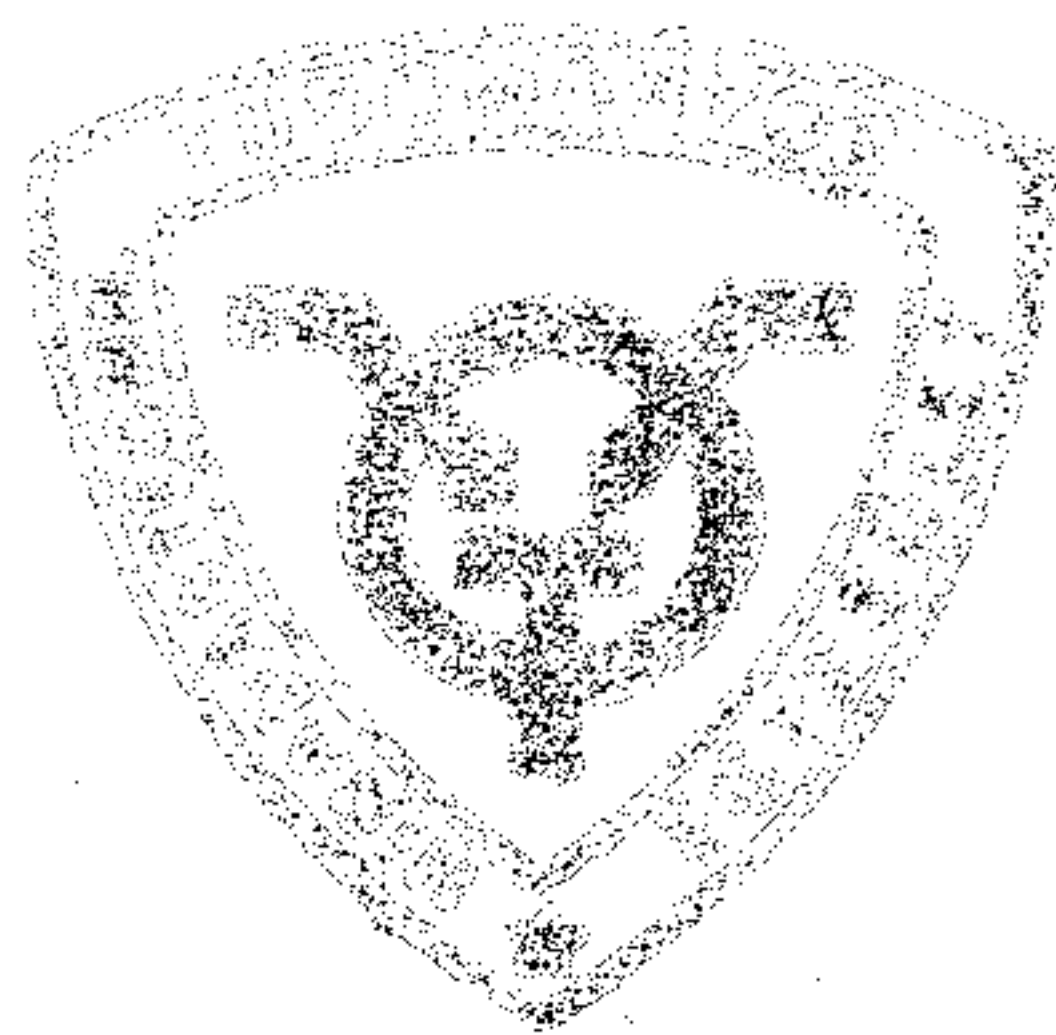


HÍRADÁS- TECHNIKA

A HÍRADÁS-
TECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET
LAPJA

10



HÍRADÁS- TECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

TRÓN TIBOR: Hálózatszintézis az állapotváltozók alapján	289
A távközlésforgalom elméletének és gyakorlatának irányvonalai és problémái	298
DR. SZIRÁNYI ZOLTÁN: Hangolt erősítők illesztési és stabilitási problémái	299
Szemle	311
KALMÁR GÁBOR—KOMLÓSSY ÉVA: TUNGSRAM műanyagtokozott TTL integrált áramkörök megbízhatósága	312
7. Nemzetközi Távközlésforgalmi Kongresszus (ITC)	318
Tartalmi összefoglalások	319
Обобщение	319
Zusammenfassungen	319
Summaries	319
Résumés	320

Szerkesztőség: BOGLÁR GYULA főszerkesztő, SZÖLLŐSI GYÖRGYNE szerkesztőségi titkár, BALOGH PÁL, DR. SÁRKÖZI GÉZA kandidátus és MAY PÉTER tudományos szerkesztők, DR. FLESCHE ISTVÁN, DR. RUPPENTHAL PÉTER szerkesztőségi munkatársak. — A szerkesztőség címe: 1024 Budapest II., Mártírok útja 85. II. em. 231. Telefon: 154-859 — A Híradástechnikai Tudományos Egyesület címe: 1055 Budapest V., Kossuth Lajos tér 6–8. Telefon 113-027

Szerkeszti a szerkesztő bizottság

INDEX: 25.375

HÍRADÁSTECHNIKA

Kiadja a Lapkiadó Vállalat, 1906 Budapest, Lenin körút 9–11. Levélcím: 1906. postafiók 223. Telefon: 221-285. Felelős kiadó: SIKLÓSI NORBERT igazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Központi Hírlapirodánál (KHI, 1900 Budapest, József nádor tér 1.) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a KHI 215—96 162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: 1 évre 36 Ft, egész évre 72 Ft. Egyes szám ára: 6 Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTURA” Könyv- és Hírlap Külkereskedelmi Vállalat, H—1389 Budapest. Postafiók 149. 73.831 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: JANKA GYULA igazgató

TRÓN TIBOR

Budapesti Műszaki Egyetem
Híradástechnikai Elektronika Intézet

Hálózatszintézis az állapotváltozók alapján

ETO 621.372.22.001.2

Egy előző cikkünkben [1] összefoglaló ismertetést adtunk az utóbbi időben egyre elterjedtebben használt ún. állapotváltozós módszerről. Megmutattuk, hogy ha a hálózatot leíró egyenletrendszerben független változóknak a kapacitások feszültségét (töltését) és az induktivitások áramát (fluxusát) választjuk, akkor elsőrendű differenciál-egyenletrendszert kapunk eredményül. Ha a hálózat tranziens viselkedését akarjuk meghatározni (időtartománybeli analízis), az állapotegyenletek megoldása lényegesen egyszerűbb algoritmusok alapján lehetséges, mint magasabbrendű differenciál-egyenletek esetén (a hálózat megoldásához szükséges kezdeti feltételek az állapotváltozókra adhatók meg a legegyszerűbben). Frekvenciatartománybeli analízis esetén az állapotegyenletekből egyszerűen meghatározhatók a transzfer függvények. Nagy előnye a módszernek, hogy passzív és aktív, időinvariáns és variáns, lineáris és nemlineáris hálózatokra egyaránt használható, vagyis a hálózatok analízisének általános módszereként tekinthető. Az utóbbi években külföldön és hazánkban is egyre több olyan programrendszer születik, melyek az állapotváltozókat használva a hálózatok széles körének analízisét teszik lehetővé [2, 3, 4, 5, 6].

Jelen cikkünkben az állapotváltozós leírás másik oldaláról, a hálózatok szintézisében való felhasználásáról számolunk be. Célunk az, hogy átfogó képet nyújtsunk az állapotváltozós szintézis módszerekről, összefoglaljuk a lineáris, időinvariáns, koncentrált paraméterű hálózatokkal kapcsolatban az irodalomban napjainkig fellelhető főbb eljárásokat. A hangsúlyt az állapotváltozós leírásnak a hálózatszintézisben betöltött szerepére, az új szemléletre szeretnénk helyezni. Ily módon nem törekedhetünk teljességre, a részleteket illetően az irodalomra fogunk utalni.

A második fejezetben a transzfer mátrix és az állapotváltozós modell kapcsolatával, a minimális számú állapotváltozót tartalmazó modellekkel és a

modellek ekvivalenciájával foglalkozunk. A harmadik fejezetben a szintézis első lépését, a transzfer mátrixból a minimális számú állapotváltozót tartalmazó modell (minimál realizáció) előállítását ismertetjük. A negyedik fejezet a passzív hálózatok szintézisét mutatja be: a reaktancia kiemelés, illetve az ellenállás kiemelés elvét alkalmazva, egy pozitív reális minimál realizáció előállításával bármely passzív hálózat szintézise visszavezethető frekvenciafüggetlen, illetve veszteségmentes passzív hálózat realizálására. Nyilvánvaló, hogy az utóbbiak megvalósítása jóval egyszerűbb, mint az eredeti szintézis probléma közvetlen megoldása. Az ötödik fejezet az aktív RC hálózatok esetén illusztrálja az állapotváltozós leírás szerepét egy olyan szintézis eljárás során, ahol a realizálás előbb a reaktáns, majd az aktív rész hálózatok kiemelésével redukálható egyre egyszerűbb feladattá. A hatodik fejezetben az ún. hamis állapotváltozók módszerét ismertetjük, és példaként két, a módszer alapján kidolgozott másodfokú aktív RC alapkapsolást mutatunk be. A függelékben összefoglalva közlünk néhány, a cikk könnyebb olvasása szempontjából általunk célszerűnek tartott, a hálózatmátrixokkal kapcsolatos fogalmat.

Az állapotváltozós modell és a transzfer mátrix kapcsolata

Lineáris, időinvariáns, koncentrált paraméterű hálózatok állapotváltozós leírásának legegyszerűbb formája az

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}\mathbf{u}(t)\end{aligned}\quad (1)$$

egyenletrendszer, ahol \mathbf{x} az állapotváltozók (általában a független kapacitás-feszültségek és induktivitás-áramok), \mathbf{u} a gerjesztések (bemeneti jellemzők), \mathbf{y} a válaszok (kimeneti jellemzők) vektora, \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} és \mathbf{D} a hálózatot leíró konstans mátrixok [1]. Zérus

kezdeti feltételek mellett a válaszok és gerjesztések kapcsolatát megadó transzfer mátrix az (1) összefüggésekből Laplace-transzformációval nyerhető:

$$\mathcal{L}[y] = \mathbf{W}(p) \cdot \mathcal{L}[u] \quad (2)$$

$$\mathbf{W}(p) = \mathbf{C}(p\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} + \mathbf{D}$$

Az **A**, **B**, **C**, **D** mátrixok ismeretében (2) alapján **W** előállítása egyértelmű. A szintézisnél viszont az előírt (realizálandó) transzfer mátrixból kell a hálózatot leíró **A**, **B**, **C**, **D** mátrixokat (**W** realizációját) meghatározni, hogy előállítsuk a hálózat (1)-nek megfelelő állapotváltozós modelljét. Ez a felbontás azonban nem egyértelmű. Alkalmazzuk ugyanis az állapotvektorra az

$$\dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{T}\mathbf{x} \quad (3)$$

transzformációt [7, 8, 9], vagyis vezessünk be olyan új állapotváltozókat, melyek az eredetiek lineáris kombinációi. Az új változóktól csak azt kívánjuk meg, hogy egymástól függetlenek legyenek, így **T** tetszőleges nonszinguláris négyzetes mátrix lehet. (3)-at (1)-be helyettesítve az

$$\dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{T}\mathbf{A}\mathbf{T}^{-1}\mathbf{x}_1 + \mathbf{T}\mathbf{B}\mathbf{u} = \mathbf{A}_1\mathbf{x}_1 + \mathbf{B}_1\mathbf{u} \quad (4)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{T}^{-1}\mathbf{x}_1 + \mathbf{D}\mathbf{u} = \mathbf{C}_1\mathbf{x}_1 + \mathbf{D}_1\mathbf{u}$$

új egyenleteket kapjuk, ahol

$$\mathbf{A}_1 = \mathbf{T}\mathbf{A}\mathbf{T}^{-1} \quad \mathbf{B}_1 = \mathbf{T}\mathbf{B} \quad (5)$$

$$\mathbf{C}_1 = \mathbf{C}\mathbf{T}^{-1} \quad \mathbf{D}_1 = \mathbf{D}$$

Az új egyenletekhez tartozó transzfer mátrix (2) alapján

$$\mathbf{W}_1(p) = \mathbf{C}_1(p\mathbf{I} - \mathbf{A}_1)^{-1} \mathbf{B}_1 + \mathbf{D}_1 =$$

$$= \mathbf{C}\mathbf{T}^{-1}(p\mathbf{T}\mathbf{T}^{-1} - \mathbf{T}\mathbf{A}\mathbf{T}^{-1})^{-1} \mathbf{T}\mathbf{B} + \mathbf{D} =$$

