

HÍRADÁS- TECHNIKA

5



XXIII. ÉVFOLYAM, 5. SZÁM, 12

1972. MÁJUS

HÍRADÁS- TECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

DR. PÁVÓ IMRE: Hálózatérzékenység meghatározása topológiai formulával	129
Egyesületi hírek	136
PÁLMAI LÁSZLÓNÉ: Integáltranszformációk gyors végrehajtása számítógépen	138
Szemle	144, 148, 150
DR. KERPÁN ISTVÁN: Egy modell szigetelőanyagok nedvességtartalma változásaihoz	145
Technológiai fejlődés gyártmányokon bemutatva	149
DR. BÍRÓ VIKTOR: A kisebbségi töltéshordozók életidejének figyelembevétele a varaktoros frekvenciaoszorozók tervezésénél	151
Tartalmi összefoglalók	160
Обобщения	160
Zusammenfassungen	B/III
Summaires	B/III
Résumés	B/IV

Szerkesztőség: BOGLÁR GYULA főszerkesztő, SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ szerkesztőségi titkár, BALOGH PÁL, DR. SÁRKÖZI GÉZA kandidátus és MAY PÉTER tudományos szerkesztők, DR. FLESCHE ISTVÁN, DR. RUPPENTHAL PÉTER szerkesztőségi munkatársak. — A szerkesztőség címe: Budapest II., Mártírok útja 85. I. em. 140. Telefon: 183-772 — A Híradástechnikai Tudományos Egyesület címe: Budapest V., Szabadság tér 17. Telefon 113-027

Szerkeszti a szerkesztő bizottság

INDEX: 25.375

HÍRADÁSTECHNIKA

Kiadja a Lapkiadó Vállalat, Budapest VII., Lenin körút 9–11. Telefon: 221-285. Felelős kiadó: SALASÁNDOR igazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Központi Hírlap Irodánál (KHI, Budapest V., József nádor tér 1.) vagy közvetlenül postautalványon, valamint átutalással a KHI 215—96162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: félévre 36 Ft, egész évre 72 Ft. Egyes szám ára: 6 Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTURA” P. O. B. 149 Budapest, 62.

72.7574 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: JANKA GYULA igazgató

DR. PÁVÓ IMRE

MTA Matematikai Logikai és Automataelméleti Tanszéki
Kutató Csoportja, Szeged

Hálózatérzékenység meghatározása topológiai formulával

ETO 537.311.33:621.374.4:621.382.2.011.4

Ismeretes, hogy áramkörök tolerancia számításánál igen fontos szerepet tölt be a hálózatfüggvény érzékenysége [2, 3]. Legyen a vizsgált hálózatjellemező (hálózatfüggvény) $f(x_1, x_2, \dots, x_N)$, ahol x_i szimbolizálja az i -edik áramköri elem valamilyen paraméterét (ez lehet impedancia, admittancia, áttétel, erősítés stb.), ahol $i=1, 2, \dots, N$. Akkor definíció szerint a hálózatjellemező x_i paraméter szerinti (abszolút) érzékenysége:

$$S_{x_i} = \frac{\partial f(x_1, x_2, \dots, x_N)}{\partial x_i}, \quad (1)$$

ahol N az áramköri paraméterek száma a vizsgált hálózatban.

Az (1) formulával definiált érzékenység meghatározására több módszer ismeretes. Érzékenység meghatározás történhet a definíció alapján történő közvetlen számolással; hálózatelméleti tételek felhasználásával közvetve is számítható; illetve méréssel is meghatározható. A többféle eljárás kialakulása is bizonyítja, hogy az érzékenység meghatározása mind elméleti, mind gyakorlati szempontból a hálózat-számítás egyik fontos feladata [2].

Hálózatszámításokra az utóbbi évtizedekben elterjedt a gráfelmélet eszközeinek, módszereinek felhasználása [9]. Ilyen felhasználás a topológiai formulák felfedezése során vált lehetségessé. Topológiai formula az érzékenység számításához is felírható [3], így elvileg a gráfelmélet az érzékenység meghatározására is felhasználható. Mégpedig, ha pl. a hálózatjellemező egy kétkapú hálózat transzfer feszültség függvénye, úgy valamelyik, a kapcsolásban szereplő áramköri elem impedanciája szerinti érzékenység előállítható két transzfer feszültség függvény szorzataként [10]. Márpedig transzfer feszültség függvény felírására szerkeszthető topológiai formula [9]. E topológiai formulában szereplő hálózatgráf részgráfok előállíthatók [4, 6], előállításukhoz digitális számológép jól felhasználható [7, 8].

Az érzékenységnek ezen az úton való előállítása azonban körülményes. Ennek oka többek között abban rejlik, hogy a hálózathoz rendelt gráf a kétféle

feszültségátviteli függvény esetében kissé eltérő. Ugyanis az egyik feszültségátviteli függvény képzésénél a szóban forgó hálózat topológiáját kissé „át kell alakítani”, mégpedig a bemeneti pontokat rövidre zárni, a kiszemelt áramköri elemnél pedig a hálózatot „felszakítani”. Nyilván a rövidre zárás és a felszakítás az eredeti kapcsolástól eltérő topológiájú módosított kapcsolást eredményez. Számolás során az egyik hálózatgráfról át kell térni a másikra. Ez az áttérés pedig megnehezíti a szükséges részgráfok képzését.

E cikkben az érzékenység gráfelméleti úton történő meghatározásának egy másik lehetőségét mutatjuk be. Mégpedig az érzékenység meghatározásához először levezetünk egy új topológiai formulát. E levezetéshez felhasználjuk Bode bilineáris tételét [1], és Kirchhoff 4. tételét [9]. A levezetett topológiai formula alkalmazása megkívánja (az egyetlen) hálózatgráf fájnak, és bizonyos típusú 2-fájnak, 3-fájnak generálását. Megmutatjuk, hogy a szóban forgó részgráfok Ore egy tételén [5] alapuló k -fa generálási módszerrel [6] egyöntetűen előállíthatók. Külön figyelmet szentelünk a topológiai formulában szereplő 3-fa részgráfok generálásának, és egy digitális számológépre is használható algoritmust állítunk össze. Végül egyszerű példán bemutatjuk az érzékenysége cikkben ismertetett előállítását.

Topológiai formula az érzékenységhez

A következőkben mind a vizsgált áramkörök elemeire, mind a tekintett hálózatfüggvényekre megszorításokat teszünk. Mégpedig a kétkapú hálózatban csak ellenállás, induktivitás és kapacitás forduljon elő, a hálózatfüggvény paraméterei admittanciák legyenek, a hálózatjellemező pedig a $Z_T = Z_T(Y_1, Y_2, \dots, Y_N)$ transzfer impedancia függvény, ahol $Y_1, Y_2, \dots, Y_N$ az áramköri elemek admittancia paraméterei. Feladatunk tűzzük ki az

$$S_{Y_x} = \frac{\partial Z_T}{\partial Y_x} \quad (x=1, 2, \dots, N) \quad (2)$$

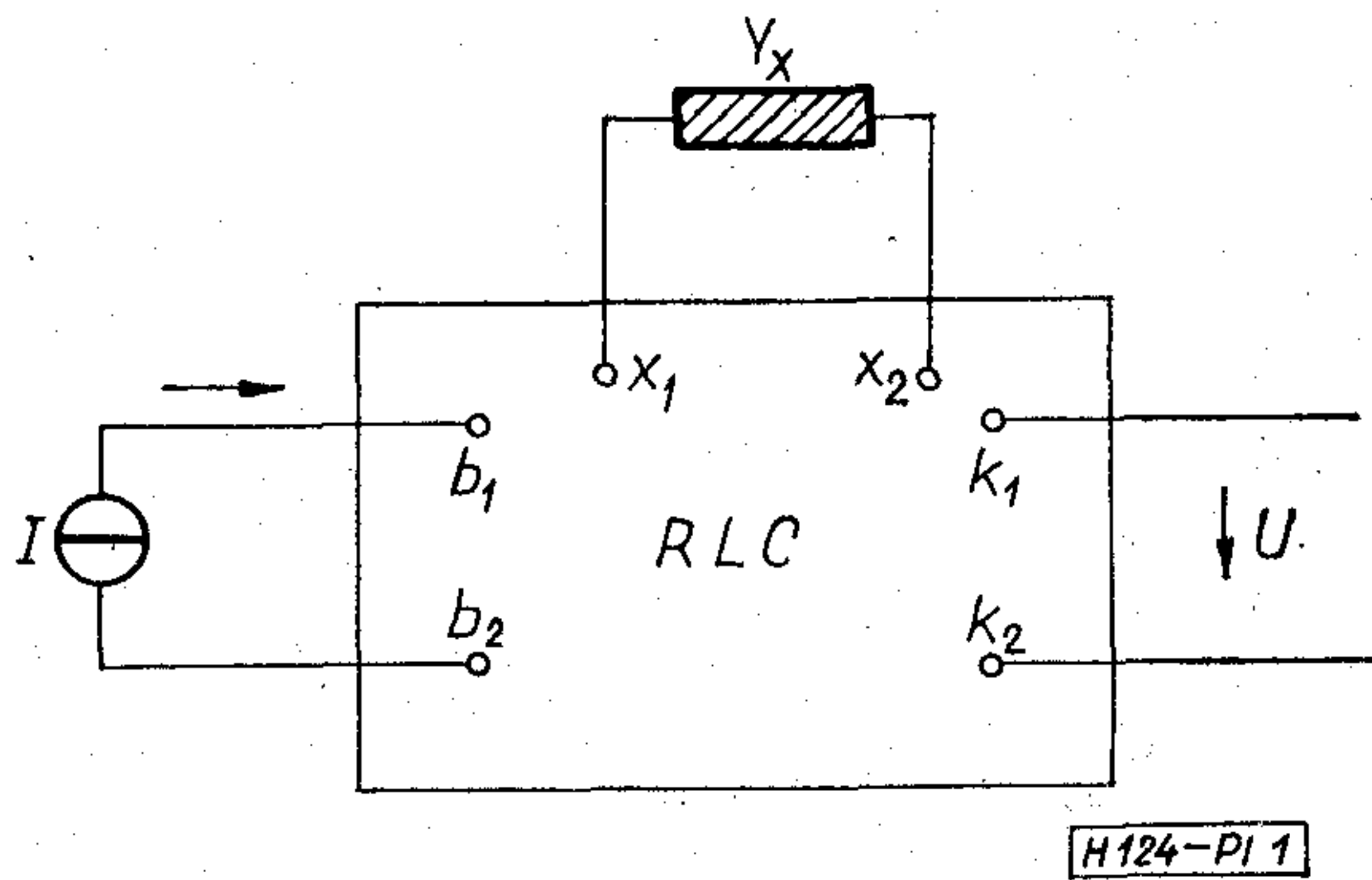
érzékenység meghatározását.

A meghatározáshoz számozzuk meg a kapcsolás csomópontjait az 1, 2, ..., n természetes számokkal. Jussanak az áramkör bemeneti pontjaira a b_1 és b_2 , a kimeneti pontokra a k_1 és k_2 , végül a tekintett x -edik áramköri elem kapcsaira pedig az x_1 és x_2 természetes számok. A kétkapú hálózat rajzát az x áramköri elem kiemelésével és a gerjesztési feltétel feltüntetésével együtt az 1. ábrán láthatjuk.

Kirchhoff 4. tétele szerint a transzfer impedancia függvényre felírható a következő topológiai formula [8]:

$$Z_T = \frac{U_{ki}}{I_{be}} = \frac{\sum (\pm \prod_{(i,j) \in {}^2F'} Y_{ij})}{\sum (\prod_{(i,j) \in {}^1F} Y_{ij})}, \quad (3)$$

ahol 1F a hálózatgráf egy tetszőleges fája, ${}^2F'$ pedig olyan 2-fája, amely mind a bemeneti, mind a kimeneti pontokat szétválasztja (azaz külön-külön komponenseiben tartalmazza), (i, j) a gráf i -edik és j -edik pontja közötti él, Y_{ij} pedig az (i, j) élnek megfelelő áramköri elem admittanciája (éladmittancia) a kapcsolásban. A produktum képzés a kiválasztott



1. ábra

részgráf élei, az összegképzés pedig a megfelelő típusú részgráfok szerint történik ($\forall$ az univerzális kvantor jele). A 2-fa éladmittancia szorzat előjele akkor pozitív, ha a kiválasztott ${}^2F'$ 2-fa a b_1 és a k_1 pontokat tartalmazza közös komponensében; ellenkező esetben a szorzat előjele negatív.

A későbbi áttekinthetőség kedvéért megállapodunk a következő egyszerűsítő jelölésben: a (3) számlálójában szereplő szorzatösszeget ${}^2T'$ -vel, míg a nevezőjét 1T -vel jelöljük. Általában az ilyen típusú szorzatösszegeket e cikkben T betűvel jelöljük, míg a T betű „díszítése” utalni fog a szorzatösszeg számításához felhasznált részgráf-típusra, és a megfelelő részgráfokat ugyanolyan díszítésű „ F ” betűvel szimbolizáljuk.

E megállapodás értelmében (3) így írható:

$$Z_T = \frac{{}^2T'}{{}^1T}. \quad (4)$$

Bode bilineáris tétele szerint (4) jobb oldala az Y_x admittancia bilineáris kifejezése [3]. Rendezzük át (4) számlálóját és nevezőjét úgy, hogy gyűjtsük külön azokat az admittancia szorzatokat, amelyek-

ben Y_x előfordul, majd e szorzatokból emeljük ki e közös tényezőt.

$$Z_T = \frac{{}^2\bar{T}' + {}^3T' \cdot Y_x}{{}^1\bar{T} + {}^2T_{x_1, x_2} \cdot Y_x}, \quad (5)$$

ahol ${}^2\bar{T}$, ${}^3\bar{T}'$, ${}^1\bar{T}$ és ${}^2T_{x_1, x_2}$ szimbólumok az Y_x admittanciától nem függő szorzatösszegeket jelentik (általában a többi áramköri admittanciákból felépülő kifejezések).

Az (5) jobb oldalát a (3) jobb oldalával összevetve, könnyen megadhatók az (5)-ben szereplő szorzatösszeg tagjainak gráf-megfelelői, illetve olyan részgráf halmazok, amelyek elemei, ill. élei szerint is képezhetők a megfelelő szorzatösszegek úgy, ahogyan (3) alkalmazásánál azt már említettük. Mivel (4)-ben minden egyes tag fa, ill. 2-fa éladmittancia szorzat, továbbá megfigyelve, hogy ${}^1\bar{T}$ tagjai $n-1$, ${}^2\bar{T}'$ és ${}^2T_{x_1, x_2}$ tagjai $n-2$, valamint ${}^3T'$ tagjai pedig olyan $n-3$ tényezősszorzatok, amelyek megfelelő (4) kifejezésbeli tagokból éppen az Y_x tényező törlésével állottak elő, látjuk, hogy a megfelelő részgráfok rendre fák, 2-fák és 3-fák. Felhasználva a szorzatösszegek és a hozzájuk tartozó részgráfok jelölésére alkalmazott konvenciót, a szorzatösszegeknek megfelelő részgráf-halmazok a következő formulákkal írhatók le:

$${}^1\bar{T} : \{ {}^1\bar{F} \} = \{ {}^1F \mid (x_1, x_2) \notin {}^1F \}, \quad (6a)$$

$${}^2T_{x_1, x_2} : \{ {}^2F_{x_1, x_2} \}, \quad (6b)$$

$${}^2\bar{T}' : \{ {}^2\bar{F}' \} = \{ {}^2F' \mid (x_1, x_2) \notin {}^2F' \}, \quad (6c)$$

$${}^3\bar{T}' : \{ {}^3\bar{F}' \} = \{ {}^3F \mid {}^3F \oplus (x_1, x_2) = {}^2F' \}. \quad (6d)$$

A definíciós formuláknál a $\oplus$ jel az elemidegen unió jele. Megjegyezzük, hogy az (5)-ben előforduló szorzatösszegek (együttható kifejezések) jelölésénél már eleve olyan szimbólumokat választottunk, amelyek a definíciós formulákban lehetővé teszik a jelöléskonvenció betartását. Példaképpen bemutatjuk, hogy a (6c) formula miként értelmezhető: a ${}^2\bar{T}'$ szorzatösszegnek megfelelő $\{ {}^2\bar{F}' \}$ 2-fa halmaz elemei pontosan azok a ${}^2F'$ 2-fák, amelyekben nem szerepel az (x_1, x_2) gráfél.

Ezután az (5) mindkét oldalának Y_x szerinti parciális differenciálásával nyerjük:

$$S_{Y_x} = \frac{\partial Z_T}{\partial Y_x} = \frac{{}^3T' \cdot ({}^1\bar{T} + {}^2T_{x_1, x_2} \cdot Y_x) - {}^2T_{x_1, x_2} ({}^2\bar{T}' + {}^3T' \cdot Y_x)}{({}^1\bar{T} + {}^2T_{x_1, x_2} \cdot Y_x)^2},$$

majd némi átalakítás után innen nyerjük az érzékenységre a következő topológiai formulát:

$$S_{Y_x} = \frac{1}{{}^1\bar{T}} \left({}^3T' - \frac{{}^2T'}{{}^1\bar{T}} \cdot {}^2T_{x_1, x_2} \right). \quad (7)$$

A (7) topológiai formulában szereplő szorzatösszegeknek megfelelő részgráfok a hálózat fái, 2-fái és 3-fái. Vegyük észre, hogy (7) előállításában szereplő $\{ {}^1\bar{F} \}$ (a hálózatgráf összes fái) és $\{ {}^2F' \}$ (a hálózat-

gráf olyan összes 2-fái, amelyek a bemeneti és a kimeneti pontokat egyidőben szétválasztják) részgráf halmazok már (4)-ben is szerepet játszottak, és e részgráfok módszeres generálása megoldottnak tekinthető [8]. Továbbá a (7)-ben előforduló ${}^2T_{x_1, x_2}$ szorzatösszegnek megfelelő $\{{}^2F_{x_1, x_2}\}$ 2-fa halmaz elemei pontosan azok a 2-fák, amelyek az x_1 és az x_2 pontokat külön komponenseikben tartalmazzák, így előállításuk szintén megoldott [6], sőt általában egyszerűbb probléma, mint a ${}^2F'$ típusú 2-fák generálása. Új problémát vet fel a ${}^3F'$ típusú 3-fák generálása. A következő részben meg fogjuk mutatni, hogy e 3-fák generálása az eddig használt ciklusvizsgálatos módszerrel [6] elegánsan megoldható.

Végül megjegyezzük, hogy a (7) topológiai formulában szereplő szorzatok előjele következik a (3) formulánál már ismertetett előjel-konvencióból. Nevezetesen a ${}^3T'$ szorzatösszeg egy tagjának előjele megegyezik a ${}^3F' \oplus (x_1, x_2) = {}^2F'$ 2-fának megfelelő éladmittancia-szorzat (3) formulabeli előjelével [7].

Az érzékenység formulájában szereplő 3-fák generálása

Az előállítandó 3-fák halmazát a (6d) formula definiálja. Részletesen ${}^3F'$ olyan 3-fa, amely egyrészt nem tartalmazza az (x_1, x_2) gráfét, másrészt e gráfét is hozzászámolva olyan 2-fát nyerünk, amely mind a bemeneti, mind a kimeneti pontokat külön komponensében tartalmazza. Továbbá az is egyszerűen belátható, hogy a $\{{}^3F'\}$ halmaz minden eleme egyértelműen előállítható alkalmas ${}^2F'$ 2-fából az (x_1, x_2) gráfét törlésével.

A továbbiakban felhasználjuk a k -fa generálás ciklusvizsgálat alkalmazásával történő módszerét. (E módszer leírása megtalálható vázlatosan a [8], részletesen a [6] irodalomban.) A ${}^3F'$ 3-fa előállítását e módszerrel úgy fogjuk tenni, hogy először a $\{{}^3F'\}$ halmaznál egy bővebb halmazt állítunk elő, s ennek elemei közül válogatjuk ki a ${}^3F'$ típusú 3-fákat.

Tekintsünk egy ${}^3F' \in \{{}^3F'\}$ típusú 3-fát. Akkor mindig létezik pontosan egy olyan ${}^2F'$ 2-fa, amelyből az (x_1, x_2) élet törölve előáll a tekintett 3-fa. A kiszemelt él törlésével ${}^2F'$ valamelyik komponense „szétesik” két fa komponensre. Következésképpen vagy x_1 , vagy x_2 a tekintett 3-fa olyan komponensében van, amelyben sem b_1 , sem b_2 nem fordul elő. Így a ${}^3F' \in \{{}^3F_{b_1, b_2, x_1}\}$ és a ${}^3F' \in \{{}^3F_{b_1, b_2, x_2}\}$ relációk közül pontosan az egyik teljesül. Mindenesetre érvényes:

$$\{{}^3F'\} \subseteq \{{}^3F_{b_1, b_2, x_1}\} \cup \{{}^3F_{b_1, b_2, x_2}\}. \quad (8)$$

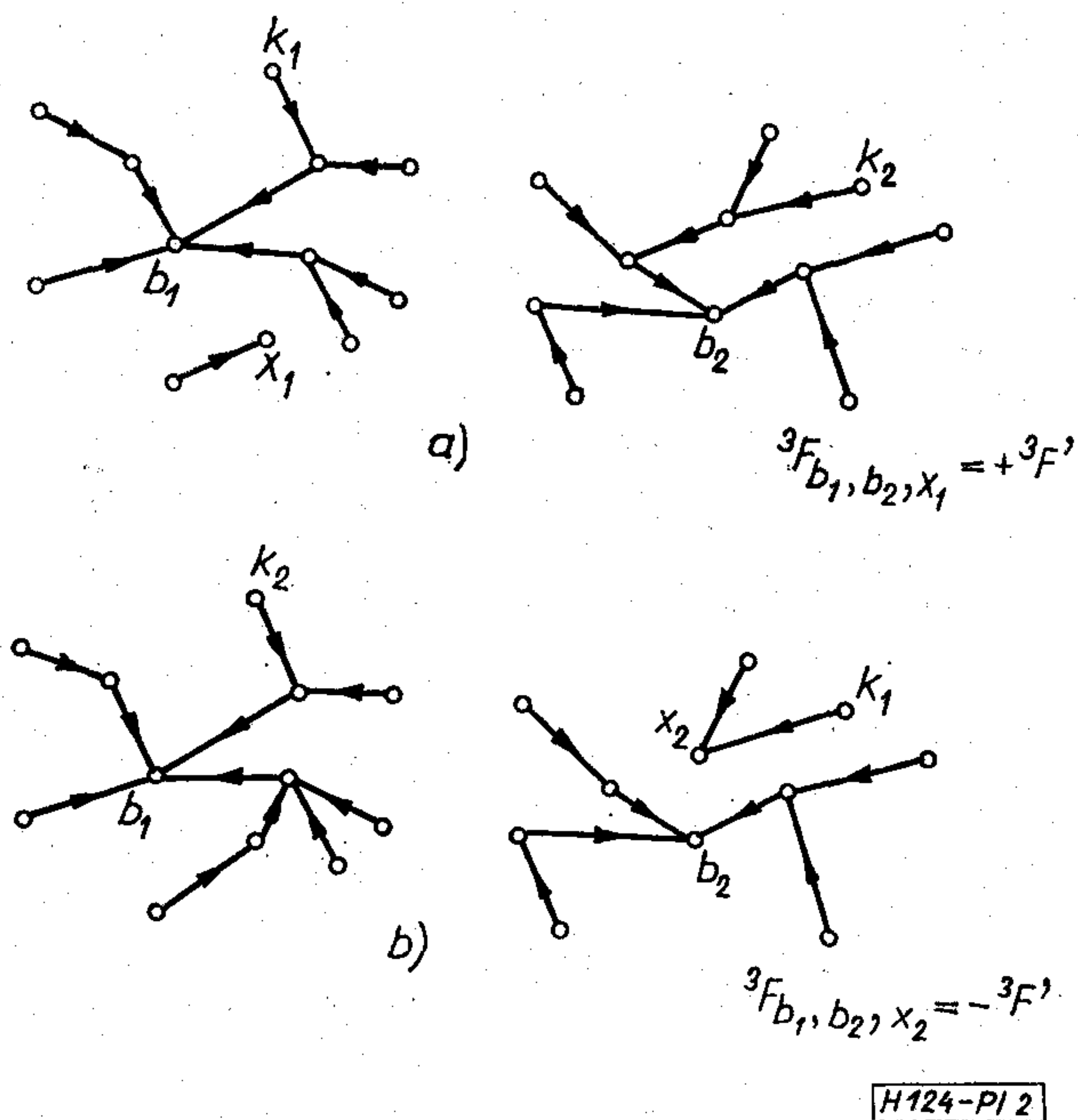
A (8) jobb oldalának elemeit a szokásos módon rendre előállíthatjuk. Mégpedig a G hálózatgráf $\mu(G)$ adjacencia mátrixából [6] képezni kell az összes olyan M_{b_1, b_2, x_1} és M_{b_1, b_2, x_2} egyszerűsítettet, amelyek $\nu(\mu^{-1}(M_{b_1, b_2, x_1})) = {}^3F_{b_1, b_2, x_1}$ illetve $\nu(\mu^{-1}(M_{b_1, b_2, x_2})) = {}^3F_{b_1, b_2, x_2}$. A megfelelő (ν operátor nélküli) irányított 3-fákban az élek irányítása a b_1, b_2 és x_1 , illetve a b_1, b_2 és x_2 pontok felé történik. A viszonyokat a 2a és a 2b ábrákon illusztráljuk, mégpedig olyan 3-fákban, amelyek egyben ${}^3F'$ típusúak is. Az ábrákon feltüntettük a kimeneti pontok egy-egy lehetséges elrendezését is. Ezek megfigyelésével lát-

ható a tekintett 3-fának megfelelő éledmittancia szorzat „öröklött előjele”.

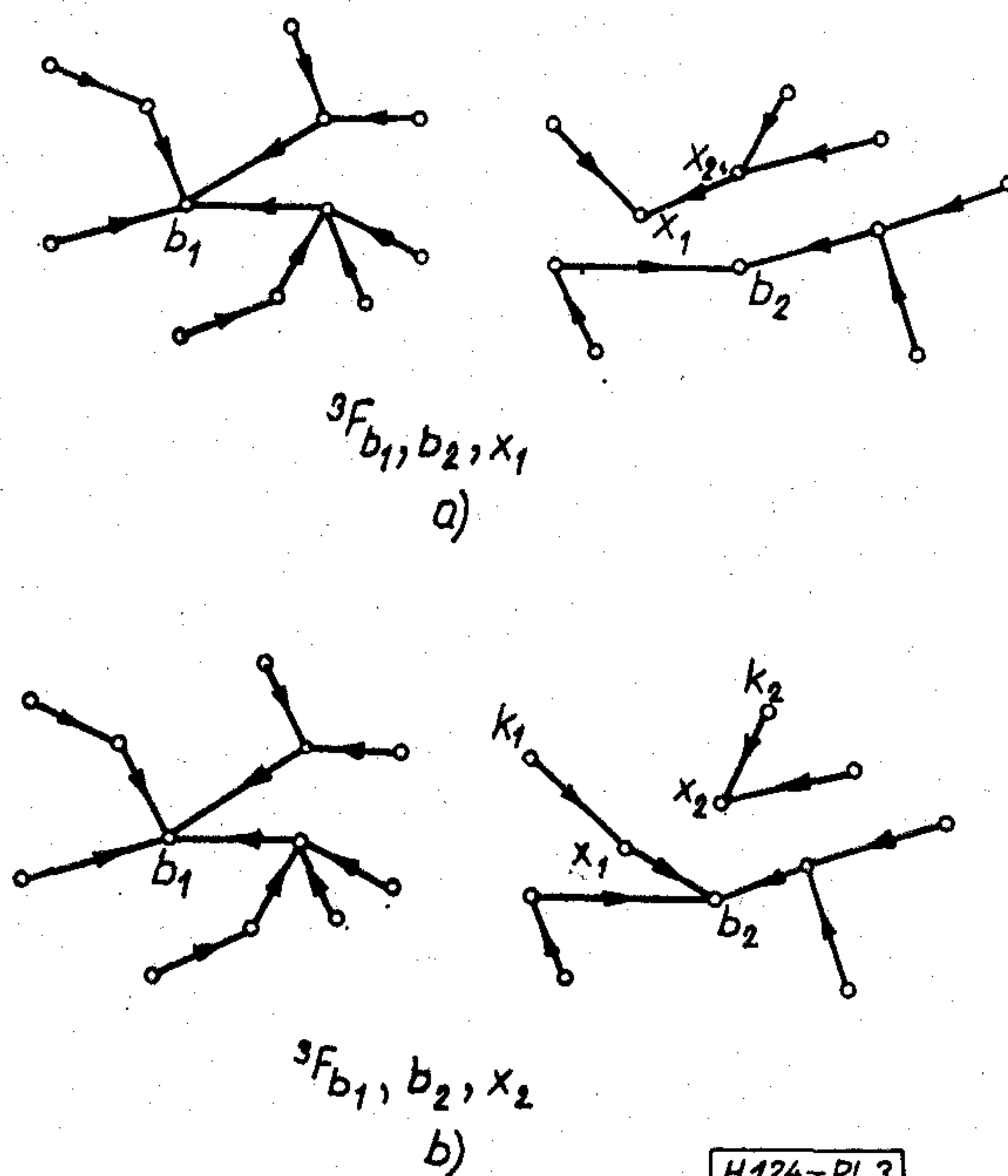
Általában azonban (8) jobb oldala tartalmaz nem ${}^3F'$ típusú 3-fát is. Ez az eset pontosan 2 alkalommal fordulhat elő:

1. a nyert 3-fa nem választja szét az x_1 és az x_2 pontokat, vagy

2. e pontokat szétválasztja ugyan, de az (x_1, x_2) él hozzászámításával nyert 2-fa nem választja szét a k_1 és k_2 (kimeneti) pontokat. Ilyen feltételeknek megfelelő 3-fákat találunk a 3a és a 3b ábrákon. Ezek az ábrák is a 3-fákat a megfelelő irányítással mutatják. Ez utóbbi ábrákat megfigyelve egyszerű eljárás adódik arra, hogy (8) elemei közül az összes ${}^3F'$ típusú 3-fákat kiválogassuk. Ez az eljárás felhasználja a ciklusvizsgálatot.



2. ábra



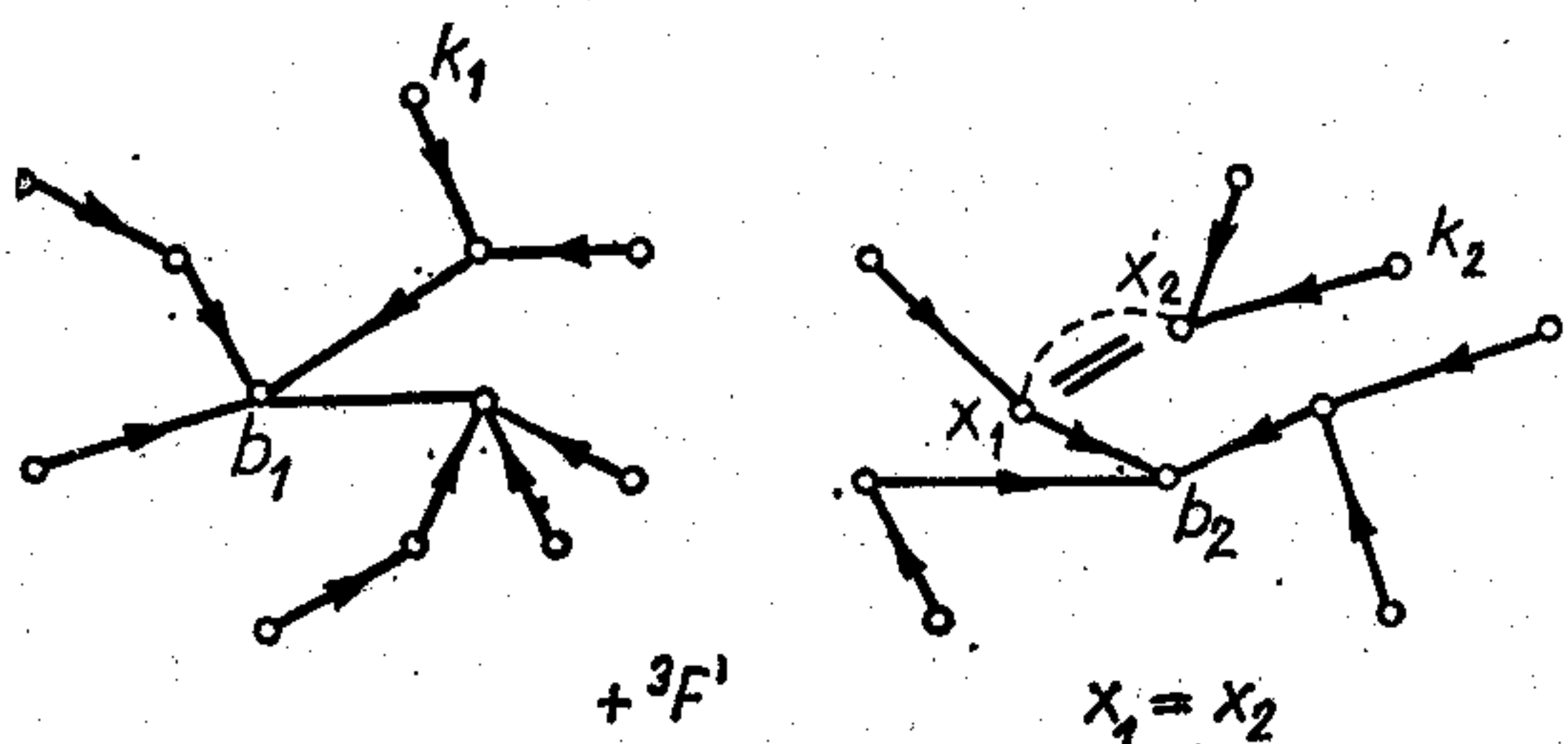
3. ábra

Mint ismeretes, egy k -fán végrehajtott ciklusvizsgálat a megfelelő irányított k -fa egy részének bejárásával ekvivalens, mégpedig a definiált irányítás szerint. Ebből következik, hogy a (8) jobb oldalán szereplő 3-fák esetén bármely pontból indított ciklusvizsgálat vagy valamelyik bemeneti pontnál, vagy x_1 -nél (ill. x_2 -nél) szakad meg. Annak a feltételnek ellenőrzése tehát, hogy a tekintett 3-fa az x_1 és x_2 pontokat szétválasztja-e, úgy történhet, hogy pl. a 2a ábrán látható esetben ciklusvizsgálatot indítunk az x_2 pontból. Ha e vizsgálat az x_1 ponton szakad meg, úgy a tekintett 3-fa nem választja szét az x_1 és x_2 pontokat, ellenkező esetben igen. Hasonlóképpen járhatunk el a 2b ábrán látható esetben is.

De ciklusvizsgálattal az is eldönthető, hogy az (x_1, x_2) gráfél hozzászámításával előállott 2-fa a kimeneti pontokat szétválasztja-e. Evégből az él hozzászámítását „pótoljuk” az $x_1 = x_2$ feltétellel (azaz az x_1 és x_2 szimbólumokat azonosnak tekintjük, vagy másképpen az x_1 és x_2 pontokat a kapcsolásban „rövidre zárjuk”). Ilyen megállapodás után indítsunk ciklusvizsgálatot mindkét kimeneti pontból. Ha e ciklusvizsgálatoknál a szakadás ugyanannál a bemeneti pontnál következett be, úgy a tekintett 3-fa nem ${}^3F'$ típusú, ellenkező esetben igen. Ilyen feltétel melletti ciklusvizsgálat lefolytatásához tekintsük a 4. ábrát, ahol feltüntettük az $x_1 = x_2$ megállapodást is. Jól látható, hogy most a k_2 -ből indított ciklusvizsgálat az $x_2 \rightarrow x_1$ irányban a b_2 -nél szakad meg (míg a k_1 -ből indított ciklusvizsgálat szakadási helye a b_1). A k_2 -ből indított ciklusvizsgálat kimenetele a talált ${}^3F'$ fa „öröklött” pozitív előjelét is mutatja.

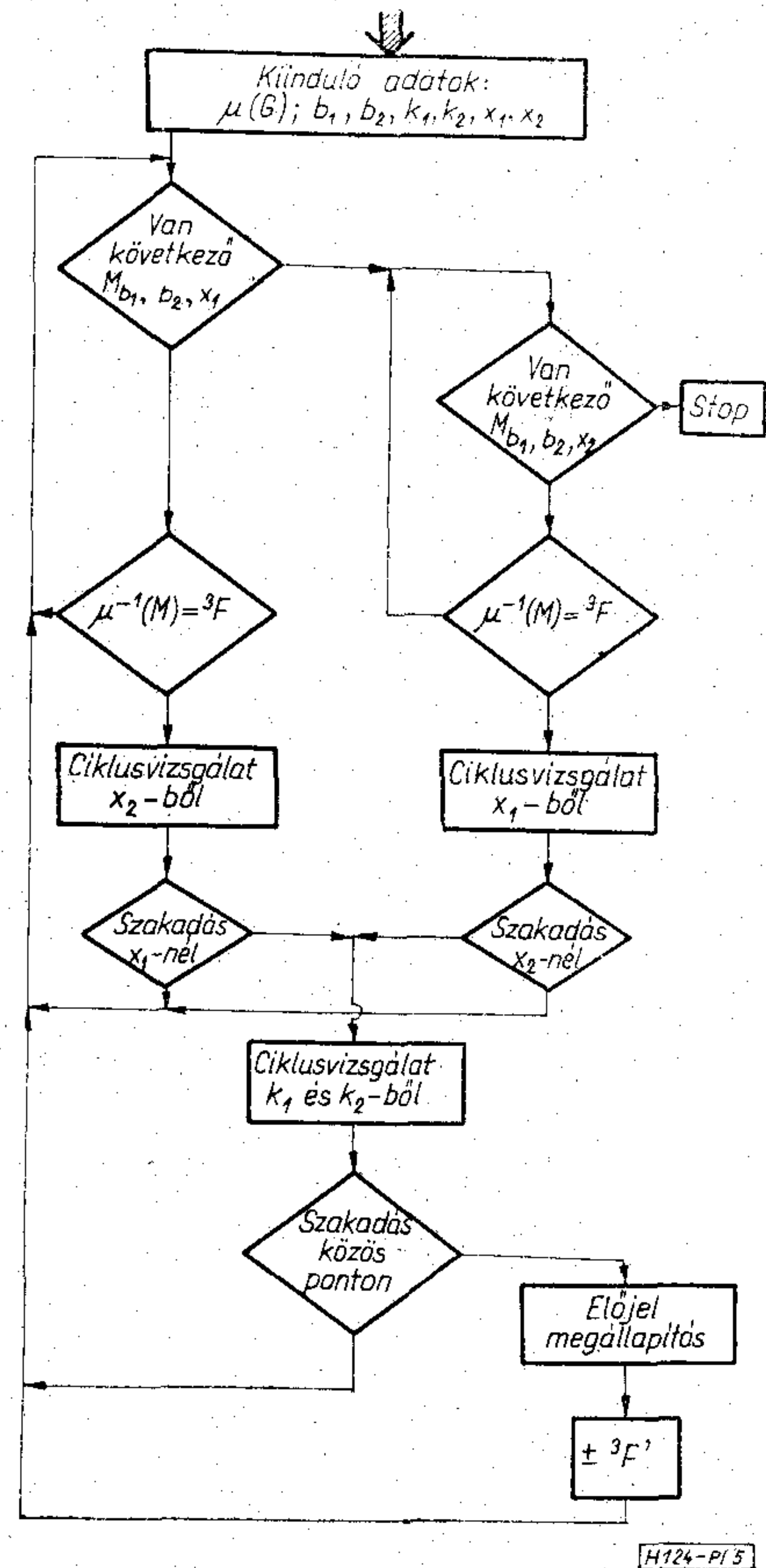
Végeredményben néhány alkalmasan indított ciklusvizsgálat segítségével (8) jobb oldalából rendre kiválogatható az összes ${}^3F'$ típusú 3-fa, s közben a megfelelő éladmittancia szorzat előjele is megállapítást nyer.

