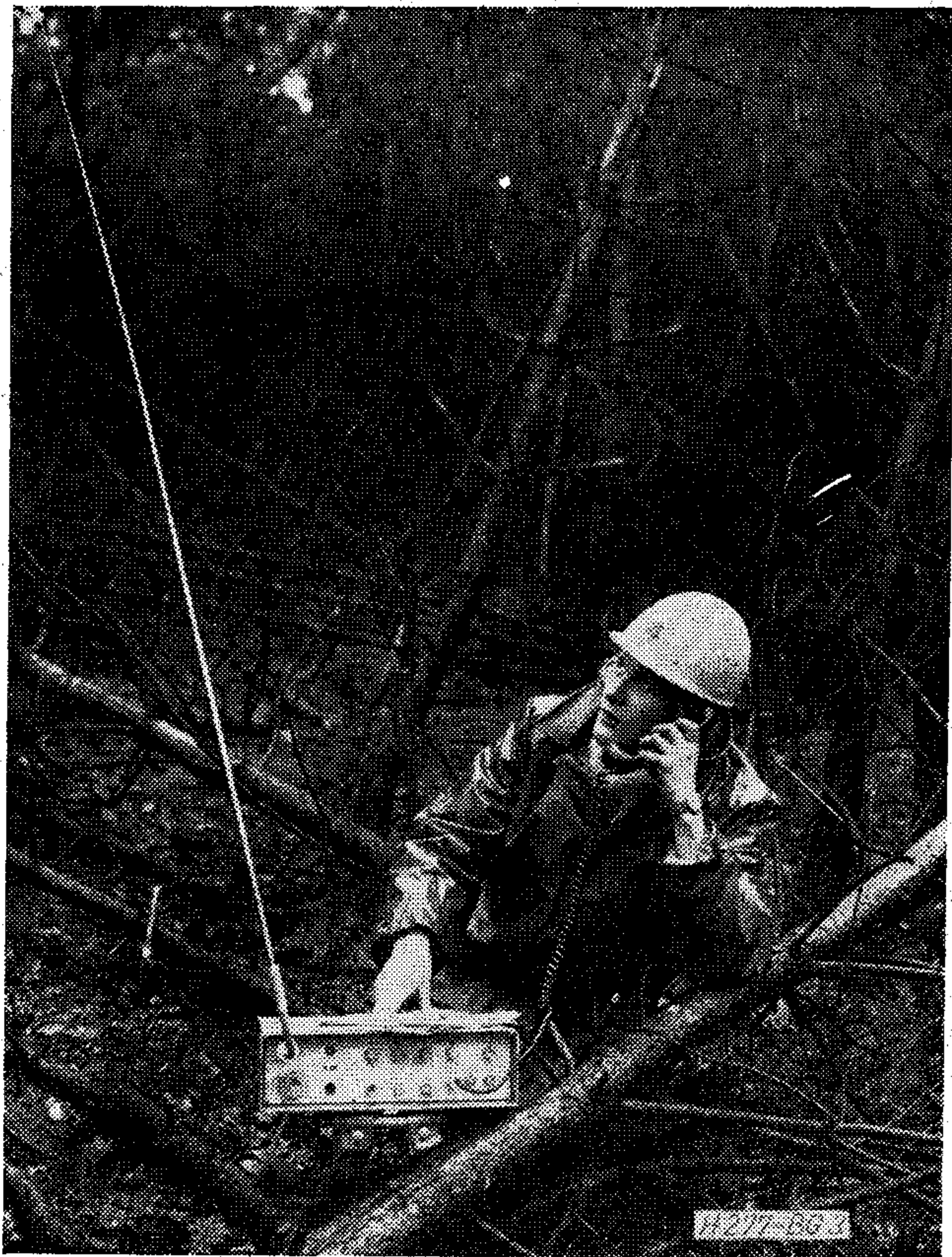
méretű keretben soronként jelzőcsatornás kivitel esetén kettő, jelzőcsatorna nélkül négy primér csoport helyezkedik el. Egy nyomtatott áramköri lapon jelzőcsatorna nélkül két csatorna modem, jelzőcsatornával egy komplett csatorna helyezkedik el. A keretben teljes vivőellátás és két tápegység van (2. ábra). A keret áramköri fölépítése hasonló az eddigi UKM-keretéhez. Előmodulációs rendszer, a csatornaszűrő elektromechanikus, az áramkörök egy része vékony réteg, a tekercsek száma minimális.