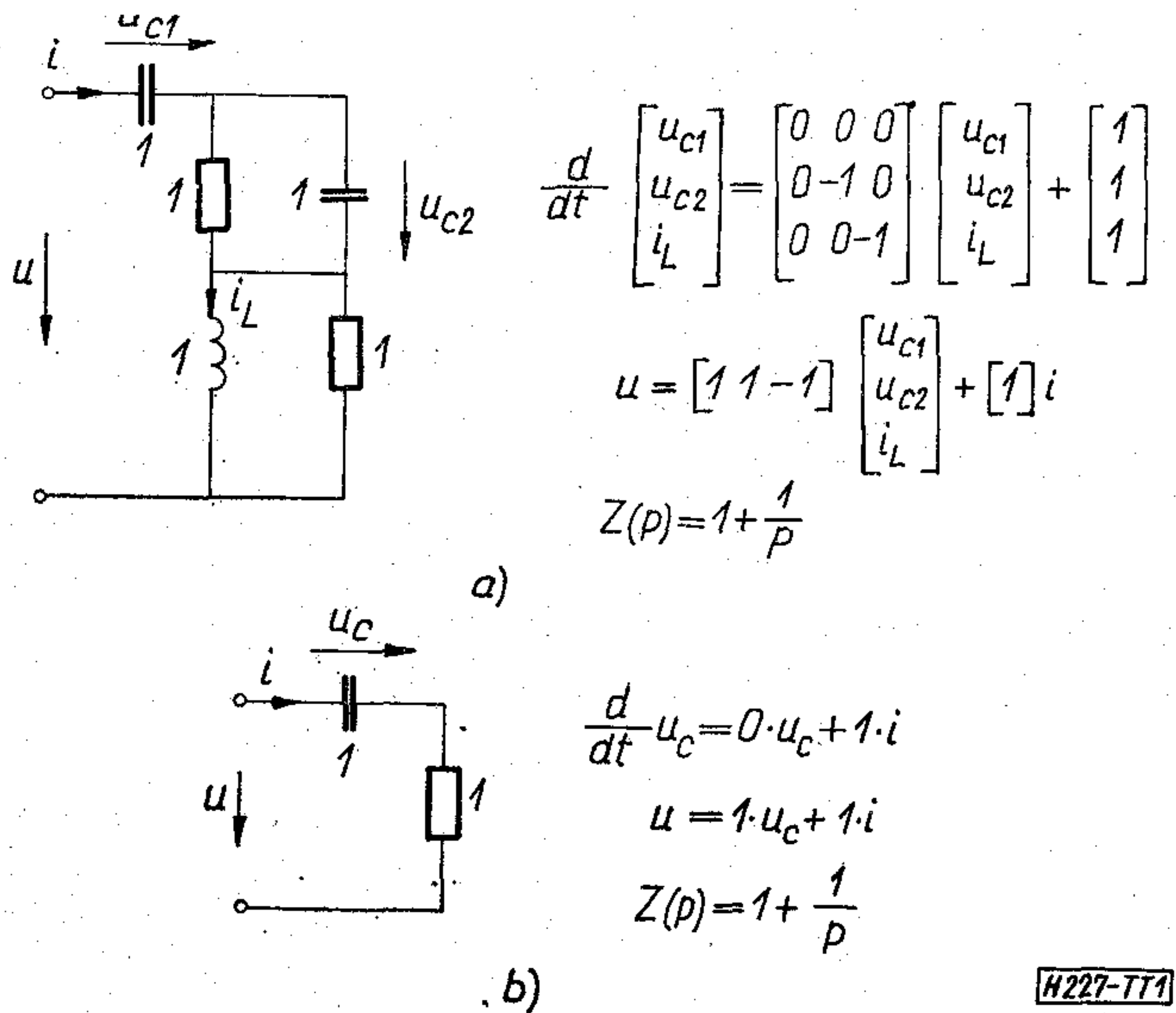
$$= \mathbf{C}(p\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} + \mathbf{D} = \mathbf{W}(p) \quad (6)$$

vagyis azonos az (1)-hez tartozóval.

A (4) és (6) alatti eredményeket két módon is értelmezhetjük. Az egyik lehetőség az, hogy \mathbf{x}_1 és \mathbf{x} ugyanannak a hálózatnak két eltérő módon kiválasztott állapotvektora (esetleg \mathbf{x}_1 elemei nem egyetlen kapacitás feszültsége vagy egyetlen indukтивitás árama) — ekkor (6) triviális eredmény. Egy másik értelmezés szerint \mathbf{x}_1 és \mathbf{x} két különböző hálózatnak az állapotvektora, melyek között a (3) transzformáció szerinti kapcsolat van. Ekkor (6) alapján a transzfer mátrix szempontjából ekvivalens hálózatokról van szó: mindkettő ugyanazt az előírást valósítja meg.

Ha a szintézis során az állapotváltozóknak mindig ugyanazt a jelentést tulajdonítjuk — azaz független kapacitás-feszültségek és indukтивitás-áramok —, akkor az (1) és (4) egyenletek realizálása két különböző kapcsolást eredményez. Egy adott transzfer mátrixnak megfelelő összes — az (1) alatti formát viselő — állapotváltozós modell, mely az (5) transzformációval származtatható egymásból, **W**(*p*) szempontjából ekvivalens. Így a transzfer mátrix realizálására elvileg végtelen sok ekvivalens kapcsolat nyerhető.

A transzfer mátrix és az állapotváltozós modellek nem egyértelmű kapcsolatát tovább bonyolítja az a tény, hogy különböző számú állapotváltozót tartal-



1. ábra

mazó modellek is vezethetnek ugyanarra a transzfer mátrixra. Erre mutat példát az 1. ábra, ahol az áramot tekintve gerjesztésnek és a feszültséget válasznak, a transzfer mátrixot reprezentáló **Z**(*p*) impedancia mindkét hálózatra ugyanaz. A szintézis alapvető szempontja lehet a minimális elemszámra való törekvés, ami egyben a minimális számú reaktáns elemet, azaz állapotváltozót is jelenti. Ezt is szem előtt kell tartanunk az állapotváltozós modellnek a transzfer mátrixból való előállításakor.

A minimál realizáció meghatározása

A szintézis első lépése az előírt transzfer mátrixból az ún. minimál realizáció, a minimális számú állapotváltozót tartalmazó (1) alatti modell **A**, **B**, **C**, **D** mátrixainak a meghatározása. Az eljárást Ho algoritmus [10, 11] alapján ismertetjük, a részletes bizonyítást mellőzzük.

Olyan transzfer mátrixból indulunk ki, mely $p \rightarrow \infty$ esetén véges. Ez a megkötés (2) alapján nyilvánvaló, hiszen $\mathbf{W}(\infty) = \mathbf{D}$, tehát az (1) alatti modellel csak a fenti megkötést teljesítő transzfer mátrix-szal rendelkező hálózatok írhatók le. A minimális állapotváltozó szám $\delta = \delta(\mathbf{W})$, a **W**(*p*) mátrix ún. McMillan foka [7, 9], ami bizonyos esetekben a mátrix-elemek közös nevezőjének fokszámával azonos. Ha (2) bal és jobb oldalát sorbafejtjük $p = \infty$ -nél, a

$$\mathbf{W}(\infty) + \sum_{i=0}^{\infty} \mathbf{K}_i p^{-(i+1)} = \mathbf{D} + \sum_{i=0}^{\infty} \mathbf{C}\mathbf{A}^i \mathbf{B} p^{-(i+1)} \quad (7)$$

egyenlőség tagonkénti összehasonlításával belátható, hogy az **{A, B, C, D}** négyes akkor és csak akkor lehet **W**(*p*) realizációja, ha

$$\mathbf{D} = \mathbf{W}(\infty); \quad \mathbf{K}_i = \mathbf{C}\mathbf{A}^i \mathbf{B} \quad (8)$$

teljesül. Utóbbi feltétel jelentheti annak kontrollját, hogy valóban megtaláltuk-e az **A**, **B**, **C** mátrixokat.

Legyen

$$a(p) = \sum_{i=0}^r a_i p^i; \quad a_r = 1 \quad (9)$$

$W(p)$ elemeinek közös nevezője. W ($n \times m$)-es mátrix, vagyis a gerjesztések száma m , a válaszoké n , így D és minden K_i szintén ($n \times m$)-es. Minimál realizáció esetén az állapotváltozók száma δ , tehát A ($\delta \times \delta$)-s B ($\delta \times m$)-es, C ($n \times \delta$)-s mátrix. Formáljunk K_i -kből egy ($rn \times rm$)-es S_r mátrixot (ennek rangja $= \delta$):

$$S_r = \begin{bmatrix} K_0 & K_1 & \dots & K_{r-1} \\ K_1 & K_2 & \dots & K_r \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ K_{r-1} & K_r & \dots & K_{2r-2} \end{bmatrix} \quad (10)$$

valamint a közös nevező alapján egy ($rn \times rn$)-es Ω_n mátrixot:

$$\Omega_n = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_n & \mathbf{1}_n & \mathbf{0}_n & \dots & \mathbf{0}_n \\ \mathbf{0}_n & \mathbf{0}_n & \mathbf{1}_n & \dots & \mathbf{0}_n \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}_n & \mathbf{0}_n & \mathbf{0}_n & \dots & \mathbf{1}_n \\ -a_0 \mathbf{1}_n & -a_1 \mathbf{1}_n & -a_2 \mathbf{1}_n & \dots & -a_{r-1} n \mathbf{1}_n \end{bmatrix} \quad (11)$$

ahol $\mathbf{0}_n$, ill. $\mathbf{1}_n$ az ($n \times n$)-es zérus, ill. egység mátrix. Az $\Omega_n S_r$ szorzat az S_r mátrix sorainak egyfeljebb feljebb tolását eredményezi. Ha bevezetjük még az

$$\mathbf{1}_{n,m} = [\mathbf{1}_n \ \mathbf{0}_{m-n}] \quad (12)$$

mátrixot, fentiek szerint az $\Omega_n^t S_r$ szorzat-mátrix bal felső eleme

$$K_i = \mathbf{1}_{n,rm} \Omega_n^t S_r \mathbf{1}_{n,rm} \quad (13)$$

vagyis (8) alapján egy lehetséges realizációt kaptunk

$$\mathbf{A} = \Omega_n \quad \mathbf{B} = S_r \mathbf{1}'_{n,rm} \quad \mathbf{C} = \mathbf{1}_{n,rm} \quad \mathbf{D} = W(\infty) \quad (14)$$

formában. Ez általában nem minimál, mivel \mathbf{A} mérete ($rn \times rn$), és legtöbbször $rn > \delta$. A minimál realizáció előállítására érdekében diagonalizáljuk S_r -t elemi transzformációkkal:

$$M S_r N = \begin{bmatrix} \mathbf{1}_\delta & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} = \mathbf{1}'_{\delta,rm} \mathbf{1}_{\delta,rm} \quad (15)$$

ahol M és N nonszinguláris négyzetes (esetleg alsó és felső háromszög) mátrixok. Bizonyítható [10, 11], hogy az

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \mathbf{1}_{\delta,rm} M \Omega_n S_r N \mathbf{1}'_{\delta,rm} \\ \mathbf{B} &= \mathbf{1}_{\delta,rm} M S_r \mathbf{1}'_{n,rm} \\ \mathbf{C} &= \mathbf{1}_{n,rm} S_r N \mathbf{1}'_{\delta,rm} \\ \mathbf{D} &= W(\infty) \end{aligned} \quad (16)$$

választás minimál realizáció, azaz \mathbf{A} ($\delta \times \delta$)-s mátrix és (8) teljesül. (16)-ból (5)-nek megfelelően bármely más minimál realizáció előállítható.