Az 5. ábrán látható a ${}^3F'$ típusú 3-fák előállítására szolgáló algoritmus összefoglalása, egy programkészítés alapjául is szolgálható logikai vázlat formájában. Ezen a logikai vázlaton téglalappal szemléltetjük az aritmetikai funkciók elvégzésének megfelelő részleteket, míg az egyéb paralelogrammák a logikai döntések helyét szimbolizálják, a nyílfolyam pedig az algoritmus végrehajtásának irányát. „Igen” logikai döntés esetén a nyílfolyam a paralelogramma legalsó csúcsából folytatódik, „nem” logikai döntés esetén pedig valamelyik szélső csúcsból. Gépi program készítésére számítva megjelöltük az algoritmus kezdő részét vastag nyíllal, majd az algoritmus végét jelző stop jelet is beírtuk. Különben a logikai séma legfelső téglalapja szemlélteti a kiinduló adatokat, amelyek



4. ábra

H 124-Pt 4



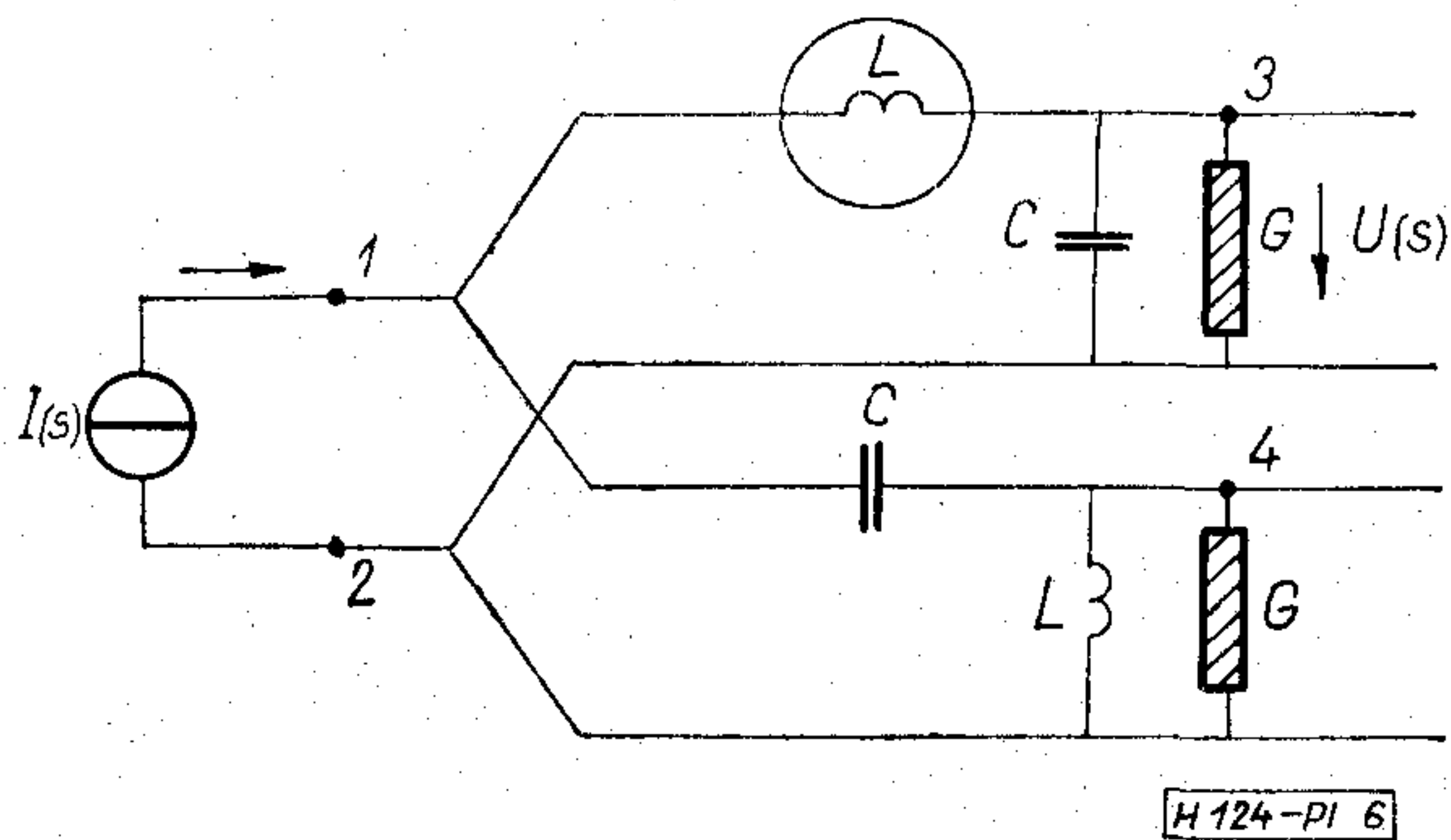
5. ábra

az egyszerűsítettek képzéséhez, és a 3-fa generáláshoz szükségesek.

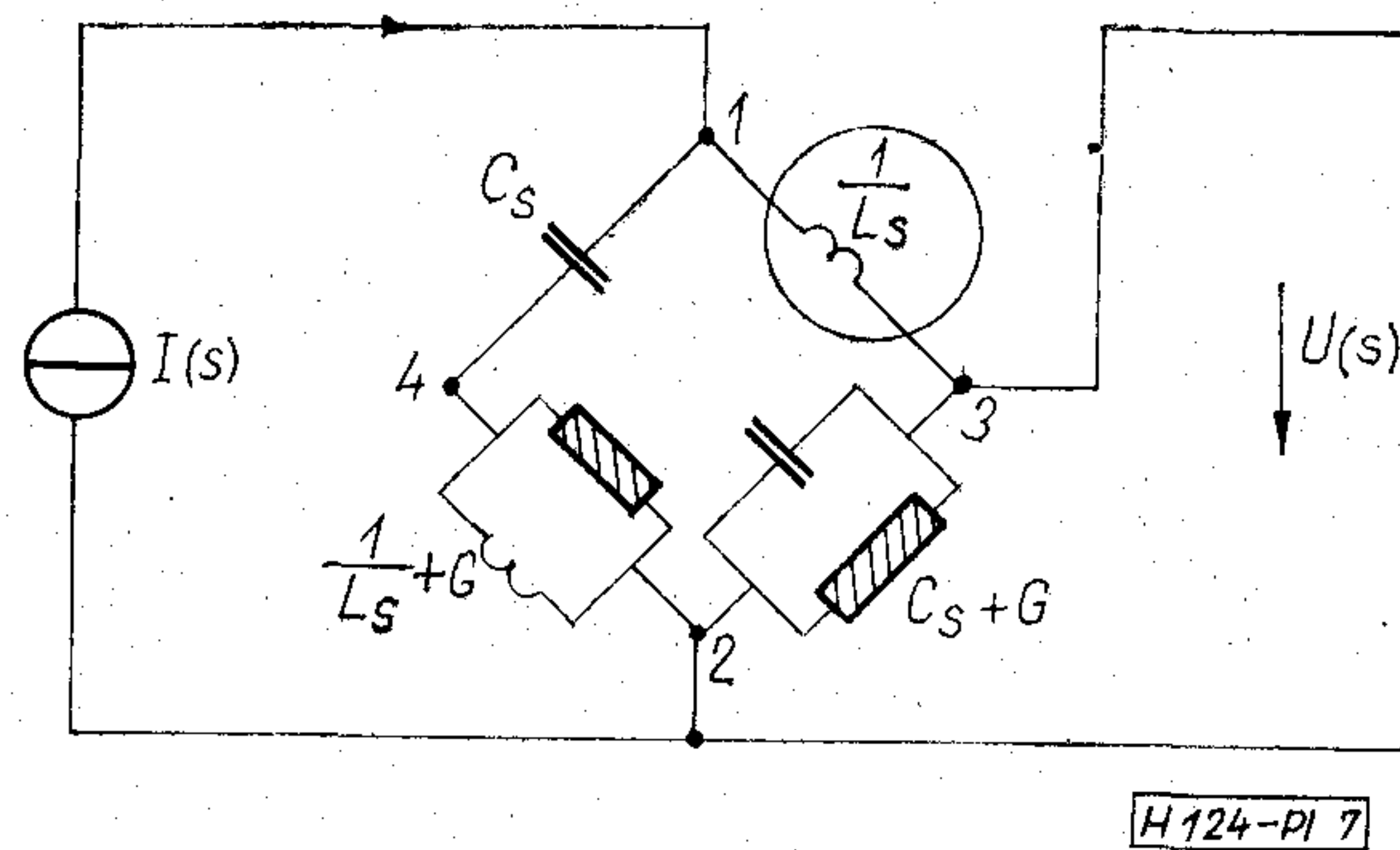
Megjegyezzük, hogy hasonló eljárást lehetne szerkeszteni a ${}^3F_{k_1, k_2, x_i}$ ($i=1, 2$) 3-fákból kiindulva is. Most minden korábbi eljárás értelemszerűen módosítandó.

A vázolt algoritmus alapján készített számítógépi program rendelkezik azzal a kedvező tulajdonsággal, hogy a feladat megoldásához szükséges memóriakapacitás bizonyos értelemben minimális. Ugyanis az eljárás során kapott ${}^3F'$ 3-fákat kell csak tárolni a további számításokhoz, egyéb típusú 3-fák az éladmittancia-helyettesítés szempontjából nem jönnek számításba.

Végül vegyük észre azt a jelentős körülményt is, hogy a vázolt algoritmus tárgyalt széttagolása csupán didaktikai szempontból volt szükséges. Ugyanis a ciklusvizsgálatos 3-fa generálás módszere már a „3-fa” döntés meghozásához is teljes ciklusvizsgálatot igényel. Ez azt jelenti, hogy az algoritmus 4. ábrán látható logikai séma második logikai döntéséhez a kiválasztott részgráf minden egyes pontjából kellett ciklusvizsgálatot indítani. Ha gondoskodunk arról, hogy a teljes ciklusvizsgálat során az algoritmus által fontos ciklusvizsgálat-kimeneteket is megfigyeljük, úgy az algoritmus-vázlat többi része elhagyható. Ez azt jelenti, hogy a gépi program nagymértékben összevonható, azaz a ${}^3F'$ típusú 3-fák előállítása tulajdonképpen nem kíván új módszert. E megfigyelés is mutatja, hogy a teljes ciklusvizsgálat a megfelelő típusú részgráfok kiválasztásának milyen „erős módszere”.



6. ábra



7. ábra

Példa

Az ismertetett eljárást most felhasználjuk egy konkrét kétkapú-hálózat Z_T transzfer impedancia függvény egyik érzékenysége meghatározására.

Tekintsük a 6. ábrán látható kapcsolást. E kapcsolat az irodalomból ismert másodfokú, konstans bemeneti ellenállású váltózűrő [2]. Meghatározzuk az „aluláteresztő rész” transzfer impedancia hálózat jellemző (1. és 3. pontok között elhelyezkedő) induktivitás szerinti érzékenységét.

A 7. ábrán a kapcsolat átrajzolását találjuk. Ez utóbbi ábrából könnyen leolvasható a hálózatgráf. Az ábrán látható a gerjesztési feltétel is, valamint az éladmittanciákat is felírtuk mindjárt operátoros alakban (s a komplex frekvencia).

A hálózatgráf [6] szerinti generáló mátrixa:

$$\mu(G) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 3 & 4 \\ 0 & 0 & 3 & 4 \\ 1 & 2 & 0 & 0 \\ 1 & 2 & 0 & 0 \end{pmatrix}. \quad (9)$$

A (9)-ből az első sor kiszemelésével előállíthatók a hálózatgráf fái. Számolással nyerjük:

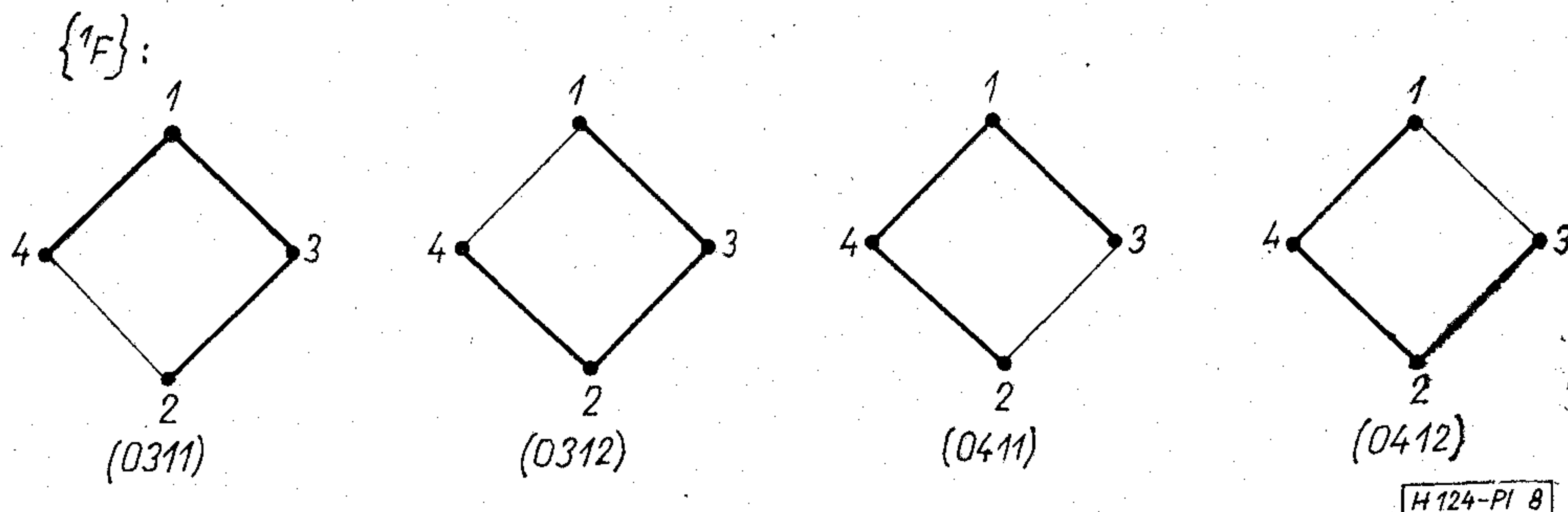
$${}^1F: (0311), (0312), (0411) \text{ és } (0412). \quad (10)$$

A kiszámított fákat a 8. ábrán külön is feltüntettük.

A generáló mátrixból a ${}^2F'$ típusú 2-fák is előállíthatók. Most a (9) első és második sorát kell „nullázni”. Az eredmény:

$${}^2F': (0011) \text{ és } (0012), \quad (11)$$

a 9. ábrán szemléltetve. Mindkét fa „előjele” pozitív.



8. ábra

Hasonlóképpen (9) első és harmadik sorát nullázva előállíthatók a ${}^2F_{1,3}$ 2-fák is:

$${}^2F_{1,3}: (0301), (0302) \text{ és } (0401), \quad (12)$$

az eredmény a 10. ábrán.

Végül a ${}^3F'$ 3-fák generálásához elegendő az adjacencia mátrixnak pusztán az $M_{1,2,3}$ (1, 2, 3)-egyszerűsítettjeit tekinteni (ugyanis az $M_{1,2,1}$ egyszerűsítetteknek nincs értelmük, illetve 2-fához vezetnének), így most (9)-nek első 3 sorát kell „nullázni”. Számolás útján adódik:

$${}^3F': (0001) \text{ és } (0002), \quad (13)$$

és a talált 3-fák képét a 11. ábra mutatja. E 3-fák előjele ugyancsak pozitív.

A 9. és a 11. ábrák összevetéséből is könnyen meggyőződhetünk arról, hogy a ${}^3F'$ 3-fák valóban a megfelelő ${}^2F'$ 2-fákból állottak elő az (1, 3) él törölésével. Ezért a 11. ábra a 9. ábra alapján közvetlenül is megrajzolható lett volna.

A 7. ábra figyelembevételével kiszámítjuk a (7) topológiai formulában szereplő szorzatösszegeket. Mégpedig (10) felhasználásával:

$${}^1T = (1/L_s + C_s + G) \cdot (2C/L + G/L_s + GC_s), \quad (14)$$

(11)-ből:

$${}^2T' = 1/L_s \cdot (C_s + 1/L_s + G), \quad (15)$$

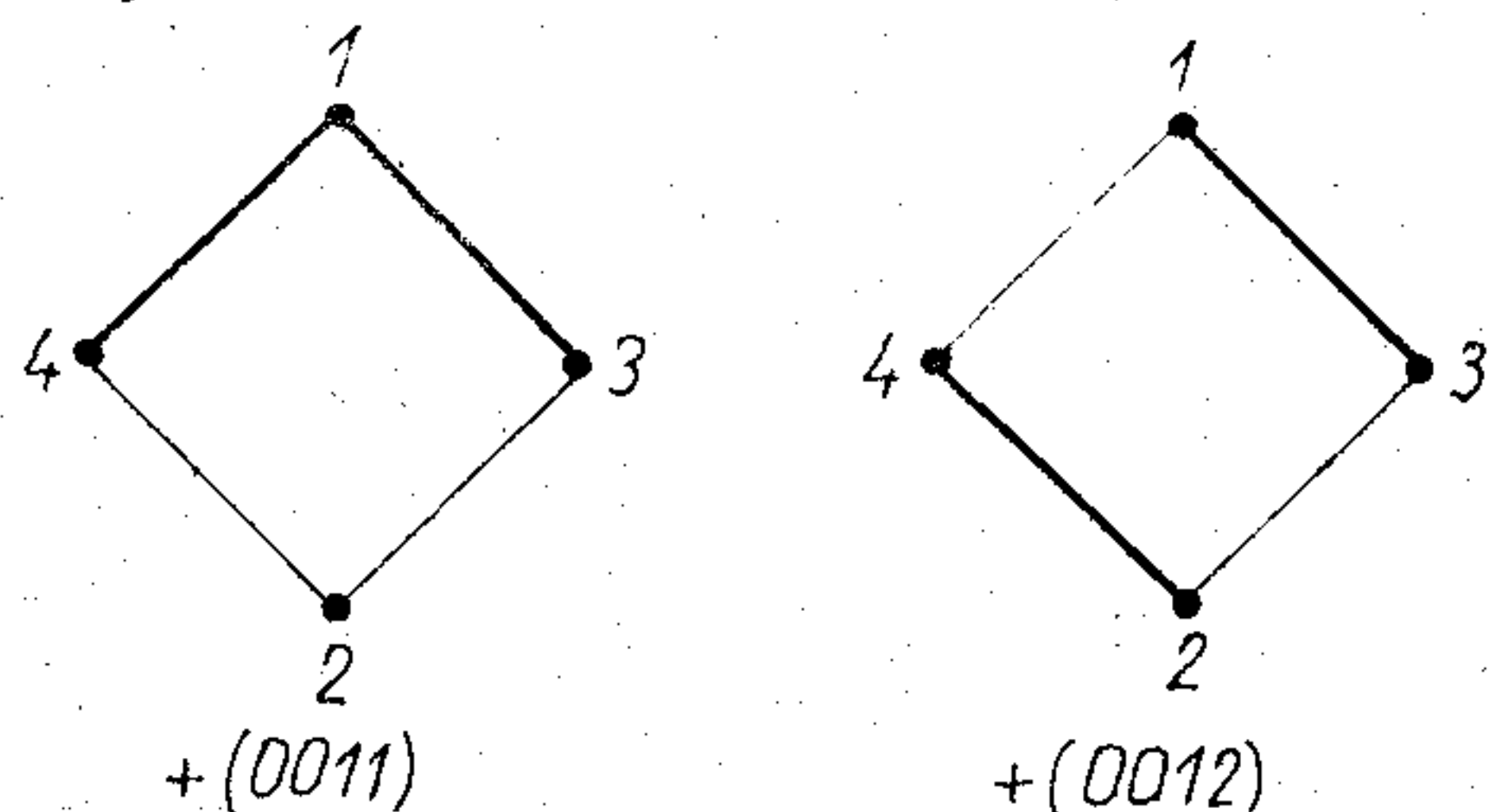
(12)-ből

$${}^2T_{1,3} = (1/L_s + G) \cdot (2C_s + G) + C_s(C_s + G), \quad (16)$$

végül (13)-ből

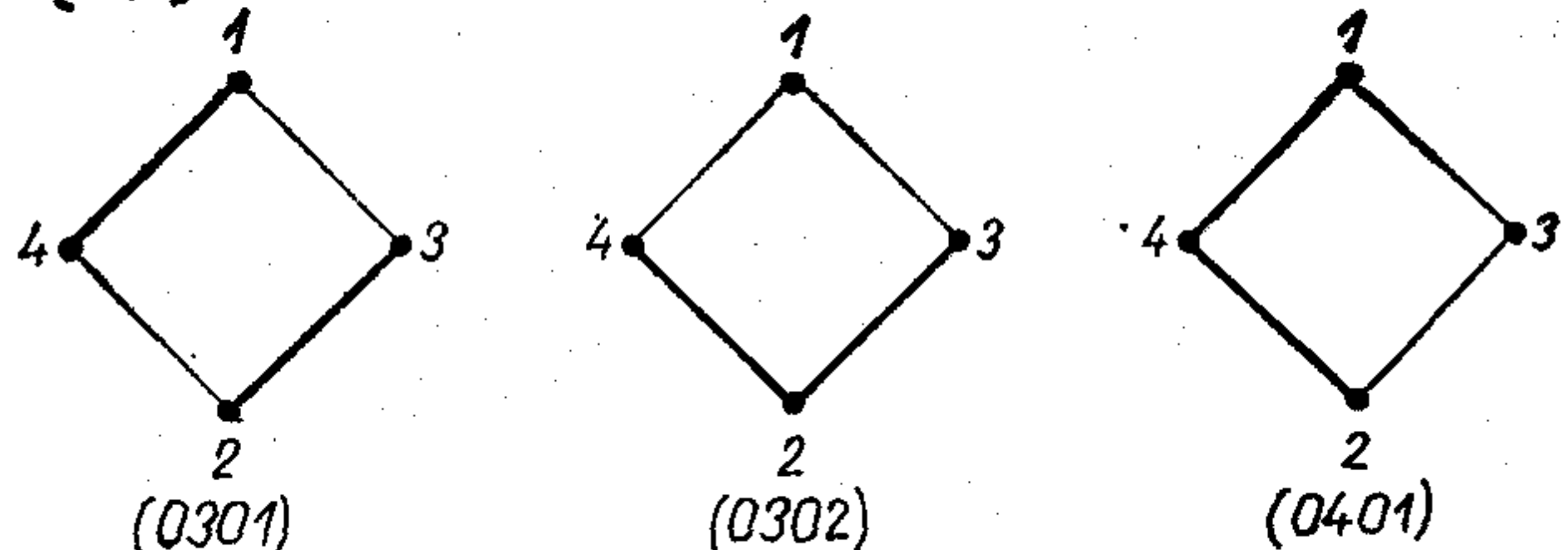
$${}^3T' = C_s + 1/L_s + G \quad (17)$$

adódik.

$\{^2F_1\}$:

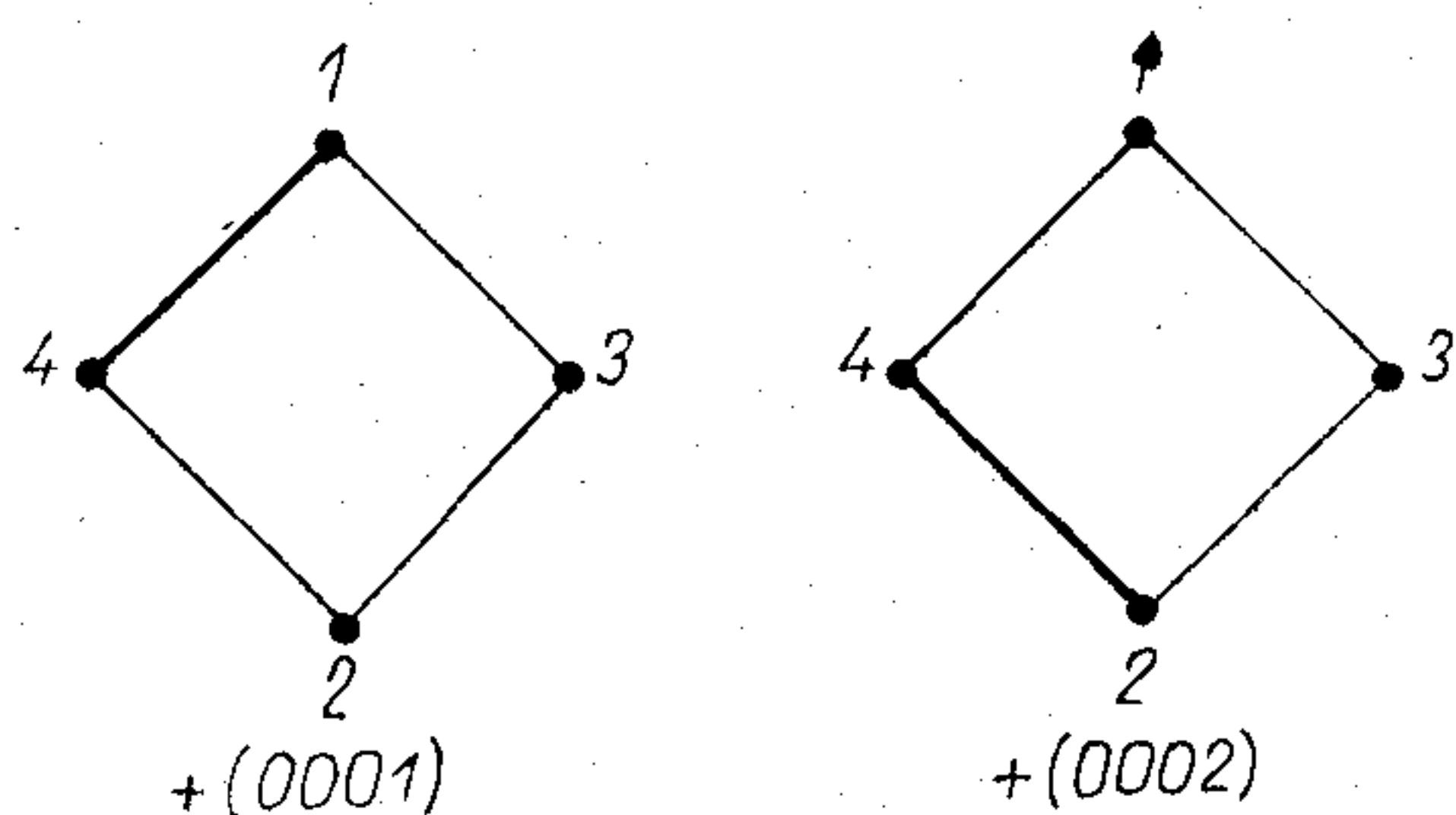
H124-PI 9

9. ábra

 $\{^2F_{1,3}\}$:

H124-PI 10

10. ábra

 $\{^3F_1\}$:

H124-PI 11

11. ábra

(14), (15), (16) és (17) figyelembevételével, felhasználva (7)-et, némi algebrai átalakítás után az érzékenységre a következő képletet nyerjük:

$$S_{1,3} = \frac{1}{2C/L + G/L_s + GC_s} \cdot \frac{1/L_s \cdot ((1/L_s + G)(2C_s + G) + C_s \cdot (C_s + G))}{(1/L_s + C_s + G) \cdot (2C/L + G/L_s + GC_s)^2} \quad (18)$$

A (18) képlet felhasználásakor pl. tolerancia számításánál G , C és L helyére névleges értékek irandók. Jól látható, hogy $S_{1,3}$ a komplex frekvencia racionális törtfüggvénye. $s = j\omega$ helyettesítés után képezhető (18) abszolút értéke és fázisa, azaz az érzékenység amplitúdó és fáziskarakterisztikája meghatározható. Adott frekvencia tartományban pedig vizsgálható az érzékenység abszolút értékének maximuma, amely pl. a legrosszabb esetre való tervezésnél [2] szükséges.

Végül meghatározzuk az érzékenységet egy konkrét numerikus esetben is. Megadjuk a váltósűrő paramétereit relatív egységekben. Legyen egységnek

választott határfrekvencia esetén $L=2C$ és $G=1$. Mint az irodalomból ismert [2], most a váltósűrő konstans bemeneti ellenállása éppen egységnyi. Továbbá a frekvencia egység választása folytán $L=\sqrt{2}$ és $C=1/\sqrt{2}$. A paraméter értékeket (14)-be helyettesítve némi átalakítás után adódik:

$$^1T = \frac{1}{2s^2} (s^2 + \sqrt{2}s + 1). \quad (19)$$

(15)-ből:

$$^2T' = \frac{1}{2s^2} (s^2 + \sqrt{2}s + 1), \quad (20)$$

továbbá (16)-ból:

$$^2T_{1,3} = \frac{1}{2s} (s^3 + 3\sqrt{2}s + 4s + \sqrt{2}), \quad (21)$$

végül (17)-ből:

$$^3T' = \frac{1}{\sqrt{2}s} (s^2 + \sqrt{2}s + 1). \quad (22)$$

(19), (20), (21) és (22) felhasználásával, figyelembe véve a (7) formulát, összeállíthatjuk a konkrét kapcsolás hálózatjellemző érzékenységét. Ismét némi algebrai átalakítás után nyerjük:

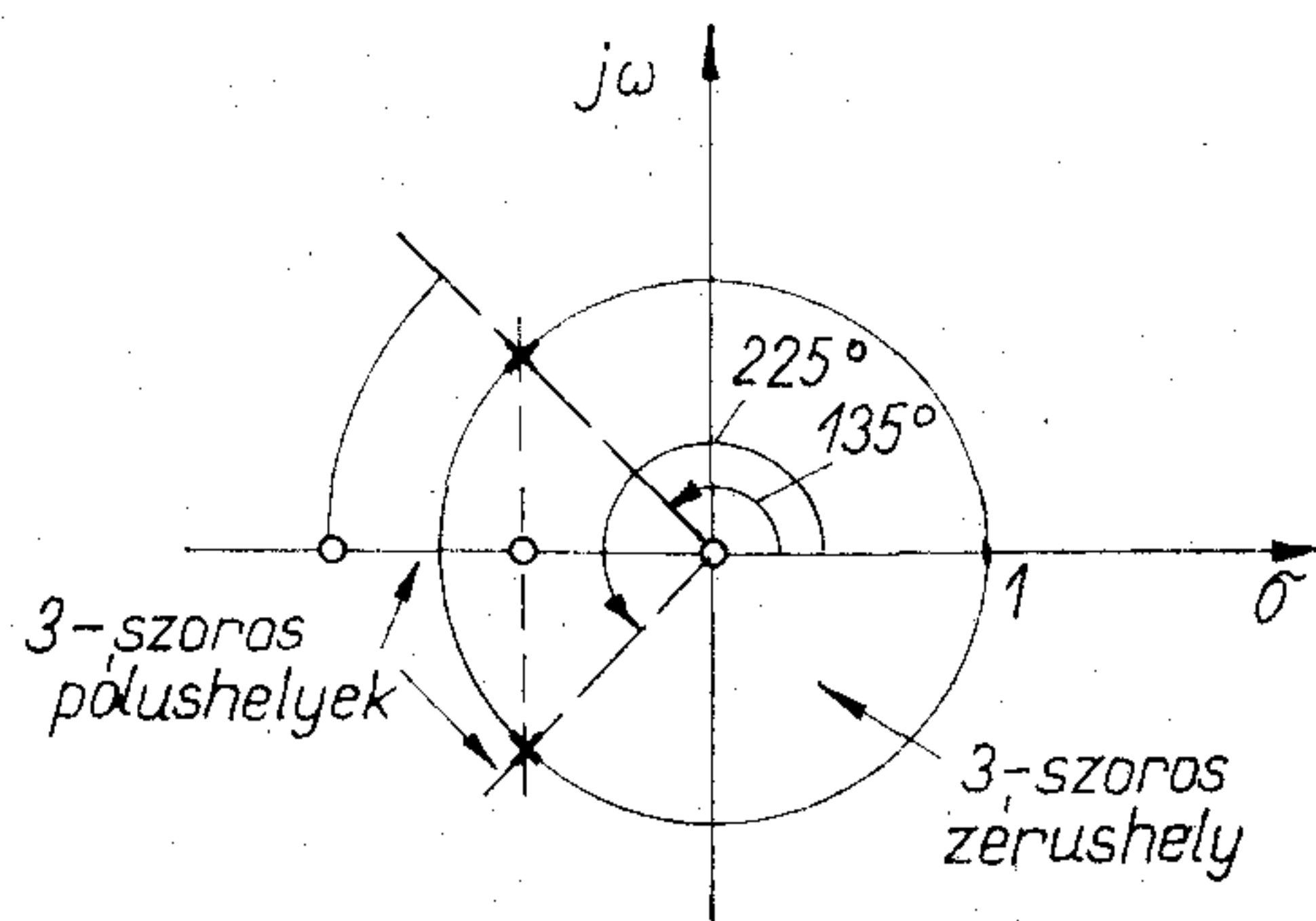
$$S_{1,3} = \frac{s^3(\sqrt{2}s^2 + 3s + \sqrt{2})}{(s^2 + \sqrt{2}s + 1)^3}. \quad (23)$$

A (23) számlálóját és nevezőjét szorzattá alakítva tüstént látszik, hogy $S_{1,3}$ -nak három különböző valós zérushelye van, amelyek rendre 0 (háromszoros zérushely), $-1/\sqrt{2}$ és $-\sqrt{2}$; továbbá egy (háromszoros) konjugált komplex pólusa a $-1/\sqrt{2} \pm 1/\sqrt{2}j$. Az érzékenység függvény pólus-zérus elrendezését a 12. ábrán tüntettük fel.

A pólusok és zérusok ismeretében Bode diagramok felhasználásával megszerkeszthetők $S_{1,3}$ ω -tartománybeli karakterisztikái. Például az $\alpha(\omega) = 20 \lg |S_{1,3}|$ amplitúdó-karakterisztika megrajzolásához hozzuk (23)-at Bode alakra:

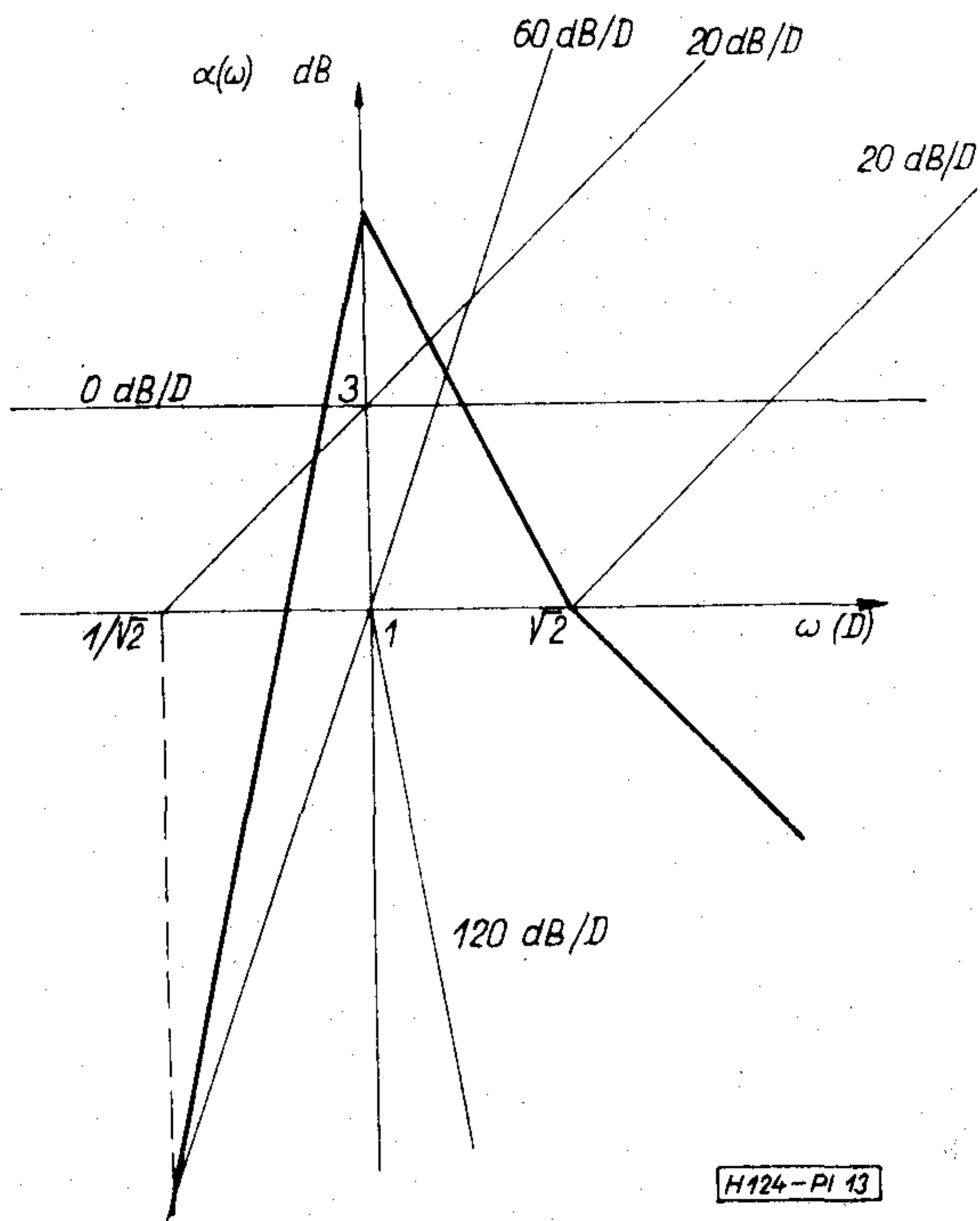
$$S_{1,3} = \sqrt{2} \cdot \frac{s^3 \left(1 + \frac{s}{1/\sqrt{2}}\right) \left(1 + \frac{s}{\sqrt{2}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{1} \cdot 2 \cdot 1/\sqrt{2} + \left(\frac{s}{1}\right)^2\right)^3}. \quad (24)$$

A (24)-hez tartozó elemi karakterisztikák megrajzolása után a 13. ábrán feltüntettük az érzékenység



H124-PI 12

12. ábra



13. ábra

amplitúdó-karakterisztika törtvonalas közelítését. Innen látható, hogy $\alpha(\omega)$ maximumát az egységnek választott határfrekvencián veszi fel. Tolerancia-számításnál a legrosszabb esetre való tervezésnél tehát $S_{1,3}$ abszolút értéke a határfrekvencián számítandó.