URE(V) sorvégi keret

Ez a továbbfejlesztett kerettípus áramelosztó keret központi riasztással a sor keretei és szekrényei számára. Harminc biztosító automatája van, 10-es és 14-es szimpla és dupla sorok kiszolgálására alkalmas.



2. ábra



3. ábra

KN 20—E rövidhullámú egyoldalsávós műsoradó

Az adóállomás 3–29,9 MHz frekvenciatartományban 20 kW csúcsteljesítménnyel működik. A berendezés nagymértékben bővíthető. Az adó és antenna automatikusan hangolható, az adó programozható és távfelügyelhető, így felügyelet nélküli és részben felügyeletes üzemmódra is alkalmas.

SEG 15 D egyoldalsávós adó-vevő

Evvel a berendezéssel az 1,6–12 MHz frekvenciasávban távbeszélő- és távíró-összeköttetések létesíthetők egyoldalsávós üzemmódban. Az adóteljesítmény 15 W, a frekvencia 1 KHz-es lépésben dekadikusan beállítható. A berendezés frekvenciastabilitása $5 \cdot 10^{-6}$, elektromechanikus és kvarcszűrőkkel, szilícium félvezetőkkel és integrált monolit áramkörökkel van kivitelezve. 24 V-os telepről üzemeltethető, igen gazdag választékával a tartozékoknak, bővíthető, így tápegységekkel antennákkal stb. (3. ábra).

Adatátviteli berendezések

A T 800 laptávíró tetszés szerinti 5-ös kódban 50–75–100 Baud távíratozási sebességgel adni és venni képes.

A DFE 200 adatátviteli berendezés kiegészítése képpen bemutatásra került a DSE 101 típusjelű adatbiztosító berendezés, mely LRC-eljárás szerint működik.

Egyéb berendezések

Újdonságként szerepeltek a kiállításon WL 20, K 50 és WL 10 K 51 típusjelű hangosan beszélő telefonberendezések max. 10, illetve 20 mellékállomásra.

A fent felsorolt újdonságokon kívül számos továbbfejlesztés is bemutatásra került, valamint kiállították a már ismert jól bevált berendezéseket is.

Boglár Gyula

KÖNYVISMERTETÉS

Herpy Miklós: *Analóg integrált áramkörök.* Integrált műveleti erősítők és analóg szorozók. 2. kiadás. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1974. 426 oldal.

Ez a könyv az utóbbi idők egyik legnagyobb sikerét érte el a magyar műszaki könyvpiacra, az első kiadása tavaly hetek alatt teljesen elfogyott, de e sorok papírra vetése idején a 2. kiadás nagy része is vevőre talált. A könyv iránti rendkívüli érdeklődés egyik tényezője bizonyára az, hogy a lineáris integrált áramkörök aránylag olcsóvá váltak, viszonylag könnyen hozzáférhetők és így széles körben, nemcsak híradástechnikai vonatkozású alkalmazásokban is rohamosan elterjednek. Ezenkívül még fel lehetne néhány más tényezőt is sorolni, de a Herpy-könyv iránti kereslet legfőbb mozgatója mindenesetre a munka kiváló tartalma, jó didaktikai felépítése és áttekinthető rendszerezettsége. Az elvi tárgyalást mindig gyakorlati megfontolások követik és applikációs példák. Így ezt a könyvet az egyes feladatokkal eltérő szinten foglalkozók egyaránt eredményesen használhatják. Olvasóinknak is a legmelegebben ajánljuk figyelmükbe a mű-

vet. A könyv lektora, dr. Komarik József, szerkesztője Nozdroviczky László, a tipográfia: Szegedi Nyomda.

B. Gy.

Javorszkij, B. M.—Detlaf, A. A.: *Fizikai zsebkönyv.*

Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1974. 1085 oldal.

Az elmúlt évtizedekben a fizika számos ága rohamléptekkel fejlődött. Ennek következményeképpen a gyakorló mérnökök nagy része egy idő után fizikai problémákkal nehezen birkózik meg. Ezen óhajtanak segíteni ennek a könyvnek a szerzői. Mérnököknek írták, azok matematikai és fizikai előismereteit tételezik csupán fel. Ez a zsebkönyv voltaképpen egy tömör fizikakönyv. És hogy célkitűzését sikerrel valósítja meg, arra bizonyosság, hogy a Szovjetunióban eddig öt kiadásban 200 000 példányban fogyott el. Úgy véljük, hogy a Fizikai Zsebkönyv a híradástechnikai mérnökök számára is igen hasznos, munkájukat segítő kézikönyv.