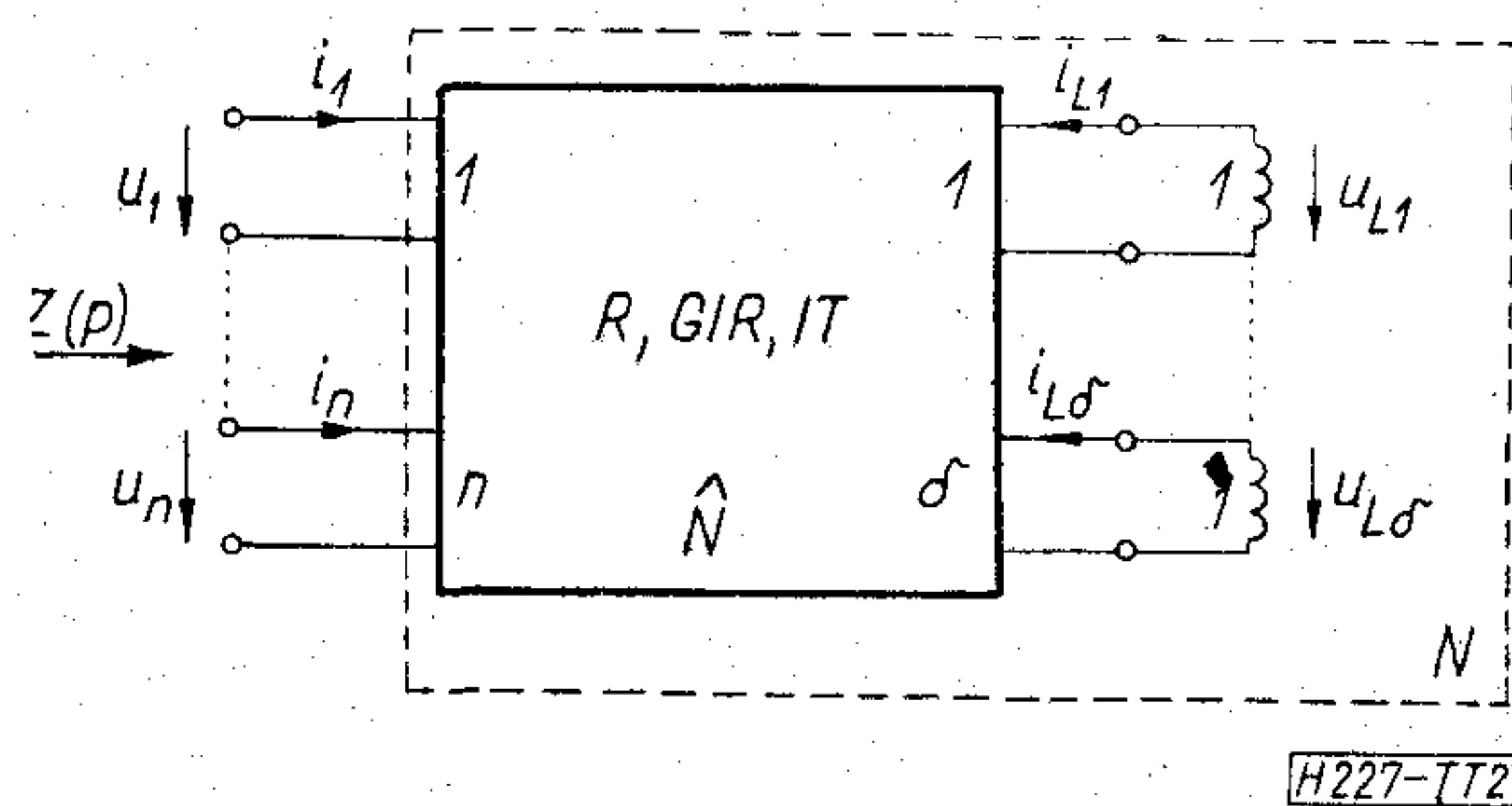
A bemutatott eljárás viszonylag egyszerű algebrai módszerekkel biztosítja egy [és abból (5) alapján bármely más] minimál realizáció előállítását, azaz tetszőleges, (1)-nek megfelelő állapotváltozós modell meghatározását. Az eljárás alkalmazható transzfer mátrixok minden típusára (immittancia, hibrid, reflexiós mátrix), passzív és aktív esetben egyaránt. Más algoritmusokkal kapcsolatban a [18, 12] irodalmakra utalunk.

Passzív impedancia szintézis

Passzív hálózatok állapotváltozós szintézisét előírt impedancia [13, 14, 15, 17, 20, 30], admittancia [11], hibrid [28] vagy reflexiós [18, 29, 30] mátrixból kiindulva lehet elvégezni. Az első három esetben lényegében azonos módszer használható, hiszen közös megkötés az adott mátrix pozitív reális (PR) volta. Mi az impedancia szintézisen mutatjuk be az állapotváltozós módszer használatát, a többi esetben az irodalomra utalunk.

Reaktancia kiemelés

Legyen adott a megtervezendő n -kapu hálózat (N) pozitív reális $Z(p)$ impedancia mátrixa. Ha a reciprocitást nem kötjük ki, azaz már eleve megengedünk girátort, a hálózatban elegendő csak egyféle reaktáns elemet — induktivitást — feltételeznünk, hiszen a kapacitás helyettesíthető girátor-induktivitás kombinációval. Továbbá transzformátor közbeiktatásával, vagy a helyettesítő girátor paramétereinek alkalmas megválasztásával minden induktivitás egységnyinek tekinthető. Az induktivitások kiemelésével N két részre bontható (2. ábra): csak a frekvenciafüggetlen



2. ábra

elemeket (ellenállások, ideális transzformátorok, girátorok) tartalmazó \hat{N} ($n + \delta$)-kapu hálózatra és ennek δ -kapuját lezáró egységnyi induktivitásokra. \hat{N} jellemezhető a konstans \hat{Z} impedancia mátrixával

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u} \\ \mathbf{u}_L \end{bmatrix} = \hat{Z} \begin{bmatrix} \mathbf{i} \\ \mathbf{i}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i} \\ \mathbf{i}_L \end{bmatrix} \quad (17)$$

míg az induktivitásokra

$$\mathbf{1}_\delta \frac{d}{dt} \mathbf{i}_L = -\mathbf{u}_L \quad (18)$$

írható. (17) és (18) egybevetésével

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_L &= -Z_{22} \mathbf{i}_L - Z_{21} \mathbf{i} \\ \mathbf{u} &= Z_{12} \mathbf{i}_L + Z_{11} \mathbf{i} \end{aligned} \quad (19)$$

adódik, ami az N hálózat egy állapotváltozós modellje, ahol

$$\mathbf{A} = -Z_{22} \quad \mathbf{B} = -Z_{21} \quad \mathbf{C} = Z_{12} \quad \mathbf{D} = Z_{11} \quad (20)$$

vagyis

$$\hat{Z} = \begin{bmatrix} \mathbf{D} & \mathbf{C} \\ -\mathbf{B} & -\mathbf{A} \end{bmatrix} \quad (21)$$

Az eredeti n -kapunál jelentkező impedancia mátrix (20) és (2) alapján

$$\mathbf{Z}(p) = \mathbf{Z}_{11} - \mathbf{Z}_{12}(\mathbf{p}\mathbf{1}_\delta + \mathbf{Z}_{22})^{-1}\mathbf{Z}_{21} \quad (22)$$

Utóbbi eredményünk szerint az \hat{N} részhálózat $\hat{\mathbf{Z}}$ impedancia mátrixát az eredeti $\mathbf{Z}(p)$ egy minimál realizációjaként lehet meghatározni a 3. fejezetben ismertetett módszerrel. \hat{N} viszont csak akkor realizálható passzív elemekkel, ha $\hat{\mathbf{Z}}$ is PR, amit a minimál realizációt előállító módszer egyáltalán nem garantál. Amennyiben $\hat{\mathbf{Z}}$ nem PR, szükség van egy alkalmas \mathbf{T} transzformációra a PR minimál realizáció előállítása érdekében. Passzív szintézisnél tehát alapprobléma egy megfelelő transzformáció meghatározása.

PR minimál realizáció

Az alábbiakban bizonyítás nélkül közöljük a PR minimál realizáció előállítására vonatkozó tételeket [11, 14, 19, 20].

(I) Legyen a $\mathbf{Z}(p)$ valós racionális törtfüggvényekből álló, csak balfelsíkbeli pólusokkal rendelkező ($n \times n$)-es mátrix egy tetszőleges minimál realizációja az $\{\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}, \mathbf{D}\}$ négyes. $\mathbf{Z}(p)$ akkor és csak akkor PR, ha léteznek az \mathbf{L} , \mathbf{W}_∞ és \mathbf{P} mátrixok (utóbbi szimmetrikus és pozitív definit), melyek kielégítik a (23) egyenleteket:

$$\mathbf{P}\mathbf{A} + \mathbf{A}'\mathbf{P} = -\mathbf{L}'\mathbf{L} \quad (23a)$$

$$\mathbf{P}\mathbf{B} = \mathbf{C}' - \mathbf{L}'\mathbf{W}_\infty \quad (23b)$$

$$\mathbf{D} + \mathbf{D}' = \mathbf{W}_\infty'\mathbf{W}_\infty \quad (23c)$$

(II) Az \mathbf{L} és \mathbf{W}_∞ mátrixok meghatározhatók a

$$\mathbf{Z}(p) + \mathbf{Z}'(-p) = \mathbf{W}'(-p)\mathbf{W}(p) \quad (24)$$

által definiált $\mathbf{W}(p)$ mátrix $\{\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{L}, \mathbf{W}_\infty\}$ minimál realizációjaként. Ekkor \mathbf{P} a (23a) egyenlet egyértelmű megoldása [21, 22, 23]. $\mathbf{W}(p)$ meghatározására Davis [24], Youla [25] vagy Loo [26] eljárásai használhatók, az $\{\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{L}, \mathbf{W}_\infty\}$ minimál realizációhoz egy tetszőleges $\{\mathbf{A}_1, \mathbf{B}_1, \mathbf{L}_1, \mathbf{W}_\infty\}$ minimál realizációból \mathbf{B} és \mathbf{B}_1 (5) alatti egybevetésével a szükséges transzformáció adódik. Ha csak \mathbf{P} -t akarjuk meghatározni, Anderson [20] módszere is használható.

(III) Az (I) alattival analóg tételt mondhatunk ki arra az esetre, ha $\mathbf{Z}(p)$ minden pólusa a $j\omega$ -tengelyen van és egyszeres (reaktáns, veszteségmentes eset). Ekkor — mivel pólus a végtelenben nem lehet — $\mathbf{D} = \mathbf{Z}(\infty) = \mathbf{0}$, továbbá (24) alapján $\mathbf{W} = \mathbf{W}_\infty = \mathbf{0}$ és így $\mathbf{L} = \mathbf{0}$. Most tehát \mathbf{P} egy lehetséges pozitív definit szimmetrikus megoldása a (25) egyenletnek:

$$\mathbf{P}\mathbf{A} + \mathbf{A}'\mathbf{P} = \mathbf{0} \quad (25a)$$

$$\mathbf{P}\mathbf{B} = \mathbf{C}' \quad (25b)$$

(IV) A PR impedancia mátrixot szolgáltató minimál realizáció előállításához szükséges transzformációt a

$$\mathbf{T}'\mathbf{T} = \mathbf{P} \quad (26)$$

összefüggés szolgáltatja \mathbf{P} felbontásával. \mathbf{T} nyilván nonszinguláris.

(V) Az (I) vagy (III) alatti esetekben a frekvenciafüggetlen részhálózat PR impedancia mátrixa a fentiek alapján

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{Z}} &= \begin{bmatrix} \mathbf{D} & \mathbf{C}\mathbf{T}^{-1} \\ -\mathbf{T}\mathbf{B} & -\mathbf{T}\mathbf{A}\mathbf{T}^{-1} \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{1}_n & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{D} & \mathbf{C} \\ -\mathbf{B} & -\mathbf{A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{1}_n & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{T}^{-1} \end{bmatrix} = [\mathbf{1}_n + \mathbf{T}] \hat{\mathbf{Z}}_0 [\mathbf{1}_n + \mathbf{T}^{-1}] \end{aligned} \quad (27)$$

ahol $\hat{\mathbf{Z}}_0$ az eredeti $\{\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}, \mathbf{D}\}$ minimál realizációhoz tartozó nem PR impedancia mátrix.

Passzív szintézis reaktancia kiemeléssel

Egy tetszőleges PR $\mathbf{Z}(p)$ mátrix — az állapotváltozós szintézis alkalmazásához — felbontható a

$$\mathbf{Z}(p) = p\mathbf{L}_\infty + \mathbf{Z}_r(p) + \mathbf{Z}_v(p) \quad (28)$$

összegre, ahol az első tag a végtelenbeli, a második a $j\omega$ -tengelyen lévő, míg a harmadik a bal felsíkbeli pólusnak felel meg. Az első tag realizálására az állapotváltozós módszer nem alkalmazható, de egyéb szintézis eljárással (pl. transzformátor-induktivitás hálózattal) viszonylag egyszerűen megvalósítható [16]: az eredményül adódó hálózat a visszamaradó, 2. ábrának megfelelő résszel sorba kapcsolandó. A másik két tagra külön-külön meghatározható egy $\{\mathbf{A}_r, \mathbf{B}_r, \mathbf{C}_r, \mathbf{0}\}$ és egy $\{\mathbf{A}_v, \mathbf{B}_v, \mathbf{C}_v, \mathbf{D}\}$ minimál realizáció, valamint a PR feltételek kielégítéséhez szükséges \mathbf{T}_r és \mathbf{T}_v transzformációs mátrixok. Ezekkel a 2. ábra \hat{N} hálózatának PR impedancia mátrixa (27)-nek megfelelően

$$\hat{\mathbf{Z}} = \begin{bmatrix} \mathbf{1}_n & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{T}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{D} & \mathbf{C}_r & \mathbf{C}_v \\ -\mathbf{B}_r & -\mathbf{A}_r & \mathbf{0} \\ -\mathbf{B}_v & \mathbf{0} & -\mathbf{A}_v \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{1}_n & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{T}_r^{-1} \\ \mathbf{0} & \mathbf{T}_v^{-1} \end{bmatrix} \quad (29)$$

A feladat tehát egy rezisztív hálózat realizálására redukálódott, mely lényegesen egyszerűbb módszerekkel történhet, mint egy frekvenciafüggő hálózaté. $\hat{\mathbf{Z}}$ pl. megvalósítható girátor-ellenállás hálózattal [11], egyszerű particionáló és diagonalizáló lépések alkalmazásával. A szintézis minimális elemszámú a reaktáns elemeket tekintve, és \hat{N} realizálása minimális számú ellenállással is lehetséges.