Néhány megjegyzés

E dolgozatban az érzékenység meghatározásának egy topológiai formulával való számítási lehetőségét láttuk. A (7) topológiai formulából azonban mást is kiolvashatunk. Ha e formulát megfigyeljük, látjuk, hogy adott kapcsolás esetén az admittanciák szerinti érzékenység számításánál felhasznált k -fa típusok közül csupán a ${}^3F'$ és a ${}^2F_{x_1, x_2}$ változhatik, miközben másik elemparaméter utáni érzékenység iránt érdeklődünk. A hálózatjellemző toleranciájára tehát írhatjuk:

$$\Delta^2 T = \sum_{x=1}^N \frac{1}{1T} \left({}^3T'_x - \frac{{}^2T'}{1T} \cdot {}^2T_x \right) \cdot \Delta Y_x, \quad (25)$$

ahol ΔY_x az x -edik áramköri elem admittancia toleranciája, 2T_x a ${}^2T_{x_1, x_2}$ szorzatösszeg rövid jele, valamint az előbbinél és a ${}^3T'_x$ szorzatösszegnél az x index figyelmeztet arra, hogy ezek a kifejezések az x -edik hálózatelemtől függenek (ill. azzal változnak), a kapcsolatban szereplő áramköri elemek száma pedig N .

A (25) formulát más alakban is felírhatjuk. Az összegzést felbontva, és az állandó tényezőket kiemelve nyerjük a

$$\Delta^2 T = \frac{1}{1T} \sum_{x=1}^N {}^3T'_x \cdot \Delta Y_x - Z_T \sum_{x=1}^N {}^2T_x \cdot \Delta Y_x \quad (26)$$

formulát, amelynek levezetéséhez felhasználtuk (4)-et is.

Vegyük észre, hogy (26) a toleranciának egy topológiai formulája. Készíthető olyan számológépi program is, amellyel a hálózatjellemző tolerancia függvényét (26) felhasználásával nyerjük. Maga a hálózatgráf, mint ahogyan arra már az érzékenység meghatározásánál is utaltunk, a számítás során nem változik meg, így biztosított az eljárás során szereplő k -fa halmazok elemeinek egyöntetű generálása.

Az érzékenység (7) topológiai formulájából is látható, de fizikailag is nyilvánvaló, hogy S_{Y_x} értéke nem függ a kiszemelt x -edik áramköri elem kapcsainak számozásától (azaz indexcserével szemben a formulában szereplő k -fák invariánsak).

Mint ahogyan a dolgozatban bemutatott példánál is látszik, az egyes elemérzékenységek külön-külön frekvenciafüggőek. Ugyanakkor ismeretes [11]-ből, hogy a relatív érzékenységek összege invariáns. E körülmény lehetőséget nyújt további elemérzékenységek ez invariáns összegből történő meghatározására. Továbbá az egyes elemérzékenységek (abszolút) maximumukat általában különböző frekvenciákon veszik fel. A korábban vázolt számológépi program kiegészíthető olyan részlettel, amely lehetővé teszi, hogy a program lefuttatása közben e frekvencia-értékek is kiadódjanak.

A (7) topológiai formula speciális esetben kétpólus impedancia érzékenységét is megadja a kapcsolási elemek admittanciája szerint. Most az 1. ábra jelöléseivel $b_1 = k_1$ és $b_2 = k_2$. E tény következménye, hogy a topológiai formulában szereplő ${}^2T'$ szorzatösszeg minden tagja most pozitív. Jelen esetben a ${}^2F'$ 2-fák képzése is egyszerűsödik; nevezetesen ezek helyett képezhetők pl. a ${}^2F_{b_1, b_2}$ 2-fák. E lehetőség feleslegessé teszi minden 2-fánál azokat a ciklusvizsgálatokat, amelyek a kimeneti pontok elválasztottságát ellenőrzik. Hasonlóképpen egyszerűsödik a ${}^3F'$ 3-fák előállítása is; itt sincs szükség a kimeneti pontokból indított ciklusvizsgálatokra, valamint az előjel megállapítására. Az említett körülmények egyszerűbb program készítését teszik lehetővé.

Gráfelmélet felhasználásával természetesen nemcsak (transzfer) impedancia érzékenységét lehet vizsgálni, hanem egyéb hálózatjellemzők érzékenységét is. Ilyen vizsgálatokhoz (7)-ből is további topológiai formulák vezethetők le, ha a hálózat meghajtási feltételeit alkalmasan átalakítjuk (Thevenin–Norton átalakítás). Topológiai formula levezetésének másik lehetősége lenne pl. Kirchhoff 3. tételének felhasználása [9]. Ez utóbbi esetben k -fák helyett más részgráfok generálása válhat szükségessé (pl. komplementer k -fák). Azonban a szükséges részgráfok generálása végső soron visszavezethető lenne k -fák generálására.

I R O D A L O M

- [1] Bode: Network Analysis and Feedback Amplifier Design, D. Van Nostrand Company Inc., Princeton, 1945.
- [2] Géher: Lineáris hálózatok, Műszaki Kiadó, Budapest, 1968.
- [3] Géher: Lineáris hálózatok toleranciájáról és érzékenységéről, Híradástechnika, XVI. évf. (1965), 10. szám.

- [4] *Maxwell—Cline*: Topological Network Analysis by Algebraic Methods, Electronics Record, Proc. IEEE, vol. 113 (1966) pp 1344—1347.
- [5] *Ore*: Theory of Graphs, American Math. Society, 1962.
- [6] *Pávó*: Egy gráf k-fáinak előállításáról, Matematikai Lapok, 19. évf. (1968), 3—4. szám.
- [7] *Pávó*: Hálózatfüggvény meghatározása topológiai formulával digitális számológépen, Híradástechnika, XIX. évf. (1968), 11. szám.
- [8] *Pávó*: RLC hálózatok transzfer impedancia függvényének felírása digitális számológépen, Mérés és Automatika, XVII. évf. (1969), 4. szám.
- [9] *Seshu—Reed*: Linear Graphs and Electrical Networks, Addison-Wesley, London, 1961.
- [10] *Tomovic*: Sensitivity Analysis of Dynamic Systems, McGraw-Hill, 1964.
- [11] *Géher—Roska*: Sensitivity Invariants in the Theory of Network Tolerances and Optimization, Periodica Polytechnica, vol. 16 (1971), No 2.

EGYESÜLETI HÍREK

PUSKÁS TIVADAR EMLÉKÉRMESSEINK

A március hó 24-én tartott ünnepélyes elnökségi ülésen *Komporday Aurél* HIKI igazgató, a HTE ügyvezető elnöke kiosztotta az 1972. évi **Puskás Tivadar Emlékérmeket** és az azzal járó díjakat. A kitüntetettek:

Demeter Béla, a székesfehérvári VIDEOTON gyár műszaki igazgatója, a Híradástechnikai Tudományos Egyesület alelnöke, a Végrehajtó Bizottság tagja és a székesfehérvári helyi HTE Csoport elnökhelyettese.

Évtizedes munkássága kiemelkedő a magyar híradástechnikai iparban, elsősorban a VIDEOTON gyár szervezésében és mai ipari színvonalának elérésében. Tevékenyen vesz részt a HTE helyi csoport munkájának irányításában és támogatásában. Jelentős munkát végez a KGST REÁB 7. szekcióban, mint a magyar albizottság vezetője.

Hartai András, a Budapesti Elektroakusztikai Gyár műszaki igazgatója. A Híradástechnikai Tudományos Egyesület Gyártástechnológiai Szakosztályának elnöke, az Egyesület Elnökségi tagja. Munkássága a Híradástechnikai Tudományos Egyesület keretében főleg a technológiai ágazat fontosságának hangsúlyozásában, technológiai tárgyú rendezvények szervezésében és a technológiai oktatás általános problémáinak tárgyalásánál volt igen eredményes.

Horváth Gyula, a Beloiannis Híradástechnikai Gyár gazdasági-műszaki tanácsadója, a Híradástechnikai Tudományos Egyesület elnökségi tagja. Évtizedek óta részt vesz a hazai telefonközpontok önálló fejlesztési munkájában és ennek megalapozásában. Egyesületi és nemzetközi tudományos fórumokon hatékonyan dolgozik, alapvető és sokoldalú tevékenységet fejt ki.

Kas Oszkár, a Telefongyár műszaki igazgatója, a Híradástechnikai Tudományos Egyesület elnökségi tagja. A hazai telefon- és átviteltechnikai berendezések fejlesztésében évtizedek óta tevékenyen részt vesz. Jelentős munkát végez a hazai KGST REÁB 1. szekció magyar albizottságának vezetőjeként. A Híradástechnikai Tudományos Egyesület munkáját hosszú idő óta támogatja.

Kincses István, a Magyar Híradástechnikai Egyesülés elnöke, a Híradástechnikai Tudományos Egyesület alelnöke. Szervező munkájával jelentősen hozzájárult a magyar híradástechnikai ipar fejlesztéséhez. Egyesületünk Végrehajtó Bizottságának

tagja. Nagyrészt az ő segítőkéssz tevékenységének köszönhető, hogy egyesületünk az ipari orientáció vonatkozásában eredményeket ért el.

Dr. Szalay Béláné, a REMIX gyár főosztályvezetője, egyesületünk elnökségének tagja. Szervezői munkája hosszú idő óta ráirányítja a szakemberek figyelmét a hazai alkatrészgyártás problémáira. Több nagyrendezvényünk szervezésében fáradhatatlanul közreműködött. Sokoldalú egyesületi tevékenységének sikerét a szakemberek elismerik.

VIRÁG—POLLÁK DÍJASAINK

A **Virág—Pollák Díj** alapításának célja, hogy az Egyesület tudományos folyóiratának, a Magyar Híradástechnikának műszaki tudományos színvonalát emelje, és elősegítse, hogy a magyar híradástechnikai szakirodalom fejlődése a népgazdasági követelményekkel és a világszínvonallal lépést tartson.

Az 1971. évben megjelent cikkeikért **Virág—Pollák Díjat** kaptak:

Gosztony Géza: A valódi, visszacsatolt jellegű telefonforgalom várakozásos rendszerekre gyakorolt hatásának utánzásos vizsgálata c. cikkéért.

Juhász Béláné: Központi vevőantenna rendszer villamos tervezése c. cikkéért.

Dr. Nagy János: Az ionimplantációs eljárás c. cikkéért.

Sallai Gyula: Adatátviteli összeköttetések kiegyenlítése transzverzális szűrővel c. cikkéért.

Dr. Székely Vladimir: A dekonvolúció és technikai alkalmazásai c. cikkéért.

JUTALMAZOTTAK

A Híradástechnikai Tudományos Egyesületben kifejtett értékes társadalmi munkájukért az ünnepélyes elnökségi ülésen az alábbiak kaptak kitüntetést:

Szerdahelyi György, a HTE Székesfehérvári Csoportjának Titkára

Nádas Tibor, a Műszaki Tudományos Bizottság vezetője

Gosztony Géza, a Távbeszélő Szakosztály titkára
Németh Lajos, az Ipargazdasági Szakosztály titkára
Dr. Komarik József, az Oktatási Bizottság elnöke
Pribelszky György, az Űrtávközlési Szakosztály titkára
Lovas Tibor, Mihályfi Tivadar és Bagossy Gábor a szombathelyi HTE Csoport tagjai
Dr. Csibi Sándor, a számítástechnikai szakosztály elnöke
Villányi Ottó, az Űrtávközlési Szakosztály elnöke
S. Tóth Ferenc, a Rádió és Televízió Szakosztály titkára
Dr. Sárközy Géza, a külkapcsolatok Bizottságának elnöke
Dr. Rédl Endre

A DIPLOMATERV-PÁLYÁZAT EREDMÉNYE

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület 1971-ben is megrendezte — a korábbi gyakorlatnak megfelelően — a végzős híradástechnikus mérnök hallgatók **Diplomaterv-pályázatát**. A beérkezett diplomaterveket a kiírt feltételeknek megfelelően öttagú Bíráló Bizottság vizsgálta meg.

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület Elnöksége a Bíráló Bizottság javaslata alapján az alábbi díjakat osztotta ki:

Az I. díjat kapták:

Hetényi Tamás: „Algoritmus és program analóg-digitális konverter számítógéppel történő automatikus pontosságvizsgálatához” c. tervéért.

Vince Árpád: „Számítógépes huzalozástervezés” c. tervéért.

A II. díjat kapták:

Kovács Imre: „Egy- és kétkábeles regeneratív ismétlőállomások optimális távolsága” c. tervéért.

Kovács Oszkár: „Vizsgáló műszer 24 és 32 csatornás PCM berendezéshez tartozó bipoláris regenerátorok hibaarányának megállapítására” c. tervéért.

Matuka László: Hurokban történő futási idő mérésre szolgáló hangfrekvenciás mérőadó tervezése és építése” c. tervéért.

Mágel Gábor: Aszinkron szekunder PCM multiplexek kialakítására használt impulzus-feltöltéssel működő sebességkiegyenlítő eljárások” c. tervéért.

A III. díjat kapták:

Filp András: „Választásos üzemű digitális mérés-pontváltó tervezése” c. tervéért.

Molnár Béla: „Hatásfok növelő eljárások középhullámú adóberendezések teljesítményerősítő fokozataiban” c. tervéért.

Rózsa Péter: „Hőfokstabilizált tranzistoros kvarcoszcillátor tervezése” c. tervéért.

Svéd János: „FSK adatátviteli összeköttetés csatorna-karakterisztikájának optimalizálása” c. tervéért.

A Diplomaterv-Pályázat díjaihoz a Telefongyár 5000 Ft-tal, a Távközlési Kutató Intézet 3000 Ft-tal járult hozzá.

A díjazottak jogot nyertek a diplomatervük alapján megírandó cikkük közlésére a Híradástechnikában.

DIPLOMATERV-PÁLYÁZAT

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület pályázatot hirdet a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Kar Híradástechnikai Szakán 1972-ben végző hallgatók részére az alábbi feltételekkel:

1. A pályázaton azok a hallgatók vehetnek részt, akik államvizsgájukat legkésőbb 1972. október 31-ig jeles, vagy jó eredménnyel leteszik.
2. A pályázaton való részvétel feltétele az egyesületi tagság.

A pályázat célja a legjobb diplomatervet kidolgozó és jó tanulmányi eredményt elért fiatal szakemberek megbecsülése és munkájuk külön jutalmazása.

A pályázaton való részvételi szándékot a hallgatónak az államvizsga alkalmával a vizsgáztató bizottságnál kell bejelentenie.

Pályadíjak:

I. díj	1500,— Ft
II. díj	1200,— Ft
III. díj	1000,— Ft

A díjak odaítéléséről a bírálóbizottság dönt, melynek elnökét és két tagját a HTE, további két tagját a BME Villamosmérnöki Kara jelöli ki. A jutalmakat az egyesület ünnepélyes ülésén nyújtják át a nyerteseknek.

A nyertesek a Híradástechnikai Tudományos Egyesületben diplomatervükről előadást tarthatnak és tanulmányban számolhatnak be diplomamunkájukról a Híradástechnikában.

Dr. Komarik József
 a HTE Oktatási Bizottság
 Elnöke

*

Az Egyesület Ipargazdasági Szakosztálya sikeres klubnapot tartott 1972. március 7-én. Tarsoly Árpád (gazdasági tanácsadó, EIVRT) „Régi TUNGSRAM tapasztalatok a gazdaságpolitikai, pénzügypolitikai és kooperációs vonatkozású kérdésekben” címen ismertette a vállalat alapítását, fejlődését, a különböző pénzügyi tranzakcióit a felszabadulásig.

Kiemelte az előadó mint érdekességet, hogy az izzólámpák és az elektroncsövek értékesítési ára a pengő—forint viszonyt nézve, ötszörös. Ilyen viszonyzámmal egyetlen híradástechnikai ipari termék sem rendelkezik.

Az előadást követő felszólalások kiegészítették az elhangzottakat.

Az Ipargazdasági Szakosztály eleget téve a vezetőség határozatának — elsőként adott alkalmat arra, hogy az iparág területén több évtizede dolgozó szakemberek visszaemlékezéseiket klubnapon elmondhassák és tapasztalataikat átadhassák a fiatalabbaknak.

(Németh Lajos)

Integráltranszformációk gyors végrehajtása számítógépen

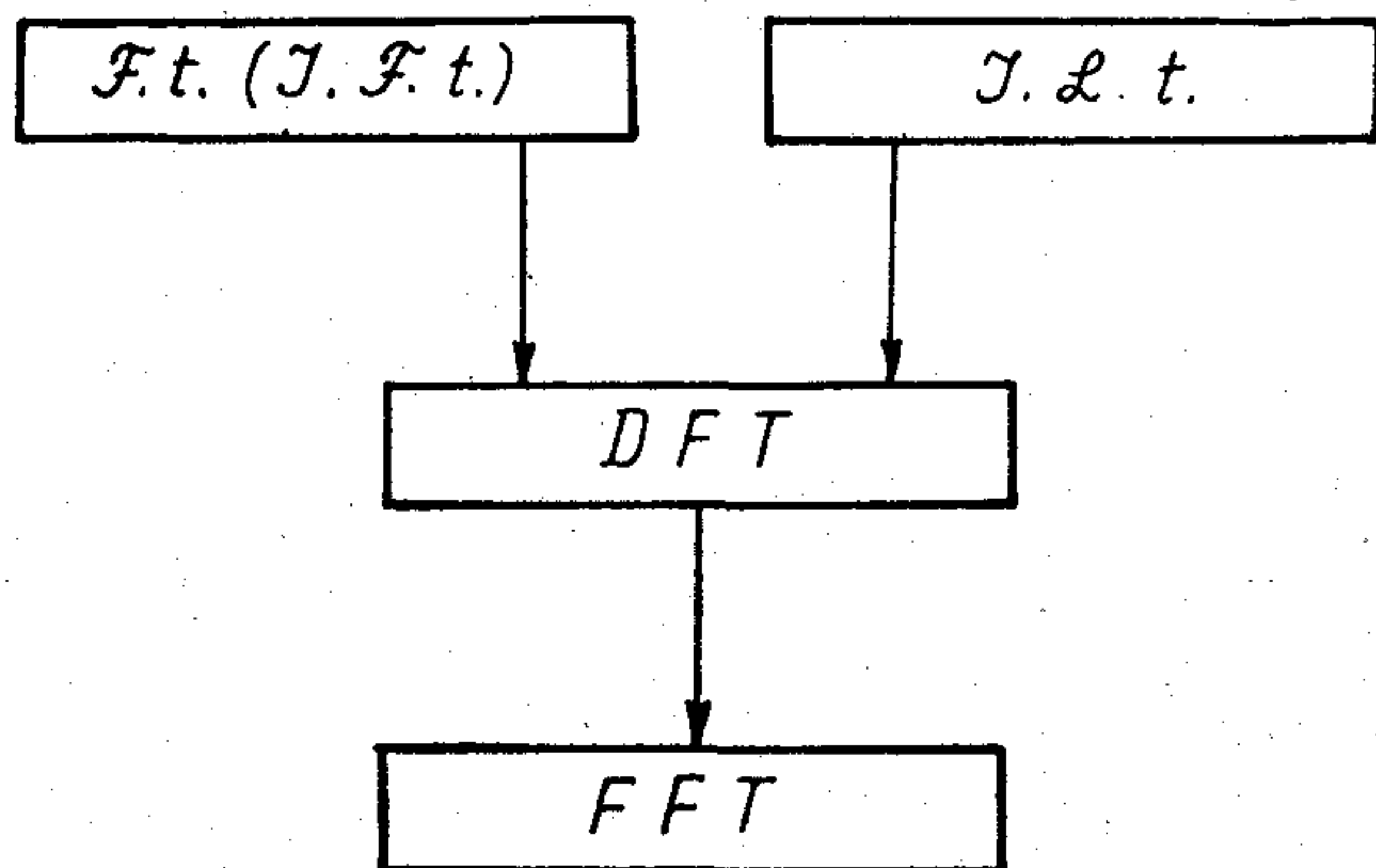
ETO 518.5:517.948.5:681.3

A hírközlő rendszerek jelátviteli tulajdonságainak vizsgálata és az elektronikus áramkörök tranziens analízise jelentősen leegyszerűsíthető az integráltranszformációk segítségével. Az időtartománybeli differenciálegyenletek megoldása helyett a differenciálegyenlet-rendszert Fourier- vagy Laplace-transzformációval (továbbiakban F. t. és L. t.) algebrai egyenletrendszerre vezetjük vissza, és az algebrai egyenletrendszer megoldását az inverz Fourier-, illetve az inverz Laplace-transzformációval (I. F. t. és I. L. t.) visszaállítjuk az időtartományba.

Hírközlő rendszer és áramkörök tervezésére szolgáló programrendszerben az F. t., I. F. t. és I. L. t. többszöri végrehajtására van szükség, ezért fontos, hogy ezeket minél gyorsabban lehessen elvégezni. A gyorsaság növelését a műveletek számának csökkentésével érjük el. Ismeretes egy gyors Fourier-transzformációs módszer, amely a műveletek számát jelentősen lecsökkenti. A módszer [1] Cooley-től és Tukey-től származik, Fast Fourier Transform (FFT) néven szerepel az irodalomban. Mint később látni fogjuk, kb. $N/\log_2 N$ -ed részére csökken a gépidő (N a numerikus integrálásnál felvett pontok száma), ha numerikus kvadratura közvetlen alkalmazása helyett FFT-vel dolgozunk. (Pl. $N=64$ esetben kb. tízszer kevesebb komplex összeadást és szorzást kell végezni FFT alkalmazása esetén, mint egyébként.)

Az F. t. feladatát numerikus számításhoz diszkrét (véges) Fourier-transzformáció (DFT) alakra kell hoznunk. Az FFT ezt a DFT-t számítja ki gazdaságosan. Ezenkívül olyan egyéb feladatokhoz is jól alkalmazható az FFT, amelyeknél ez nem ennyire szembetűnő (pl. I. L. t., konvolúcióintegrál, konvolúció típusú integrálegyenletek, Fourier-sorok [3]). A továbbiakban ezek közül az F. t.-vel, az I. F. t.-vel és az I. L. t.-vel foglalkozunk.

Beérkezett: 1971. IX. 20.



H128-PL1

1. ábra. Az F. t. (I. F. t.) és I. L. t. számítása DFT-vel, illetve FFT-vel

Az alábbi jelöléseket fogjuk használni:

$$x(t) \xrightarrow{F.t.} a(f)$$

és

$$f(t) \xrightarrow{L.t.} F(s).$$

Az F. t.-t és I. F. t.-t a következő egyenletekkel definiáljuk:

$$a(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot e^{-2\pi jft} dt \quad (1)$$

és

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} a(f) \cdot e^{2\pi jft} df. \quad (2)$$

Megjegyezzük, hogy $\omega = 2\pi f$ jelöléssel ezek a megfelelő összefüggések:

$$x(t) \xrightarrow{F.t.} a(\omega),$$

$$a(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot e^{-j\omega t} dt,$$

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} a(\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega.$$

Az L. t. és I. L. t. definíciója:

$$F(s) = \int_0^{\infty} f(t) \cdot e^{-st} dt \quad (3)$$

és

$$f(t) = \frac{1}{2\pi j} \cdot \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} F(s) \cdot e^{st} ds, \quad t \geq 0, \quad (4)$$

ahol c egy alkalmas konstans

és $f(t) = 0$, ha $t < 0$.

Az F. t. azokra a függvényekre létezik biztosan, amelyek abszolút integrálhatók, L. t. létezéséhez pedig elegendő, ha $f(t)$ helyett $f(t) \cdot e^{-ct}$ abszolút integrálható (c valamilyen pozitív valós állandó), ezért ezt a függvényosztályt az előbbi kiterjesztéseként tekinthetjük.

1. A diszkrét (véges) Fourier-transzformáció (DFT)

A DFT és inverz DFT (IDFT) két periodikus függvény értékei között fejez ki kapcsolatot az alábbiak szerint:

Jelölések:

$$X(i) \xrightarrow{DFT} A(k), \quad A(k) \xrightarrow{IDFT} X(i) \\ i, k=0, 1, \dots, N-1 \\ W = e^{2\pi j/N}.$$

DFT def.:

$$A(k) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} X(i) \cdot e^{-2\pi j i k / N} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} X(i) \cdot W^{-ik}, \\ k=0, 1, \dots, N-1 \quad (5)$$

$$X(i) = \sum_{k=0}^{N-1} A(k) \cdot e^{2\pi j i k / N} = \sum_{k=0}^{N-1} A(k) \cdot W^{ik} \\ i=0, 1, \dots, N-1. \quad (6)$$

2. Fourier-transzformáció visszavezetése DFT-re

Az FT-nek a DFT-vel való összefüggését abból a szempontból fogjuk vizsgálni, hogy az FFT-eljárást hogyan lehet alkalmazni FT-számítására, egy FT-feladat esetén milyen adatokra van szükség FFT-hez és az FFT eredményét miként értelmezzük.

Amint látni fogjuk, az $x(t)$ és $a(f)$ függvény helyett ezeknek periodikus kiterjesztéseként kapott $x_p(t)$ és $a_p(f)$ függvények között fogunk megfelelő összefüggést kapni. Mi tehát a bemeneti $x_p(t)$ függvény helyett vesszük az $x(t)$ -t és az FFT-vel eredményül kapott $a_p(f)$ függvény fogja közelíteni a meghatározandó $a(f)$ függvényt.

Tegyük fel, hogy az $x(t)$ függvénynek létezik FT-ja, $a(f)$ és az $a(f)$ -ből az inverz transzformáció előállítja $x(t)$ -t ((1) és (2) szerint).

Osszuk fel a t tengelyt Δt hosszúságú intervallumokra, és tekintsük az $x(t)$ függvényt az $i \cdot \Delta t$ pontokban, ahol $i=0, \pm 1, \pm 2, \dots$

$$x(i \cdot \Delta t) = \int_{-\infty}^{\infty} a(f) \cdot e^{2\pi j f i \Delta t} df = \int_{-\infty}^{\infty} a(f) \cdot e^{2\pi j f i / F} df = \\ = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \int_{kF}^{(k+1)F} a(f) \cdot e^{2\pi j f i / F} df. \quad (7)$$

A $\Delta t=1/F$ jelölést vezettük be. (8)

Az $e^{2\pi j f i / F}$ periodikus függvény F periódussal, ezért írható:

$$x(i \cdot \Delta t) = \int_0^F \sum_{k=-\infty}^{\infty} a(f+kF) \cdot e^{2\pi j f i / F} df = \\ = \int_0^F a_p(f) \cdot e^{2\pi j f i / F} df. \quad (9)$$

Az $a_p(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a(f+kF)$ tehát f -nek F szerint periodikus függvénye, tehát az $e^{-2\pi j f i / F}$ rendszer szerint Fourier-sorba fejthetjük

$$a_p(f) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(\frac{1}{F} \cdot \int_0^F a_p(f) \cdot e^{2\pi j f l / F} df \right) \cdot e^{-2\pi j f l / F}.$$

(9) felhasználásával átalakítva:

$$a_p(f) = \frac{1}{F} \cdot \sum_{l=-\infty}^{\infty} x(i \cdot \Delta t) \cdot e^{-2\pi j f l / F}. \quad (10)$$

Ez már diszkrét FT, de nem véges.

Osszuk fel a $[0, F]$ intervallumot N egyenlő részre és vegyük $a_p(f)$ értékeit Δf -enként.

$$\Delta f = F/N, \quad \text{tehát} \quad n \cdot \Delta f / F = n/N,$$

$$a_p(n \cdot \Delta f) = \frac{1}{F} \cdot \sum_{l=-\infty}^{\infty} x(i \cdot \Delta t) \cdot e^{-2\pi j l n / N} = \\ = \frac{1}{F} \cdot \sum_{l=0}^{N-1} \left\{ \sum_{i=-\infty}^{\infty} x(i \cdot \Delta t + lN \Delta t) \right\} \cdot e^{-2\pi j l n / N}, \quad (11)$$

mivel $e^{-2\pi j l n / N}$ N szerint periodikus.

$$a_p(n \cdot \Delta f) = \frac{1}{F} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} x_p(i \cdot \Delta t) \cdot e^{-2\pi j i n / N}, \quad (12)$$

ahol

$$x_p(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} x(t + lT)$$

periodikus T szerint.

$$T = N \cdot \Delta t = N/F = 1/\Delta f.$$

Tétel:

Ha $x(t) \leftrightarrow a(f)$ egy FT-pár (ahol $-\infty < t < \infty$, $-\infty < f < \infty$), akkor $T \cdot x_p(i \cdot \Delta t) \leftrightarrow a_p(n \cdot \Delta f)$ a fenti definíció értelmében DFT-pár (5) és (6)).

A tétel állítását helyettesítéssel ellenőrizhetjük, ld. (12)-es összefüggést.

A közelítési hibával és a felosztási intervallumok választásával kapcsolatos megjegyzéseket ld. a Függelék F1 pontjában.

3. Inverz Laplace-transzformáció visszavezetése DFT-re

Az inverz Laplace-transzformáció számítására használatos módszerek egyike a reziduumszámítással oldja meg a feladatot, racionális törtfüggvény esetén. Általánosabb esetben lehet esetleg táblázatban található függvényekből megfelelő szabály szerint számítani (néhány, a gyakorlatban sűrűn előforduló példa ki van dolgozva és táblázatban rögzítve). Ismeretes olyan módszer, amely az integrálnak trigonometrikus integrálokra bontásán alapszik. Különösen abban az esetben, amikor a független változó sok értékén akarjuk kiszámítani az inverz Laplace-transzformált függvényt, gépi számításokhoz alkalmas a sor alakjában való kiszámítás. Ilyenkor ui. először a sorfejtési együtthatókat számítjuk ki egyszer s mindenkorra, és azután már nem jelent nagy gépidőigényt a sorösszegezés elvégzése különböző helyeken. A következőkben az ortonormált Laguerre-függvényrendszer szerinti sorfejtést [4, 5] fogjuk alkalmazni. Ez előnyösebb, mint a régebben használatos trigonometrikus függvényrendszer vagy Legendre-polinom-rendszer szerinti sorfejtés, mert azoknál külön transzformációt kell végezni, mivel véges intervallum fölött alkotnak ortonormált rendszert.

Feladat: Adott $F(s)$ komplex változójú és -értékű függvény, számítandó az az $f(t)$ valós változójú és értékű függvény, amelynek a Laplace-transzformáltja az $F(s)$ (3) és (4) szerint.

Tegyük fel, hogy létezik olyan c_0 valós szám, hogy

$$\int_0^{\infty} e^{-ct} |f(t)| dt < \infty \quad (13)$$

és

$$\int_0^{\infty} e^{-2ct} |f(t)|^2 dt < \infty, \quad \text{ha } c \geq c_0.$$

Ebből következik, hogy az

$$F(s) = \int_0^{\infty} f(t) \cdot e^{-st} dt \quad \text{analitikus,}$$

ha $\sigma > c_0$, ahol $s = \sigma + i\omega$.

Tekintsük az $f(t)$ függvényt a következő sor alakjában:

$$f(t) = e^{ct} \cdot \sum_{n=0}^{\infty} a_n \cdot e^{-\frac{t}{2T}} \cdot L_n\left(\frac{t}{T}\right). \quad (14)$$

Ezt a sort az $f(t) \cdot e^{-ct}$ függvény $e^{-\frac{x}{2}} \cdot L_n(x)$ ortonormált rendszer szerinti sorfejtéséből kaptuk, ahol $L_n(x)$ n -edfokú Laguerre-polinomot jelöl.

Helyettesítsük (14)-et (3)-ba. A kijelölt integrálást elvégezve kapjuk:

$$F(s) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n \cdot \frac{\left(s - c - \frac{1}{2T}\right)^n}{\left(s - c + \frac{1}{2T}\right)^{n+1}}.$$

Közelítsük $F(s)$ -t a sor első N tagjával.

$$F(s) \approx \sum_{n=0}^{N-1} a_n \cdot \frac{\left(s - c - \frac{1}{2T}\right)^n}{\left(s - c + \frac{1}{2T}\right)^{n+1}}, \quad (15)$$

innen

$$\left(s - c + \frac{1}{2T}\right) \cdot F(s) \approx \sum_{n=0}^{N-1} a_n \cdot \left(\frac{s - c - \frac{1}{2T}}{s - c + \frac{1}{2T}}\right)^n.$$

Legyen $s = c + j\omega$ (ha c -t rögzítjük és ω -t változtatni fogjuk, akkor azt a képzetes tengellyel párhuzamos egyenest vesszük, amelyen az integrálás történik).

$$\left(j\omega + \frac{1}{2T}\right) \cdot F(c + j\omega) \approx \sum_{n=0}^{N-1} a_n \cdot \left(\frac{j\omega - \frac{1}{2T}}{j\omega + \frac{1}{2T}}\right)^n \quad (16)$$

$$\omega = \frac{1}{2T} \cdot \operatorname{ctg} \frac{\Theta}{2} \quad (17)$$

helyettesítéssel

$$\frac{j\omega - \frac{1}{2T}}{j\omega + \frac{1}{2T}} = e^{j\Theta},$$

tehát (16)-ot így írhatjuk:

$$\left(\frac{j \operatorname{ctg} \frac{\Theta}{2}}{2T} + \frac{1}{2T}\right) \cdot F\left(c + j \frac{\operatorname{ctg} \frac{\Theta}{2}}{2T}\right) \approx \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn\Theta}. \quad (18)$$

Ez valós (a_n) együtthatós komplex Fourier-sorfejtés.

Összefüggésünket $\Theta_i = 2\pi i/N$ sorozatra alkalmazva (ahol $i=0, 1, \dots, N-1$) DFT alakú összefüggéshez jutunk (ld. (6)).

(5) alkalmazásával tehát az a_n együtthatókat kiszámíthatjuk, s ezután már csak a (14) alakú sorösszegzést kell elvégezni, a sor első N tagját véve.

A paraméterek választására vonatkozóan ld. a Függelék F2. pontját.

4. Az FFT-eljárás

Az integráltranszformációkat DFT-számításra vezettük vissza. A DFT-t gyorsan számító módszerek egyikét ismertetjük itt.