B. Gy.

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.372.2:621.391.8

Dr. Bokor Á.:

Jelek spektrális vizsgálata lineáris, variáns hálózatokban

HÍRADÁSTECHNIKA XXV. (1974) 5. sz.

A cikkben azt az elméleti jelentőségű kérdést tárgyaljuk, hogyan terjeszthető ki az invariáns hálózatok jelátvitelének vizsgálatára alkalmas spektrum módszer a variáns hálózatokra. Kimutatjuk, hogy a jelátvitel jóságának kérdése csupán a bemeneti jel frekvenciatartományának ismeretében (és ezen belül tetszőleges spektrum esetén) csak periodikusan változó paraméterű hálózatokra válaszolható meg. Az ilyen hálózatok jellemzésére az együtttható-karakterisztikákat vezetjük be, ezek veszik át az invariáns hálózatok átviteli karakterisztikájának szerepét a jelátvitel vizsgálatában. Bevezetjük az egyrétű és egyértékű frekvencia-transzformáció fogalmát, és megmutatjuk, hogy a kölcsönös egyértelmű frekvencia-transzformáció az alakú jelátvitel szükséges feltétele.

ETO 621.373.51

Geleji V.—Henk T.:

Domén-üzemű Gunn-oszcillátorok vizsgálata

HÍRADÁSTECHNIKA XXV. (1974) 5. sz.

A domén-üzemű Gunn-oszcillátor grafikus analízise és a maximális teljesítményű munkapont beállítása céljából az egyes üzemmódokat, admittancia helygörbét, teljesítménygörbét, különböző I—U karakterisztikákat vizsgálunk. Rámutatunk az egyes domén-üzemmódok kapcsolatára. Megmutatjuk, hogy felharmonikusra hangolt késleltetett domén-üzemmódban az admittancia helygörbéje az alapharmonikuséból hasonlósági szerkesztéssel kapható meg.

ETO 621.396.67.011.21

Phan Van Nho:

Két párhuzamos, különböző hosszú, egymástól eltolt szimmetrikus antenna kölcsönös impedanciájának számítása

HÍRADÁSTECHNIKA XXV. (1974) 5. sz.

E cikkben a szerző két párhuzamos különböző hosszú, egymástól eltolt szimmetrikus antenna kölcsönös impedanciájának számításával foglalkozik. Az ún. indukált elektromos térerősség módszerrel általános képleteket vezet le, amelyek alkalmasak bármilyen rendeltetésű párhuzamos elemekből álló antennarendszer kölcsönös és saját impedanciájának meghatározására.

ETO 621.382.015.3:681.325.65

Kalmár G.—Balogh B.-né:

A TL 74 sorozatú áramkörök átváltási tranziensei

HÍRADÁSTECHNIKA XXV. (1974) 5. sz.

A TL 74 család átváltási tranziensei a tápáramban, azaz a felvett teljesítményben éreztetik hatásukat. Három okra vezethető vissza a jelenség: az I_{CC1} és az I_{CC0} közötti különbségre, a terhelő kapacitás feltöltődésére, valamint a vezetési átlapolásra. A cikkben a terhelő kapacitásnak, a frekvenciának függvényében ábrázoltuk a disszipált teljesítményt. A felrajzolt karakterisztika két úton való meghatározása azonos eredményt adott.

ETO 662.423—784.37:621.39

Dr. Mueller O.:

Villamos gyújtású robbantásoknál fellépő veszélyforrások híradástechnikai létesítmények közelében

HÍRADÁSTECHNIKA XXV. (1974) 5. sz.

A szerző röviden körvonalazza az önrobbanási veszély problémakörét. Ismerteti a biztonsági intézkedéseket, az ezekre vonatkozó svéd, NDK, USA, angol szabályzatokat és rámutat egy hasonló magyarországi szabályzat megalkotásának szükségességére.

Обобщения

Д-р Бокор, А.:

Спектральное испытание сигналов в линейных вариантных сетях

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXV. (1974) № 5.