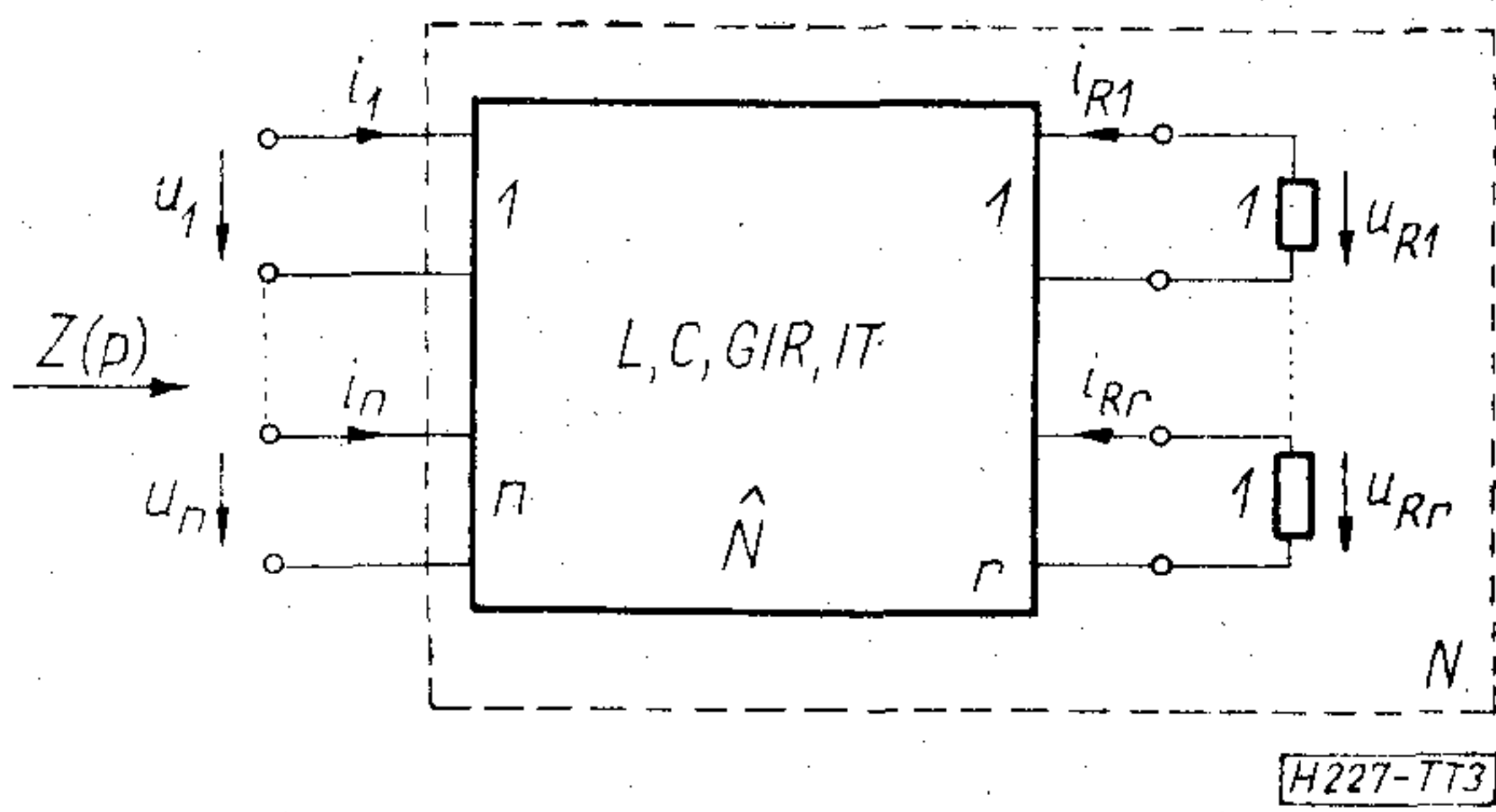
Ellenállás kiemelés — Darlington szintézis

A most bemutatandó módszerrel egy általános hálózat szintézisét veszteségmentes hálózat szintézisére vezethetjük vissza [17]. A már ismert eljárásokkal a realizálandó PR $\mathbf{Z}(p)$ impedancia mátrixnak meghatározzuk egy $\{\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}, \mathbf{D}\}$ minimál realizációját és a (23)-ban szereplő \mathbf{P} , \mathbf{L} , \mathbf{W}_∞ mátrixokat, majd (26) és (5) alapján \mathbf{P} felhasználásával az $\{\mathbf{A}_1, \mathbf{B}_1, \mathbf{C}_1, \mathbf{D}\}$ minimál realizációt, továbbá az

$$\mathbf{L}_1 = \mathbf{L}\mathbf{T}^{-1} \quad (30)$$

mátrixot. Ezekkel a 3. ábrán látható N hálózat

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}_1\mathbf{x} + \mathbf{B}_1\mathbf{i} \\ \mathbf{u} &= \mathbf{C}_1\mathbf{x} + \mathbf{D}\mathbf{i} \end{aligned} \quad (31)$$



3. ábra

állapotváltozós modelljéből az \hat{N} hálózat

$$\begin{aligned}
 & \begin{matrix} (\delta) \\ (n) \\ (r) \end{matrix} \begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}} \\ \mathbf{u} \\ \mathbf{u}_R \end{bmatrix} = \\
 & = \begin{bmatrix} \begin{matrix} (\delta) & (n) & (r) \\ \mathbf{A}_1 - \mathbf{A}'_1 & \mathbf{B}_1 + \frac{\mathbf{L}'_1 \mathbf{W}_\infty}{2} & -\frac{\mathbf{L}'_1}{\sqrt{2}} \\ \left(\mathbf{B}_1 + \frac{\mathbf{L}'_1 \mathbf{W}_\infty}{2} \right)' & \frac{\mathbf{D} - \mathbf{D}'}{2} & \frac{\mathbf{W}'_\infty}{2} \\ -\frac{\mathbf{L}_1}{\sqrt{2}} & -\frac{\mathbf{W}_\infty}{2} & \mathbf{0} \end{matrix} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{i} \\ \mathbf{i}_R \end{bmatrix} = \\
 & = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{A}} & \hat{\mathbf{B}} \\ \hat{\mathbf{C}} & \hat{\mathbf{D}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{i} \\ \mathbf{i}_R \end{bmatrix} \quad (32)
 \end{aligned}$$

állapotváltozós modelljét írhatjuk fel. Ha az \hat{N} hálózatot a 3. ábra szerint lezárjuk r darab ($r = L_1$ és \mathbf{W}_∞ sorainak száma) egységnyi ellenállással, akkor a lezárásokra vonatkozó

$$\mathbf{u}_R = -\mathbf{1}_r \mathbf{i}_R \quad (33)$$

helyettesítéssel (32) az

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}} \\ \mathbf{u} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}'_1 - \mathbf{L}'_1 \mathbf{L}_1) & \mathbf{B}_1 \\ (\mathbf{B}_1 + \mathbf{L}'_1 \mathbf{W}_\infty)' & \frac{1}{2} (\mathbf{D} - \mathbf{D}' + \mathbf{W}'_\infty \mathbf{W}_\infty) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{i} \end{bmatrix} \quad (34)$$

alakra redukálható. (23) az \mathbf{A}_1 , \mathbf{B}_1 , \mathbf{C}_1 , \mathbf{L}_1 mátrixok származtatása alapján

$$\begin{aligned}
 \mathbf{A}_1 + \mathbf{A}'_1 &= -\mathbf{L}'_1 \mathbf{L}_1 \\
 \mathbf{B}_1 &= \mathbf{C}'_1 - \mathbf{L}'_1 \mathbf{W}_\infty \\
 \mathbf{D} + \mathbf{D}' &= \mathbf{W}'_\infty \mathbf{W}_\infty
 \end{aligned} \quad (35)$$

formában is felírható, és ezzel (34)-ből visszkapjuk (31)-et, az eredeti $\mathbf{Z}(p)$ mátrix-szal rendelkező passzív N hálózat állapotváltozós modelljét. Mivel N realizálhatósága passzív elemekkel a (26) szerinti \mathbf{T} választással biztosított, \hat{N} is realizálható passzív elemekkel. \hat{N} veszteségmentes volta (32)-ből látható be, ahol $\hat{\mathbf{A}}$ és $\hat{\mathbf{D}}$ ún. ferde-szimmetrikus (skew symmetric) mátrixok és $\hat{\mathbf{C}} = \hat{\mathbf{B}}'$ [27].

A fenti módszerrel tehát az általános N hálózat szintézise visszavezethető a veszteségmentes \hat{N} há-

lózat állapotváltozós modelljének realizálására. Utóbbira egy további egyszerűsítést jelenthet, ha alkalmazzuk a reaktancia kiemelés módszerét. A 4. ábrán látható \tilde{N} hálózat (mely veszteségmentes és frekvenciafüggetlen) impedancia mátrixa ugyanis (19) és (32) összehasonlításával

$$\tilde{\mathbf{Z}} = \begin{bmatrix} \begin{matrix} (n) & (r) & (\delta) \\ \frac{\mathbf{D} - \mathbf{D}'}{2} & \frac{\mathbf{W}'_\infty}{\sqrt{2}} & \left(\mathbf{B}_1 + \frac{\mathbf{L}'_1 \mathbf{W}_\infty}{2} \right)' \\ -\frac{\mathbf{W}_\infty}{\sqrt{2}} & \mathbf{0} & -\frac{\mathbf{L}_1}{\sqrt{2}} \\ -\left(\mathbf{B}_1 + \frac{\mathbf{L}'_1 \mathbf{W}_\infty}{2} \right) & \frac{\mathbf{L}'_1}{\sqrt{2}} & \frac{\mathbf{A}'_1 - \mathbf{A}_1}{2} \end{matrix} \end{bmatrix} \begin{matrix} (n) \\ (r) \\ (\delta) \end{matrix} \quad (36)$$