Feladat:

$$A_n = \sum_{k=0}^{N-1} X_k \cdot W^{-rk} \quad (19)$$

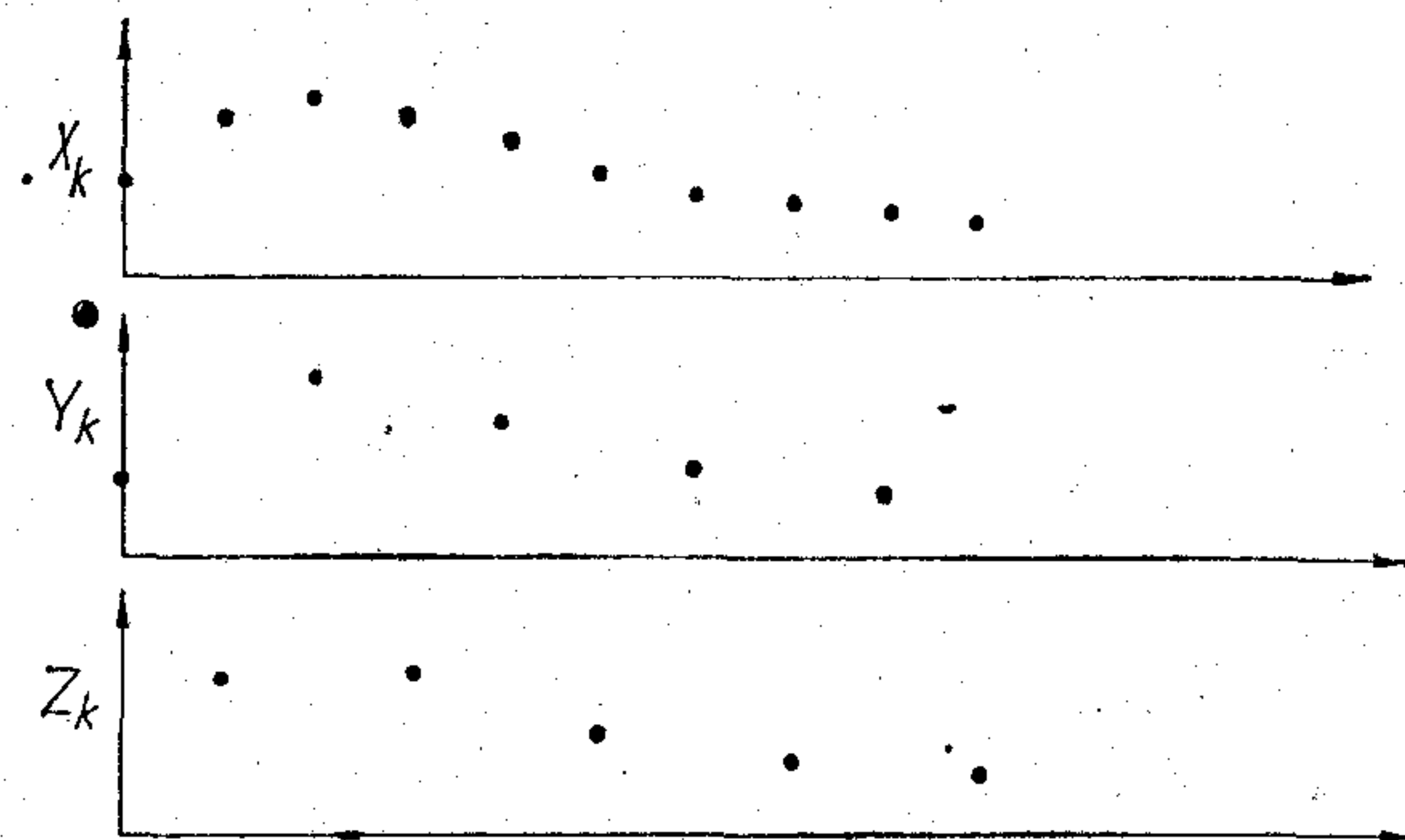
alakú összeg számítása, ahol $r=0, 1, \dots, N-1$.

$$W = e^{2\pi j/N}.$$

Itt láthatjuk, hogy N tagú összegzés szerepel, minden tag szorzat, tehát egy A_r kiszámításához N komplex szorzás és összeadás, az egész A_r sorozathoz ($r=0, 1, \dots, N-1$) pedig N^2 komplex művelet szükséges. Ha viszont egy sorozat DFT-jét részsorozatainak DFT-jére vezetjük vissza, megtakaríthatunk műveleteket, csak $N \log_2 N$ művelet lesz szükséges.

Feltételezzük, hogy $N=2^n$.

Bontsuk úgy két része az X_k mintasort (Y_k -ra és Z_k -ra), hogy mindkettő $N/2$ pontot tartalmazzon



[H128-PL2]

2. ábra. N pontos mintasor felbontása két $N/2$ pontos mintasorra

és az Y_k álljon a páros sorszámú X_k pontokból, Z_k pedig a páratlanokból. Tehát

$$\left. \begin{array}{l} Y_k = X_{2k} \\ Z_k = X_{2k+1} \end{array} \right\} k=0, 1, \dots, \frac{N}{2}-1.$$

Mivel Y_k és Z_k az X -függvény pontjai $N/2$ helyen, ezeknek is felírható a DFT-ja:

$$B_r = \sum_{k=0}^{N/2-1} Y_k \cdot W^{-2rk} \quad r=0, 1, \dots, \frac{N}{2}-1 \quad (20)$$

$$C_r = \sum_{k=0}^{N/2-1} Z_k \cdot W^{-2rk} \quad (21)$$

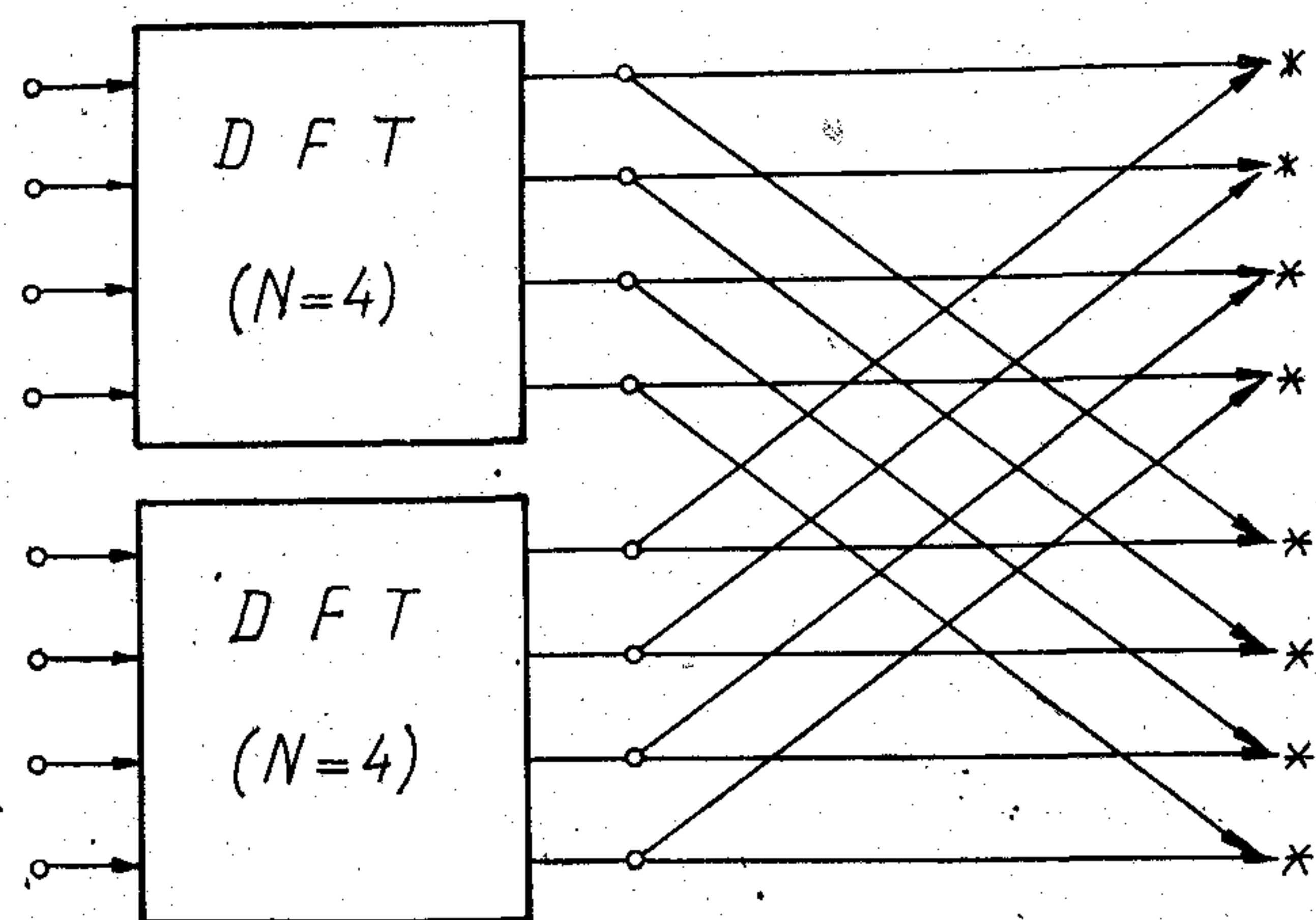
Ezek felhasználásával az X_k DFT-ja a következőképpen írható (részletesen l. a Függelék F3. pontjában):

$$\left\{ \begin{array}{l} A_r = B_r + W^{-r} \cdot C_r \\ A_{r+N/2} = B_r - W^{-r} \cdot C_r \end{array} \right. \quad 0 \leq r \leq \frac{N}{2}-1 \quad (22)$$

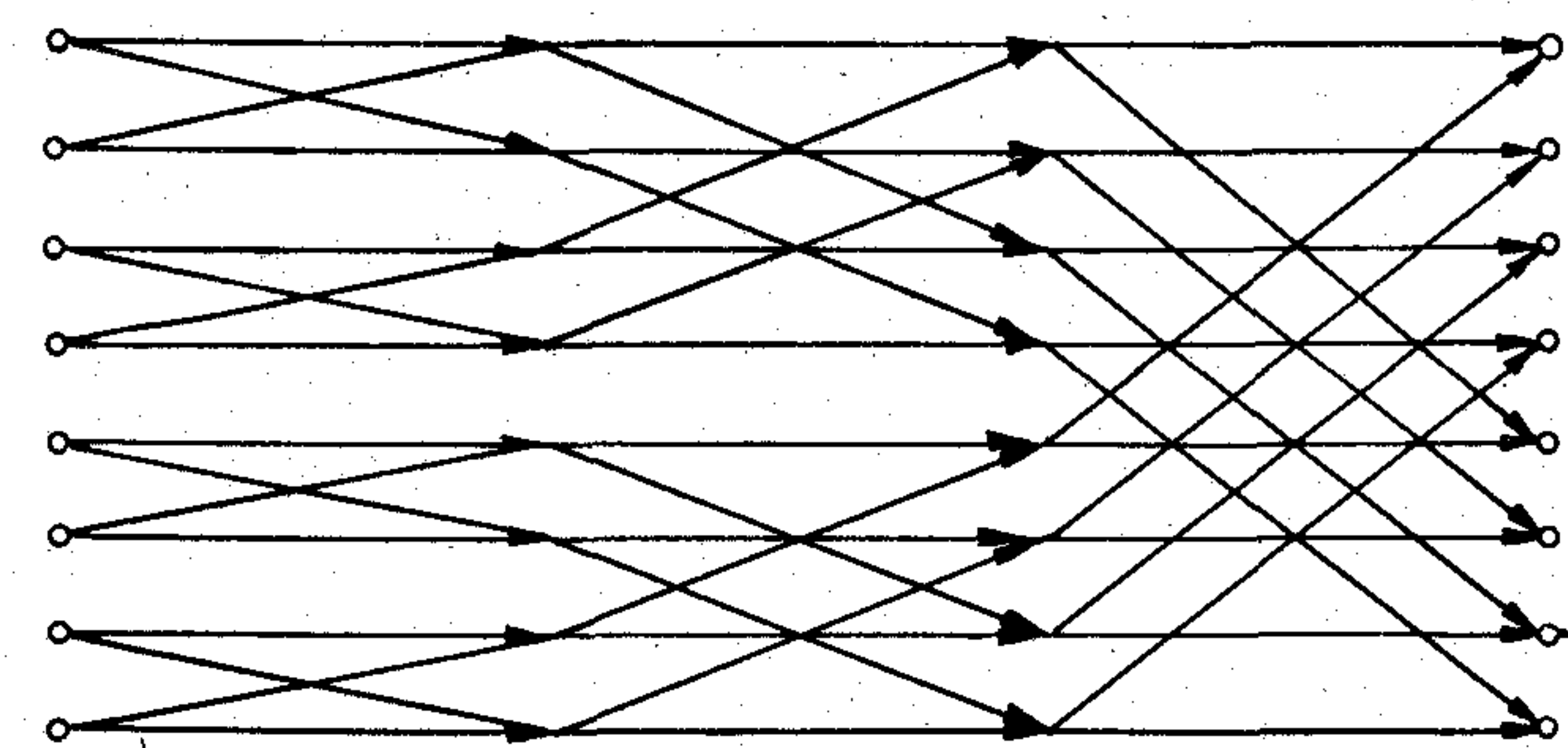
$$(23)$$

Tehát ha az Y_k és Z_k $N/2$ -mintás DFT-t ismerjük, akkor ezekből N összeadással és $N/2$ szorzással megkaphatjuk az X_k DFT-ját. További felezésekkel, n lépéssel visszavezethetjük a feladatot egyetlen pont DFT-jára (egy pont DFT-ja önmaga).

Mivel $n = \log_2 N$, összesen $N \cdot \log_2 N$ összeadásra és $\frac{N}{2} \log_2 N$ szorzásra van szükség.



3. ábra. 8 pontos DFT számítása két 4 pontos DFT-ből. Két nyíl találkozása egy csomópontban egy összeadást, a nyilak melletti * jel szorzást jelöl (de az 5. * jelnél ugyanaz a szorzat szerepel, mint az 1-nél, a 6-nál ugyanaz, mint a 2-nél stb.)



4. ábra. Teljes felbontás $N=8$ esetben

Amikor N nem 2 hatványa, hanem tetszőleges p prímszám hatványa, akkor is hasonlóan egyszerűsíthető a számolás azáltal, hogy p sorozatra bontjuk a mintapontokat (mindegyik N/p pontot tartalmaz) és ezek DFT-jeiből állítjuk elő az X_k DFT-jét.

Tetszőleges N esetén az eljárás N -et felbontja 2 hatványainak és a többi prímszám hatványainak szorzatára, s ily módon visszavezeti a számítást a fenti egyszerűbb esetekre.

5. Számítógép típusprogramok

A TKI Fourier- és inverz Laplace-transzformációs programjai és ezek jellemzői az 1. táblázatban láthatók.

1. táblázat

Programok táblázata

Név	Funkció	Input függvény	Alapmódszer	Hol készült
FFT	F, F^{-1}	valós	Cooley—Tukey	TKI
KOGRFFT	F, F^{-1}	komplex	Cooley—Tukey	TKI
LAPLACE	L^{-1}	ált.	Laguerre—Cooley	TKI
INV LAPL	L^{-1}	racion. tört fv.	Parc. törtre bontás	MIKI
LAPPERC	L^{-1}	racion. tört fv.	Sperc-gyök-keresés, Laguerre, Cooley	TKI

A Függelék F4. és F5. pontjában mutatjuk be az egyik program (FFT) tömbvázlatát és egy programrészletet LAPLACE-ból.

6. Mintapelda

Feladat az

$$F(s) = \frac{0,2733 - 0,89888s + 0,99477s^2 - s^3}{0,2733s + 0,89888s^2 + 0,99477s^3 + s^4}$$

függvény inverz Laplace-transzformáltjának előállítása, a $[0, 12,57]$ intervallumban.

A Távközlési Kutató Intézetben a szerző által kidolgozott program az alábbi adatokkal az alábbi eredményt adta:

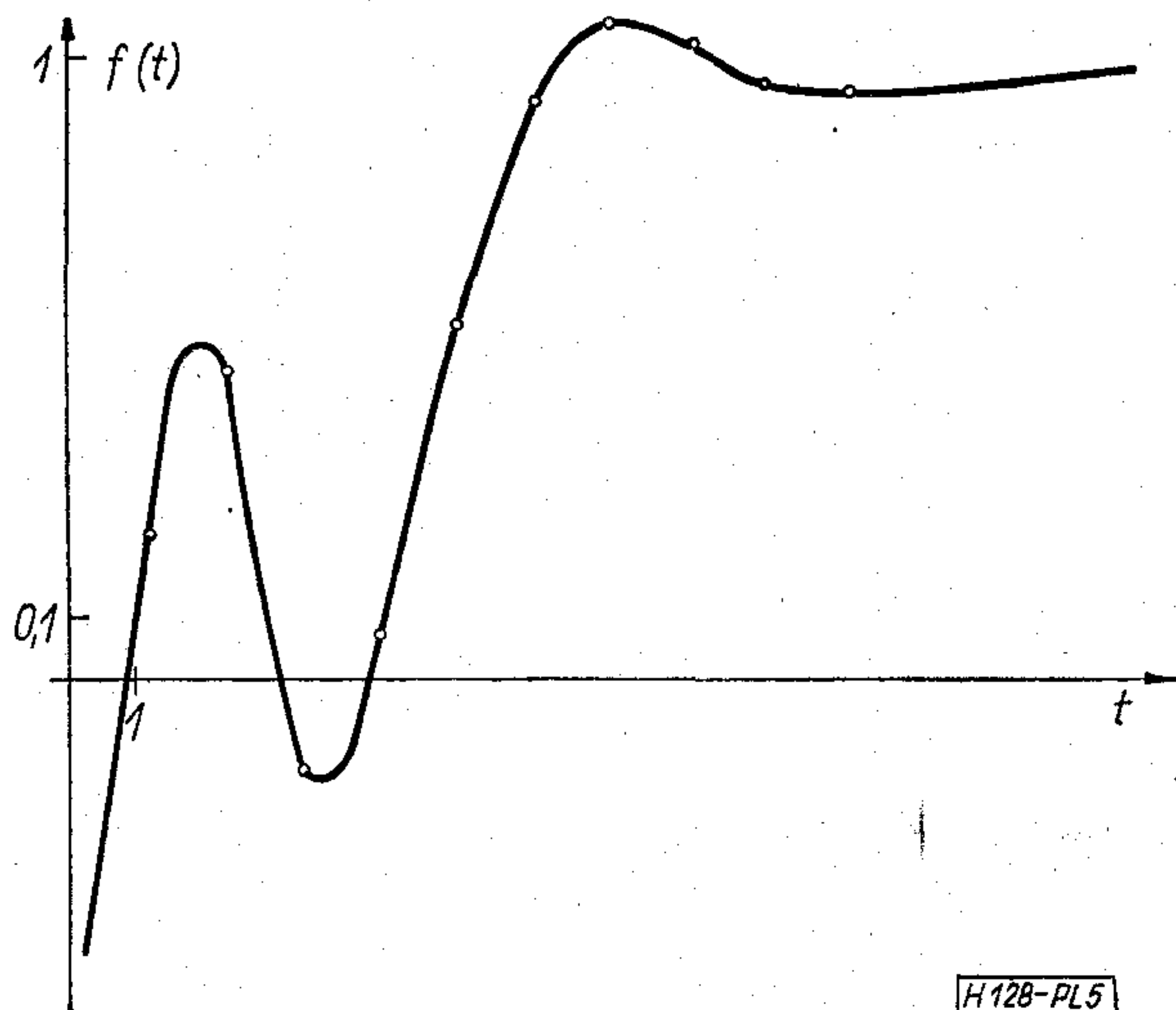
Adatok: Felosztásszám: $N=64$

A legjobboldalibb pólus valós része: 0
Felső határ ($t_{\max}$): 12,57
Lépésköz (dt): 1,257

Eredmény:

t	$f(t)$
1,26	$2,410906 \cdot 10^{-1}$
2,51	$5,130709 \cdot 10^{-2}$
3,77	$-1,512460 \cdot 10^{-1}$
5,03	$9,003257 \cdot 10^{-2}$
6,28	$5,578860 \cdot 10^{-1}$
7,54	$9,416939 \cdot 10^{-1}$
8,80	1,084051
$1,01 \cdot 10^1$	1,053953
$1,13 \cdot 10^1$	$9,855271 \cdot 10^{-1}$
$1,26 \cdot 10^1$	$9,585489 \cdot 10^{-1}$

Futási idő: 30 s. (Gier számítógépen)



5. ábra. A kimeneti függvény

Ezúton is megköszönöm dr. Csurgay Árpádnak a kézirat gondos átnézését és értékes tanácsait.

Függelék

F1. A Δt és Δf felosztás-intervallumok választása

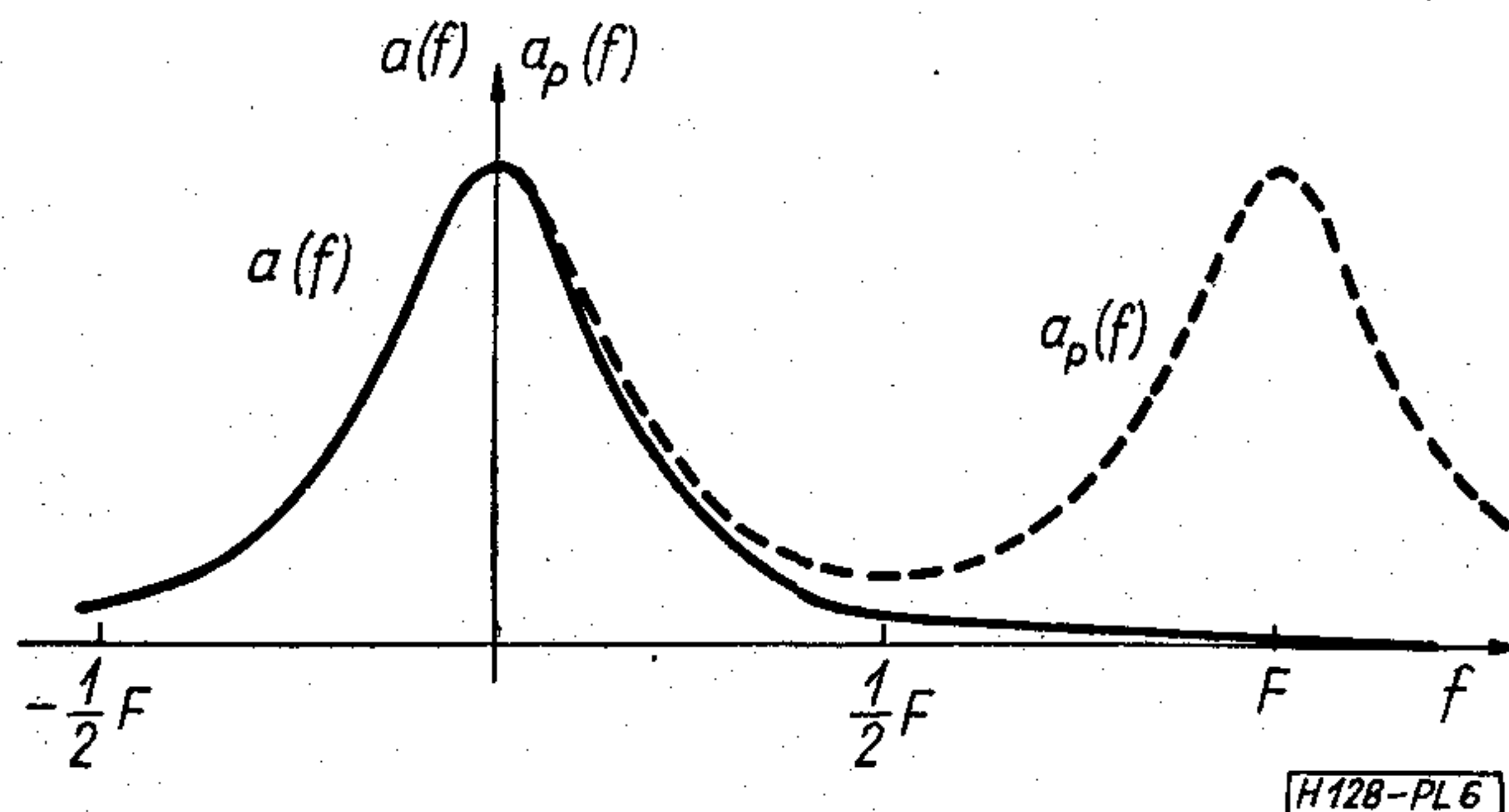
A kerekítési hibánál és az integrálnak összegzéssel való közelítéséből adódó hibánál általában jelentősebbek az

$a(f)$ és $a_p(f)$ különbségéből és
 $x(t)$ és $x_p(t)$ különbségéből eredő

közelítési hibák. Kivétel ez alól az az eset, amikor a függvény sávkorlátolt, és megfelelően nagy F választással $a(f) = a_p(f)$ elérhető vagy amikor $x(t) \equiv 0$ egy véges intervallumon kívül.

A Δt -t és Δf -et igyekszünk úgy megválasztani, hogy a közelítési hibák minél kisebbek legyenek.

Tekintsük az $a_p(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a(f+kF)$ összefüggést. Tegyük fel, hogy Δt úgy van megválasztva ($F=1/\Delta t$ összefüggéssel Δt az F -et is meghatározza), hogy $a(f) \approx 0$, ha $|f| > \frac{1}{2}F$, ekkor $0 \leq f \leq \frac{1}{2}F$ esetén $a(f) \approx a_p(f)$.

6. ábra. Az $a(f)$ és $a_p(f)$ függvények

$$a(f) \approx a_p(f), \text{ ha } 0 \leq f \leq \frac{1}{2}F \text{ és}$$

$$a(f-F) \approx a_p(f), \text{ ha } \frac{1}{2}F \leq f \leq F$$

Az $a(f)$ -nek $a_p(f)$ -fel való közelítésében a hiba az $a(f+kF)$ -ek összege $k \neq 0$ -ra.

$$e_a(f) = a_p(f) - a(f) = \sum_{k=-\infty, k \neq 0}^{\infty} a(f+kF) \quad (24)$$

Ez a hiba akkor lesz kicsi, ha F elég nagy ($1/2F$ lefedti azt a részt, ahol $a(f)$ lényegesen különbözik 0-tól). Tehát célszerű Δt -t ennek megfelelően kicsire választani. A Δf választása Δt -től függetlenül történik. Mivel $\Delta f = 1/T$, ezért a bemenő $x(t)$ függvény alakjának megfelelően választjuk figyelembe véve, hogy az eredményt Δf -enként kapjuk.

F2. A T és c paraméterek választása

A (14) sor konvergenciájának (L_2 normában, ahol L_2 a négyzetesen integrálható függvények tere) elvileg minden pozitív T , valamint $c > c_0$ és $c \geq 0$ esetén fenn kell állnia.

Nem egyformán konvergál azonban a sor különböző T és c értékek esetén. Ezen paramétereknek a következőkben ismertetendő megválasztását az irodalom egyrészt intuitív megfontolások, másrészt gyakorlati tapasztalatok alapján tartja célszerűnek.

T megválasztásakor vegyük figyelembe a Laguerre-polinomok alábbi sajátosságait. Az $L_n(x)$ n -edfokú Laguerre-polinomnak n valós, pozitív 0 helye van, s ezek közül a legnagyobb kielégíti a következő egyenlőtlenséget:

$$x_n < 2n + 1 + \sqrt{(2n+1)^2 + \frac{1}{4}} \approx 4n.$$

Ezért az $e^{-\frac{x}{2}} \cdot L_n(x)$ függvény, amely szerint az $f(t)$ függvény sorba van fejtve, oszcillál a $0 < x < 4n$ intervallumban, ezenkívül monoton 0-hoz tart $x > 4n$ -re. Ebből adódik, hogy a (14) által definiált sor a $0 < t < t_{\max}$ intervallumban akkor ad jó approximációt, ha T -t úgy választjuk meg, hogy $\frac{t_{\max}}{T} < 4N$ teljesüljön.

Tapasztalat szerint megfelelő T olyan választása, amelyre teljesül:

$$T = \frac{t_{\max}}{N}.$$

Az $f(t)$ jó közelítéséhez szükséges ezenkívül, hogy N elég nagy legyen ($N=64$ elegendőnek bizonyult) és a c parameter is megfelelő legyen.

c -t válasszuk a következő módon:

$$c = \begin{cases} c_0 + \frac{1}{t_{\max}}, & \text{ha } c_0 + \frac{1}{t_{\max}} \geq 0, \\ 0 & \text{egyébként} \end{cases}$$

ahol c_0 a (3) Laplace-integrál konvergencia-abszcisszája.

F3. Az FFT-eljárás egy lépése

N -mintás DFT-számítása két $\frac{N}{2}$ -mintás DFT-ből.

$$\begin{aligned} X_k &\xrightarrow{\text{DFT}}^{(N)} A_r, & Y_k &\xrightarrow{\text{DFT}}^{\left(\frac{N}{2}\right)} B_r, \\ & & Z_k &\xrightarrow{\text{DFT}}^{\left(\frac{N}{2}\right)} C_r, \end{aligned}$$

$$\text{ahol} \quad \begin{cases} Y_k = X_{2k} \\ Z_k = X_{2k+1} \end{cases}$$

X_k DFT-jére a páros és páratlan pontok alapján összegezve írható:

$$\begin{aligned} A_r &= \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \{Y_k \cdot W^{-2rk} + Z_k \cdot W^{-r[2k+1]}\} = \\ &= \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} Y_k \cdot W^{-2rk} + W^{-r} \cdot \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} Z_k \cdot W^{-2rk}. \end{aligned}$$

A (20) és (21) összefüggést alkalmazva kapjuk:

$$A_r = B_r + W^{-r} \cdot C_r \quad 0 \leq r \leq \frac{N}{2} - 1.$$

B_r és C_r $r \equiv \frac{N}{2}$ -re periodikusan ismétli az $r < \frac{N}{2}$ -re felvett értékeket, ezért:

$$\begin{aligned} A_{r+\frac{N}{2}} &= B_r + W^{-\left[r+\frac{N}{2}\right]} \cdot C_r = B_r - W^{-r} \cdot C_r; \\ 0 &\leq r \leq \frac{N}{2} - 1. \end{aligned}$$

F4. Az FFT-program tömbvázlata

A tömbvázlat a 7. ábrán látható.

1. $xtab$ logikai változó értéke
true, ha táblázattal adott a bemenő függvény;
false, ha analitikusan adott a bemenő függvény.
2. A „hibaszámítás”-blokkban kiszámítjuk az utolsó két iterációnál kapott függvény maximális eltérését és az eltérések abszolút értékeinek összegét, ezeket jelöltük $mx1$ -gyel és $mx2$ -vel. A számolás befejeződik, ha ezek már kisebbek lettek, mint az általunk megadott ε_1 és ε_2 hiba határok.

F5. A Laplace-programban a Laguerre-polinom értékeit számító eljárás

procedure Laguerre (n, x, L);

value n, x ;

real x ;

integer n ;

array L ;

begin

integer j ;

for $j:=0$ step 1 until n do

begin

if $j=0$ then

begin

$L[0]:=1$;

goto E ;

end;

if $j=1$ then

begin

$L[1]:=1-x$;

goto E ;

end

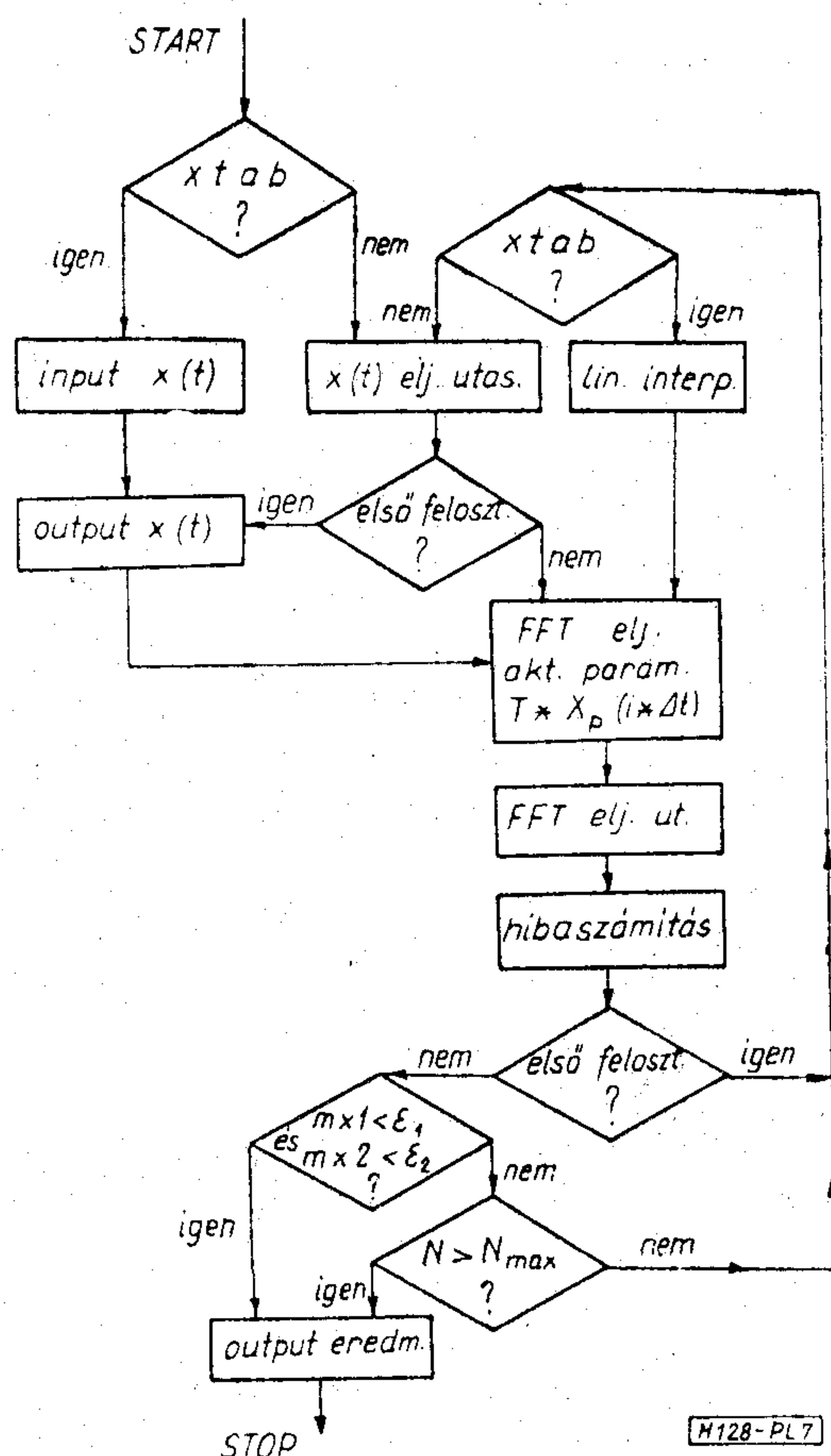
$L[j]:=$

$= ((2*(j-1)+1-x)*L[j-1] - (j-1)*L[j-2])/j$;

E ;

end; cikl;

end elj;



7. ábra. Az FFT program tömbvázlata

IRODALOM

- [1] Cochran, W. T.—Cooley, J. W.—Favin, D. L. et al.: What Is the Fast Fourier Transform? Proceedings of the IEEE, 1967. oct, p. 1664.
- [2] Boothrood, J.: Complex Fourier Series, Algorithm 31. The Computer Journal, Vol. 10, No 4, 1968. febr. p. 414.

- [3] Cooley, J. W.—W. Lewis, P. A.—Welch, P. D.: Application of the Fast Fourier Transform to Computation of Fourier Integrals, Fourier Series, and Convolution Integrals. IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics, Vol. AU-15, No. 2, 1967. jun. p. 79.
- [4] Wing, O.: Numerical inversion of Laplace transform. Symposium on Computer Aided Circuit Design, New York University, 1967.
- [5] Weeks, W.: Numerical Inversion of Laplace Transform. JACM, Vol. 13, No 3. 1966, p. 419—426.
- [6] Simonyi K.: Elméleti Villamosságtan. Tankönyvkiadó, 1952.

SZEMLE

Összeállította: BALOGH PÁL

Az átviteltechnikai berendezésekkel kapcsolatos külföldi prognózisok századunk végére jóslják az egységes digitális hálózat (integrált hálózat) megvalósulását. A jelenlegi műszaki fejlettségi szintnek megfelelően kb. 15 km-es összeköttetésre gazdaságos a fizikai csatornák helyett PCM multiplex összeköttetést létrehozni. A prognózisok is utalnak arra, hogy ez az adat erősen függ az alkalmazott technológiától. Míg Angliában a 24 csatornás PCM berendezés 19 km, az Amerikai Egyesült Államokban 16 km esetén, addig Japánban 14 km-nél nagyobb távolságokon mutatkozott gazdaságosnak. E három ország volt egyébként a PCM-gyártmányok kibocsátásának úttörője.

Az európai országok a 30/32 csatornás rendszereket szabványosították. Az Amerikai Egyesült Államokban most készül az integrált áramkörre épülő második generáció, amely minden bizonnyal a méret- és árcsökkenés következtében rövidebb szakaszokon is gazdaságos lesz.

Európai viszonylatban olyan primer multiplex rendszerek előállítására törekszenek, amelyek a nagyvárosi és a körzet-hálózatban viszonylag rövidebb szakaszokon is gazdaságosak. A fejlődés ütemére jellemző, hogy a 30/32 csatornás PCM primer multiplex rendszer technikáját csak 1968-ban dolgozták ki, de már egyedül az NSZK-ban több mint 100 kísérleti berendezés üzemel.

A szocialista országok közül az NDK, Csehszlovákia és Magyarország fejlesztette saját, kiscsatornaszámú PCM rendszerét. A szocialista országokban végzett felmérések arra is utalnak, hogy amennyiben a PCM szélesebb körű elterjedését döntően az adatátviteli csatornák számának növekedésétől tesszük függővé, akkor a rendszerrel legfeljebb csak a 80-as évek második felében számolhatunk.

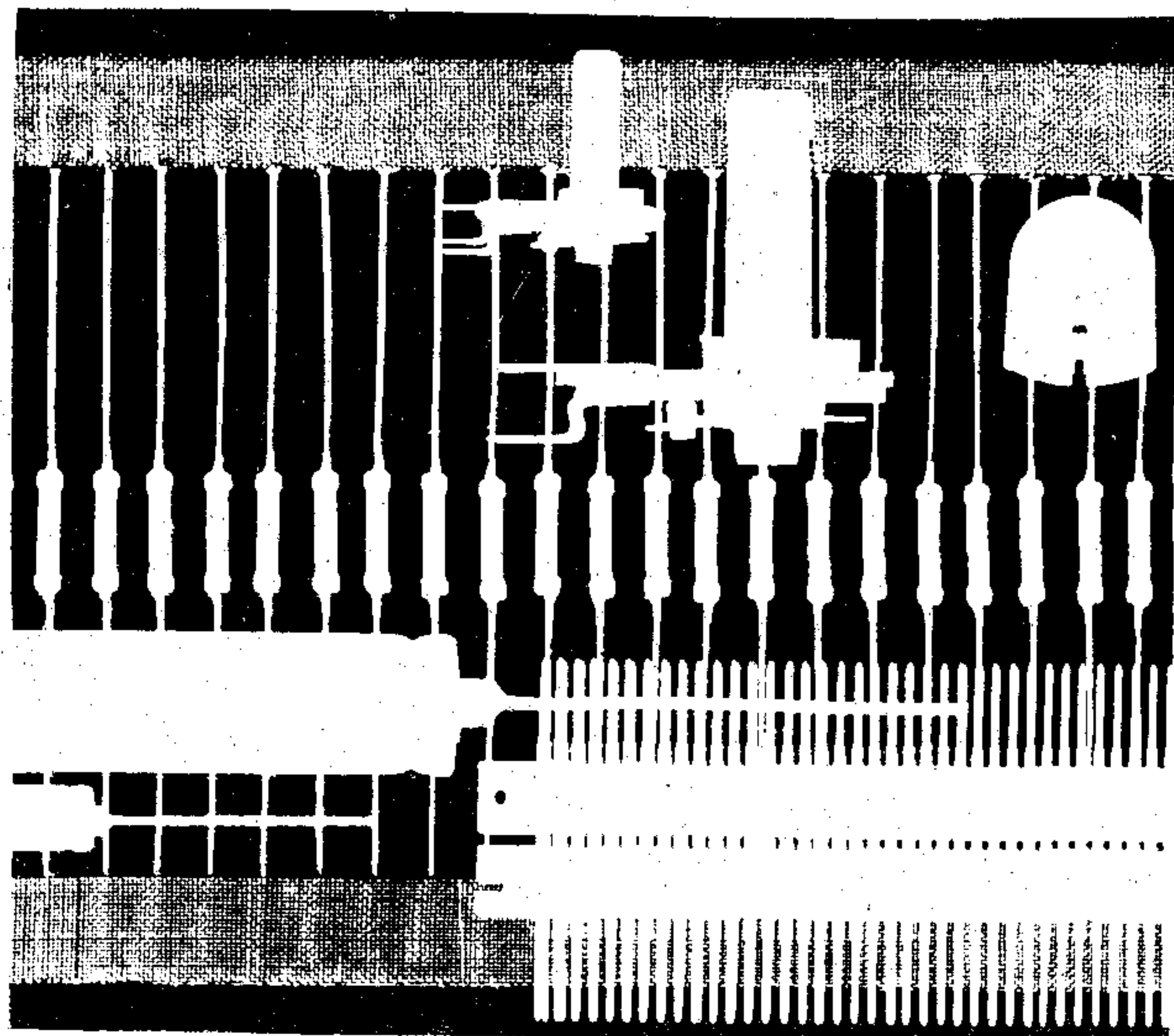
A PCM nagy előnye, ami fejlesztését és mielőbbi elterjesztését sürgeti, hogy szinte teljesen integrált áramkörös kivitelben gyártható. A felmérések szerint az elkövetkező 10—15 évben szocialista relációban is várhatjuk a 100-as csatornaszámú szekunder multiplex rendszerek kidolgozását és sorozatgyártását. Ez a PCM rendszereket 30—100 km hosszú összeköttetések létesítésénél is gazdaságossá teszi. Ez utóbbi adattal számolnak egyébként a különböző felmérések is.