Статья рассматривает вопрос теоретического значения, как можно распространить метод спектра пригодный для испытания передачи сигналов инвариантных сетей на вариантные сети. Показывается, что вопрос о качестве передачи сигналов можно ответить только после познания диапазона частот входного сигнала (и внутри этого в случае любого спектра), а исключительно относительно сетей с периодически меняющимися параметрами. Для описания таких сетей вводятся характеристики коэффициентов, эти принимают роль характеристики передачи инвариантных сетей в испытании передачи сигналов. Вводятся понятия однообразной и однозначной трансформации частоты и показывается, что взаимно однозначная трансформация является необходимым условием передачи сигналов в исходном виде.

Гелеи, В.—Хенк, Т.:

Испытание осцилляторов Ганна в режиме доменов

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXV. (1974) № 5.

Рассматриваются различные режимы, кривые мест проводимостей, кривые мощностей, различные характеристики I—Ucc целью графического анализа и установления рабочей точки максимальной мощности осциллятора Ганна в режиме доменов. Указывается связь отдельных режимов доменов. Показывается, что кривая мест проводимостей может быть получена из этого основного гармоника в задержанном режиме доменов, настроенном на первый гармоник, с помощью конструирования по аналогии.

ДК 621.396.67.011.21

Фан Ван Нхо:

Расчет взаимного импеданса двух параллельных симметрических антенн разной длины, перемещенных друг от друга

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXV. (1974) № 5.

Автор излагает в статье расчет взаимного импеданса двух параллельных симметрических антенн разной длины, перемещенных друг от друга. Вводятся общие формулы методом т. н. индуктированного электрического поля напряженности, пригодные к определению взаимного и собственного импеданса антенной системы любого назначения, состоящей из параллельных элементов.

ДК 621.382.015.3:681.325.65

Калмар, Г.—Балог, Б.:

Переходные процессы переключения цепей серии TL 74

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXV. (1974) № 5.

Переходные процессы группы цепей серии TL 74 влияют на токи питания, т. е. на использованные мощности. Это явление имеет три причины: разницы между I_{CC1} и I_{CC0} , заряд нагрузочной емкости, перекрытие проводимостей. В статье изображена мощность рассеяния в зависимости от емкости и частоты. Характеристики полученные двумя методами дали идентичный результат.

ДК 662.423—784.37:621.39

Д-р Мюллер, О.:

Источники опасности возникающие вблизи взрывов с электрическим зажиганием

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXV. (1974) № 5.

Автор кратко излагает область проблем опасности саможигания. Описывает мероприятия безопасности, правила в Швеции, ГДР, США и Великобритании относительно этого и указывает на необходимость создания подобного устава в Венгрии.

DK 621.372.2:621.391.8

Dr. Bokor, Á.:

Spektrale Untersuchung von Signalen in linearen, varianten Netzwerken

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) Nr 5.

In dem Aufsatz wird jene Frage von theoretischer Bedeutung diskutiert, wie die spektrale Methode geeignet zur Prüfung der Signalübertragung in invarianten Netzwerken auf die varianten Netzwerke auszubreiten ist. Es wird nachgewiesen, dass die Frage der Güte der Signalübertragung nur in der Kenntnis des Frequenzbereiches des Eingangssignals (und innerhalb desjenigen im Falle von beliebigem Spektrum) nur auf Netzwerk mit periodisch wechselnden Parametern beantwortet sein kann. Zur Charakterisierung solcher Netzwerke werden die Koeffizientenkennwerte eingeleitet, diese nehmen über die Rolle der Übertragungscharakteristiken der invarianten Netzwerke bei der Untersuchung der Signalübertragungen. Die Begriffe der einschichtigen und einwertigen Frequenztransformation werden eingeleitet und gezeigt, dass die gegenseitig einstufige Frequenztransformation die notwendige Bedingung der formgetreuen Signalübertragung ist.

DK 621.373.51

Geleji, V.—Henk, T.:

Untersuchung von Gunn-Oszillatoren in Domain-Betrieb

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) Nr 5.

Es werden die einzelnen Betriebsmethoden, Admittanz-Ortskurven, Leistungskurven und verschiedene I—U Charakteristiken zur graphischen Analyse des Gunn-Oszillators von Domain-Betrieb und zur Einstellung des Arbeitspunktes von maximaler Leistung, untersucht. Es wird auf den Zusammenhang der einzelnen Domain-Betriebsarten hingewiesen. Es wird gezeigt, dass in der verzögerten Domain-Betriebsart, welche auf eine Harmonische abgestimmt ist, die Ortskurve der Admittanzen aus derjenigen der Grundschnung mit Analogie-Konstruktion zu erhalten ist.