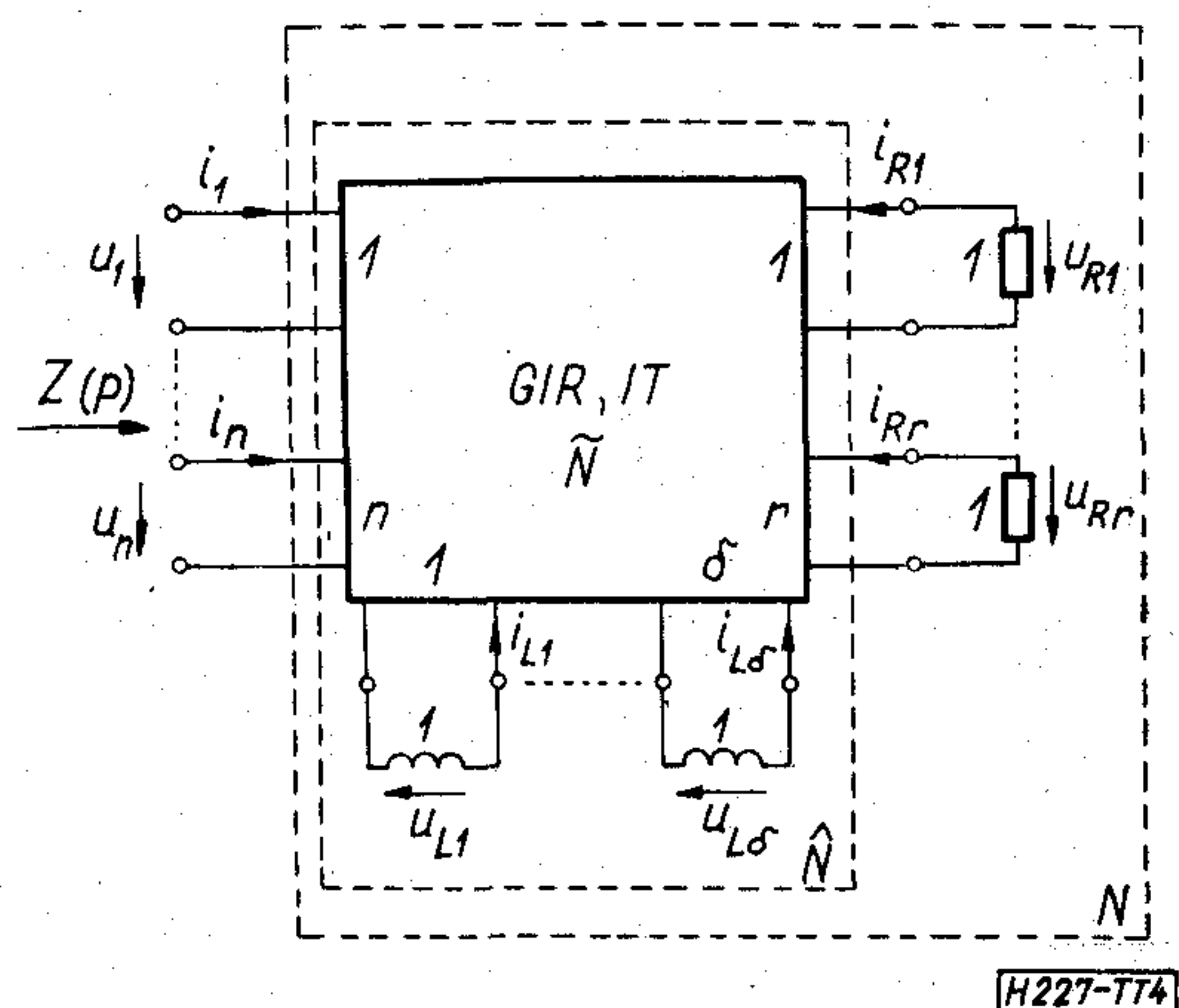
mely például egyszerű girátor hálózattal is realizálható [11, 16]. A girátor nélküli (reciprok) veszteségmentes hálózatok állapotváltozós modelljének realizálásával kapcsolatban a [27, 30] irodalmakra utalunk.

A most bemutatott módszer — a reaktancia kiemeléshez hasonlóan — szintén biztosítja a minimális számú ellenállással és reaktáns elemmel történő realizálást, de általában a girátorok száma itt sem minimális.

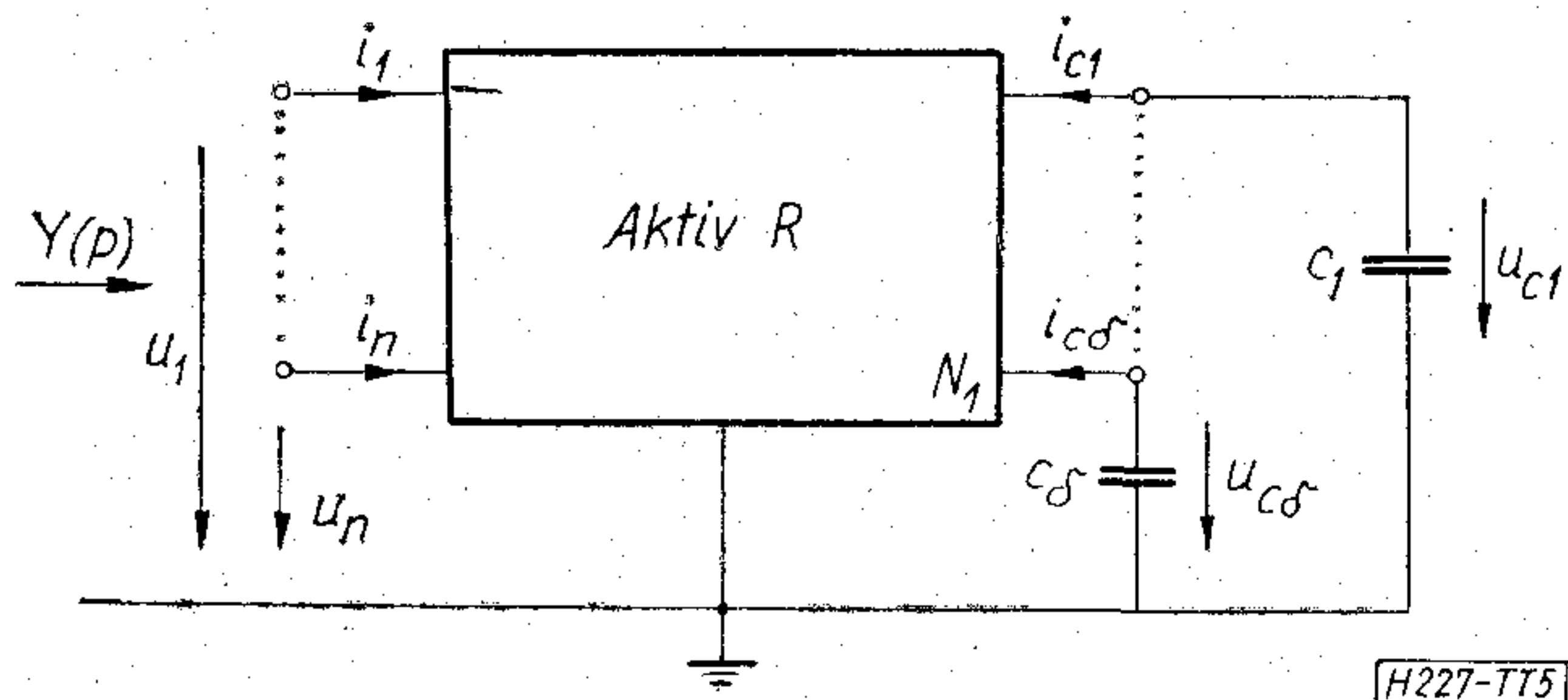
Aktív RC szintézis

Aktív hálózatok szintézisének — ha az induktivitásokat, mint az integrált áramköri technológia nemkívánatos elemét, el akarjuk kerülni — célszerű az $\mathbf{Y}(p)$ admittancia mátrix realizálását tűzni ki feladatul. A reaktancia (itt kapacitás) kiemelés módszere most is alkalmazható. Az aktív elemek és kapacitások egyszerűbb realizálhatósága miatt célszerű, ha a hálózat kapuit közös földponttal vesszük fel. Az 5. ábra alapján a kapacitások kiemelése után megmaradó aktív R hálózat admittancia mátrixára

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i} \\ \mathbf{i}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{11} & \mathbf{Y}_{12} \\ \mathbf{Y}_{21} & \mathbf{Y}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{u} \\ \mathbf{u}_c \end{bmatrix} = \mathbf{Y}_1 \begin{bmatrix} \mathbf{u} \\ \mathbf{u}_c \end{bmatrix} \quad (37)$$



4. ábra



5. ábra

és a kapacitásokra

$$\mathbf{i}_c = -\mathcal{C}\dot{\mathbf{u}}_c \quad \mathcal{C} = \text{diag}\{c_1 \dots c_\delta\} \quad c_i > 0 \quad (38)$$

írható. Utóbbi (37)-be helyettesítve

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i} \\ \mathbf{i}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{1}_n & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & -\mathcal{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i} \\ \dot{\mathbf{u}}_c \end{bmatrix} = \mathbf{Y}_1 \begin{bmatrix} \mathbf{u} \\ \mathbf{u}_c \end{bmatrix} \quad (39)$$

adódik, amiből az

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i} \\ \dot{\mathbf{u}}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{1}_n & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & -\mathcal{C}^{-1} \end{bmatrix} \mathbf{Y}_1 \begin{bmatrix} \mathbf{u} \\ \mathbf{u}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{D} & \mathbf{C} \\ \mathbf{B} & \mathbf{A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{u} \\ \mathbf{u}_c \end{bmatrix} \quad (40)$$

állapotváltozós modell generálható, így az eredeti N hálózat admittancia mátrixa

$$\mathcal{L}[\mathbf{i}] = \mathbf{Y}(p) \mathcal{L}[\mathbf{u}]; \quad \mathbf{Y}(p) = \mathbf{D} + \mathbf{C}(\mathbf{1}_\delta p - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} \quad (41)$$

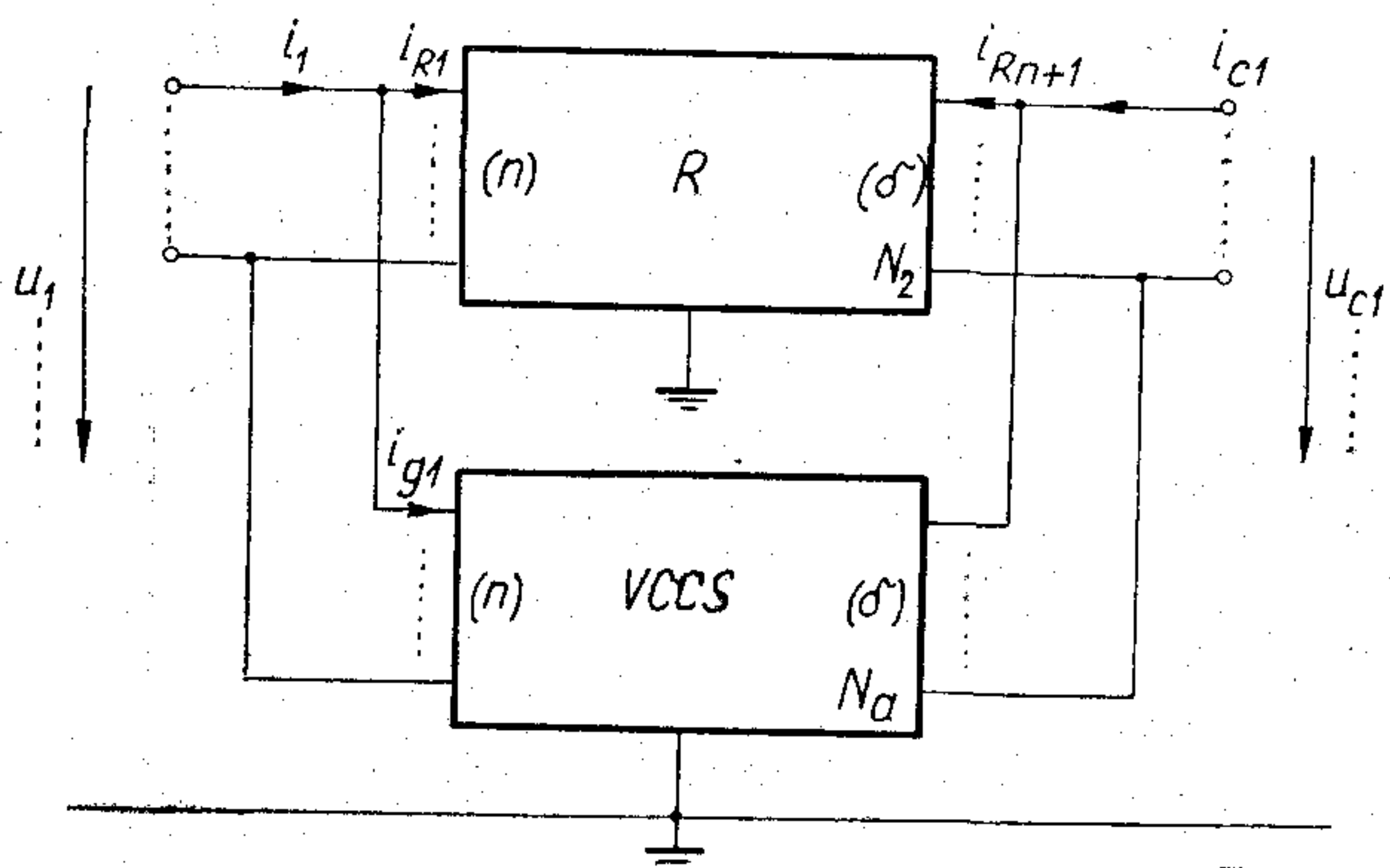
Ha tehát a realizálandó $\mathbf{Y}(p)$ mátrixból a 3. fejezet alapján elállítunk egy tetszőleges minimál realizációt, a szintézis redukálódik a frekvenciafüggetlen N_1 aktív R hálózat realizálására, melynek admittancia mátrixa (40) alapján

$$\mathbf{Y}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{1}_n & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathcal{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{D} & \mathbf{C} \\ -\mathbf{B} & -\mathbf{A} \end{bmatrix} = (\mathbf{1}_n \mp \mathcal{C}) \mathbf{M} \quad (42)$$

\mathbf{Y}_1 a minimál realizációból egy tetszőleges pozitív elemű \mathcal{C} diagonál mátrix választásával adódik. Az aktív R hálózat szintézisét a felhasználni kívánt aktív elemek típusától függően más-más módszerrel végezhetjük el. A nyert hálózatban a kapacitások száma minimális, értékük szabadon választható, továbbá földeltek. Az utóbbi két lehetőség nagyon kedvező integrált áramkörök esetén.