A PCM rendszerek fejlesztését sürgeti a kapcsolás (telefonközpontok) digitális formában (PCM jelre) időosztással vagy vegyes idő- és térosztással történő megvalósíthatósága is. További sürgető tényező az egyre növekvő csatornaszámú adatátvitel digitális jellege is. (KGM—MTTI információ, 1972. jan.)

* * *

A telefonhálózat fejlődését elemző felmérések szerint 1969-ben 17,3 millió állomás, 1970-ben pedig 7,3%-kal több telefonállomás működött a világon. Az utóbbi években átlagosan 7—8%-os növekedéssel lehetett számolni. Hangsúlyoznunk kell a növekedés most megadott ütemének átlagos jellegét, hiszen az egyes országok között lényeges eltérések voltak (Görögországban pl. 1970-ben az 1969-es értékhez képest 15,7%-os növekedést mutattak ki). A nagy telefon-sűrűséggel rendelkező országokban viszont — például az Amerikai Egyesült Államokban — a növekedés üteme alig éri el az 5%-ot. Svédországban 1970-ben, 1969-hez viszonyítva az állomások száma 4,8%-kal nőtt. Pillanatnyilag az Amerikai Egyesült Államokban 100 lakosra 57, Svédországban pedig 100 lakosra 54 telefonkészülék jut. (KGM—MTT információ, 1971. dec.)

(Folytatás a 148. oldalon)



Nagy teljesítményű és megbízható elektronikus alkatrészek

Az RFT-rétegellenállások — állandó ellenállásként, beállító potenciométerként, egyes-, kettős-, és sztereo potenciométerként alkalmazva — a szórakoztató elektronikában és a kommersziális kapcsolástechnikában egyaránt beváltak.

Az RFT-kondenzátorok kitűnnek kis méreteikkel, nagy szigetelési ellenállásukkal és azzal, hogy szigetelésük jósága extrém alkalmazási körülmények között is állandó.

Az RFT-csatlakozók nagy biztonsággal és megbízhatóan működnek elektronikus készülékekben és berendezésekben.

Szívesen tájékoztatjuk Önt széles terjedelmű passzív alkatrész választékunkról, részletes műszaki adatokról és különleges szállítási lehetőségekről. Nagy tapasztalattal rendelkező szakmérnökök adnak tanácsot minden alkalmazási kérdésben.

Exportálja:

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

Felvilágosítást nyújt:

Az NDK Nagykövetsége,
27-es Kereskedelempolitikai Osztály
Budapest XIV.,
Népstadion út 101—103.

RFT
electronic

Egy modell szigetelőanyagok nedvességtartalma változásaihoz

ETO 532.685.072:621.315.61

A híradástechnikában használatos szerves szigetelőanyagoknak véges nagyságú, megmérhető vízfelvevő és vízgőzáteresztő képessége van.

A szigetelőanyagban a nedvesség koncentrációja hatással van az elektromos jellemzőkre (dielektromos állandó, veszteségtényező, szigetelési ellenállás, átütési szilárdság).

A nedvességgkoncentráció változásait a környezeti változások, s köztük különösen a környező levegő relatív páratartalmának a változásai „gerjesztik” és (a bennünket érdeklő esetekben) elsősorban a diffúzió mechanizmusa közvetíti a homogén szilárd anyagban.

A környezetben és annak hatására a szilárd anyag felületén végbemenő nedvesség-változások csillapítva terjednek tovább az anyag belseje felé. A csillapítás mértékének ismeretében tájékozódhatunk a nedvességgkoncentráció (elektromos szempontból döntő) várható szélső értékeiről.

A nedvességgkoncentráció-változások csillapítása függ a környezeti változások tényleges (általában sztochasztikus) időfüggvényétől, a szigetelőanyag fizikai tulajdonságaitól (vízgőz diffúziós együttható, telítési nedvességgkoncentráció), geometriai méreteitől és alakjától stb. Használható mennyiségi összefüggések csak a konkrét viszonyokat kisebb-nagyobb mértékben leegyszerűsítő modellekre állapíthatók meg.

A következő pontban egy egyszerű modellt vezetünk be és vizsgálunk meg. Az utolsó pontban pedig modellünk alkalmazási lehetőségeire mutatunk rá.

A modell

A diffúziós nedvességáramlás alapegyenlete (lásd például [1]-ben):

$$i = -D \text{ grad } c \quad (1)$$

ahol i a nedvesség áramsűrűsége [$\text{g/m}^2 \cdot \text{h}$], c a nedvesség-koncentráció [g/m^3], $\text{grad } c$ a koncentráció gradiense [g/m^4], D a diffúziós együttható [m^2/h].

Kis vízfelvevő képességű anyagokban érvényes az alábbi összefüggés [2]:

$$m = D^* \frac{F \cdot T \cdot (p_1 - p_2)}{d} \quad (2)$$

itt m a diffundált vízmennyiség [g], F a diffúzió irányára merőleges felület [m^2], T a vizsgálat ideje órákban [h], $(p_1 - p_2)$ a gőznyomás-különbség [torr], d a próbatest falvastagsága [m], D a diffúziós állandó [$\text{g/m} \cdot \text{h} \cdot \text{torr}$].

A (2) összefüggés alapján D^* kísérletileg meghatározható.

Az (1)-beli D és a (2)-beli D^* között úgy teremtünk kapcsolatot, hogy mindkettővel ugyanazt a kísérletet írjuk le. Nevezetesen: F felületű, d vastagságú próbatest (membrán) egyik határfelületén telített vízgőz van, melynek nyomása a vizsgálat t hőmérsékletén p_{gt} (torr). Ugyanezen határfelület menti „végtelenül vékony” szilárdanyag-rétegben a nedvességgkoncentráció az anyagra jellemző $c_{\max}$ (g/m^3) értékű. A próbatest másik felületén a gőznyomás és a határrétegbeli nedvességgkoncentráció egyaránt nulla (erről az átdiffundáló víz folyamatos eltávolításával gondoskodunk).

Feltételeinkkel:

$$p_1 - p_2 = p_{gt}$$

$$\text{grad } c = \frac{c_{\max}}{d}.$$

Feltesszük még, hogy beállott az állandósult állapot.

A T idő alatt átdiffundált vízmennyiség (1)-ből:

$$m = i \cdot FT = \frac{D \cdot c_{\max} FT}{d} \quad (3)$$

(2)-ből:

$$m = D^* \frac{FT p_{gt}}{d}. \quad (4)$$

(3) és (4) ugyanazt a kísérleti eredményt írják le (ugyanazt az átdiffundált vízmennyiséget adják meg), tehát egyenlők:

$$\frac{D \cdot c_{\max} FT}{d} = \frac{D^* FT p_{gt}}{d}.$$

Ebből:

$$D [\text{m}^2/\text{h}] = \frac{p_{gt} [\text{torr}]}{c_{\max} [\text{g/m}^3]} D^* [\text{g/m h torr}]. \quad (5)$$

Az irodalomban (lásd pl. [2] és [3]) általában D^* -ra találhatók adatok (ezekre még visszatérünk).

Ezek után (1) további felhasználásáról.

Az anyagmegmaradás törvénye értelmében egy dV térfogat részben dt idő alatt bekövetkező nedvességtartalom-változás és az ezen térfogatrészt körül vevő A zárt felületen áthaladó nedvességáram közti összefüggés:

$$c(t+dt) - c(t) = \left(\int_A i dA \right) dt. \quad (6)$$

Ezt átrendezve, $dV \rightarrow 0$ és $dt \rightarrow 0$ határátmeneteket képezve, a vektoranalízis ismert fogalmaival (lásd pl. [4]):

$$\frac{dc}{dt} = \lim_{dV \rightarrow 0} \frac{\oint_A i dA}{dV} = \operatorname{div} i. \quad (7)$$

(1)-et (7)-el összevetve, a $\operatorname{div} \operatorname{grad} c = \Delta c$ összefüggést felhasználva:

$$\begin{aligned} \frac{dc}{dt} &= \operatorname{div} i = \operatorname{div} (-D \operatorname{grad} c) = \\ &= -D \operatorname{div} \operatorname{grad} c = -D \Delta c \\ \Delta c &= -\frac{1}{D} \frac{dc}{dt} \end{aligned} \quad (8)$$

Derékszögű koordináta-rendszerben:

$$\Delta c = \frac{\partial^2 c}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 c}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 c}{\partial z^2}. \quad (9)$$

További vizsgálódásunkat az alábbi fizikai elrendezésre korlátozzuk:

Az (x, y, z) derékszögű koordináta-rendszerben egy $2d$ vastagságú lemez foglal helyet, melyet az $x = -d$ és az $x = d$ végtelen síkok határolnak (lásd 1. ábra, a).

A lemez két oldalán levő feltételekben a relatív páratartalom egy φ_k középérték körül ω frekvenciával harmonikus időfüggvény szerint változik, φ_{var} amp-

litúdóval. Ez a lemez határrétegeiben ugyanilyen jellegű koncentrációváltozást kényszerít ki, a

$$c_k = c_{\max} \frac{\varphi_k}{\varphi_{\max}}$$

középérték körül,

$$c_{\text{var}} = c_{\max} \frac{\varphi_{\text{var}}}{\varphi_{\max}}$$

amplitúdóval. Feltesszük továbbá, hogy a leírt folyamat már állandósult, s a lemez bármely pontjában ugyancsak c_k érték körül, ω frekvenciával, de a helytől függő amplitúdóval harmonikus időfüggvény szerint változik a nedvességkoncentráció.

A leírt viszonyokra érvényes összefüggések:

$$\frac{\partial c}{\partial y} = \frac{\partial c}{\partial z} = 0 \quad (10)$$

$$c(t)|_{x=\text{konst}} = c_k + c_{\text{var}}(x) \cdot e^{j\omega t}. \quad (11)$$

Ezeket felhasználva (8) így egyszerűsödik:

$$\frac{\partial^2 c}{\partial x^2} = -\frac{1}{D} \frac{\partial c}{\partial t}. \quad (12)$$

A koncentráció kétváltozós függvény (x és t a független változók.) Tekintve azonban, hogy az időtől való függése bármely x helyen (11) alakú, előállítható, mint két egyváltozós függvény szorzata:

$$c(x, t) = c(x) \cdot c(t). \quad (13)$$

Ezt a körülményt, továbbá a rendszer szimmetria viszonyait figyelembe véve a (12) differenciálegyenlet megoldását a következő alakban keressük

$$c(x, t) = c_k + C[e^{\gamma(x-d)} + e^{-\gamma(x+d)}] \cdot e^{j\omega t}. \quad (14)$$

(14)-ből a megfelelő parciális deriváltakat képezve, azokat (12)-be téve meghatározható γ azon kifejezése, mellyel (14) valóban megoldása (12)-nek. A rutinszámításokat itt mellőzzük, csak az eredményt jegyezzük fel:

$$\gamma = -\sqrt{\frac{\omega}{2D}} + j\sqrt{\frac{\omega}{2D}} = \alpha + j\beta \quad (15)$$

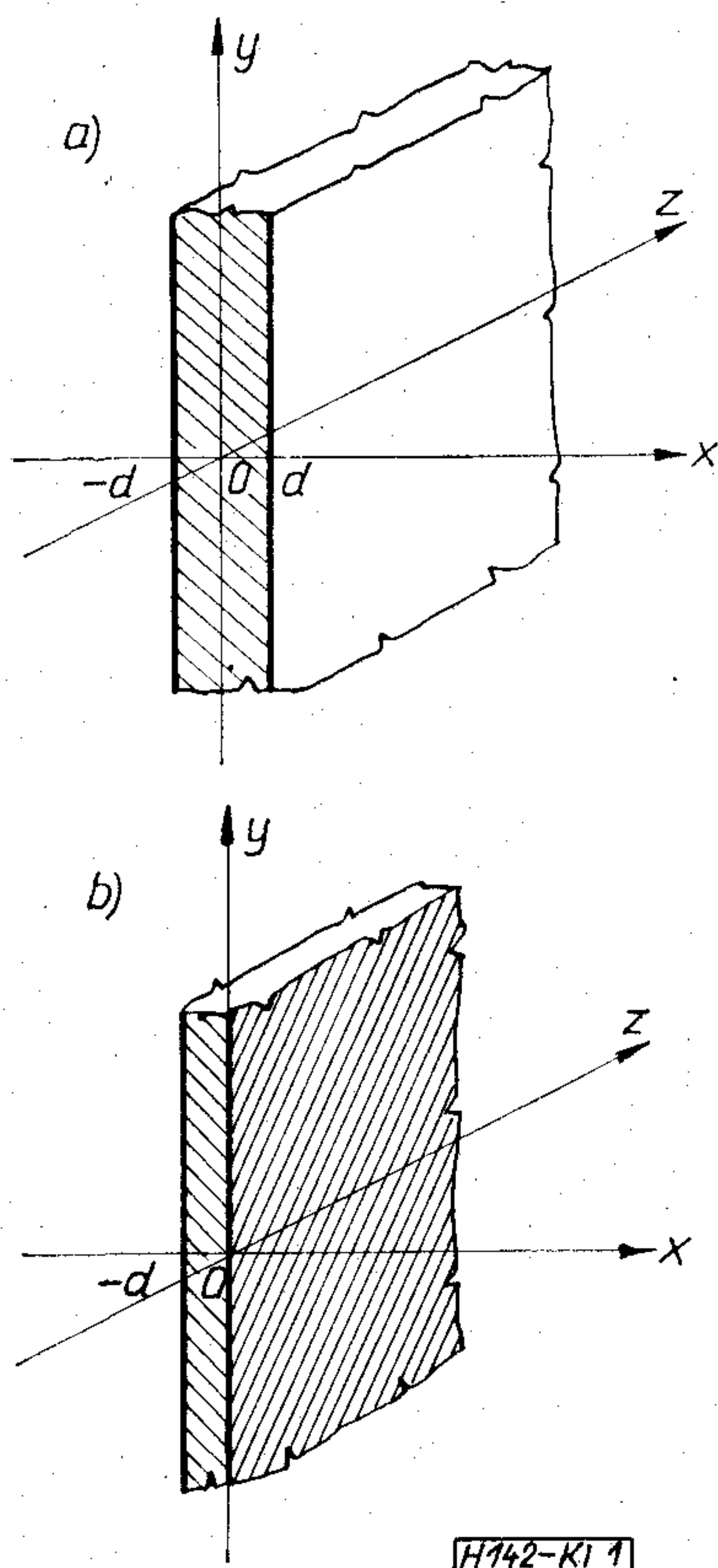
γ reális része, felhasználva a periódusidő $T = \frac{2\pi}{\omega}$ definícióját is:

$$\alpha = \operatorname{Re} [\gamma] = -\sqrt{\frac{\pi}{DT}}. \quad (16)$$

Modellünkben $c(x, t)$ tükörszimmetrikus az $x=0$ síkra. A koncentráció ezen sík két oldalán minden időpillanatban azonos. Ebből következik, hogy az $x=0$ síkon az eredő nedvességáramlás zérus. Nem zavarja meg a viszonyokat, ha sík lemezünk egyik, pl. az $x=0$ és $x=d$ síkok által határolt felét elhagyjuk s az elhagyott részt egy „tökéletes” nedvességzáró réteggel (pl. fémlappal) helyettesítjük. A továbbiakban ezt a modellt vizsgáljuk (l. 1. ábra, b).

A koncentráció változó részének helytől függő maximális amplitúdója (14) alapján:

$$c(x) = c(x, t)|_{t=nT} = C[e^{\gamma(x-d)} + e^{-\gamma(x+d)}]. \quad (17)$$



1. ábra

$c(x)$ két komplex mennyiség összege. Az összeg maximális abszolút értéke a tagok abszolút értékeinek összege:

$$|c_{\max}(x)| = C[e^{\alpha(x-d)} + e^{-\alpha(x+d)}]. \quad (18)$$

Az $x = -d$ helyen és az $x = 0$ helyen bekövetkező maximális koncentrációváltozások viszonya:

$$B = \frac{|c_{\max}(x = -d)|}{|c_{\max}(x = 0)|} = \frac{e^{-2\alpha d} + 1}{2e^{-\alpha d}} = \frac{e^{\alpha d} + e^{-\alpha d}}{2} = \operatorname{ch} \alpha d. \quad (19)$$

α -t 16-ból beírva, s a mértékegységeket is feltüntetve (figyelemmel D már ismertett mértékegységére), s kihasználva, hogy a $\operatorname{ch} x$ függvény páros függvény (argumentumában a negatív előjel figyelmen kívül hagyható):

$$B = \operatorname{ch} \frac{d^{[m]} \sqrt{\pi}}{\sqrt{D \cdot T^{[h]}}}. \quad (20)$$

Alkalmazás

A két „félter” által határolt, $2d$ vastagságú lemezmodellünk alkalmazható olyan lemezekre és csövekre, melyek vastagsága, ill. falvastagsága egyéb méreteikhez képest kicsi.

Az egyik oldalán nedvességzáró réteggel határolt d vastagságú modellünk alkalmazhatósága szempontjából számbajövő objektumok például:

— műanyag fóliából (dielektrikum, melynek néhány külső „menete” a burkolat) és fémfóliából (fegyverzet) tekercselt kondenzátorok;

— nyomtatott huzalozású lemezek (melyeknél a folírozott oldalon a felület túlnyomó részét maratás után is fémréteg borítja);

— viszonylag kis falvastagságú műanyag házba préselt vagy védő lakkréteggel bevont egyes mikroelektronikai építőelemek (üvegalapú vékonyréteg áramkörök stb.).

A környezeti nedvességváltozás időfüggvényére tett modell-feltételünk kapcsolatba hozható pl. a környezet napi változásaival (a napszak, ill. az üzem és üzemszünet váltakozásai szerint) vagy az évszakokhoz kötődő változásokkal. A konkrét időfüggvények ugyan sztochasztikusak, de egy-egy vonatkozásban elfogadhatóan közelíthetők periodikus folyamatokkal. Ha pedig vizsgálódásunkat a periodikus folyamat alapharmonikusára elvégezve a nedvességváltozások „csillapítását” megfelelően (elég nagy-nak) találjuk, a „felharmonikusokra” vonatkozóan bizonyára még kedvezőbb a helyzet (a periódusidő csökkenésével — ahogyan az (20)-ból kitűnik — B növekszik).

Az egyszerű modell, ha kellő körültekintéssel, óvatossággal alkalmazzuk, jó szolgálatokat tesz a műszaki tájékozódásban.

Irodalmi adatok alapján közöljük néhány anyagra a maximális nedvességgkoncentráció ($c_{\max}$) és a diffúziós állandó (D^*) adatait, továbbá az (1)-ben szereplő diffúziós együttható (D) (5) összefüggés alapján kiszámított értékeit, 25°C -on, amelynél a telített gőz nyomása (p_{gt}) 23,76 torr. Mindezeket az 1. táblázat tartalmazza.

1. táblázat

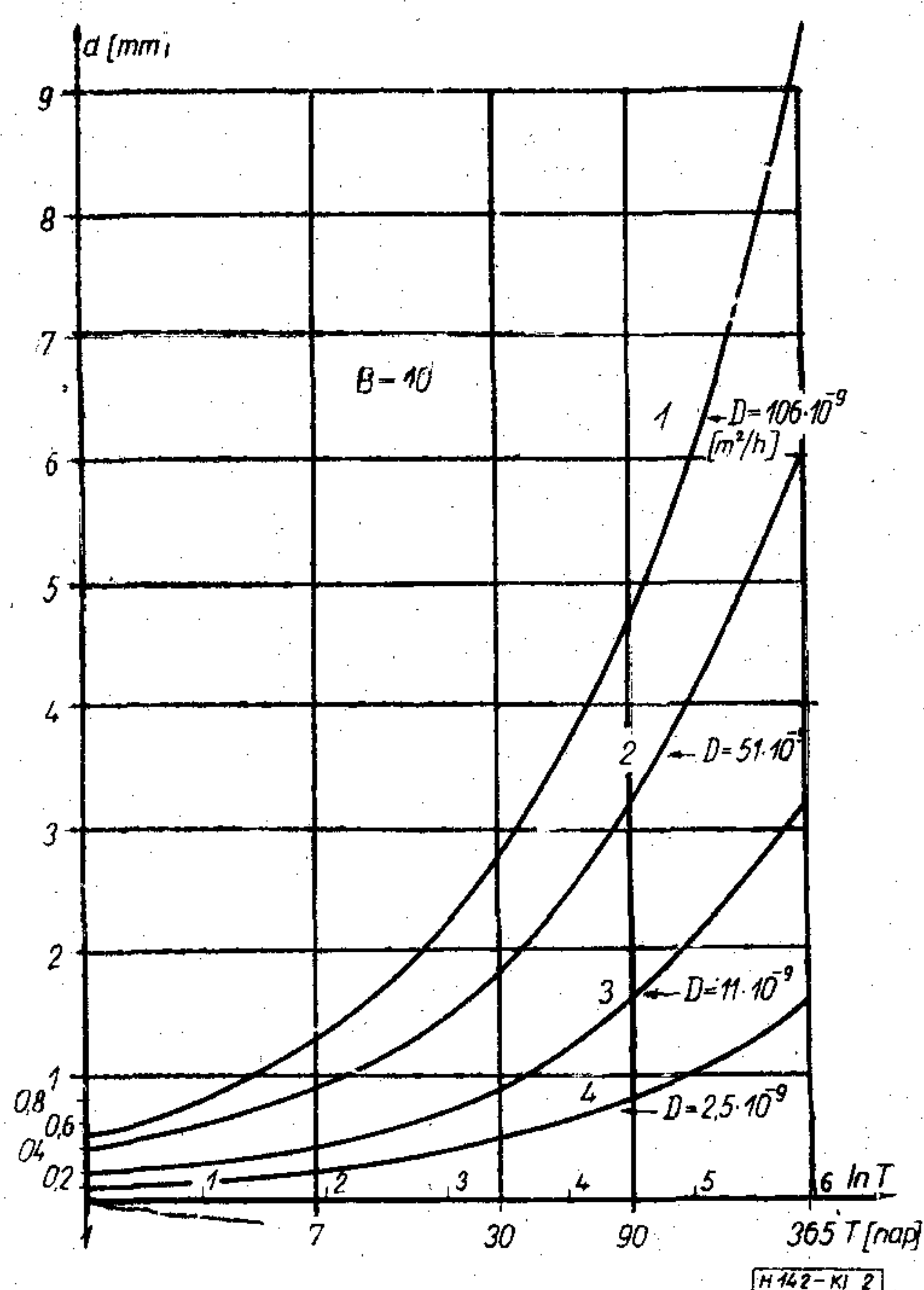
Anyag neve	$C_{\max}$ [g/m ³]	D^* [g/m·h·torr]	$D = \frac{p_{gt}}{C_{\max}} D^*$ [m ² /h]
Polietilén	92	$2 \cdot 10^{-7}$	$51 \cdot 10^{-9}$
Polietilén-glikol-tereftalát	6500	$7 \cdot 10^{-7}$	$2,5 \cdot 10^{-9}$
Polivinilklorid, kemény	5600	$9 \cdot 10^{-7}$	$3,8 \cdot 10^{-9}$
Polisztirol	735	$33 \cdot 10^{-7}$	$106 \cdot 10^{-9}$
Polikarbonát	7800	$37 \cdot 10^{-7}$	$11 \cdot 10^{-9}$
Nemes fenolgyanta	300	$47 \cdot 10^{-7}$	$376 \cdot 10^{-9}$
Polivinilklorid, lágyított	14 000	$48 \cdot 10^{-7}$	$8 \cdot 10^{-9}$

A (20) összefüggés és az 1. táblázat adatai alapján, paraméterként rögzített B értékre, különböző diffúziós együtthatókra meghatározható a műanyag réteg szükséges d vastagsága a környezeti nedvességváltozás periódusidejének (T) a függvényében.

A számítások eredményeit $B=10$ érték mellett, néhány anyagra a 2. ábra diagramjai foglalják össze. A d anyagvastagságot mm-ben, a T periódusidőt napokban tüntettük fel, így a napi és az évszakos változások hatása jól követhető.

Az 1., 2., 3., 4. sz. görbék rendre polisztirolnak, polietilénnek, polikarbonátnak, polietilén-glikol-tereftalátnak (pl. Hostaphau, stb.) felelnek meg.

Példa a diagram használatára: A környezet relatív páratartalma egy „szobahőmérsékleten” tartott helyiségben 1 éves periodicitással 60% középérték



2. ábra

körül $\pm 15\%$ -kal ingadozik. Ahhoz, hogy ennek a külső határfelület nedvességtartalmára kifejtett hatása csak egytized részére csökkentve (2,3 néper csillapítása a nedvességtartalom váltakozó összetevője amplitúdójának) jelenjék meg a polietilén védőburkolat belsejében (melyet belül nedvességzáró réteg határol), 6,1 mm vastag védőburkolatot kell alkalmazni. Ugyanezen feltételek pl. polikarbo-

nát alkalmazásával már 3,2 mm rétegvastagsággal teljesíthetők.

IRODALOM

- [1] A. V. Likov: A szárítás elmélete
- [2] Műanyag-zsebkönyv. (Szerk. Kovács L.)
- [3] Schmölter A.—Tóth G.: Híradás és műszeripari alkatrészek II.
- [4] Simonyi K.: Villamosságtan.

SZEMLE

(Folytatás a 144. oldalról)

A közelmúltban több prognózist közöltek az integrált áramkörök egyes típusainak várható keresettségére vonatkozóan. A következő táblázatban a prognózisokban szereplő fontosabb integrált áramkörtípusok részarányának (%) várható alakulását mutatjuk be, az egyeztetett, több helyről származó felmérések adatainak figyelembevételével:

Év	TTL	DTL	MOS	LSL	ECL	Analóg
1970	40	28	5	3	14	10
1971	42	34	5	5	10	4
1972	43	25	13	4	5	10
1973	42	38	11	4	4	11
1974	10	5	35	5	3	12
1975	38	4	37	4	2	15

A táblázatban LSL megjelöléssel szereplő integrált áramkörtípus lassú, zajvédett logika. Figyelemre méltó a MOS eszközök iránti igények várható felfutása, valamint a DTL és ECL eszközök háttérbe szorulása. (KGM—MTT információ, 1972. jan.)

* * *

Az USA-ban egyes vállalatok folyóiratokban közlik a félvezető alapú és szigetelő alapú integrált áramkör termékeinek gyártására vonatkozó átfutási időket, a megrendeléstől a gyártásbavételig. Ezek értékei a következők:

Folyamat	Idő	IC, félvezető alapú	Hibrid IC	Multichip
Az áramkörök tanulmányozása	nap	min 1 átl 10 max 14	min 1 átl 10 max 30	min 5 átl 10 max 14
Maszk készítés	hét	min 2 max 6	min 1 átl 3 max 4	
A prototípus elkészítése	hét	min 2 max 10	min 1 átl 8 max 30	min 1 max 6
A gyártásbavétel	hét	min 2 max 10	min 4 átl 8 max 30	min 3 max 8
Az átfutási idő	hét	min 6 max 28	min 6 átl 20 max 67	min 5 max 16

(Németh Lajos)

A közszükségleti elektronikában egyre jobban elterjed a bérleti rendszer. Az első kísérleteket mintegy 5 évvel ezelőtt az Amerikai Egyesült Államokban kezdték, a színes televízió vevőkészülékek forgalmának fellendítése érdekében. Ma már Angliában, Franciaországban, NSZK-ban és Jugoszláviában tartanak fenn bérleti szolgáltatásokat, a várakozásnak megfelelő eredménnyel. Angliában például a fekete-fehér televízió vevőkészülékek egyharmad részét, a színes televízió készülékeknek pedig mintegy 85%-át bérlik. Amennyiben a viszonylag drágább elektroakusztikai berendezéseket, valamint a színes televízió vevőkészülékek hazai elterjedésének ütemét fokozni kívánjuk, feltétlenül indokoltnak látszik a bérleti rendszer és az ennek megfelelő szolgáltatások lehetőségét megvizsgálni. A vásárlással összekapcsolt javítási problémákon is némileg segíthet a bérleti rendszer elterjesztése. Az említett nyugati országokban a vásárlók 5 évre bérelhetik a készüléket. A bérleti díj magában foglalja a szervíz költséget is, s ugyanakkor az eladó kötelezi magát, hogy a felmerülő hibákat a lehető leggyorsabban, ha kell cserekészülék biztosításával elhárítja. A bérleti idő lejártával a készülék a bérlő tulajdonába megy át. (KGM—MTTI információ, 1972. jan.)

* * *

Az elektroakusztikában alkalmazott „hagyományos” hangszedők — az átalakítás során alkalmazott alapelv szerint — piezoelektromos, induktív, kapacitív, s elektronikus rendszerűek lehetnek. Az elektronikus rendszerű hangszedők közül várhatóan széles körben elterjednek a vákuumdiódás, félvezető (Pixi elemes, Pitran rendszerű) és a fotoelektromos típusok. Napjainkban vannak kialakulóban az érintésnélküli hangszedők. Kifejlesztésükhöz komoly reményeket fűznek. Alapelvük, a lehetőség szerint koherens fénysugárral történő barázda letapogatás.

A kísérletek jelenlegi stádiumában fényforrásként közepes energiájú, folyamatos üzemmódban dolgozó laser-sugárforrást használnak. Úgy vélik, hogy a holográfia fejlődésével ez a megoldás 5 éven belül el fog terjedni. Történtek próbálkozások a laser-sugárforrás fényemittáló félvezető diódával való helyettesítésére is. A kísérletek jelenlegi állásáról megbízható információk még nem állnak rendelkezésünkre.

Az érintkezés nélküli letapogatás előnye, hogy a hangbarázdák rongálása nélkül történhet, ami a hanglemez elhasználódása nélküli, elvileg korlátlan számú, tökéletes visszajátszást tesz lehetővé.

Az érintkezés nélküli letapogatás napjainkban fokozódó jelentőséggel bír, hiszen nemcsak a hagyományos lemezjátszóknál kerülhet felhasználásra, hanem azoknál a hang- és képrögzítést egyidőben ellátó lemezeknél, amelyekre például a Teldec rendszer is épül. További előnye, hogy a letapogatás elvileg tehetetlenségmentesen végezhető el. Éppen az utóbbi szempont miatt kísérik figyelemmel és sürgetik az érintkezés nélküli, fénysugaras letapogatási módszert mindazon vállalatok, amelyek a Teldec rendszerű vagy ahhoz hasonló hang- és képrögzítést kívánják alkalmazni. (KGM—MTTI információ, 1971. dec.)

(Folytatás a 150. oldalon)

Technológiai fejlődés gyártmányokon bemutatva

Előszó a Budapesti Elektroakusztikai Gyar gyártmányainak történelmi fejlődését bemutató cikksorozata elé

Az ipar és a kereskedelmi szakemberei előtt közismert probléma, hogy a Magyar Híradástechnikai Ipar által gyártott termékek konstrukciós szempontból általában megfelelőek, követni tudják gyártmányfejlesztési szempontból országunk méreteinek és helyzetének megfelelően az utánfejlesztési hullámot „utánfutó” jelleggel, azonban technológiai szempontból a helyzet kevésbé kedvező.

A konstrukció és technológia összefüggése, a gyártás korszerűsége, termelékenysége, a technológiai fegyelem, a gyártás műszaki feltételei.

Gyűjtőfogalommal jellemezve „a berendezés legyártásának hogyanja” elmaradást mutat a konstrukciós helyzetünkhöz képest.

Ez a helyzet nem véletlen fejlődés eredménye, a technológiai szint országunk történelmi fejlődésével függ össze. A múltat megváltoztatni már nem tudjuk, de a jövő célszerű építésével a jelenlegi technológiai adottságokat az ország számára helyes irányba és arányban fejleszthetjük.

Csak példaként említjük azokat az összetevőket amelyek a technológiai fejlődésünkre alapvetően hatnak:

- szakemberképzés,
- a konstrukció—technológia összefüggése,
- sorozatnagyság,
- alkatrészgyártás gyártási foka,
- szerelés gépesítési foka,
- alapanyag minősége és gazdaságos megjelenítési formája, méretei, felületi megmunkálások minősége alak-hűség, tűrés és finomság szempontjából,
- felületek kikészítése galvanizálás, festés, fényezés,
- raktározási helyzet,
- csomagolás, szállítás,
- emberi lelkiismeret (munkaszeretet, gyárhoz való hűség).

Ezt a néhány példaként felsorolt technológiai fejlettséget reprezentáló összetevőt megvizsgálva láthatjuk, hogy ezek esetenként hiányoznak. Természetesen ez a helyzet így messze nem kielégítő és a jobbhoz a szükséges feltételeket meg kell teremteni. Pl. a kissorozat családely bevezetésével, a tipizálás módszerével, szabványosítással, az országok közötti szakosítás módszerével pedig a nagysorozat technológiai előfeltételeit teremthetjük meg.

Elgondolásunk az, hogy a Budapesti Elektroakusztikai Gyar termékeit ilyen jelleggel mutatjuk be, tehát nem a konstrukciót bizonyító specifikációs adatokat, hanem a technológiai fejlődés jellegét ismertetjük az alábbi csoportosításban:

Stúdiótechnikai témakör

- Stúdió-vázszerkezetek fejlődése,
- stúdióerősítők szerkezeti fejlődése,
- közszükségleti erősítők szerkezeti fejlődése,
- nyomtatott huzalozási kártyák helyzete és jövője.

Akusztikai témakör

- Hangszóró-motorok szerkezeti fejlődése,
- hangoszlopok szerkezeti fejlődése,
- egyéb doboz hangsugárzók szerkezeti fejlődése,
- mikrofon cikkesoport útja,
- egyéb kiegészítő szerkezeti elemek.

Oktatástechnika — ismeretközlő berendezések

- Ismertetés az oktatástechnikai berendezések megoszlásáról.

A cikksorozat könnyebb megértéséhez az átekintés elősegítése céljából táblázatosan ismertetjük a Budapesti Elektroakusztikai Gyar termékeinek technológiai jellegű megoszlását.

Cikkesoport megnevezése	Néhány jellemző termék felsorolása	Mióta gyártja a BEAG	Cikkesoport várható termelési ért. 1972. mFt-ban	Milyen technológiai fejlesztést kíván?
Elektronikai cikkesoport	Közszükségleti erősítők	1948	170	— III. generációs technológia honosítása
	Stúdió erősítők	1955		— finomrajzolatú kétoldalas NYÁK honosítása
	Hangosításhoz erősítők	1948		— IC technika bevezetése
	Stabil stúd. rendszerek	1955		— központi számítógéppel meghajtott stúdiótechnika
	Mobil riporter rendszerek	1965		— programozott perifériák kialakítása
	Tolmácsrendszerek	1968		— finommechanikai jellegű technológia bevezetése
	Hangosítási rendszerek	1953		— nemes mágneses anyagok, trafók hőkezelése
	Hangostelefon rendszerek	1962		— transzformátorok impregnálásának kifejlesztése
	Nagyfrekvenciás vezeték nélküli rendszerek	1970		
	Finommechanikai berendezések	1968		
Akusztikai cikkesoport	Hangfrekvenciás trafók	1948	100	— széria hangszórógyártás honosítása
	Hálózati trafók	1948		— gumimembránszélű hangszóró gyártás honosítása
	Hangszóró motorok	1948		— mágnesezés automatizálása és mérésének automatizálása
	Hangsugárzó egységek	1948		— mágneskör gyártás hidegfolytatása
	Hangoszlopok	1948		— díszítőelemek hidegfolytatása
	Hangellenőrző berendezések	1960		— finommechanikai technológia honosítása a mikrofon gyártásánál
	Közszükségleti mikrofonok	1961		
	Stúdió mikrofonok	1968		
	Közszükségleti fej- és fülhallgatók	1968		
	HI-FI fejhallgatók	1969		
	Speciális fejhallgatók	1969		
	Zajcsillapító és elnyelő berendezések, és ezek anyagai	1970		
	Segédberendezések	1948		
	Kondenzátor mikrofonok	1973		

Cikkcsoport megnevezése	Néhány jellemző termék felsorolása	Mióta gyártja a BEAG	Cikkcsoport várható termelési ért. 1972. mFt-ban	Milyen technológiai fejlesztést kíván?
Ismeretközlő oktatástechnikai cikksorozat	Oktatóberendezések nagyothalló iskolák részére Nyelvoktatás számára egyéni nagyothalló okt. berendezés Szinkronizátorok diavetítő mágnes kapcsolathoz Tájékoztató berendezések hanggal képpel hang, kép együttesen Csoportos okt. és vizsgáztató ber. digitális techn. Speciális magnetofonok	1965 1966 1966 1969 1970 1970 1970 1971 1973	40	— digitális technológia felműsze- rezése — IC technika bevezetése — kártyabemérő automatika — robotinformátorokhoz finom- mechanika honosítása — optikai ellenőrzések honosítása — speciális magnetofon honosítása
Üzembehelyező tevékenység (Fővállalkozás)	Stúdiórendszerek üzembehelyezése Hangosítási rendszerek üzembe- helyezése Oktatóberendezések üzembe- helyezése Tolmácsrendszerek üzembe- helyezése	1960 1953 1965 1968	50	

A technológiai szemlélet fontosságát a technológia fejlődésének meggyorsítási igényét az ipar és a híradástechnika minden ágazatában leértékeltük. A cikksorozat megírásánál több megfontolás érzékeltetésére a következő termékeket választottuk ki:

- a sorozatgyártásban gyártott önálló berendezések (pl. erősítők, hangostelefonok stb.),
- egyedi jellegű tipizált családba gyártott nagyberendezések (pl. stúdió keverőasztalok stb.),
- teljesen szállított nagybonyolultságú rendszerek (pl. komplett rádióházak teljes berendezései).