DK 621.396.67.011.21

Phan Van Nho:

Berechnung der gegenseitigen Impedanz zwei symmetrischer Antennen von verschiedener Länge von einander verschoben

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) Nr 5.

In diesem Aufsatz wird die Berechnung der gegenseitigen Impedanz zwei symmetrischer Antennen von verschiedener Länge von einander verschoben, erörtert. Mit der sogenannten Methode der induzierten elektrischen Feldstärke werden allgemeine Formeln abgeleitet, die zur Bestimmung gegenseitiger und Eigenimpedanzen von Antennensystemen für jeweilige Bestimmung, die aus symmetrischen Elementen bestehen, geeignet sind.

DK 621.382.015.3:681.325.65

Kalmár, G.—Frau B., Balogh:

Umschaltungstransiente der Familie TL 74 von integrierten Schaltungen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) Nr 5.

Die Umschaltungstransiente der integrierten Schaltungen der Familie TL 74 lassen ihre Wirkung bei dem Speisestrom, d. h. bei der Eingangsleistung zu fühlen. Diese Erscheinung ist auf drei Ursachen zurückzuführen: auf den Unterschied zwischen der I_{cc1} und I_{cc0} Speiseströmen, auf die Aufladung der Belastungskapazität und auf das Leitungsüberlappung. In diesem Artikel wird die Verlustleistung in der Funktion der Belastungskapazität und Frequenz dargestellt. Die aufgezeichnete Charakteristik, welche auf zwei Weisen bestimmt wurde, gab gleiche Ergebnisse.

DK 662.423—784.37:621.39

Dr. Mueller, O.:

Gefahrquellen, welche bei der Explosion mit elektrischer Zündung in der Nähe von fernmeldetechnischen Anlagen auftreten

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) Nr 5.

Der Problembereich der Selbstexplosionsgefahr wird kurz geschildert. Die Sicherheitsmassnahmen und die diesbezüglichen schwedischen, DDR, USA und englischen Regelungen werden erörtert, und es wird auf die Notwendigkeit einer ähnlichen ungarischen Regelung hingewiesen.

UDC 621.372.2:621.391.8

Dr. Bokor, A.:

Spectral Test of Signals in Linear Variant Networks

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) No 5.

In the paper a problem of theoretical importance is discussed, how can be extended the spectrum method suitable for the test of signal transmission on invariant networks to variant networks. It is shown that the question of quality of the signal transmission can be answered only knowing the frequency range of the input signal (and within this for case of random spectrum) and only for networks with periodically variable parameters. To characterise such kind of networks the characteristics of coefficients are introduced, which take over the role of the transmission characteristic in the course of the test of signal transmission. The concept of the single-stage and unambiguous frequency transformation is introduced and it is shown that the reciprocally unambiguous frequency transformation is the necessary condition of high fidelity signal transmission.

UDC 621.373.51

Geleji, V.—Henk, T.:

Test of Gunn Oscillators with Domain Operation

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) No 5.

For the purpose of graphical analysis and adjustment of a working point of maximum power of Gunn oscillators, different modes of operation, curves of loci of admittances, curves of power and different I—U characteristics are examined. Attention is drawn to the relation of separate modes of domain operations. It is demonstrated that in the delayed mode of domain operation tuned to a harmonic curve of loci of admittances may be determined from that of the fundamental harmonic by a construction of analogy.

UDC 621.396.67.011.21

Phan Van Nho:

Calculation of the Mutual Impedances of Two Symmetrical Antennas of Different Lengths in Echelon

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) No 5.

This paper deals with the calculation of mutual impedances of two symmetrical antennas of different lengths in echelon. General formulas are deduced by the method of induced electric field strength, which are suitable to determine the mutual and self-impedance of antenna systems comprising symmetrical elements of any designation.

UDC 621.382.015.3:681.325.65

Kalmár, G.—Mrs. B. Balogh:

Transmission Transients of the IC Family TL 74

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) No 5.

The switching transient of TL 74 IC family have an effect on the supply current, namely on the input power. This phenomenon can be attributed to three major reasons: to difference between supply currents I_{cc1} and I_{cc0} , charging of load capacitance and conduction overlap. In this article the dissipated power is represented as a function of load capacitance and frequency. The shown characteristic determined in two ways provided the same results.

UDC 662.423—784.37:621.39

Dr. Mueller, O.:

Danger Sources Caused by Explosions of Electrical Ignition in the Vicinity of Telecommunication Equipment

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) No 5.