Aktív elem: feszültségvezérelt áramgenerátor

A Martens (31) által közölt eljárás aktív elemként feszültségvezérelt áramgenerátort (VCCS) használ,



6. ábra

akalmazható időben változó paraméterű aktív RC esetben is. A 6. ábrának megfelelően az aktív R hálózatot bontsuk fel egy ellenállás (N_2) és egy VCCS (N_a) hálózat párhuzamos kapcsolására. A két hálózat leírása az admittancia mátrixukkal

$$\mathbf{i}_R = \mathbf{Y}_2 \begin{bmatrix} \mathbf{u} \\ \mathbf{u}_c \end{bmatrix} \quad \mathbf{i}_g = \mathbf{G} \begin{bmatrix} \mathbf{u} \\ \mathbf{u}_c \end{bmatrix} \quad (43)$$

ahol \mathbf{G} minden nemzérus elemének egy VCCS felel meg az i -edik kapupont és a föld között, amelyet az u_j feszültség vezérel. A párhuzamos kapcsolásra

$$\mathbf{Y}_1 = \mathbf{Y}_2 + \mathbf{G} \quad (44)$$

adódik. A felbontáshoz az ellenállás hálózat szimmetrikus \mathbf{Y}_2 admittancia mátrixa hiperdominánsnak is választható, vagyis N_2 realizálható belső csomópont nélkül. Az aktív részre ezután

$$\mathbf{G} = \mathbf{Y}_1 - \mathbf{Y}_2 \quad (45)$$

alapján kiadódik a vezérlési tényezőket tartalmazó \mathbf{G} mátrix. \mathbf{Y}_2 alkalmas választásával bizonyos fokig maximálható \mathbf{G} -ben a nullák száma, vagyis csökkenthető a VCCS-ek száma. További szabadságfokot jelent ebből a szempontból (42)-ben \mathcal{C} megválasztása és ha \mathbf{M} helyett egy

$$\mathbf{M}_1 = (\mathbf{1}_n + \mathbf{T}) \mathbf{M} (\mathbf{1}_n + \mathbf{T}^{-1}) \quad (46)$$

ekvivalens minimál realizációt használunk, alkalmas \mathbf{T} választással. Ha nem ragaszkodunk ahhoz, hogy \mathbf{Y}_2 csomóponti admittancia mátrix legyen, vagyis megengedünk N_2 -ben belső csomópontokat is, további lehetőség van az aktív elemek számának redukálására.

Aktív elem: feszültségvezérelt feszültséggenerátor

Melvin és Bickart [32] módszerében az aktív elem invertáló feszültségvezérelt feszültséggenerátor (VCVS), mely műveleti erősítővel egyszerűen realizálható. Nagy előnye az előző módszerrel szemben, hogy az aktív elemek száma maximálisan $2(n + \delta)$.

Az aktív R hálózat felbontása most a 7. ábrának megfelelően történik. Az aktív elemek jelenléte nem módosítja az eredeti $(n + \delta)$ -kapu áramát, így az aktív részt az

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u}_a \\ \mathbf{u}_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_A \\ \mathbf{K}_A \mathbf{K}_B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{u} \\ \mathbf{u}_c \end{bmatrix} \quad \mathbf{K}_A = \text{diag}\{a_i\}; \quad a_i \leq 0 \quad (47) \\ \mathbf{K}_B = \text{diag}\{b_i\}; \quad b_i \leq 0$$

az N_2 ellenállás hálózatot az

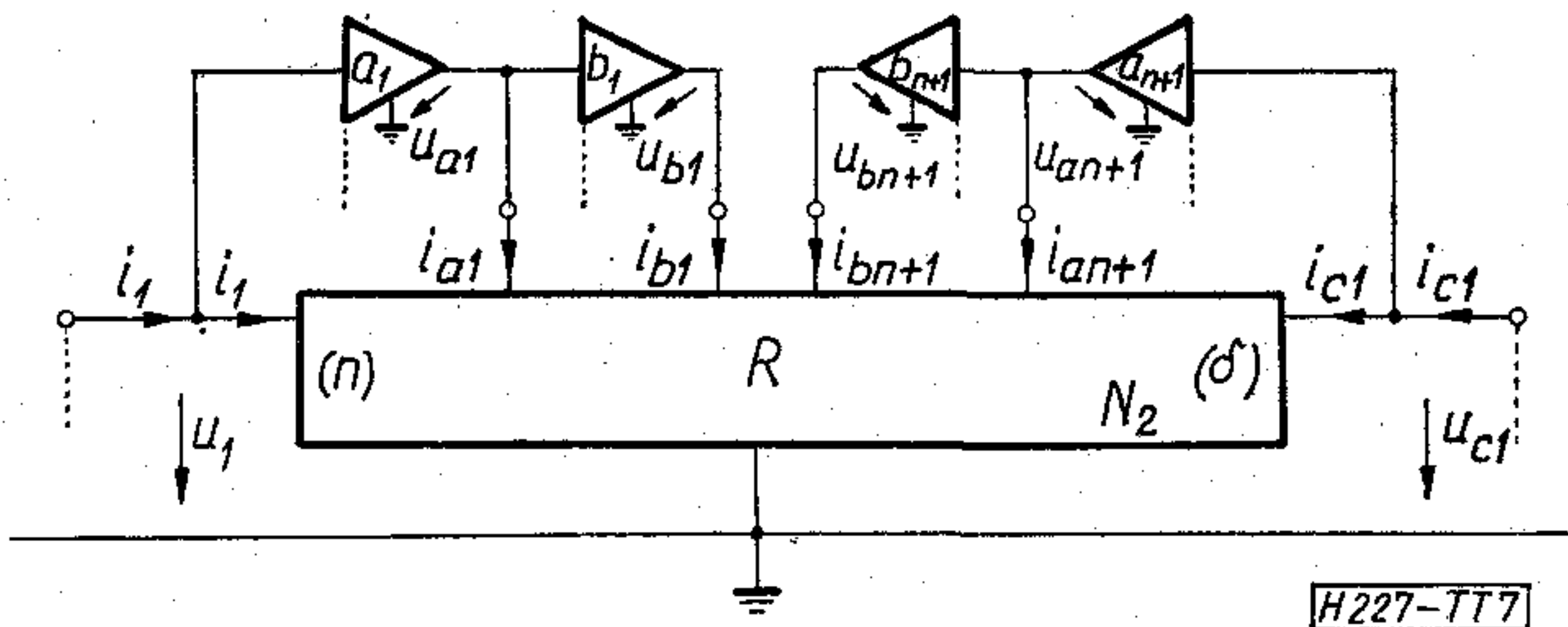
$$\begin{matrix} (n) \\ (\delta) \\ (n + \delta) \\ (n + \delta) \end{matrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i} \\ \mathbf{i}_c \\ \mathbf{i}_a \\ \mathbf{i}_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_p & \mathbf{G}_r \\ \mathbf{G}_r' & \mathbf{G}_{ab} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{u} \\ \mathbf{u}_c \\ \mathbf{u}_a \\ \mathbf{u}_b \end{bmatrix} = \mathbf{G} \begin{bmatrix} \mathbf{u} \\ \mathbf{u}_c \\ \mathbf{u}_a \\ \mathbf{u}_b \end{bmatrix} \quad (48)$$

$$\begin{matrix} (n + \delta)(n + \delta) \\ \mathbf{G}_r = [\mathbf{G}_+ \quad \mathbf{G}_-] \\ \mathbf{G}_p, \mathbf{G}_{ab} \text{ szimmetrikus} \end{matrix}$$

összefüggések írják le. (47)-et behelyettesítve (48)-ba, az első $(n + \delta)$ sor alapján — összehasonlítva (39)-cel —

$$\mathbf{Y}_1 = \mathbf{G}_p + \mathbf{G}_+ \mathbf{K}_A + \mathbf{G}_- \mathbf{K}_B \mathbf{K}_A = \mathbf{G}_p + \mathbf{P} + \mathbf{N} \quad (49)$$

Ha \mathbf{G} hiperdomináns, akkor \mathbf{G}_+ és \mathbf{G}_- elemei nem-



7. ábra

pozitívak. Mivel ugyanez áll K_A -ra és K_B -re is, P illetve N az $Y_1 - G_p$ különbség pozitív, illetve negatív elemeit tartalmazza. G_p , K_A és K_B alkalmas felvételével

$$G_+ = PK_A^\# \quad G_- = NK_A^\# K_B^\# \quad (50)$$

ahol $\#$ a pseudo-inverzét jelenti. G_{ab} diagonál választásával mindig biztosítható, hogy az aktív elemek kimenetét ne söntölje ellenállás. Az aktív elemek számának csökkentése G_p választásánál, valamint — az előző módszerhez hasonlóan — (42)-ben \mathcal{C} felvételével és egy ekvivalens minimál realizáció használatával lehetséges. Itt is előnyös lehet a hiperdomináns megkötés elhagyása.

A hamis állapotváltozók módszere

Az eddig bemutatott szintézis eljárásokban az állapotváltozók mindig megtartották eredeti jelentésüket: kapacitások feszültsége, induktivitások árama. Egyes analízis feladatok megoldása során az állapot-egyenletek transzformációjakor előfordul olyan eset, hogy az új állapotváltozók a régiek és a gerjesztések lineáris kombinációi, de az alapegyenletek előállításánál itt is az eredeti jelentéssel találkozunk. Az állapotváltozós modellt azonban olyan esetben is használhatjuk, amikor az állapotváltozókat csak annyiban lehet kapcsolatba hozni a reaktáns elemekkel, hogy számuk megegyezik a realizáláshoz minimálisan szükséges reaktáns elemek számával. A módszer első sorban skalár transzfer függvények esetében alkalmazható. Alapját az képezi, hogy minden n -edfokú racionális törtfüggvénynek megfeleltethető egy n -edrendű differenciál-egyenlet, mely visszavezethető n darab elsőfokúra. Az ezekben szereplő segédváltozókat nevezzük hamis állapotváltozóknak. Az alapelv analízis feladatok megoldására is használható (pl. tranziens válasz meghatározására), mi itt a szintézisben való alkalmazhatóságát mutatjuk be.

Tekintsük a

$$T(p) = \frac{a_0 + a_1 p + \dots + a_n p^n}{b_0 + b_1 p + \dots + b_n p^n} = \frac{Y}{U} \quad (51)$$

transzfer függvényt (Y és U a válasz és gerjesztés Laplace-transzformáltjai). Definiáljuk az állapotváltozókat az alábbi összefüggésekkel:

$$\dot{x}_{i+1} = \dot{x}_i \quad (52a)$$

$$u = b_n \dot{x}_n + \sum_{i=0}^{n-1} b_i \dot{x}_{i+1} \quad (52b)$$

$$y = a_n \dot{x}_n + \sum_{i=0}^{n-1} a_i \dot{x}_{i+1} \quad (52c)$$

A két utóbbi összefüggés alapján

$$y = \frac{a_n}{b_n} u + \sum_{i=0}^{n-1} \left(a_i - \frac{a_n}{b_n} b_i \right) x_{i+1} \quad (53a)$$

Fentiekből a

$$c_i = a_i - \frac{a_n}{b_n} b_i \quad (53b)$$

jelölés bevezetésével az

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \vdots \\ \dot{x}_{n-1} \\ \dot{x}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -b_0 & -b_1 & -b_2 & \dots & -b_{n-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{n-1} \\ x_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ 0 \\ 1/b_n \end{bmatrix} u \quad (54a)$$

$$y = [c_0 \dots c_{n-1}] \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} + \frac{a_n}{b_n} u \quad (54b)$$

állapotváltozós modell állítható elő. Hogy (54)-ből $T(p)$ adódik, az a következőképpen látható be. (52a)-ból Laplace-transzformációval

$$X_i = p X_{i-1} = \dots = p^{i-1} X_1 \quad (55a)$$

és így (52b) és (52c) az

$$U = X_1 \sum_{i=0}^n b_i p^i \quad (55b)$$

$$Y = X_1 \sum_{i=0}^n a_i p^i \quad (55c)$$

alakba írhatók, melyekből (51) nyilvánvaló.