E cikksorozat hazai vonatkozású fontosságát aláhúzza az a tény is, hogy a Budapesti Elektroakusztikai Gyar 1971-ben egy hónap alatt több stúdiókeverő asztalt gyártott, mint pl. a SIEMENS, EAEG Telefunken, Philips cégek egész évben együttesen.

A HTE Gyártástechnológiai Szakosztálya azzal a célkitűzéssel indítja el a sorozatot, hogy a Híradástechnika című lap ezzel a sorozattal is elősegítse technológiai jellegű problémák ismertetését; e cikksorozattal közelebb szeretnénk vinni a HTE Gyártástechnológiai Szakosztályának munkáját és érdeklődési területeit a lap olvasóihoz.

Kovács György Siminszky Fedor
Budapesti Elektroakusztikai Gyar

SZEMLE

(Folytatás a 148. oldalról)

A CSSZSZK budapesti kereskedelmi kirendeltségén, 1972. februárban V. Macecka, a TESLA Roznov Félvezető Gyar fejlesztési osztályvezető mérnöke, előadást tartott a félvezető elemek és integrált áramkörök gyártási perspektívájáról és a jelenlegi helyzetről Csehszlovákiában.

A vállalatot 1949-ben alapították. 1952-ben megindították a televízió-képcsőgyártást, majd 1956-ban a Ge félvezetőeszközök, 1959-ben a Si alapú félvezetőeszközök, 1968-ban a monolitikus integrált áramkörök gyártását.

A lineáris és digitális integrált áramkörök fejlesztésével már 1960-ban foglalkoztak. Munkájuk eredményeképpen 1965–1966-ban eljutottak oda, hogy megvalósíthatták a szilíciumplanár technológiát.

A CSSZSZK-ban 3 helyen is foglalkoznak ionimplantációval, többek között a Tudományos Akadémia Kutató Intézetében és az eredmények gyakorlatbavételével pedig a TESLA Roznov Félvezető Gyárban.

A gyár széles választékú dióda tranzisztor és integrált áramkör termelése két nagy csoportra osztható:

- kommersziális célokra és
- speciális célokra szolgáló félvezetőeszközökre és integrált áramkörökre.

Új fejlesztéseik a diódák területén: TV, UHF és VHF számára, valamint tuner kapcsolók részére szolgáló diódák, referencia diódák (KZZ 81–83, varicap diódák) és tervezik a tiricap 3–6–10–15 A sor gyártását.

A tranzisztorok területén tervezik a 25–30 A-es teljesítményű Si-epitaxiális kapcsoló tranzisztorok kifejlesztését.

Az integrált áramkörök terén, a varicap hangolású tunerek stabilizálására tervezik az SN 74-nek megfelelő TTL sor fejlesztését, differenciál erősítőt 30 MHz-ig TO 5 tokban nagy hőfok stabilitású μA 725 és μA 723 típusnak megfelelő áramköröket ugyancsak TO 5 tokban.

Beindítják a nagy zajvédett integrált áramkörök gyártását 8 V-os zajvédelemmel, lassú kapcsolásokra DTL rendszer szerint.

Ez évben befejezik a 2 N 5301 epitaxiális áramkörök fejlesztését. Ezek 200 W-ig jó hűtési viszonyok között üzemeltethetők. 1973-ban megindítják gyártásukat.

60–70 W teljesítményre alkalmas meghajtó tranzisztorok fejlesztését ez évben befejezik. (Németh Lajos)

*

Az International Telecommunications Union legutóbbi genfi ülésén bejelentették, hogy 1971–75 között erősen fejlesztik Afrika kontinensen belüli telefonhálózatát. Jelenleg ugyanis egy másik, akár szomszédos országba is csak Európán keresztül van mód telefonbeszélgetést folytatni.

Az illetékes afrikai országok kormányai ill. az African Development Band bejelentették érdekeltségüket. Az első lépcsőben Kelet-Afrika cca. 6000 km hosszúságú telefonvonalát építik ki. A NORCONSULT AS., Oslo cég máris megbízást kapott a Kenya–Etiópia–Szomália–Szudán vezetékhalozat megtervezésére 152 000 US\$ értékben. A Cardew and Rider, London cég pedig a Betsuana–Tanzania–Zambia telefonhálózat tervet készíti egy 123 750 US\$ értékű szerződés keretében. M. Mili, az ITU főtitkára szerint a tervek teljes költségigénye előreláthatóan a 80 millió US\$-t is meghaladja majd. (KGM–MTTI információ, 1971. okt.)

A kisebbségi töltéshordozók életidejének figyelembevétele a varaktoros frekvenciasokszorozók tervezésénél

ETO 513.83:519.14:621.372.5

Ismeretes az a tény, hogy a mai mikrohullámú technika egyik jellegzetessége a félvezető eszközök nagymértékű elterjedése. A mikrohullámú technikában a varaktor diódák különösen jelentős szerepet töltenek be. A varaktoros frekvenciasokszorozók működésével foglalkozó irodalmi publikációk száma is az alkalmazásuk jelentőségére mutat.

Az utóbbi években a varaktorok között gyakran találkozhatunk „step-recovery”, „punch-through”, „bimode” elnevezésekkel. Ezekre a varaktorokra jellemző, hogy a kapacitásuk alig függ a zárófeszültségtől. Ennek ellenére ezen varaktorokkal működő frekvenciasokszorozók teljesítmény, teljesítményfüggés, bizonyos esetekben a hatásfok szempontjából lényegesen felülmúlják a feszültségtől függő kapacitású varaktorokkal megépített frekvenciasokszorozókat.

Ebben jelentős szerepet játszik az a tény, hogy akkor amikor a varaktor diódán keresztül vezetési áram folyik, a p-n átmenet közelében, a véges rekombinációs idő miatt, tárolt töltések képződnek. Amennyiben a diódát vezérlő feszültség záróirányúvá válik, e tárolt töltés miatt az áram nem szűnik meg, hanem záró irányúvá válik és addig folyik, míg a tárolt töltés kimerül. A „step-recovery” varaktorra jellemző, hogy a záróirányú vezetési áramának megszűnése hirtelenül megy végbe.

A frekvenciasokszorozó analízise szempontjából nagy jelentőségű a varaktor modelljének megválasztása. Ebből a szempontból a szakirodalomban néhány jól megfigyelhető tendencia érvényesül. A varaktor legegyszerűbb modellje a feszültségtől függő kapacitás. E modell segítségével kapott eredmények (összehasonlítva a megvalósított áramkörök eredményeivel), több vonatkozásban, főleg a feldolgozható teljesítmény szempontjából nem bizonyultak helyesnek. A kapott teljesítmények általában 2–4-szer kisebbek, mint a gyakorlatban kapott értékek. Ez a különbség már olyan nagy, hogy a modell finomítását követeli meg.

A varaktor bonyolultabb és a gyakorlatban előforduló üzemmódokhoz közelebb álló modellje olyan feszültségtől függő kapacitás, mely értéke véges a bemenő frekvenciának megfelelő periódus idejének egy részében és végtelen a másik részében (forward-driven mode). Ezt a modellt kisebb vagy nagyobb eltérésekkel használják, lásd a [1], [2], [3], [4], [5] publikációkban. A kapott eredmények a gyakorlatban gyakran előforduló feltételek mellett jobban közelítők, mint az előző egyszerű modell esetén. A modell hiányossága azonban abban van, hogy a kisebbségi töltéshordozók életidejét (lifetime) végtelen nagynak tételezi fel, és így elvileg nem tesz

különbséget varaktorok között a töltéstárolási tulajdonságuk szempontjából, hanem mindegyik varaktort ebből a szempontból ideálisnak tekint. Ilyen idealizálás a varaktor megválasztásánál megfosztja a tervezőt e tulajdonságok figyelembevételétől.

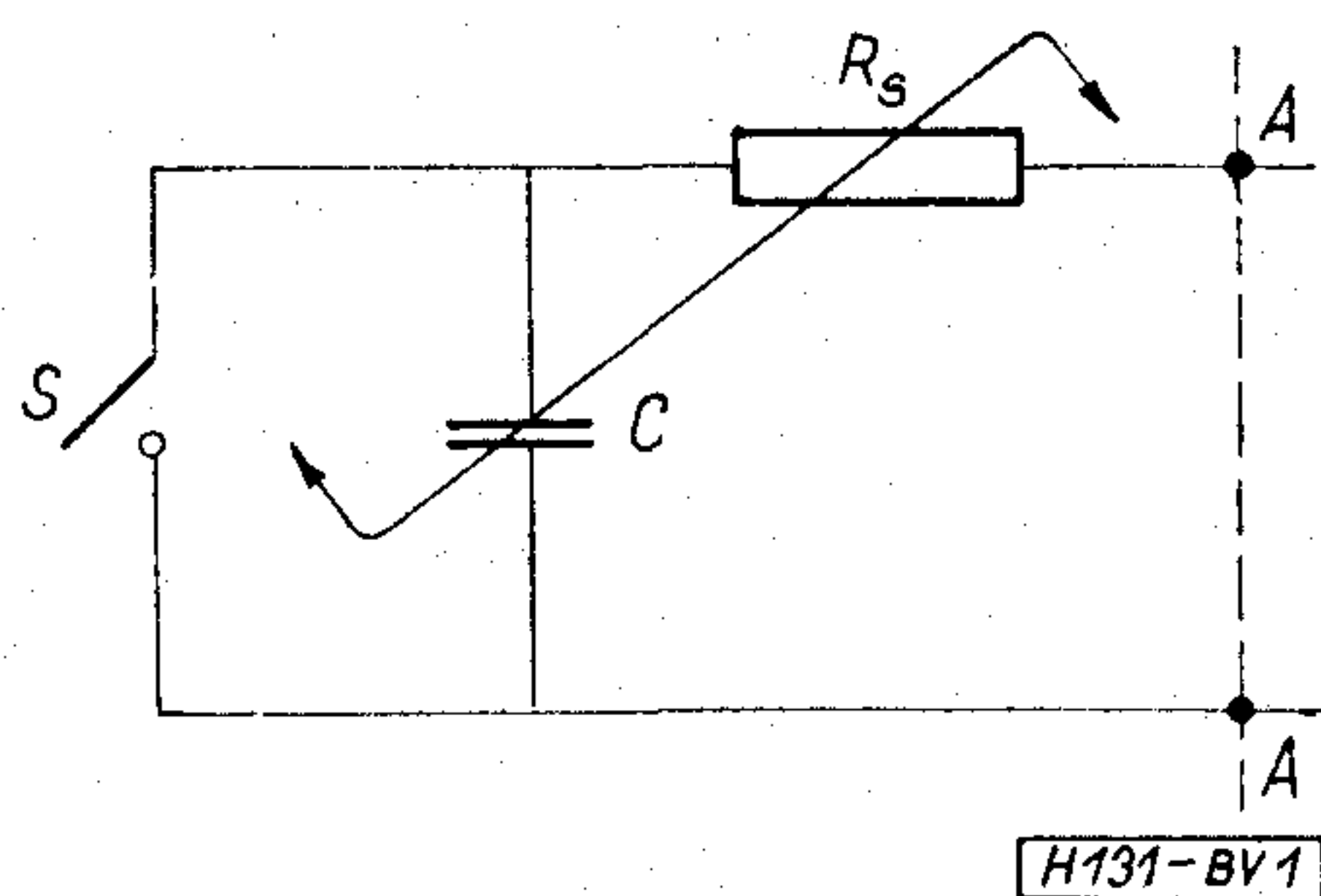
Az első olyan munka, melyben a kisebbségi töltéshordozók életidejének hatása figyelembe van véve [6], olyan leegyszerűsített áramköri modellt alkalmazott, hogy a kapott eredmények csak elvi jelentőségűek voltak. Ebben a munkában a frekvenciasokszorozást nem a kapacitásváltozásnak tulajdonították és a varaktoron átfolyó áramot nem önkényesen vették fel.

Az említett hiányosságok megszüntetésére egy új bonyolultabb modell [7] segítségével figyelembe lehet venni a kisebbségi töltéshordozók életidejét és a varaktor feszültségtől függő kapacitásnak hatását. E modell sajátossága abban van, hogy a varaktoron átfolyó áramra bizonyos feltételeket szab, melyekből levezetett egyenletrendszer meghatározza a varaktoron átfolyó lehetséges áramokat.

E munka célja felhasználva a fent említett modellt megvizsgálni a kisebbségi töltéshordozók életidejének hatását a varaktoros frekvenciasokszorozó elektromos paramétereire.

1. A varaktor modellje

Az alkalmazott varaktor modell részletes leírását az olvasó megtalálhatja [7] publikációban. Itt csak röviden összefoglaljuk a modell főbb jellemzőit. Az 1. ábrán levő varaktort helyettesítő hálózatának



1. ábra. A varaktor ekvivalens hálózata

A — A kapcsain folyó áram az egyenáramra normalizált alakja az alábbi

$$i(x) = 1 + \sum_{k=1}^N I_k \sin(kx + \varphi_k). \quad (1)$$

Az áram I_k relatív amplitudóit és φ_k fázisait az

alábbi egyenletek és egyenlőtlenségek határozzák

$$1 + \sum_{k=1}^N I_k \sin \varphi_k = 0 \quad (2a)$$

$$\sum_{k=1}^N k I_k \cos \varphi_k = 0 \quad (2b)$$

$$x_0(1 - e^{-\frac{x_1}{x_0}}) + \sum_{k=1}^N \frac{I_k}{k} \frac{1}{1 + (kx_0)^2} \{ kx_0 [\sin(kx_1 + \varphi_k) - e^{-\frac{x_1}{x_0}} \sin \varphi_k] - (kx_0)^2 [\cos(kx_1 + \varphi_k) - e^{-\frac{x_1}{x_0}} \cos \varphi_k] \} = 0 \quad (2c)$$

$$2\pi - x_1 = \sum_{k=1}^N \frac{I_k}{k} [\cos \varphi_k - \cos(kx_1 + \varphi_k)] \quad (2d)$$

$$1 + \sum_{k=1}^N I_k \sin(kx_1 + \varphi_k) \leq 0 \quad (2e)$$

$$x - 2\pi + \sum_{k=1}^N \frac{I_k}{k} [\cos \varphi_k - \cos(kx + \varphi_k)] \leq 0; x \in [x_1, 2\pi] \quad (2f)$$

A fenti egyenletekben az alábbi jelölések vannak alkalmazva:

$$x_0 = \omega \tau. \quad (3)$$

A τ a kisebbségi töltéshordozók effektív életideje.

Az $i(x)$ áram két komponensből áll.

A két áramkomponens soha sem folyik egy időben. Az x fázisszög a következő

$$x = \omega t. \quad (4)$$

A vezetési komponens $[0, x_1]$ fázisszakaszon (folyási szög) folyik. A kapacitív áram $[x_1, 2\pi]$ fázisszakaszon folyik.

A vezetési áram alatt az S kapcsoló (1. ábra) zárva van és a C feszültségtől függő kapacitáson levő feszültség Φ kontaktpotenciállal egyenlő. A kapacitív áramkomponens a C kapacitáson át folyik akkor amikor az S kapcsoló nyitva van. A kapacitív áram alatt C -n levő feszültség kisebb a kontaktpotenciálnál vagy legfeljebb vele egyenlő. A C -n levő normalizált feszültség az alábbi alakú

$$u(x) = \begin{cases} [-BQ_c(x)]^{\frac{1}{1-\gamma}} & x \in [x_1, 2\pi] \\ 0 & x \in [0, x_1] \end{cases} \quad (5)$$

ahol

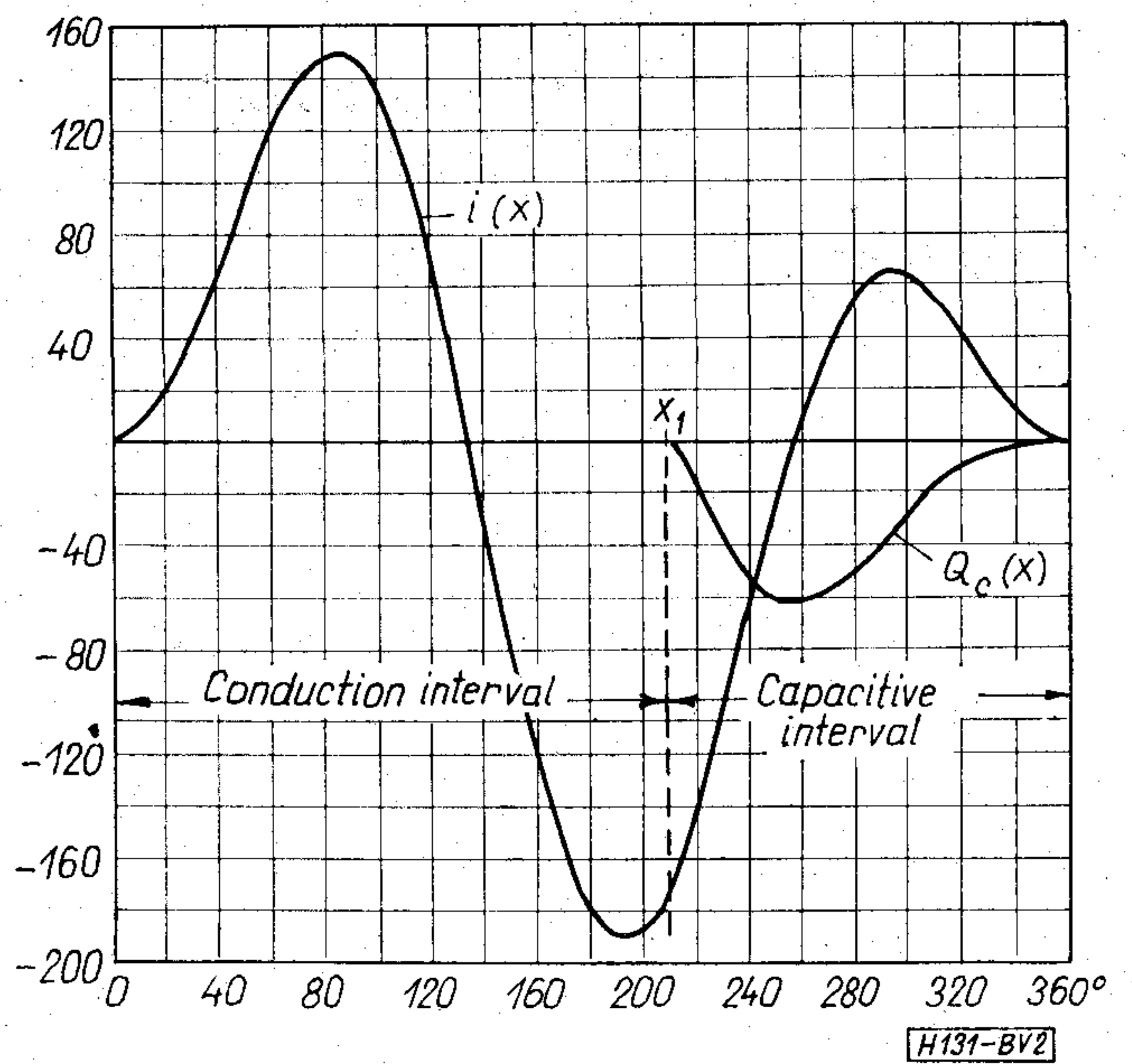
$$Q_c(x) = \int_{x_1}^x i(x) dx \quad (6)$$

$$B = \frac{i_0(1-\gamma)}{\omega C_{\min}(\Phi + V_B)} \quad (7)$$

$$u(x) = \frac{\Phi - v(x)}{\Phi + V_B}. \quad (8)$$

A fenti összefüggésekben feltételeztük, hogy a C feszültségtől függő kapacitás az alábbi alakú

$$C = C_{\min} \left(\frac{\Phi - v(x)}{\Phi + V_B} \right)^{-\gamma} \quad (9)$$



2. ábra. A varaktoron átfolyó egy lehetséges áram és C kapacitáson levő $Q_c(x)$ töltés alakja, ha $\omega \tau = 50$, $N = 2$, $x_1 = 210^\circ$.

A V_B a maximális záró irányú feszültség, γ non-linearitási tényező, Φ kontaktpotenciál. Az i_0 a varaktoron átfolyó egyenáram természetes egységben. Az $u(x)$ a C -n levő feszültség normalizált alakja és az értéktartománya $[0, 1]$, mert a $v(x)$ a C -n levő feszültség természetes egységben a Φ kontaktpotenciál és V_B maximális zárófeszültség között változhat.

A 2. ábrán láthatjuk egy számítógéppel meghatározott lehetséges áramot hozzá tartozó $Q_c(x)$ -a C kapacitáson levő relatív töltéssel. A $0-210^\circ$ fázisszakaszon az S kapcsoló (1. ábra) zárva van és a varaktoron keresztül vezetési áram folyik. Ilyenkor a C kapacitáson levő feszültség Φ kontaktpotenciállal egyenlő és a relatív töltés zérus. Az $x_1 = 210^\circ$ pillanatban az S kapcsoló kinyílik és az $A-A$ kapcsain folyó áram az S kapcsoló helyett a C kapacitáson folyik úgy, hogy az $x_1 = 210^\circ$ -nél a C kapacitáson folyó áram kezdeti értéke megegyezik az S kapcsolón átfolyó áram befejező értékével és az $A-A$ kapcsain folyó áram ebben a pontban folytonos. Az $x_1 = 360^\circ$ fázisszakaszon a C kapacitás relatív töltése $Q_c(x)$ negatív és a C kapacitás feszültsége kisebb, mint a kontaktpotenciál.

A lehetséges áramok az N -től függő dimenziójú halmazt alkotják. Az $N=2$ esetén a számítógéppel elvégzett számítások szerint ez a halmaz egy dimenziós, az adott $\omega \tau$ esetén (az adott x_1 -hez egy lehetséges áram tartozik, a különböző x_1 -hez különböző lehetséges áramok tartoznak).

Az $N=3$ esetén az adott $\omega \tau$ -hez két dimenziós lehetséges áramok halmaza tartozik és így tovább.

A varaktor modell eme tulajdonsága előnyös a számítógép számítási időigénye szempontjából. Ha a szokásos töltésvezérlés esetén a töltésre nincsenek megszorítások, akkor például a frekvenciakétszerező esetén a töltést az alábbi összefüggés határozza.

$$q(x) = Q_0 + \sum_{k=1}^2 Q_k \cos(k\omega t + \varphi_k).$$

Ebben a legegyszerűbb esetben is, figyelembe véve, hogy Q_1/Q_0 , Q_2/Q_0 , φ_2 szabadon választhatók a lehetséges töltések halmaza három dimenziós a fent említett egy dimenzióval szemben.

2. A frekvenciasokszorozót helyettesítő hálózat

A varaktoros frekvenciasokszorozó általános áramköri felépítését a 3. ábrán láthatjuk. A P -passzív, lineáris, időinvariáns hálózat három kapocspárral rendelkezik. Az $A-A$ kapocspárhoz a varaktor csatlakozik, a $B-B$ kapocspárhoz a meghajtó generátor, a $C-C$ kapocspárhoz pedig a sokszorozott frekvenciájú kimenő jel terhelése csatlakozik. A P -hálózat magában foglalja az esetleges „Idler” köröket is.

A stabil stacioner üzemmód esetében a frekvenciasokszorozóban a bemenő jel frekvencia egész számú többszörösének megfelelő áramok folynak, elegendő tehát, ha az áramkör viselkedését kizárólag ezeken a diszkrét frekvenciákon vizsgáljuk. A 3. ábrán levő frekvenciasokszorozó felharmonikusainak forrása, természetesen az $A-A$ kapocspárhoz csatlakozó varaktor. Ebből következik, hogy a varaktoron átfolyó áramok, valamint a varaktoron levő feszültségek vizsgálatából nyerhető információ alapvető jelentőségű a frekvenciasokszorozó áramkör analízise szempontjából.

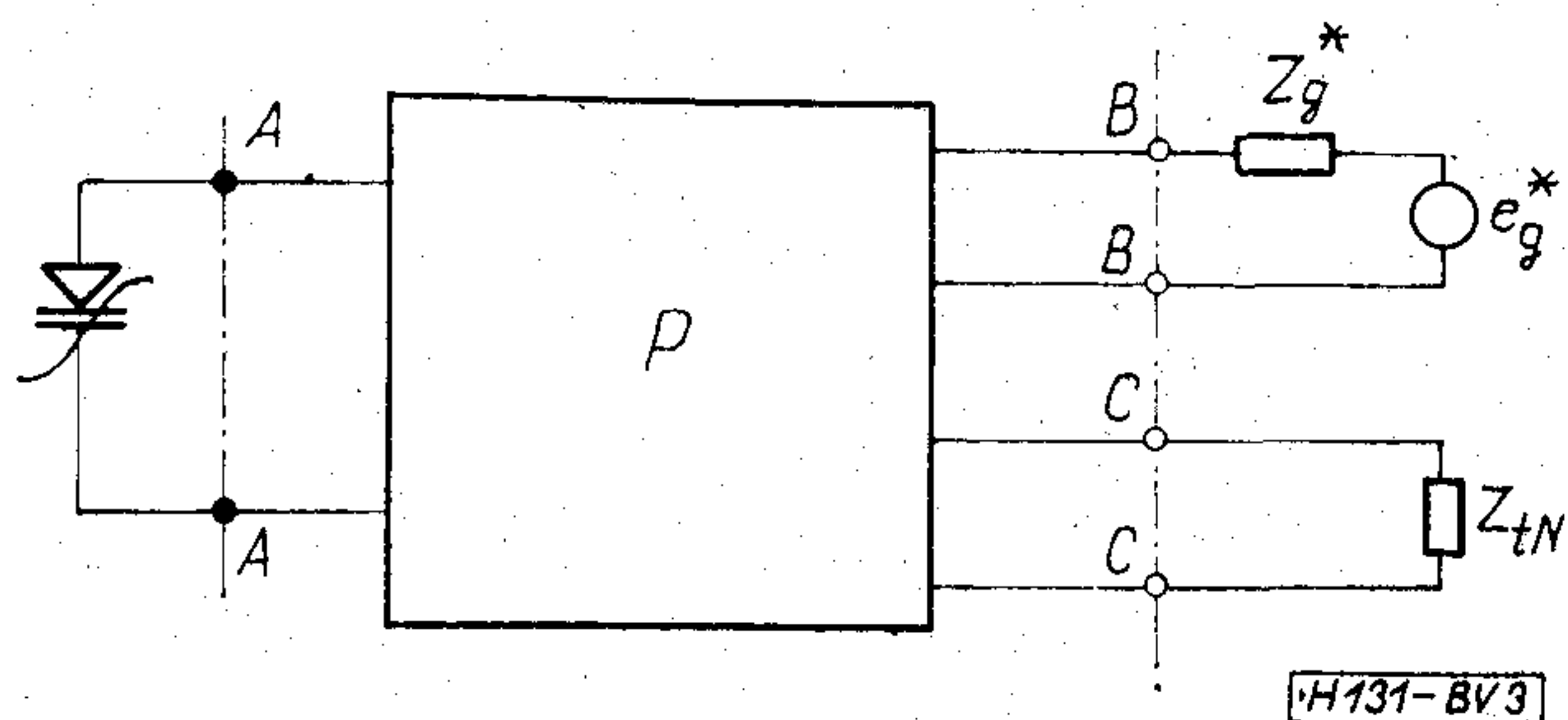
A varaktoron átfolyó áramok és a varaktoron levő feszültségek szempontjából a P -hálózat $A-A$ kapocspárjának impedanciája (a varaktor felől nézve) döntő jelentőségű. Ebből kiindulva vizsgáljuk meg a 3. ábrán levő áramkör $A-A$ kapocspárjától jobbra eső részének helyettesítő hálózatát. Mivel a frekvenciasokszorozóban csak konkrét frekvenciájú jelek vannak, a kérdéses hálózatot a 4. ábra szerinti hálózattal lehet helyettesíteni.

A 4. ábrán és az 5. ábrán külön is megrajzolt hálózati elem (rövidség kedvéért frekvencia elem) az alábbi tulajdonsággal rendelkezik:

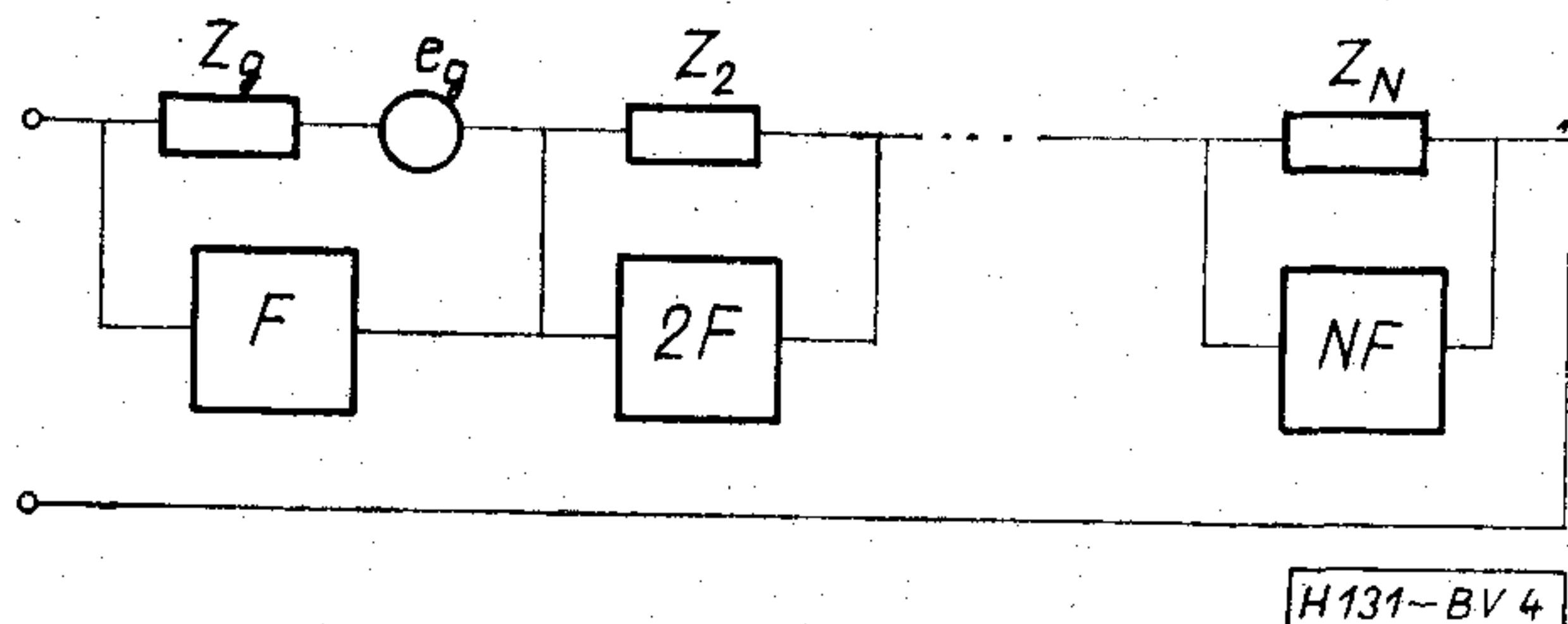
- ha az f frekvencia megegyezik az elem saját kF -frekvenciájával, akkor a frekvencia elem végtelen impedanciával rendelkezik,
- ha az f frekvencia nem egyezik az elem saját kF -frekvenciájával, akkor a frekvencia elem impedanciája zérus.

A fentiekből kitűnik, hogy a frekvencia elem tulajdonképpen végtelen jósági tényezővel rendelkező párhuzamos rezgőkörrel egyenértékű. A 4. ábra többi jelölése szokásos áramköri jelölés. A helyettesítő hálózat szerint az $A-A$ kapocspár impedanciáját valamely kF frekvencián a frekvencia elemekkel párhuzamosan kapcsolt impedanciák értékei egymástól függetlenül határozzák meg. Például a 4. ábrán levő áramkör impedanciája kF frekvencián Z_k impedanciával egyenlő. Ugyanakkor az F alappfrekvencián az áramkör az F frekvenciájú generátorral ekvivalens.

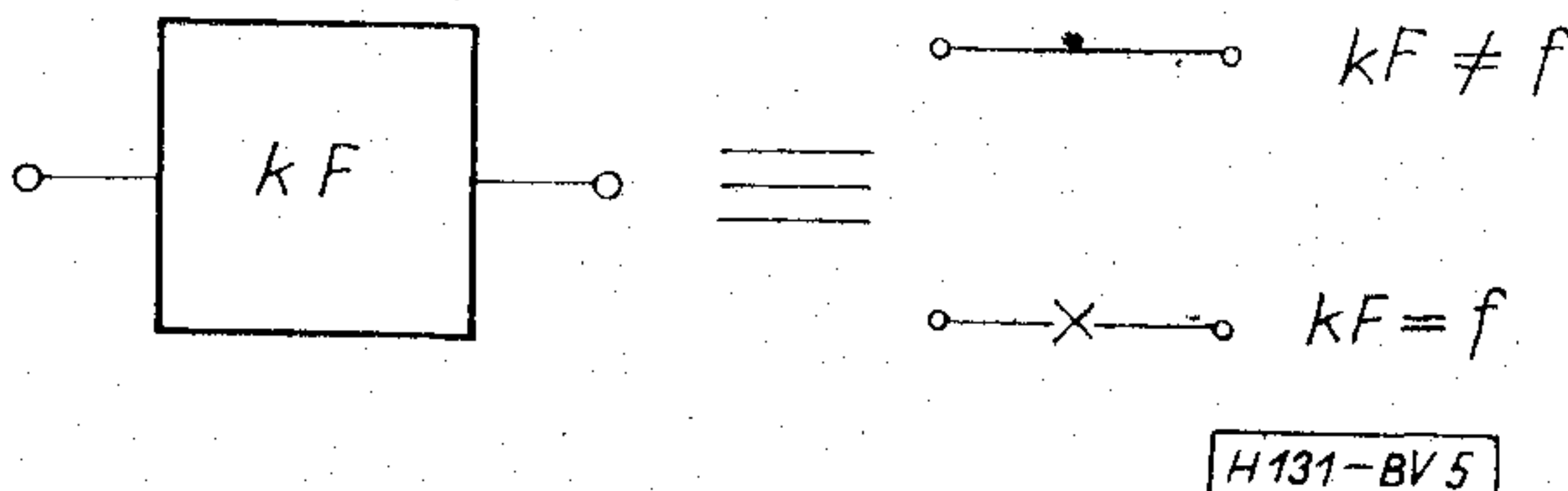
Meg kell jegyezni, hogy a helyettesítő hálózatban levő Z_N impedancia egyáltalán nem azonos a 3. ábrán levő Z_{tN} impedanciával. A kettő közti kap-



3. ábra. A frekvenciasokszorozó-áramkör általános felépítése



4. ábra. A frekvenciasokszorozó-áramkör lineáris részének helyettesítő hálózata



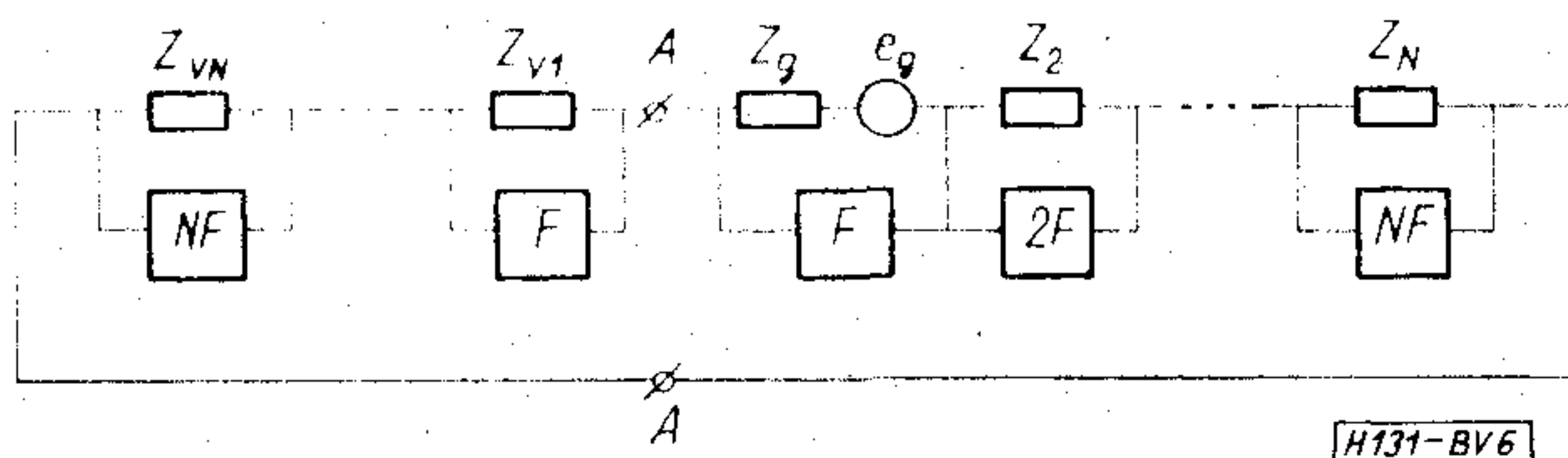
5. ábra. A frekvenciaelem tulajdonságai

csolatot a P -hálózat NF frekvenciájú tulajdonsága határozza meg. A Z_N impedancián disszipálódó teljesítménynek általában csak egy része kerül a Z_{tN} hasznos terhelő impedanciára. A veszteséget a P -hálózat NF frekvenciájú csillapítása határozza meg. Ezt a csillapítást általában méréssel vagy számítással meg lehet állapítani, tehát elvileg ismertnek tekinthető. Ennek figyelembevételével a frekvenciasokszorozó kimenő teljesítményét úgy határozhatjuk meg, hogy a Z_N impedancián disszipálódó teljesítményt lecsökkentjük a P -hálózat NF frekvenciájú csillapításának mértékével. Hasonlóképpen kiszámíthatjuk a frekvenciasokszorozó bemenő teljesítményét is. A 3. ábra $A-A$ kapcsaitól balra levő varaktort a fentiekkel azonos topológiájú hálózattal lehet helyettesíteni a következő megfontolások alapján.