The sphere of problems of self-explosion danger is briefly described. The safety measures and the relating Swedish, GDR, USA and UK regulations are presented and attention is called to the necessity of the preparation of an analogous Hungarian regulation.

Résumés

CDU 621.372.2:621.391.8

Dr. Bokor, Á.:

Examen spectral des signaux dans réseaux linéaires variants

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) N° 5.

L'article examine la question d'importance théorique, comment peut-on étendre la méthode des spectres apte pour l'examen de la transmission des signaux dans réseaux invariants aux réseaux variants. Il est démontré, que le problème de la qualité de la transmission des signaux peut être résolu en connaissant la gamme de fréquence du signal d'entrée (et à l'intérieur de celle-ci en cas d'un spectre quelconque) et seulement pour réseaux à paramètres de variations périodiques. Pour identifier tels réseaux les caractéristiques des coefficients étaient introduites, elles prennent le rôle des caractéristiques de transmission des réseaux invariants, en examinant la transmission des signaux. Les concepts des transformations de fréquence uniforme et univoque étaient introduits et il est démontré, que la transformation de fréquence mutuellement univoque constitue la condition nécessaire de la transformation fidèle des signaux.

CDU 621.373.51

Geleji, V.—Henk, T.:

Examen des oscillateurs Gunn en service de domaine

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) N° 5.

Les différents services, courbes de lieux des admittances, courbes de puissance caractéristiques I—U sont examinés, dans le but de l'analyse graphique et de l'établissement du point de travail de puissance maximale des oscillateurs Gunn en service de domaine. La liaison des services différents de domaine est exposée. Il est présenté que la courbe de lieux des admittances en service de domaine retardé, accordé à une harmonique, peut être déterminée de celle-ci d'harmonique fondamentale par une construction d'analogie.

CDU 621.396.67.011.21

Phan Van Nho:

Calcul de l'impédance mutuelle de deux antennes symétriques parallèles à longueurs différentes, déplacées l'une de l'autre

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) N° 5.

L'article traite le calcul de l'impédance mutuelle de deux antennes symétriques parallèles à longueurs différentes, déplacées l'une de l'autre. Formules générales sont déterminées par la méthode de l'intensité de champ induite, apte pour déterminer les impédances mutuelles et propres d'un système d'antennes comprenant des éléments parallèles et d'une destination quelconque.

CDU 621.382.015.3:681.325.65

Kalmár, G.—Mme Balogh, B.:

Les transients d'inversion des circuits intégrés de la famille TL 74

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) N° 5.

Les transients d'inversion des circuits intégrés de la famille TL 74... font éprouver leurs effets dans le courant d'alimentation, c'est à dire dans la puissance consommée. Ce phénomène est peut être provoqué par trois motifs: par la différence entre I_{CC1} et I_{CC0} , par l'enchargement de la capacité du chargement ainsi que par le recouvrement de la conduction. Dans l'article la puissance dissipée est exprimée en fonction de la capacité du chargement et de la fréquence. La détermination de la caractéristique représentée par les deux méthodes a donné le même résultat.

CDU 662.423—784.37:621.39

Dr. Mueller, O.:

Sources de danger provoquées par explosions à allumage électrique près des équipements de télécommunication

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXV. (1974) N° 5.

L'auteur éclaircit brièvement les problèmes du danger d'une explosion spontanée. Il expose les mesures de sécurité, le règlement concernant celles-ci en Suède, République Démocratique Allemande, les États Unis, Grande Bretagne et démontre la nécessité de la préparation d'un règlement en Hongrie.

HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Boglár Gyula. Szerkesztőség címe: 1055 Budapest V., Kossuth Lajos tér 6—8. Telefon: 113-027. Kiadja: a Lapkiadó Vállalat, 1073 Budapest, Lenin krt. 9—11., telefon: 221-285. Levélcím: 1096 Budapest, Pf. 223. Felelős kiadó: Siklósi Norbert. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Központi Hírlapirodánál (KHI, 1900 Budapest, József nádor tér 1.) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a KHI 215—96 162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: fél évre 36 Ft, egész évre 72 Ft. Egyes szám ára: 6 Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTURA” Könyv- és Hírlap Külkereskedelmi Vállalat, H—1389 Budapest. Postafiók 149 74.1793 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: JANKA GYULA igazgató

Index: 25.375