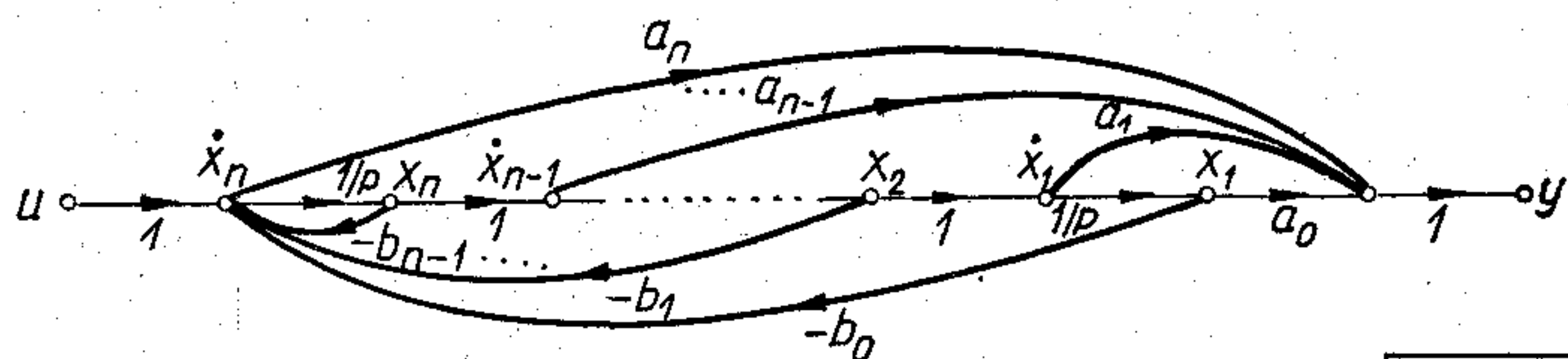
Speciális esetekben az (54) állapotváltozós modell egyszerűbb alakban adódhat, A $b_n=1$ választás egy konstans kiemelésével mindig biztosítható. Ha $a_n=0$, akkor $D=0$ és $c_i=a_i$.

Az (54) alatti modellhez az (52) definíciók alapján a 8. ábrán látható hatásgráf rendelhető ($b_n=1$ normalizálással). Ha az előírt $T(p)$ egy feszültség transzfer függvény, melyet aktív RC áramkörrel akarunk realizálni, a hatásgráf műveleti erősítő integrátorral (n darab) és összegzővel (2 darab) valósítható meg. Az aktív blokkok paramétereibe bevonhatók a hatásgráf éleinek súlyozásai.

Az (52) alatti állapotváltozó választás nem az egyedüli lehetőség. Ha pl. az

$$x_{i+1} = -\dot{x}_i \quad (56)$$

definíciót használjuk, (52) másik két összefüggésében a definiáló összeg tagjai alternálnak, hasonlóképpen a 8. ábra hatásgráfjában az a_i és b_i ágtényező is,



8. ábra

továbbá az integrátor invertáló. Utóbbi esetben hátrány, hogy az integrátor kapacitása nem földelhető.

Mivel minden transzfer függvény felbontható első és másodfokú transzfer függvények szorzatára, továbbá az elsőfokú realizálása egyszerű RC osztóval lehetséges, célszerű lehet a fenti állapotváltozós modell, illetve hatásgráf alapján másodfokú alaptagok konkrét kialakítása. Ilyenkor a 4 aktív blokkbeli passzív paraméterek közül sok szabadon választható, lehetőség van az érzékenységek optimalizálására. Az alábbiakban két ilyen alaptagot mutatunk be.

A Huelsman—Kerwin—Newcomb által kidolgozott [35] ún. állapotváltozós alaptag kapcsolása a 9. ábrán látható. Az állapotváltozós modell az (56)-nak megfelelő módosítással

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ b_0 & -b_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u_1 \quad (57)$$

$$u_2 = \begin{bmatrix} -a_0 + a_2 b_0 & a_1 - a_2 b_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + a_2 u_1$$

A transzfer függvény

$$T(p) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{a_2 p^2 + a_1 p + a_0}{p^2 + b_1 p + b_0} = \frac{R_2(1+R)(1+R_7)}{R_7(1+R_2)(1+R_4)} \frac{p^2 + \frac{1+R_4}{1+R_7} p + R_4}{p^2 + \frac{1+R}{1+R_2} p + R} \quad (58)$$

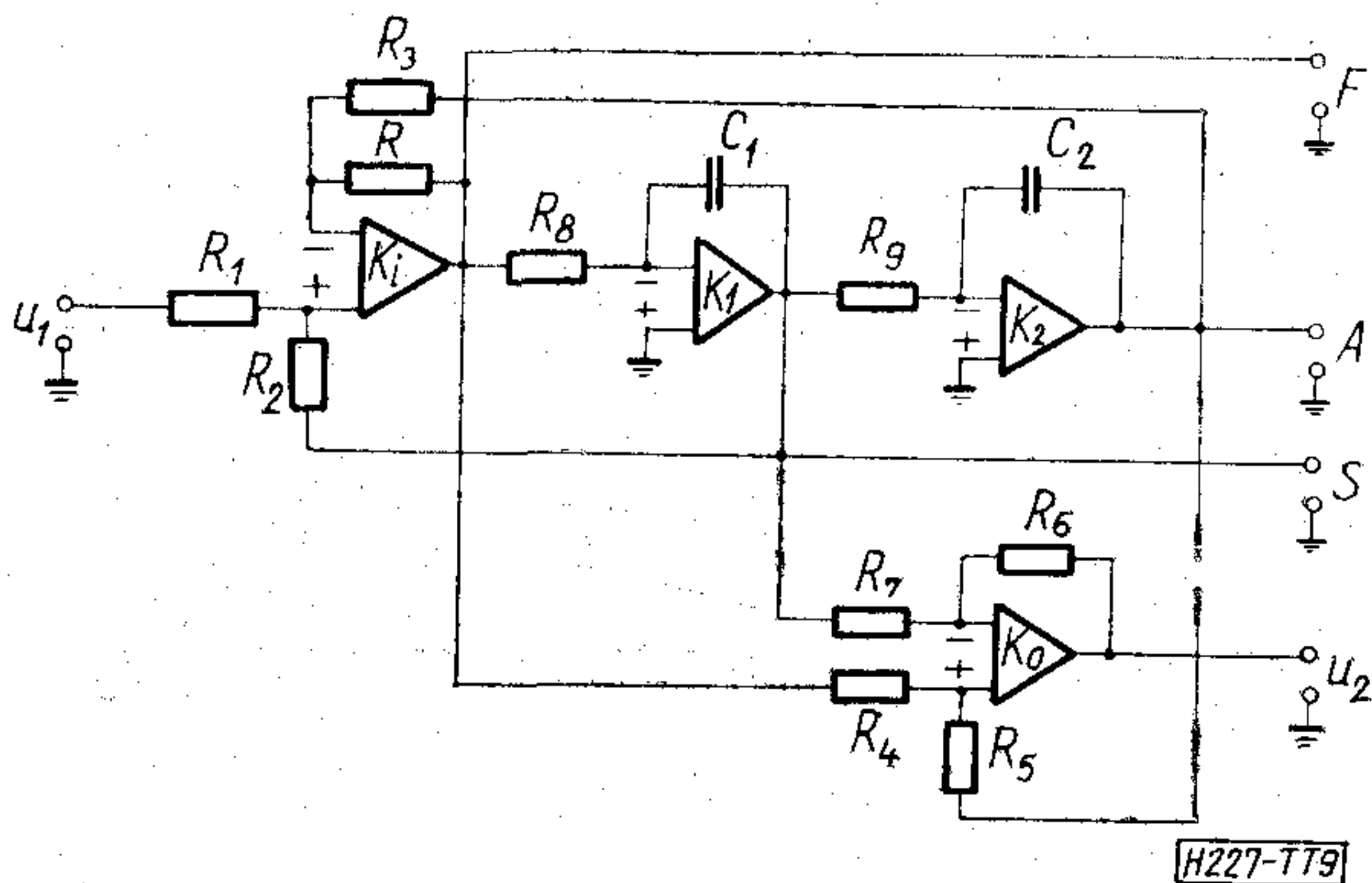
ha az alábbi elemérték választással élünk:

$$R_1 = R_3 = R_5 = R_6 = 1 \quad R_8 C_1 = R_9 C_2 = 1 \quad (59)$$

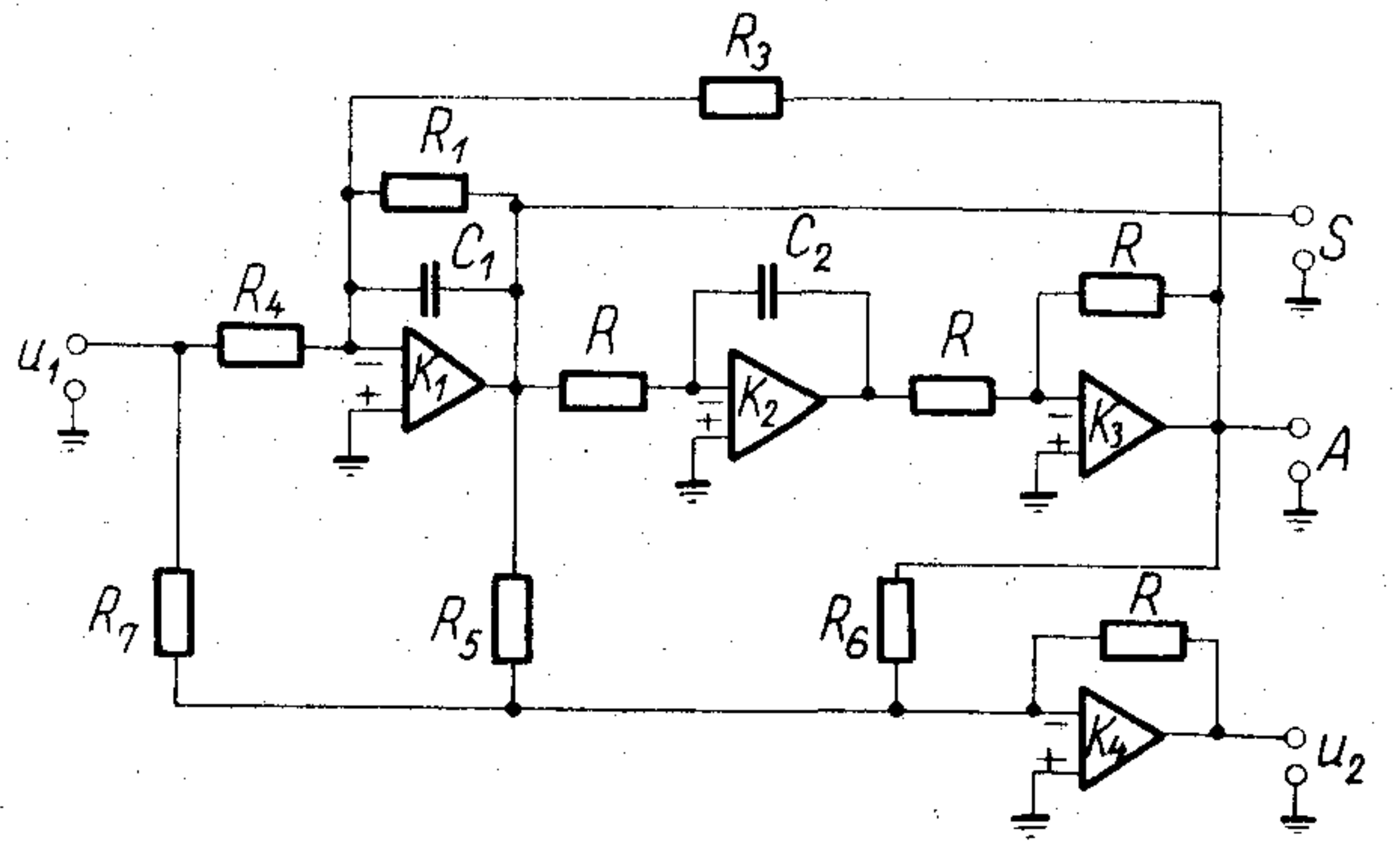
Az áramkörrel csak balfélsíkbeli transzfer zérusok valósíthatók meg, az A, F és S jelű kimenetek az aluláteresztő ($a_1 = a_2 = 0$), felüláteresztő ($a_0 = a_1 = 0$) és sávszűrő ($a_0 = a_2 = 0$) speciális esetekben használhatók, ilyenkor a K_0 kimeneti összegző elmarad. Az elemértékek (58) és (59) alapján nemlineáris egyenletrendszer megoldásával határozhatók meg. Előnyös oldala a kapcsolásnak a kedvező érzékenységek, az abszolút stabilitás, nagy Q-érték realizálhatósága

($Q_{\max} \approx \frac{K_1 K_2}{K_1 + K_2}$), és univerzális aktív RC szűrőblokként való használhatósága.