A lineáris és nemlineáris hálózatok összekapcsolása bizonyos elvi problémákat vet fel. A lineáris hálózatok leírására alkalmazott impedancia fogalma nem alkalmazható minden további nélkül a nemlineáris hálózatok leírására. Másrészt az impedancia fogalmának alkalmazása a lineáris hálózatokra sok ismert előnnyel jár e hálózatok tervezése és bemérése szempontjából. Ezért a lineáris és nemlineáris hálózatok csatlakozási helyén érdemes a nemlineáris hálózatot is impedanciákkal leírni. Ezt a következő módon elvégezhetjük.

Tételezzük fel, hogy ismerjük a nemlineáris hálózaton átfolyó áramot — pl. egy (2) egyenletrendszer segítségével kiszámított lehetséges ára-

mot —, amely természetesen különböző harmonikusokat tartalmaz. Az áram ismeretében kiszámíthatjuk a hálózaton levő feszültséget. Az utóbbitól Fourier-analízis segítségével meghatározhatjuk a feszültség harmonikusainak amplitúdóit és fázisait. Az áram és a feszültség harmonikusainak ismeretében minden egyes frekvencián külön-külön kiszámíthatjuk a nemlineáris hálózat impedanciáját, mintha az áram és a feszültség csak ezen a frekvencián létezne. Ez az eljárás formálisan azonos azzal, ahogy a P passzív, lineáris, időinvariáns hálózatot lezárásaival együtt helyettesítettük 4. ábrán levő hálózattal. A különbség formálisan csupán az, hogy míg a 4. ábrán levő hálózat különböző frekvencián mért impedanciái függetlenek a hálózaton átfolyó áramoktól (éppen a linearitás miatt), addig a nemlineáris hálózatot helyettesítő impedanciái nem függetlenek az áramtól. Az adott áram esetén, viszont a fent definiált impedanciák ugyanolyan létjogosultságúak, mint a lineáris hálózat különböző frekvencián mért impedanciái, amikor a lineáris hálózaton több frekvenciájú áram és feszültség lép fel. Ezt figyelembe véve a frekvenciasokszorozót az $A-A$ kapocspáron helyettesítő hálózata a 6. ábrán látható. A helyettesítő



6. ábra. A frekvenciasokszorozót helyettesítő hálózat

hálózat $Z_{v1}, Z_{v2}, \dots$ impedanciái azonosak az 1. ábrán levő varaktor hálózati modelljének helyettesítő impedanciáival.

A helyettesítő hálózat struktúrájából egy nagyon fontos tényt állapíthatunk meg. A Kirchhoff-törvény értelmében a hálózat $A-A$ (6. ábra) kapocstól jobbra levő részének feszültsége egyenlő kell, hogy legyen a hálózat $A-A$ kapocstól balra levő részének feszültségével. Ez pedig csak úgy lehetséges, ha érvényes az alábbi egyenlet:

$$Z_{vK} + Z_K = 0 \quad K=2, 3, \dots, N \quad (10)$$

A (10) egyenletből következőket vonhatjuk le:

1. A frekvenciasokszorozó áramai csak olyan áramok lehetnek, hogy a Z_{vK} impedanciák valós részei negatívak,
2. Mivel a negatív valós részű impedanciához teljesítményleadás tartozik, a frekvenciasokszorozó áramai csak olyanok lehetnek, hogy a Z_{v1} impedancia valós része pozitív.

A fenti feltételek nem következnek közvetlenül a lehetséges áramokat meghatározó (2) egyenletrendszerből, hanem járulékos feltételeket jelentik a frekvenciasokszorozó áramkörök esetén.

3. Párhuzamosan kapcsolt feszültségtől függő kapacitás és töltésvezérelt kapcsoló helyettesítő impedanciáinak meghatározása

A lehetséges áramok ismeretében megoldva a (2) egyenletrendszert, felhasználva (5) és (6) összefüggéseket, kiszámíthatjuk a párhuzamosan kapcsolt feszültségtől függő kapacitáson és töltésvezérelt kapcsolón levő feszültséget. A gépi számolás módszereinek alkalmazása szempontjából célszerű a további összefüggéseket normalizált alakban felírni és ahhoz, hogy a hatványozás egyszerű legyen $Q_c(x)$ helyett egy másik mindig pozitív mennyiséget definiálni az alábbi módon

$$F(x) = -Q_c(x). \quad (11)$$

A fenti relációt felhasználva az (5) képlet helyett kapjuk az

$$u(x) = \begin{cases} [BF(x)]^{\frac{1}{1-\gamma}}; & x \in [x_1, 2\pi] \\ 0; & x \in ([0, x_1]) \end{cases} \quad (12)$$

összefüggést.

Az u változó nulla és ξ pozitív érték között változik. Ha $v = \Phi$ akkor $u = 0$, ha $v = -V_{\max}$, akkor $u = \xi$. A ξ változót kivezérlési tényezőnek nevezzük. A teljes kivezérlés esetén, amikor $V_{\max} = V_B$, $\xi = 1$. Tehát

$$\xi = \frac{\Phi + V_{\max}}{\Phi + V_B}. \quad (13)$$

A (12) és (13) összefüggésekből a B állandóra az alábbi egyszerű összefüggés adódik:

$$B = \frac{\xi^{1-\gamma}}{F_m}, \quad (14)$$

ahol F_m az $F(x)$ függvény maximális értéke.

Írjuk fel az $F(x)^{\frac{1}{1-\gamma}}$ függvényt Fourier sor alakjában

$$F(x)^{\frac{1}{1-\gamma}} = F_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (F_{kc} \cos kx + F_{ks} \sin kx), \quad (15)$$

ahol, mint ismeretes

$$F_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{x_1}^{2\pi} F(x)^{\frac{1}{1-\gamma}} dx \quad (16)$$

$$F_{kc} = \frac{1}{\pi} \int_{x_1}^{2\pi} F(x)^{\frac{1}{1-\gamma}} \cos kx dx \quad (17)$$

$$F_{ks} = \frac{1}{\pi} \int_{x_1}^{2\pi} F(x)^{\frac{1}{1-\gamma}} \sin kx dx. \quad (18)$$

Az $F(x)^{\frac{1}{1-\gamma}}$ függvényt az alábbi célszerűbb alakban is felírhatjuk

$$F(x)^{\frac{1}{1-\gamma}} = F_0 + \sum_{k=1}^{\infty} F_k, \quad (19)$$

ahol

$$F_k = D_k \sin(kx + \varphi_k) + E_k \cos(kx + \varphi_k)$$

$$D_k = F_{kc} \sin \varphi_k + F_{ks} \cos \varphi_k \quad (20)$$

$$E_k = F_{kc} \cos \varphi_k - F_{ks} \sin \varphi_k$$

A (16), (17), (18) összefüggésekben az integrálást x_1 -től végezzük, ami azt jelenti, hogy a kapott Fourier együtthatói olyanok, mint a következő függvény esetén

$$f(x) = \begin{cases} 0; & x \in [0, x_1] \\ \frac{1}{F(x)^{1-\gamma}}; & x \in [x_1, 2\pi] \end{cases} \quad (21)$$

Ha ezt tekintetbe vesszük, akkor a (12) összefüggést figyelembe véve

$$\frac{u(x)}{B^{1-\gamma}} = F_0 + \sum_{k=1}^{\infty} F_k. \quad (22)$$

Írjuk fel a C kapacitáson levő feszültséget az alábbi alakban

$$v = -V_0 + V_v$$

ahol $-V_0$ a C kapacitáson (1. ábra) levő feszültség egyenkomponense, V_v pedig e feszültség váltóáramú komponense. Behelyettesítve a fenti kifejezést a (22)-be kapjuk

$$\frac{\Phi + V_0}{B^{1-\gamma}(\Phi + V_B)} - \frac{V_v}{B^{1-\gamma}(\Phi + V_B)} = F_0 + \sum_{k=1}^{\infty} F_k \quad (23)$$

A (23) összefüggés úgy fogható fel, hogy F_0 a C kapacitáson levő feszültség egyenkomponensének relatív értéke, az F_k ennek a feszültségének k -ik frekvenciájú komponensének relatív értéke. A feszültség egység — ebben az esetben — az alábbi

$$V_* = B^{1-\gamma}(\Phi + V_B) = \frac{\xi}{F_m^{1-\gamma}}(\Phi + V_B). \quad (24)$$

Ha a (23) összefüggéssel definiált relatív feszültség értékének birtokában, tekintetben vesszük az (1) képlet által definiált áram relatív értékét, akkor a párhuzamosan kapcsolt feszültségtől függő kapacitás és töltésvezérelt kapcsoló helyettesítő impedanciák relatív értékeit a következő megfontolás alapján kapjuk meg:

- az impedancia ohmos része a feszültség ohmos összetevőjéből meghatározható,
- az impedancia reaktáns része a feszültség reaktáns összetevőjéből meghatározható,
- az impedancia előjelét a (23) kifejezésben levő mínusz előjel figyelembevételével kell meghatározni.

Tehát

$$Z_{dk} = R_{dk} + jX_{dk}; R_{dk} = -\frac{D_k}{I_k}; X_{dk} = -\frac{E_k}{I_k}. \quad (25)$$

Az impedanciaegységet az alábbi kifejezés határozza meg:

$$z_* = \frac{\text{feszültség egység}}{\text{áram egység}}$$

Az áramegységet a (7) és (14) összefüggésekből állapíthatjuk meg az alábbi egyenlőségből

$$\frac{I_*(1-\gamma)}{\omega C_{\min}(\Phi + V_B)} = \frac{\xi^{1-\gamma}}{F_m}.$$

Így az áramegységet a következő képlet határozza meg:

$$I_* = \omega C_{\min}(\Phi + V_B) \frac{\xi^{1-\gamma}}{F_m(1-\gamma)}. \quad (26)$$

Az áramegységből és a feszültség egységből kapjuk meg az impedanciaegységet

$$z_* = \frac{1}{\omega C_{\min}} (1-\gamma) \xi^\gamma F_m^{-\frac{\gamma}{1-\gamma}}. \quad (27)$$

A fenti összefüggések segítségével az adott lehetséges áram, feszültség kivezérlés és varaktort meghatározó paraméterek mellett meghatározhatók a párhuzamosan kapcsolt feszültségtől függő kapacitás és töltésvezérelt kapcsoló helyettesítő impedanciái.

4. A feszültségtől függő soros ellenállás helyettesítő impedanciáinak meghatározása

Az 1. ábrán levő varaktor ekvivalens hálózatának egyik eleme R_s feszültségtől függő soros ellenállás, mely értéke nem a rajta levő feszültségtől, hanem a C kapacitáson levő feszültségtől függ. Így ezt a soros ellenállást helyesebben feszültségvezérelt ellenállásnak lehetne nevezni. Mivel azonban a varaktor kis veszteségű elem, így az 1. ábrán levő $A-A$ kapocs feszültsége nem sokkal különbözik a C kapacitáson levő feszültségtől. A további számításokban az R_s értékét a C -n levő feszültségtől függőnek tekintjük. Legyen R a soros ellenállás Z_* -ra normalizált értéke, tehát

$$R = \frac{R_s}{Z_*}. \quad (28)$$

Mivel R a C -n levő feszültség egyértelmű függvénye felírhatjuk, hogy

$$R = f(v)$$

A v feszültség, viszont, az x fázisnak egyértelmű függvénye, tehát

$$R = R(x)$$

Mivel v az x fázis periodikus függvénye így az R szintén az x fázis periodikus függvénye, tehát elvileg Fourier-sorba fejthető. Írjuk fel R -t sor alakjában

$$R(x) = R_0 + \sum_{l=1}^{\infty} (R_{cl} \cos lx + R_{sl} \sin lx) \quad (29)$$

ahol

$$R_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} R(x) dx$$

$$R_{cl} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} R(x) \cos lx dx \quad (30)$$

$$R_{sl} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} R(x) \sin lx dx.$$

Mivel az R_s ellenálláson az (1) összefüggés által definiált áram folyik, az R_s -en levő feszültség relatív értéke az alábbi

$$\begin{aligned} e(x) &= i(x) R(x) = \\ &= R_0 + R_0 \sum_{k=1}^N I_k \sin(kx + \varphi_k) + \sum_{l=1}^{\infty} (R_{cl} \cos lx + R_{sl} \sin lx) + \\ &+ \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^{\infty} [I_k R_{cl} \cos lx \sin(kx + \varphi_k) + \\ &+ I_k R_{sl} \sin lx \sin(kx + \varphi_k)]. \end{aligned} \quad (31)$$

A továbbiakban minket kizárólag az $e(x)$ feszültség csak olyan frekvenciájú komponensei érdekelnek, melynek megfelelő frekvenciájú áramok folynak az ellenálláson. Ezt szem előtt tartva, felhasználva ismert trigonometrikus azonosságokat kapjuk

$$\begin{aligned} e(x) &= R_0 + \\ &+ \sum_{k=1}^N I_k R_0 \sin(kx + \varphi_k) + \\ &+ \sum_{m=1}^{\infty} (R_{cm} \cos \varphi_m - R_{sm} \sin \varphi_m) \cos(mx + \varphi_m) + \\ &+ \sum_{m=1}^{\infty} (R_{cm} \sin \varphi_m + R_{sm} \cos \varphi_m) \sin(mx + \varphi_m) + \\ &+ \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^{\infty} \{I_k R_{cl} \sin[(k-l)x + \varphi_k] + \\ &+ I_k R_{sl} \cos[(k-l)x + \varphi_k]\} + \\ &+ \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^{\infty} \{I_k R_{cl} \sin[(k+l)x + \varphi_k] - \\ &- I_k R_{sl} \cos[(k+l)x + \varphi_k]\}. \end{aligned} \quad (32)$$

Az előbbi feszültség kifejezéséből kapjuk meg a feszültség m -ik komponensét

$$\begin{aligned} e_m(x) &= \\ &= (I_m R_0 + R_{cm} \sin \varphi_m + R_{sm} \cos \varphi_m + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^{\infty} I_k R_{cl} + \\ &+ \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^{\infty} I_k R_{cl} \sin(mx + \varphi_m) + \\ &+ (R_{cm} \cos \varphi_m - R_{sm} \sin \varphi_m + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^{\infty} I_k R_{sl} - \\ &- \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^{\infty} I_k R_{sl}) \cos(mx + \varphi_m). \end{aligned} \quad (33)$$

A (33) összefüggésből könnyen beláthatjuk, hogy az m -ik feszültségkomponensnek két összetevője van. Az egyik komponens az árammal fázisban van, a másik 90° -kal siet az áramhoz képest. Ez a tény úgy értelmezhető, hogy a soros ellenállásnak a fenti feltételek mellett, az m -ik frekvencián komplex helyettesítő impedancia felel meg:

$$Z_{Rm} = R_{Rm} + jX_{Rm}$$

$$\begin{aligned} R_{Rm} &= R_0 + \frac{R_{cm} \sin \varphi_m}{I_m} + \frac{R_{sm} \cos \varphi_m}{I_m} + \\ &+ \frac{1}{2I_m} \left(\sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^{\infty} I_k R_{cl} + \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^{\infty} I_k R_{cl} \right) \\ X_{Rm} &= \frac{R_{cm} \cos \varphi_m}{I_m} - \frac{R_{sm} \sin \varphi_m}{I_m} + \\ &+ \frac{1}{2I_m} \left(\sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^{\infty} I_k R_{sl} - \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^{\infty} I_k R_{sl} \right). \end{aligned} \quad (34)$$

5. A frekvenciasokszorozó tervezéséhez szükséges összefüggések

Az 1. ábrán levő varaktort helyettesítő hálózat figyelembevételéből világos, hogy a varaktort helyettesítő impedanciái a párhuzamosan kapcsolt feszültségtől függő kapacitás és töltésvezérelt kapcsoló helyettesítő impedanciáinak és a feszültségtől függő soros ellenállást helyettesítő impedanciáinak összegével egyenlőek.

Tehát a varaktort helyettesítő impedanciája az alábbi

$$Z_{VK} = Z_{dk} + Z_{Rk}. \quad (35)$$

Felhasználva a (10) összefüggést, a passzív hálózat szükséges impedanciák ohmos összetevőit kapjuk meg.

$$R_{kt} = -Z_* \operatorname{Re}(Z_{dk} + Z_{Rk}); \quad k \neq 1 \quad (36)$$

Figyelembe véve a 6. ábrán levő frekvenciasokszorozó teljes helyettesítő hálózatát, beláthatjuk, hogy az alaphétfrekvenciájú illesztéshez szükséges az alábbi összefüggések betartása

$$\begin{aligned} R_g &= Z_* \operatorname{Re}(Z_{d1} + Z_{R1}) \\ X_g &= -Z_* \operatorname{Im}(Z_{d1} + Z_{R1}), \end{aligned} \quad (37)$$

ahol R_g a meghajtó generátor kimenő impedanciának szükséges ohmos része, X_g a meghajtó generátor kimenő impedanciának szükséges reaktáns része.

Felhasználva (36), (27), (25) összefüggéseket és bevezetve az alábbi rövidítést

$$\begin{aligned} \alpha_k &= -\frac{\operatorname{Re}(Z_{Rk})}{\operatorname{Re}(Z_{dk})} = \frac{1}{D_k} [R_0 I_k + R_{ck} \sin \varphi_k + \\ &+ R_{sk} \cos \varphi_k + \frac{1}{2} \left(\sum_{m=1}^N \sum_{l=1}^{\infty} I_m R_{cl} + \sum_{m=1}^N \sum_{l=1}^{\infty} I_m R_{cl} \right)] \end{aligned} \quad (38)$$

a szükséges terhelő impedanciának ohmos részére az alábbi összefüggést kapjuk

$$\frac{R_{kt}}{R_{smin}} = \frac{\omega_c}{\omega} (1 - \gamma) \xi^\gamma F_m^{-\frac{\gamma}{1-\gamma}} \frac{D_k}{I_k} (1 - \alpha_k). \quad (39)$$

Felhasználva (37), (25), (27) és (38) összefüggéseket az illesztéshez szükséges meghajtó generátor kimenő impedanciájának ohmos részére az alábbi összefüggést kapjuk

$$\frac{R_g}{R_{smin}} = -\frac{\omega_c}{\omega} (1 - \gamma) \xi^\gamma F_m^{-\frac{\gamma}{1-\gamma}} \frac{D_1}{I_1} (1 - \alpha_1) \quad (40)$$

ahol $R_{s\min}$ a varaktor soros ellenállásának minimális értéke, és ω_c az alábbi

$$\omega_c = \frac{1}{C_{\min} R_{s\min}}. \quad (41)$$

A varaktor C_k effektív kapacitását a k -ik frekvencián (35) reláció figyelembevételével a következő összefüggésből kiszámíthatjuk:

$$-\frac{1}{k\omega C_k} = Z_* \operatorname{Im}(Z_{dk} + Z_{Rk}).$$

Bevezetve az alábbi rövidítést

$$\beta_k = -\frac{\operatorname{Im}(Z_{Rk})}{\operatorname{Im}(Z_{dk})} = \frac{1}{E_k} [R_{ck} \cos \varphi_k - R_{sk} \sin \varphi_k + \quad (42)$$

$$+ \frac{1}{2} \left(\sum_{m=1}^N \sum_{l=1}^{\infty} I_m R_{sl} - \sum_{m=1}^N \sum_{l=k}^{\infty} I_m R_{sl} \right)]$$

és felhasználva (27) és (25) összefüggéseket kapjuk

$$\frac{C_k}{C_{\min}} = \frac{I_k}{kE_k} (1-\gamma)^{-1} \xi^{-\gamma} F_m^{\frac{\gamma}{1-\gamma}} (1-\beta_k)^{-1}. \quad (43)$$

A frekvenciasokszorozó bemenő és kimenő teljesítményének, valamint hatásfokának számításához ki kell számítani azt a teljesítményt, melyet varaktor felvesz k -ik frekvencián. Legyen ez a teljesítmény P_{ak} . A P_{ak} -t az alábbi általános összefüggés alapján határozhatjuk meg:

$$P_{ak} = \frac{1}{2} I_*^2 I_k^2 Z_* \operatorname{Re}(T_{dk} + Z_{dk})$$

átalakítva kapjuk

$$P_{ak} = \frac{1}{2} I_*^2 I_k^2 Z_* \operatorname{Re}(Z_{dk})(1-\alpha_k).$$

Felhasználva (26), (27) és (25) összefüggéseket kapjuk

$$P_{ak} = -W_0 \frac{\omega}{\omega_c} \xi^{2-\gamma} (1-\gamma)^{-1} I_k D_k F_m^{\frac{2-\gamma}{1-\gamma}} (1-\alpha_k) \quad (44)$$

ahol

$$W_0 = \frac{1}{2} \frac{(V_B + \Phi)^2}{R_{s\min}}. \quad (45)$$

Ha a hasznos teljesítménynek azt a teljesítményt nevezzük, melyet a varaktor a P -passzív hálózatra lead (3. ábra), akkor a P_k hasznos teljesítmény k -ik frekvencián az alábbi összefüggésből kapható

$$P_k = -P_{ak}. \quad (46)$$

A P_g szükséges generátor-teljesítményt az alábbi összefüggés alapján határozhatjuk meg

$$P_g = P_{a1} \quad (47)$$

Az η_k a frekvenciasokszorozó hatásfokát k -ik frekvencián az alábbi alapvető összefüggés határozza meg

$$\eta_k = \frac{P_k}{P_g}.$$

Felhasználva (44), (46) és (47) összefüggéseket kapjuk

$$\eta_k = -\frac{I_k D_k}{I_1 D_1} \frac{1-\alpha_k}{1-\alpha_1}. \quad (48)$$

A fent kiszámított varaktor üzemmód jellemzőit azzal a feltételezéssel vezettük le, hogy a varaktoron egy bizonyos lehetséges áram folyik és a záró feszültség nem haladja meg a maximálisan megengedett értéket: V_B -t. Azt, hogy a fenti üzemmód *lehetséges*, a lehetséges áram biztosítja. Az, hogy egy üzemmód lehetséges, egymagában nem biztosítja azt, hogy ez az üzemmód *megvalósítható* is legyen.

A megvalósíthatóságot az dönti el, hogy az adott lehetséges áram mellett, az adott varaktor soros ellenállásán disszipálódó teljesítmény kisebb vagy nagyobb, mint a varaktorra megengedett maximális W_d érték. Az adott lehetséges áram mellett, a varaktoron disszipálódó teljesítmény $W_{d\bar{u}}$.

A $W_{d\bar{u}}$ disszipációt az alábbi egyszerű összefüggéssel meghatározhatjuk

$$W_{d\bar{u}} = \frac{1}{2} Z_* I_*^2 [2R_0 + \sum_{k=1}^N I_k^2 R_{Rk}]. \quad (49)$$

Felhasználva (26) és (27) összefüggéseket kapjuk

$$W_{d\bar{u}} = W_0 \frac{\omega}{\omega_c} \xi^{2-\gamma} (1-\gamma)^{-1} F_m^{\frac{2-\gamma}{1-\gamma}} [2R_0 + \sum_{k=1}^N I_k^2 R_{Rk}] \quad (50)$$

Mivel a megvalósítás feltétele $W_{d\bar{u}} \leq W_d$ kapjuk

$$\frac{W_d}{W_0} \geq \frac{\omega}{\omega_c} \xi^{2-\gamma} (1-\gamma)^{-1} F_m^{\frac{2-\gamma}{1-\gamma}} [2R_0 + \sum_{k=1}^N I_k^2 R_{sk}] \quad (51)$$

6. A frekvenciakétszerezők tervezése

A frekvenciasokszorozó tervezésének menetét az alábbiakban foglalhatjuk össze:

1. Számítógép segítségével az ismert N (sokszorozási szám) esetén megoldva (2) egyenletrendszert különböző folyási szögekhez, kapjuk különböző lehetséges áramokat meghatározó amplitudókat és fázisszögeket. Ennél a számításnál a különböző típusú varaktorokat csak $\omega\tau$ érték különbözteti meg.
2. Minden egyes lehetséges áram (6) összefüggésnek, valamint (11) összefüggésnek megfelelően határozza meg ehhez az áramhoz tartozó varaktor relatív feszültségét, melyet (23) összefüggés definiálja.
3. Ismerte az egyes lehetséges áramokhoz tartozó relatív feszültségeket (15), (16), (17), (18) összefüggésnek megfelelően meghatározhatjuk ezen feszültségek különböző frekvenciájú komponenseit, valamint F_m és D_k , E_k értékeit.
4. Ismerte az adott varaktor soros ellenállásának függését az u -tól, melyet (12) összefüggésnek megfelelően meghatározhatjuk, minden egyes lehetséges áramhoz kiszámíthatjuk, felhasználva (29), (30), (38), (42) összefüggéseket, α_k és β_k értékeket.
5. Ismerte az alkalmazott varaktor jellemzőit kiszámíthatjuk ω_c és W_0 értékeket.

6. Felhasználva (39), (40), (43), (44), (46), (47), (48), (52) összefüggéseket minden egyes lehetséges áram által meghatározott varaktor elektromos állapotához kiszámíthatjuk szükséges impedanciákat és ehhez tartozó teljesítményeket, hatásfokokat stb.
7. A megoldandó feladat szempontjából kiválasztjuk azt az elektromos állapotot, melyet kedvezőbbnek ítélünk.
8. A sokszorozó passzív áramkörét úgy építjük, hogy a kiválasztott elektromos állapotnak megfelelő értékű impedanciáit kapjuk a varaktor bemenő kapcsain.

A fent vázolt tervezés menetét értelemszerűen átalakítva felhasználhatjuk arra, hogy egy adott típusú varaktor lehetőségeit megvizsgáljuk az adott sokszorozás szempontjából. A továbbiakban illusztrációként közöljük a GIER számítógép segítségével kiszámított adatok alapján a töltéstárolás hatását a frekvenciakétszerező üzemmódban működő varaktor elektromos paramétereire.

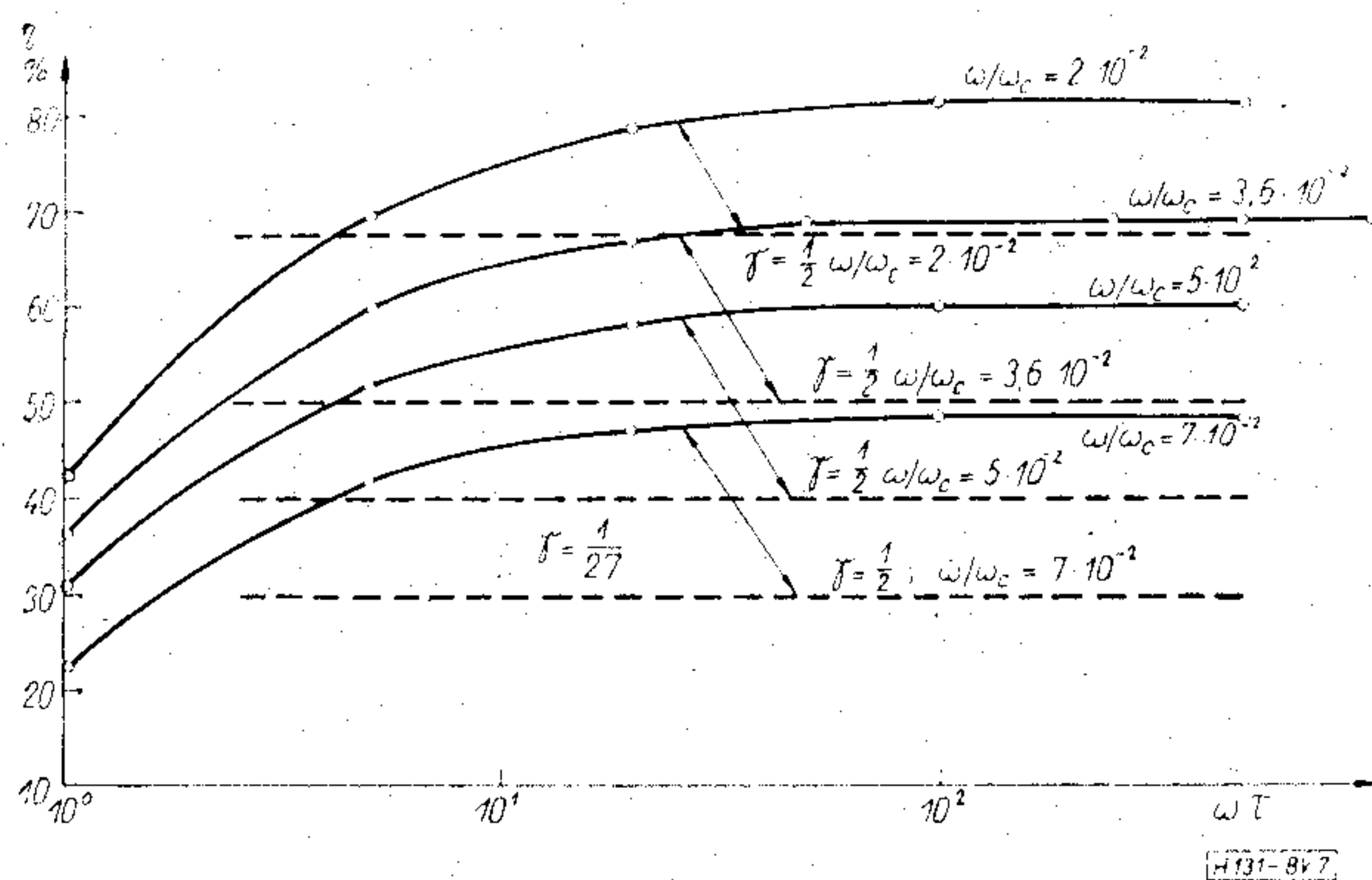
A 7. ábrán láthatjuk $\omega\tau$ paraméter hatását a frekvenciakétszerező hatásfokára. A paraméterként ω/ω_c van megválasztva. A folytonos vonallal meg vannak jelölve a hatásfok — $\omega\tau$ görbék, a szakadozott vonallal ugyanolyan ω/ω_c -hez tartozó hatásfok abban az esetben, amikor csak a kapacitásváltozást vesszük figyelembe, ha a nonlinearitási tényező $1/2$ -vel egyenlő (hirtelen átmenetű varaktor).

A 7. ábrából láthatjuk, hogy egy tipikus step-recovery varaktor alkalmazása frekvenciakétszerező áramkörben csak akkor jár lényeges hatásfok növekedéssel, ha az $\omega\tau$ jóval meghaladja a bemenő jel periódusának hosszát. Láthatjuk továbbá azt, hogy a túlságosan nagy értékének szintén nincs értelme, mert $\omega\tau=20$ és $\omega\tau=100$ között nincs számottevő hatásfok növekedés. Az $\omega\tau=100$ felett a hatásfok gyakorlatilag független az $\omega\tau$ -tól.

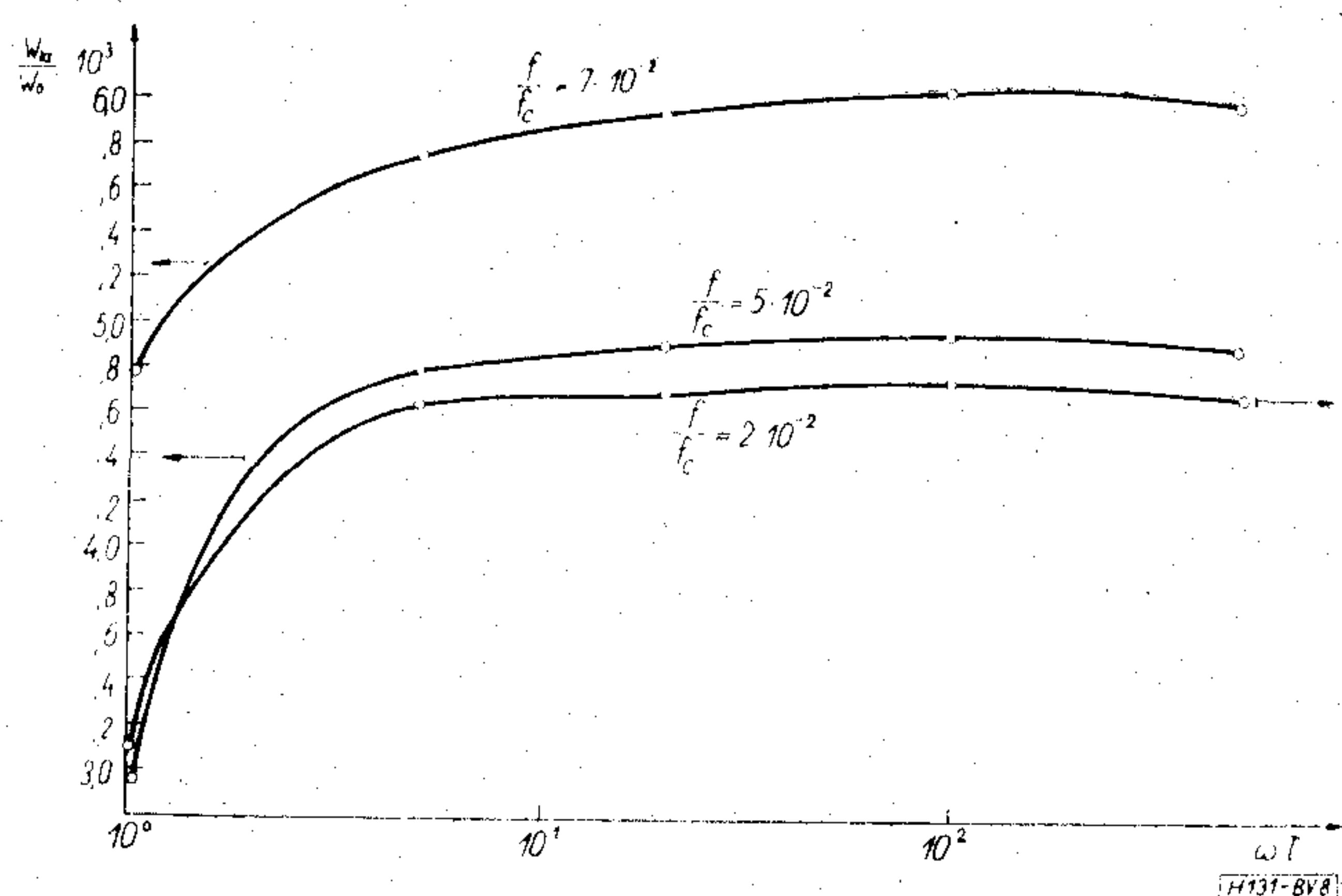
Alapjában véve ugyanaz vonatkozik a kimenőteljesítmény $\omega\tau$ -tól való függésére is, amit a 8. ábrán levő grafikon mutatja.

A hatásfok függését az üzemmódra jellemző vezetési áram folyási szögétől láthatjuk a 9. ábrán. A görbék közül a gyakorlat szempontjából alábbi fontos következtetéseket vonhatjuk le:

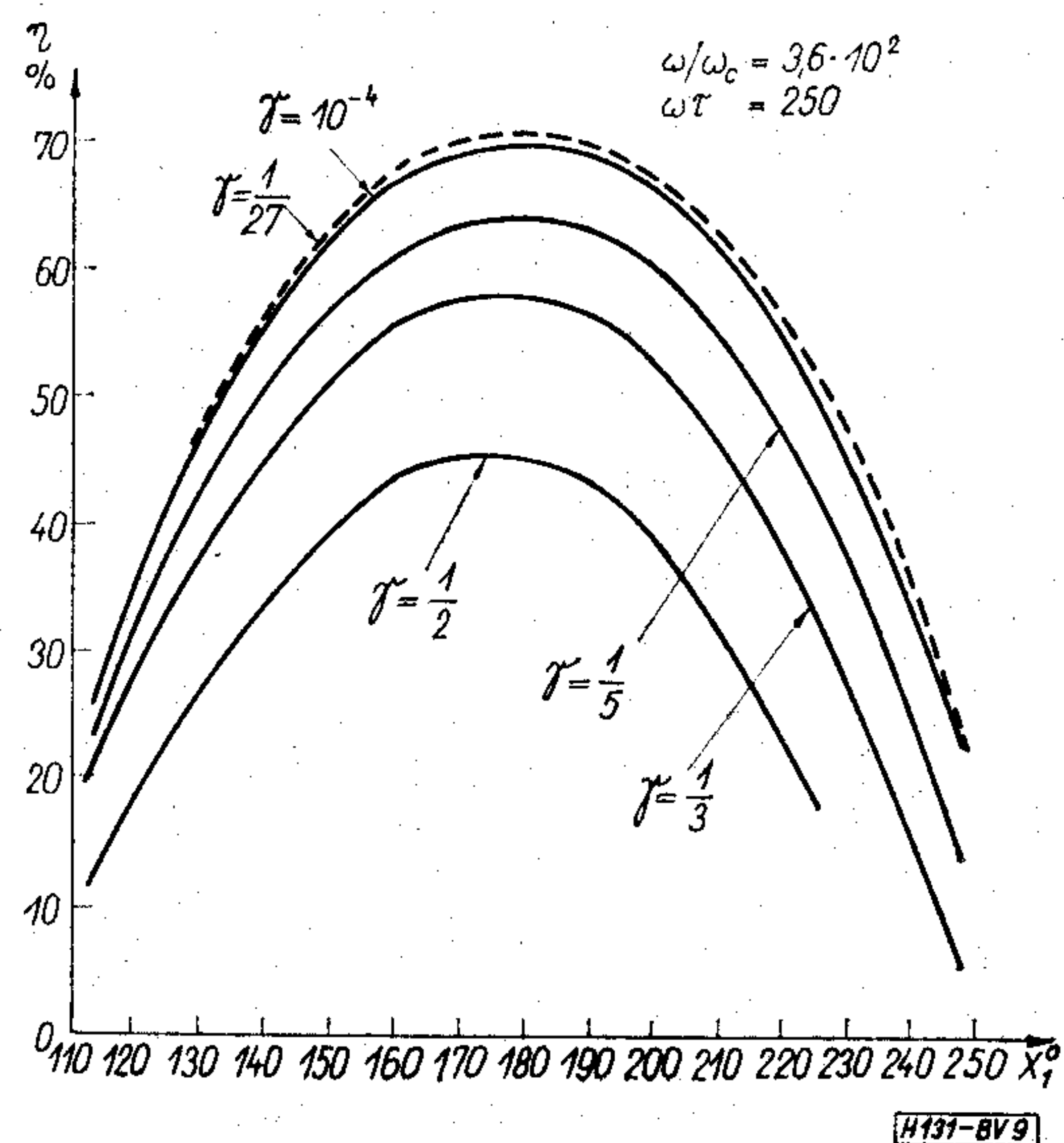
- a) a legjobb hatásfokot azok a step-recovery diódák biztosítják, melyek kapacitása gyakorlatilag független a záró feszültségtől,



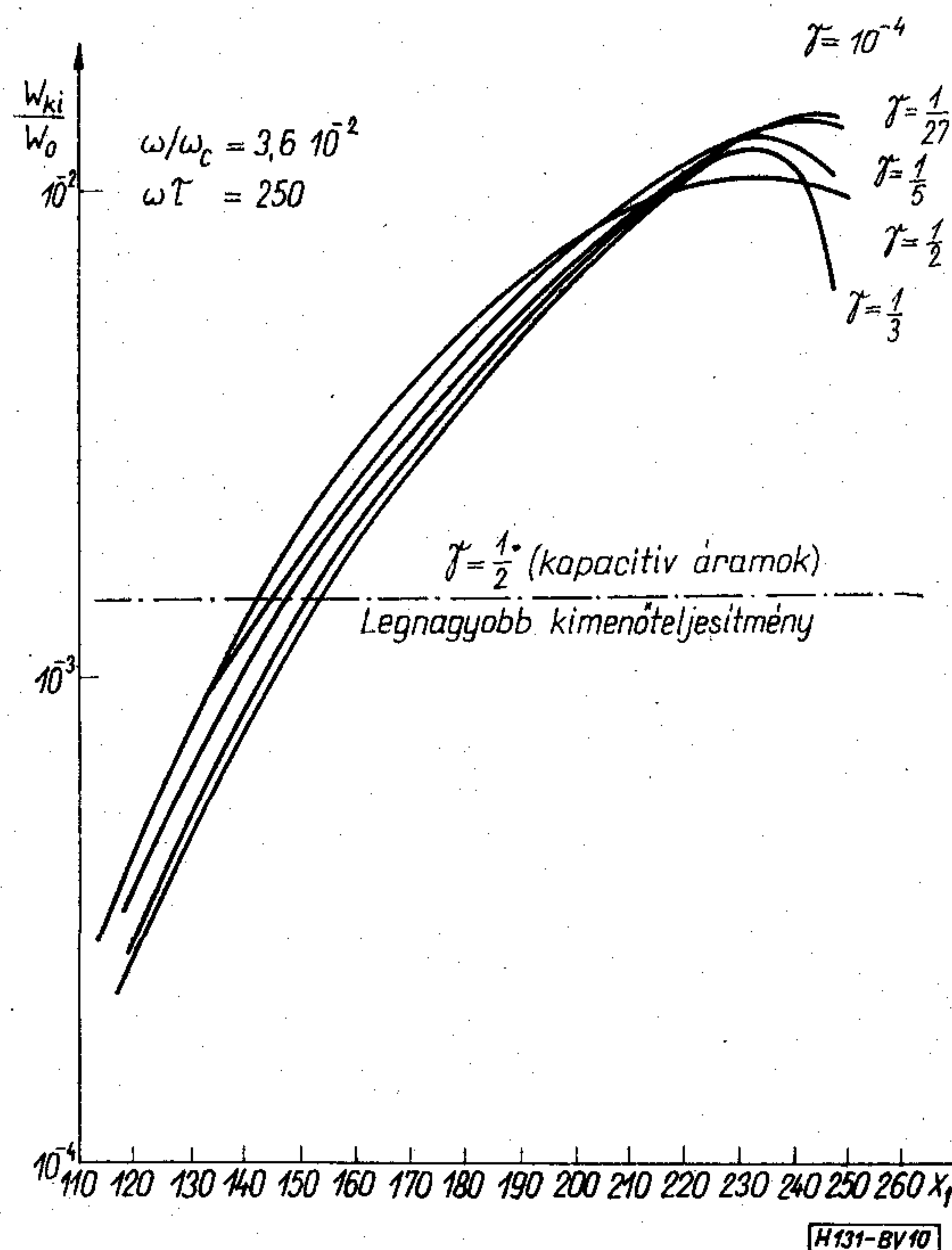
7. ábra. Hatásfok függése az $\omega\tau$ paramétertől



8. ábra. Normalizált kimenő teljesítmény függése az $\omega\tau$ paramétertől



9. ábra. A hatásfok a folyási szögtől való függése



10. ábra. A normalizált kimenő teljesítmény a folyási szögtől való függése

b) a legjobb hatásfokot biztosító üzemmód olyan, amelynél a vezetési áram folyási szöge 170° és 190° között van függetlenül a nonlinearitási tényező értékétől.

Mindkét megállapítás teljes mértékben egyezik a gyakorlatban tapasztaltakkal.

A 10. ábrán láthatjuk a normalizált kimenő teljesítmény függését az üzemmódot meghatározó vezetési áram folyási szögétől. Ezen az ábrán összefoglalt eredmények arra a kérdésre is adnak választ, hogy miért a gyakorlati áramkörökben nagyobb kimenő teljesítményt szoktunk kapni, mint a névleges vezérlést (tiszta kapacitív áramok) feltételező számításokból (10. ábra szakadozó vonal). Ha összehasonlítjuk a két kimenő szintet láthatjuk, hogy a legjobb hatásfokot biztosító üzemmódban (folyási szög kb. 180°) teljesítmény szint kb. háromszor nagyobb, mint tiszta kapacitív áramok esetén, sőt a folyási szög kis mérvű növelésével, amikor is a hatásfok még nem csökken számottevően, ez a különbség már kb. ötszörös.

A 11. ábrán láthatjuk maximálisan elérhető hatásfokának függését a relatív frekvenciától különböző nonlinearitási tényezővel rendelkező step-recovery varaktorok esetén. Az összehasonlítás kedvéért az ábrán szakadozott vonallal fel van tüntetve a névleges kivezérléshez tartozó hatásfok görbe is $\gamma=1/2$ esetén.

Az ábrából láthatjuk, hogy a feszültségtől függetlenül kapacitással bíró diódák előnyei növekednek a relatív frekvencia növekedésével, amiből azt a következtetést vonhatjuk le, hogy olyan varaktorok melyek határfrekvenciája nem magas, de töltéstárolással rendelkeznek jó hatásfokot biztosítanak.

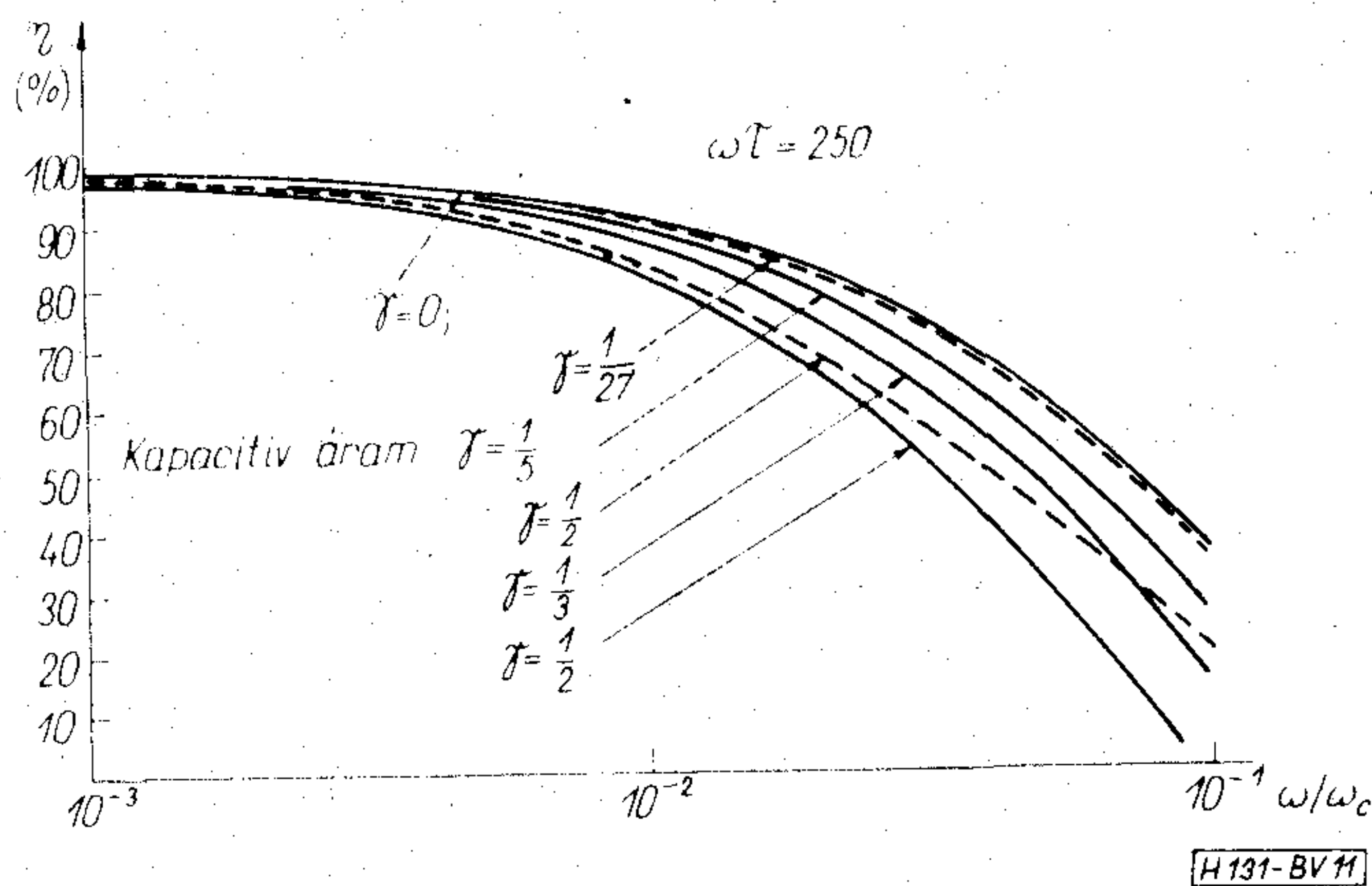
A fent bemutatott jellemzők olyan varaktoroknál vannak, melyek soros ellenállása feszültségtől független. A változó soros ellenállás esetén a fenti jellemzők módosulnak az ellenállás változás módjától.

Befejezésül példaként bemutatjuk az 1N5155 típusú varaktor elektromos jellemzőit frekvenciakétszerezés üzemmódban, amikor a bemenő frekvencia 2 GHz. A varaktor adatai a következők: $V_B=45$ V, $C_{\min}=1,7$ pF, $\tau=20$ nS, $\gamma=1/27$ és a soros ellenállás függése az u -tól a következő:

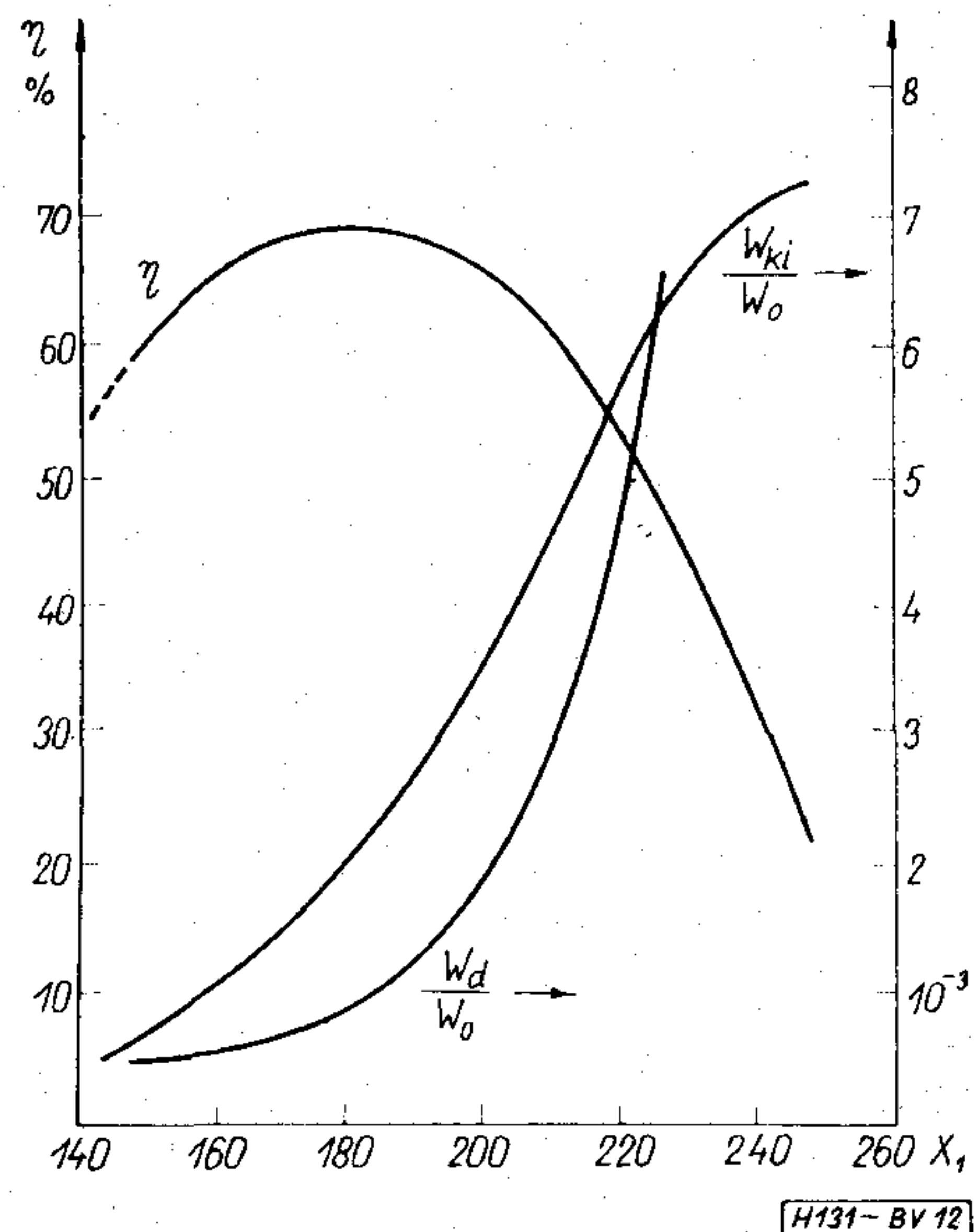
$$R_s/R_{s\min}=1.3954 \exp(-39.113u)+1.043$$

és

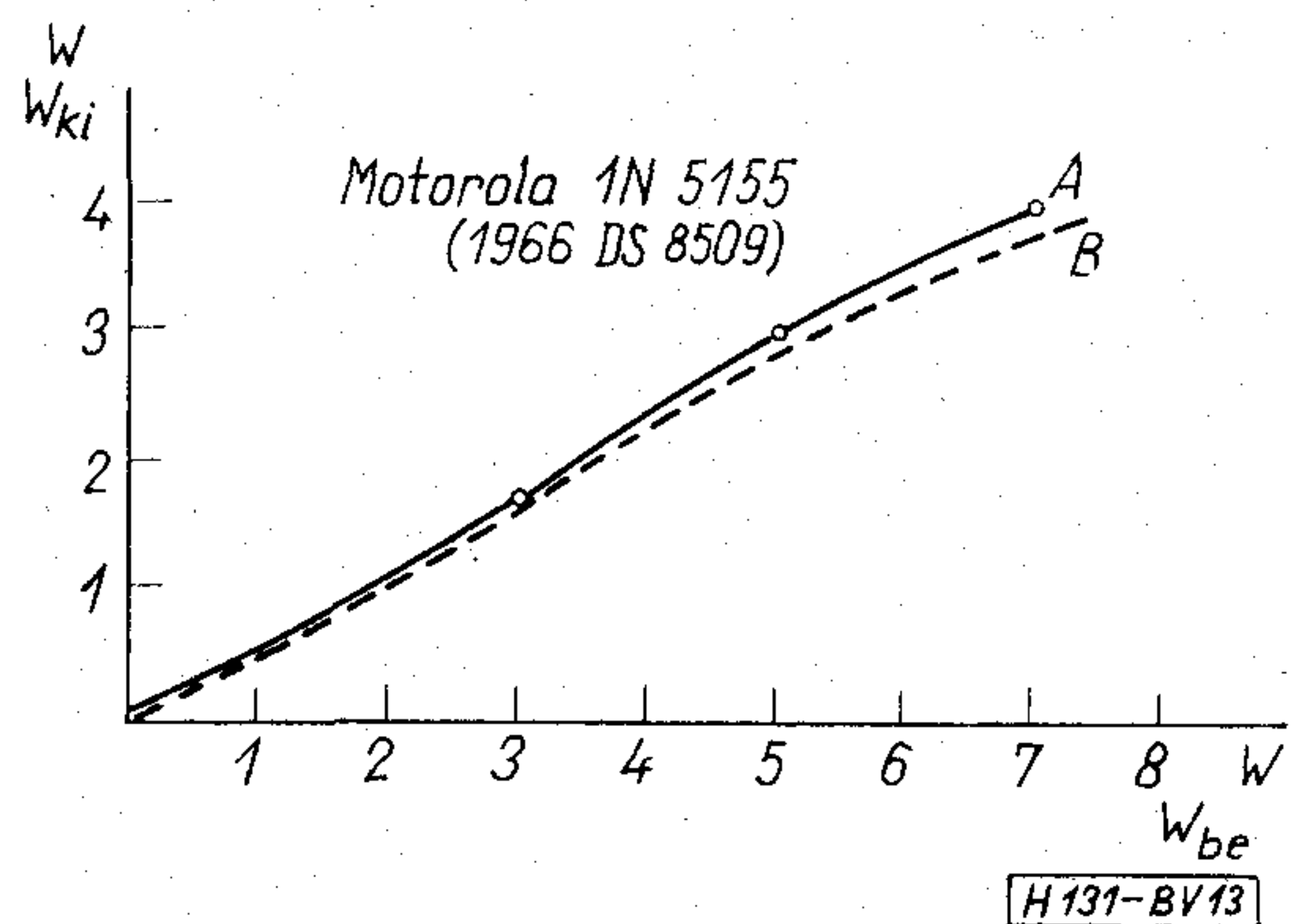
$$R_{s\min}=0,9 \Omega.$$



11. ábra. A maximális elérhető hatásfok függése a relatív frekvenciától



12. ábra. Az 1N 5155 típusú varaktor számított elektromos paraméterei



13. ábra. Az 1N 5155 típusú varaktor bemenő-kimenő teljesítménykarakterisztikája

A 12. ábrán láthatjuk az 1N5155 varaktor elektromos paramétereit a fenti üzemmódban, GIER számítógép által számított adatok alapján.

A 13. ábrán látható az 1N5155 varaktor felhasználásával működő frekvenciakétszerező bemenő-kimenő teljesítmény-karakterisztikája, melyet a gyártó Motorola cég közölt (folyamatos vonal) [8] és a 12. ábrán levő adatok segítségével kiszámított bemenő-kimenő teljesítmény-karakterisztika. Az utóbbi karakterisztika annak a feltételezésével adódik, hogy a kétszerező fokozat kimenő áramkörének csillapítása 0,5 dB és a bemenő áramkör csillapítása 0,3 dB. Ezek az értékek megfelelnek a saját gyakorlatunkban szokásos adatoknak.

IRODALOM

- [1] Stracca, G. B.: Harmonic Generation by means of Reactance Diodes. Alta Frequenza, Vol. XXXI, No. 5, Maggio 1962.
- [2] Burckhardt, C. B.: Analysis of Varactor Frequency Multipliers for Arbitrary Capacitance Variation and Drive Level. The Bell System Techn. Journal, April, 1965.
- [3] Scanlan, J. O., Laybourn P. J. R.: Analysis of Varactor Harmonic Generators with Arbitrary Drive Levels. Proc. IEE, vol. 114, No. 11, November 1967.

- [4] Rafuse, R. P.: Recent Developments in Parametric Multipliers. Proc. Nat. Electronics Conf., 1963, 19, p. 461.
 [5] Roulston, D. J.: Frequency Doublers using Charge-storage/Steprecovery Diodes.
 [6] Krakauer, S. M.: Harmonic Generation, Rectification and Lifetime Evaluation with the Step-recovery Diode. Proc. IEE., 1962, 50, pp. 1665–1676.

- [7] Bíró V.: New Equivalent Circuit of the p-n Junction in the Frequency-Multiplying Mode. Electronics Letters 30th October 1969, Vol. 5, No. 22, ERRATA, Electronics Letters 19th February 1970, Vol. 6, No 4.
 [8] „Motorola Microwave Designer's Data”, February 1966, DS8509.

Tartalmi összefoglalások

ETO 513.83:519.14:621.372.5

Dr. Pávó I.:

Hálózatérzékenység meghatározása topológiai formulával

HÍRADÁSTECHNIKA XXIII. (1972). 5. sz.

A szerző ismerteti egy, az RLC hálózatok transzfer impedancia függvényére vonatkozó Kirchhoff törvényekből és Boda bilineáris tételéből levezethető topológiai formulát. E topológiai formula felhasználásával RLC hálózatfüggvény admittancia szerinti érzékenysége határozható meg. Azt is bemutatja, hogy az alkalmazásához szükséges fák, 2-fák és 3-fák könnyen előállíthatók egy, a szerző által korábban felfedezett módszerrel. Ezeknek a részgráfoknak számológéppel való generálása előnyös, mert a program lefuttatásához minimális memóriakapacitás szükséges. Továbbá konkrét példát mutat be a fenti formula alkalmazására és végül egy másik topológiai formulát is, amellyel hálózat toleranciája számolható.

ETO 518.5:517.948.5:681.3

Pálmai L.-né:

Integráltranszformációk gyors végrehajtása számítógépen

HÍRADÁSTECHNIKA XXIII. (1972) 5. sz.

A cikk egy gyors Fourier-transzformációs módszernek Fourier- és inverz Laplace transzformációhoz alkalmazását tárgyalja részletesen. Ezenkívül a szerző röviden tájékoztat azokról a TKI-ban készült programokról, amelyek a fenti transzformációs feladatok megoldását szolgálják.

ETO 532.685.072:621.315.61

Dr. Kerpán I.:

Egy modell, szigetelőanyagok nedvességtartalma változásaihoz

HÍRADÁSTECHNIKA XXIII. (1972) 5. sz.

A cikk véges vízfelvevő és vízgőzáteresztő képességű szigetelőanyagok egy egyszerű modelljére összefüggést vezet le a környezeti nedvességváltozások váltakozó összetevőjének csillapítása, a változás periódusideje és az anyagvastagság között. Rámutat a levezetett összefüggés néhány gyakorlati alkalmazási lehetőségére a híradástechnika területén.

ETO 537.311.33:621.374.4:621.382.2.011.4

Dr. Bíró V.:

A kisebbségi töltéshordozók életidejének figyelembevétele a varaktoros frekvencia-sokszorozók tervezésénél

HÍRADÁSTECHNIKA XXIII. (1972) 5. sz.

A szerző a varaktormodell és a frekvencia-sokszorozót helyettesítő hálózat ismertetését követően a méretezési módszert tárgyalja részletesen. Az elvi anyag felhasználását frekvenciakétszerező tervezésén mutatja be, melyek bemenő frekvenciája 2 GHz.

Обобщения

ДК 513.83:519.14:621.372.5

Д-р Паво, И.:

Определение чувствительности сети топологической формулой

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIII. (1972) № 5.

Автор излагает топологическую формулу, выводимую из законов Кирхгофа, относящихся к функции трансферного импеданса сетей RLC, а также из билинейной теоремы Боде. Использование этой топологической формулы чувствительность по проводимости функции сети RLC может быть определена. Тоже показывается, что дерева 2 и дерева 3 могут быть легко определены раньше разработанным методом автора. Генерация этих частичных графов с ЭВМ выгодна, потому что очень малая емкость памяти требуется для перехода программы. Дальше даны конкретный пример применения вышеприведенной формулы и наконец также другая топологическая формула с целью вычисления допусков сети.

ДК 518.5:517.948.5:681.3

Палмай, Л.:

Быстрое осуществление интегральных преобразований на ЭВМ

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIII. (1972) № 5.

Статья подробно излагает применение быстрого метода преобразования Фурье для преобразования Фурье и обратного преобразования Лапласа. Кроме того дана краткая информация по программам, изготовленным в Исследовательском Институте Дальней Связи, применяемым для решения этих задач преобразования.

ДК 532.685.072:621.315.61

Керпан, И.:

Модель для изменений содержания влажности изоляционных материалов

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIII. (1972) № 5.

Статья выводит соотношение по простой модели изоляционных материалов с конечной способностью впитывания воды и пропускания водяных паров между уменьшением переменной составляющей изменения окружающей влажности, времени цикла изменений и толщиной материала. Показываются некоторые практические возможности применения полученного соотношения в области техники связи.

ДК 537.311.33:621.374.4:621.382.2.011.4

Д-р Биро, В.:

Учет неосновных носителей заряда в проектировании умножителей частоты на варакторах

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIII. (1972) № 5.

После изложения модели варактора и умножителя частоты подробно рассматривается метод проектирования. Применение теоретических результатов показывается на проектировании удвоителя частоты с входной частотой 2 ГГц.

DK 513.83:519.14:621.372.5

Dr. Pávó, I.:

Bestimmung der Netzempfindlichkeit mit einer topologischen Formel

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) Nr. 5

Der Verfasser erörtert eine topologische Formel, die von dem Kirchhoff'schen Gesetz bezüglich der Transferimpedanzfunktion der RLC Netze und von dem Bode'schen bilinearen Satz ableitbar ist. Mit der Anwendung dieser topologischen Formel kann die Empfindlichkeit der RLC Netzfunktionen nach der Admittanz bestimmt werden. Es wird auch beschrieben, dass die zur Anwendung notwendigen Bäume, 2-Bäume, 3-Bäume durch eine von dem Verfasser früher entdeckte Methode leicht herstellbar sind. Die Herstellung dieser Teilgraphen mit Rechenmaschinen ist deshalb vorzüglich, weil eine minimale Speicherkapazität zum Ablauf des Programms notwendig ist. Ferner wird ein konkretes Beispiel zur Anwendung der Formel gezeigt und auch eine andere topologische Formel gegeben, mit welcher die Toleranz eines Netzes gerechnet werden kann.

DK 518.5:517.948.5:681.3

Frau Pálmai, L.:

Schnelle Ausführung von Integral-Transformationen mit Rechenmaschine

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) Nr. 5.

In dem Artikel wird die Anwendung einer schnellen Fourier'schen Transformationsmethode zur Fourier und inversen Laplace Transformation eingehend diskutiert. Ausserdem wird eine kurze Information über die im Forschungsinstitut für Weitverkehrstechnik gemachten Programme die zur Lösung der obigen Transformationsaufgaben dienen, gegeben.

DK 532.685.072:621.315.61

Dr. Kerpán, I.:

Ein Modell zur Änderungen der Feuchtigkeitsinhalt von der Isoliermaterialien

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) Nr. 5.

Bezüglich eines einfachen Modells von Isoliermaterialien mit begrenzter Wasseraufnahme und Wasserdurchlässigkeit wird ein Zusammenhang zwischen der Dämpfung der Wechsel-Komponente der Umgebungs-Feuchtigkeitsänderungen, der Zeit der Perioden, und der Dicke der Materialien, abgeleitet. Es wird auf einige praktische Anwendungsmöglichkeiten der abgeleiteten Zusammenhänge auf dem Gebiet der Fernmeldetechnik hingewiesen.

DK 537.311.33:621.374.4:621.382.2.011.4

Dr. Bíró, V.:

Berücksichtigung der Lebensdauer der Minoritätsträger bei der Planung von Varaktorfrequenzvervielfachern

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) Nr. 5

Nach der Erörterung des Varaktormodells und der Ersatzschaltung des Frequenzvervielfachers wird die Berechnungsmethode eingehend diskutiert. Die Anwendung des prinzipiellen Materials wird bezüglich des Entwurfes eines Frequenzverdopplers dessen Eingangsfrequenz 2 GHz ist, illustriert.

UDC 513.83:519.14:621.372.5

Pávó, I., Dr.:

Determination of Network Sensitivity by a Topological Formula

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) No. 5.

The author presents a topological formula that can be deduced from Kirchhoff's laws concerning transfer impedance function of RLC networks and from Bode's bilinear theorem. With the aid of this topological formula one can determine the sensitivity of RLC network function concerning admittance. It is also shown that the trees, 2-trees, and 3-trees needed to the application can easily be produced by an earlier established method of the author. The generation of these subgraphs is advantageous by digital computer, because a minimal store capacity is needed to make its program run. Further a concrete example is presented to the application of the above formula, and finally another topological formula to determine the network tolerance as well.

UDC 518.5:517.948.5:681.3

Mrs. Pálmai, L.:

Rapid Carrying-out of Integral Transformations by Computers

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) No. 5.

The application of a rapid Fourier transformation method used for Fourier and inverse Laplace transformation is dealt with in detail. Further a brief information is given on those programmes which were prepared in the Research Institute for Telecommunication and serve for the solution of the above mentioned transformation problems.

UDC 532.685.072:621.315.61

Dr. Kerpán, I.:

Model for the Changes of Humidity Contents of Insulation Materials

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) No. 5.

The paper determines a relation between the damping of the alternating component of the environmental humidity changes, the time of the cycles and the thickness of the material for a simple model of insulating materials having finite water absorbing capacity and water vapour permeability. Attention is called to some possibilities of the practical use of the deduced relations in the field of telecommunication.

UDC 537.311.33:621.374.4:621.382.2.011.4

Dr. Bíró, V.:

Consideration of the Life Time of the Minority Charge Carriers in the Design of Varactor Frequency Multipliers

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) No. 5.

After presenting the varactor model and the equivalent network of the frequency multiplier the design method is discussed in detail. The use of the theoretical material is shown in the course of the design of a frequency doubler the input frequency of which is 2 GHz.

Résumés

CDU 513.83:519.14:621.372.5

Dr. Pávó, I.:

Détermination de la sensibilité du réseau par une formule topologique

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) N° 5.

L'auteur expose une formule topologique, dérivée des lois de Kirchhoff concernant la fonction d'impédance de transfert des réseaux RLC et du théorème bilinéaire de Bode. Utilisant cette formule topologique, on peut déterminer la sensibilité d'admittance des réseaux RLC. Il est aussi présenté, que les arbres, arbres 2 et arbres 3 nécessaires pour son application peuvent être produits par une méthode développée auparavant par l'auteur. La génération de ces graphes partiels par un ordinateur est avantageuse, parce que le passage du programme exige une capacité de mémoire minimale. Un exemple numérique est aussi présenté pour l'application de la formule mentionnée ci-dessus et enfin une autre formule topologique est donnée pour le calcul des tolérances du réseau.

CDU 518.5:517.948.5:681.3

Mme Pálmai, L.:

Accomplissement rapide des transformations d'intégraux par ordinateurs

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) N° 5.

L'article expose en détail l'application d'une méthode rapide de transformation Fourier pour transformation Fourier et Laplace inverse. Une brève information est donnée sur les programmes préparés dans l'Institut de recherche de télécommunication pour résoudre des tâches de transformation mentionnées ci-dessus.

CDU 532.685.072:621.315.61

Dr. Kerpán, I.:

Un modèle pour représenter les changes de contenu d'humidité des matières isolantes

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) N° 5.

L'article déduit une corrélation pour un modèle simple entre l'affaiblissement de la composante alternative des changes d'humidité environnante, les temps du période des changes et l'épaisseur de la matière. Quelques possibilités d'utilisation pratique de la corrélation déduite dans le domaine de la technique de télécommunication sont présentées.

CDU 537.311.33:621.374.4:621.382.2.011.4

Dr. Bíró, V.:

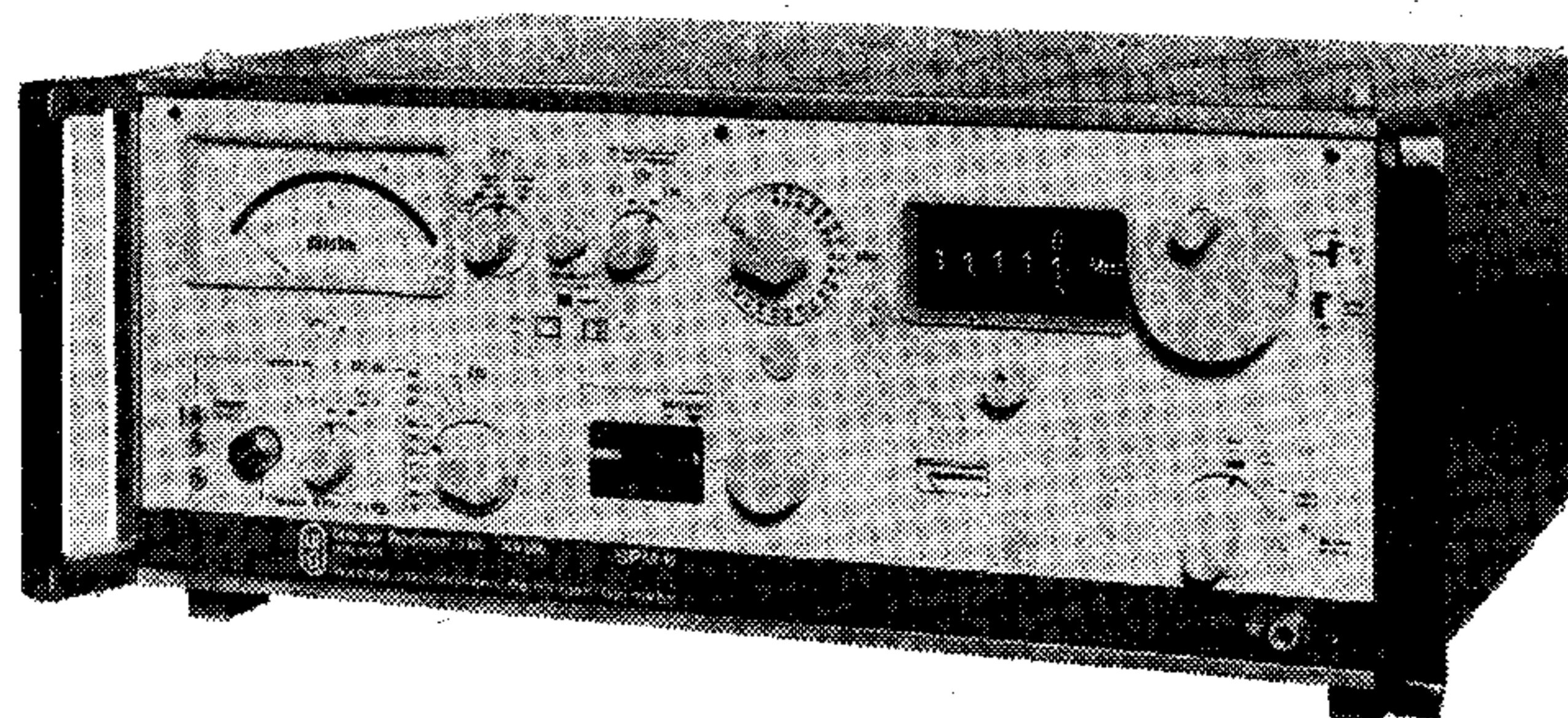
Considération de la durée de vie des porteurs de charges minoritaires en projetant des multiplicateurs de fréquence à varactors

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) N° 5.

L'auteur, après un modèle de varactor et du circuit équivalent du multiplicateur de fréquence, expose la méthode du projet en détail. L'application des thèses théoriques est présentée par un exemple de projet d'un doubleur de fréquence ayant une fréquence d'entrée de 2 GHz.

Szintmérések

hálózattól függetlenül legnagyobb pontossággal



Szelektív

Szintmérő SPM-6

6 kHz-től 18,6 MHz-ig

minden modern vivőfrekvenciás-rendszerhez:

pontos, univerzális — robusztus, hordozható — és hálózat nélkül is üzemeltethető.

Jelentős előrelépés a szintmérőtechnikában:
a szinthelesítő automatika

A hitelesítő automatika nemcsak kényelem — bár egy fárasztó műveletet és egy hibaforrást küszöböl ki — legfontosabb szerepe a mérőpontosság növelése.

Nagy frekvenciatartomány

Koax. 6 kHz...18,6 MHz-ig, szimm. 620 kHz-ig.

Így az SPM-6 szintmérő nemcsak kiskoaxiális rendszerekhez alkalmas, hanem biztos jövője lesz minden modern vivőfrekvenciás rendszernek.

Hálózattól független és könnyen kezelhető.

6 óráig üzemeltethető beépített telepével, ez nemcsak távtáplált erősítőállomásokon jelentős, hanem sok más mérés is így kényelmesebben és földhurokmentesen elvégezhető.

További előnyök:

Nagy mérési tartomány	—110 dB ... +23 dB
Átkapcsolható	—100 dBm ... +29 dBm
Legkisebb leolvasható szintkülönbség	0,02 dB

56 méréshatár 2 dB-es fokozatokban kapcsolható.

A PS-6 szintadót automatikusan vezérli

Kérjen részletes műszaki adatokat, vagy látogasson meg bennünket a BNV alatt a 27. pavillon melletti szabadtéri kiállító kocsinkban (3. Stand)

Wandel u. Goltermann

7410 Reutlingen BRD — Postafiók 259
Telefon: 07121/3226