A másik típus egyik változata (Tow-tól származik [36], majd Biquad elnevezéssel Thomas [37] propa-



9. ábra



$ma > c \quad mb > d \quad k_1, k_2, C_1, C_2, R$ tetszőleges $R_1 = \frac{1}{aC_1}$

$$R_2 = \frac{k_1}{\sqrt{b}C_2} \quad R_3 = \frac{1}{k_1 \sqrt{b}C_1} \quad R_4 = \frac{1}{k_2(ma-c)C_1} \quad R_5 = k_2 R$$

$$R_6 = \frac{k_2}{k_1} \cdot \frac{ma-c}{mb-d} \sqrt{b} R \quad R_7 = \frac{R}{m}$$

H227-TT10

10. ábra

gálta) a 10. ábrán látható. Az állapotegyenletek — tetszőleges pozitív k_1 és k_2 választással — az alábbiak:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a & -k_1 \sqrt{b} \\ \sqrt{b} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -k_2 |ma-c| \\ 0 \end{bmatrix} u_1 \quad (60)$$

$$u_2 = \left[\frac{\text{sgn}(ma-c)}{k_2} \frac{k_1}{k_2} \cdot \frac{mb-d}{|ma-c| \sqrt{b}} \right] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + m u_1$$

A speciális választás lehetővé tette mindentátesztő realizálását is. A megvalósítható transzfer függvény

$$T(p) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{mp^2 + cp + d}{p^2 + ap + b} \quad (61)$$

ahol c negatív is lehet. Az elemek értékeire képletek vezethetők le. Aluláteresztő (A) és sávszűrő (S) esetén a kimeneti összegző itt is elmaradhat. Előnyös tulajdonságai: egyszerű tervezés, kedvező érzékenységek, abszolút stabilitás, univerzális használhatóság, viszonylag egyszerű hangolhatóság [37].

Végül megemlítjük, hogy a hamis állapotváltozók módszere alapján lyukszűrőként (notch-filter, j-tengelyen levő konjugált zéruspár) használható alaptagok is előállíthatók [38].

Összefoglalás

Cikkünk céljaként az állapotváltozós szintézis módszerek összefoglaló bemutatását tűztük ki. Megmutattuk, hogy az állapotváltozós szemlélet alapján minden lineáris, koncentrált paraméterű, időinvariáns hálózat szintézise visszavezethető frekvenciafüggetlen hálózat realizálására a reaktáns rész kiemelésével. A módszer elvi alapja általános, aktív, passzív, reciprok és nonreciprok esetben egyaránt használható. Az ellenállás kiemelés a passzív, a hamis állapotváltozók módszere pedig az aktív RC hálózatok esetében illusztrálják az állapotváltozók szintézisbeli használatának további lehetőségeit.

Mint ahogyan a hálózatok analizésében egyre nagyobb tért hódítanak, hasonlóképpen a hálózatszin-

tézisben is az állapotváltozós módszerek megjelenése a hálózatelmélet további jelentős gazdagodását eredményezte. Őszintén reméljük, hogy az új módszerek bemutatásával hozzájárulhattunk azok szélesebb körű megismertetéséhez.

Függelék

A cikkben a vektorokat és mátrixokat félkövér szedéssel jelöltük: kisbetűk a vektorokra, nagybetűk a mátrixokra vonatkoznak. $\dot{\mathbf{x}}$ illetve \mathbf{X} vagy $\mathcal{L}[\mathbf{x}]$ az \mathbf{x} vektor időszerinti deriváltja, illetve Laplace-transzformáltja, \mathbf{M}' az \mathbf{M} mátrix transzponáltja. $\mathbf{0}$ és \mathbf{I} a zérus és egységmátrixok, az alsó index a méretükre utal. A diagonál mátrix jelölése: $\text{diag}\{m_1 \dots m_n\}$, a blokk-diagonál mátrixok egyszerűsített írásmódjával az

$$\begin{matrix} & (n) & (k) \\ (n) & \left[\mathbf{M}_1 & \mathbf{0} \right] \\ (k) & \left[\mathbf{0} & \mathbf{M}_2 \right] \end{matrix} \equiv (\mathbf{M}_1 + \mathbf{M}_2)$$

jelöléssel definiált ún. direkt összeget használtuk. A mátrix mellett, illetve fölött lévő zárójeles mennyiségek a particionálás sorainak illetve oszlopainak számát adják meg.

Egy négyzetes, nonszinguláris mátrix egyértelmű inverzzel rendelkezik: $\mathbf{M}\mathbf{M}^{-1} = \mathbf{M}^{-1}\mathbf{M} = \mathbf{I}$. Ha \mathbf{M} ($n \times m$)-es, rangja n (nyilván $m > n$), akkor van jobboldali inverze: $\mathbf{M}\mathbf{M}_j^{-1} = \mathbf{I}_n$, ha rangja m (azaz $m < n$), van baloldali inverze: $\mathbf{M}_b^{-1}\mathbf{M} = \mathbf{I}_m$, mindkét utóbbi inverz típus általában nem egyértelmű. A négyzetes szinguláris és a fentiekől eltérő nem négyzetes mátrixokra értelmezhető az $\mathbf{M}^\#$ pseudo-inverz az $\mathbf{M} = \mathbf{M}\mathbf{M}^\#\mathbf{M}$ és $\mathbf{M}^\# = \mathbf{M}^\#\mathbf{M}\mathbf{M}^\#$ összefüggések kielégítésével vagy egyéb más általánosított inverz [33, 34].

Egy mátrix szimmetrikus, ha $\mathbf{M} = \mathbf{M}'$, ferde (skew, schief) szimmetrikus, ha $\mathbf{M}' = -\mathbf{M}$. Minden mátrix felbontható egy szimmetrikus és egy ferde szimmetrikus mátrix összegére: $\mathbf{M} = \mathbf{M}_S + \mathbf{M}_{FS}$, ahol $\mathbf{M}_S = (\mathbf{M} + \mathbf{M}')/2$ és $\mathbf{M}_{FS} = (\mathbf{M} - \mathbf{M}')/2$.

A szimmetrikus \mathbf{M} mátrix pozitív szemidefinit, ha tetszőleges $\mathbf{x} \neq \mathbf{0}$ vektorra $\mathbf{x}'\mathbf{M}\mathbf{x} \geq 0$. Ha az egyenlőségjel nincs megengedve, \mathbf{M} pozitív definit. Példa az $\mathbf{M} = \mathbf{K}\mathbf{K}'$ mátrix, amely nonszinguláris \mathbf{K} esetén pozitív definit, egyébként pozitív szemidefinit. Pozitív szemidefinit kell legyen továbbá minden passzív, frekvenciafüggetlen hálózat impedancia (admittancia, hibrid) mátrixának szimmetrikus része, mivel a felvett összteljesítmény

$$P_h = \sum_k i_k u_k = \mathbf{i}'\mathbf{u} = \mathbf{i}'\mathbf{Z}\mathbf{i} \equiv \mathbf{i}'\mathbf{Z}_s\mathbf{i} \geq 0$$

nem lehet negatív, akármilyen áramokkal gerjesztjük a kapcsolatot.

A szimmetrikus mátrix domináns, ha bármely sorára fennáll: $y_{ii} \geq \sum_j |y_{ij}|$, $j \neq i$; hiperdomináns, ha ezen felül $y_{ij} \leq 0$. A domináns jelleg elégséges feltétel minden ellenállás-hálózat admittancia mátrixának realizálásához, a hiperdomináns jelleg pedig szükséges és elégséges feltétel ahhoz, hogy \mathbf{Y} csomóponti admittancia mátrix legyen, vagyis, hogy a hálózat belső csomópont nélkül realizálható legyen.

- [1] Trón T.: Általános hálózatanalízis az állapotváltozók segítségével. Híradástechnika, XX. évf. 1. sz., 1969. jan., 8–20. old.
- [2] Adorján P. – Herpy M. – Roska T. – Tatai P.: Alkalmazási segédlet az ANAL-34 programhoz. Távközlési Kutató Intézet tanulmánya. TKI-I-72-322-5, Budapest, 1972.
- [3] Roska T.: Állapotváltozós analízis. Műszeripari Kutató Intézet tanulmánya. Budapest, 1970.
- [4] Kalotay B. – Soós T.: Állapotváltozós hálózat analízis. Műszeripari Kutató Intézet tanulmánya. Budapest, 1971.
- [5] C. Pottle: A „Textbook” computerized state-space network analysis algorithm. IEEE Trans. on Circuit Theory, vol. CT-16, no. 4, pp. 566–568, Nov. 1969.
- [6] O. Tosun – A. Dervisoglu: Formulation of state equations in active RLC networks and a computer program. Proc. Second Int. Symp. Network Theory, Herceg-Noví, Yugoslavia, 1972, pp. 27–36.
- [7] R. E. Kalman: Irreducible realizations and the degree of a matrix of rational functions. SIAM Jour. on Appl. Math., vol. 13, no. 2, pp. 520–544, June 1965.
- [8] B. D. O. Anderson – R. W. Newcomb – R. E. Kalman – D. C. Youla: Equivalence of linear time-invariant dynamical systems. Jour. Franklin Inst., vol. 281, no. 5, pp. 371–378, May 1966.
- [9] D. C. Youla: The synthesis of linear dynamical systems from prescribed weighting patterns. SIAM Jour. on Appl. Math., vol. 14, no. 3, pp. 527–549, May 1966.
- [10] B. L. Ho – R. E. Kalman: Effective construction of linear state-variable models from input output data. Proc. Third Annual Allerton Conf. on Circuit and System Theory, 1965, pp. 449–459.
- [11] R. W. Newcomb: Network Theory: The State-Space Approach. Librairie Universitaire Louvain, Belgium, 1968.
- [12] L. M. Silverman – H. E. Meadows: Equivalence and synthesis of time-variable linear systems. Proc. Fourth Annual Allerton Conf. on Circuit and System Theory, 1966, pp. 776–784.
- [13] B. D. O. Anderson – R. W. Newcomb: Impedance synthesis via state-space techniques. Proc. IEE (London), vol. 115, no. 7, pp. 928–936, July 1968.
- [14] E. S. Kuh – D. M. Layton – J. Tow: Network analysis and synthesis via state variables. Network and Switching Theory, G. Biorci szerkesztésében, New York: Academic, 1968, pp. 135–155.
- [15] D. M. Layton: State representations, passivity, reciprocity, and n-port synthesis. Proc. Fourth Annual Allerton Conf. on Circuit and System Theory, 1966, pp. 639–647.
- [16] R. W. Newcomb: Linear Multiport Synthesis. New York: McGraw-Hill, 1966.
- [17] B. D. O. Anderson – R. W. Brockett: A multiport state-space Darlington synthesis. IEEE Trans. on Circuit Theory, vol. CT-14, no. 3, pp. 336–337, Sept. 1967.
- [18] D. C. Youla – P. Tissi: N-port synthesis via reactance extraction – Part I. 1966 IEEE Intern. Conv. Rec., vol. 14, pt. 7, pp. 183–208.
- [19] B. D. O. Anderson: A system theory criterion for positive real matrices. SIAM Jour. on Control, vol. 5, no. 2, pp. 171–182, May 1967.
- [20] B. D. O. Anderson: Development and applications of a system theory criterion for rational positive real matrices. Proc. Fourth Annual Allerton Conf. on Circuit and System Theory, 1966, pp. 400–407.
- [21] S. Barnett – C. Storey: Solution of the Lyapunov matrix equation. Electronics Letters, vol. 2, no. 12, pp. 466–467, Dec. 1966.
- [22] C. F. Chen – L. S. Shieh: A note on expanding $\mathbf{PA} + \mathbf{A}'\mathbf{P} = -\mathbf{Q}$. IEEE Trans on Automatic Control, vol. AC-13, no. 1, pp. 122–23, Feb. 1968.
- [23] E. J. Davison – F. T. Man: The numerical solution of $\mathbf{A}'\mathbf{Q} + \mathbf{Q}\mathbf{A} = -\mathbf{C}$. IEEE Trans on Automatic Control, vol. AC-13, no. 4, pp. 448–449, Aug. 1968.
- [24] M. C. Davis: Factoring the spectral matrix. IEEE Trans. on Automatic Control, vol. AC-8, no. 4, pp. 296–305, Oct. 1963.
- [25] D. C. Youla: On the factorization of rational matrices. IRE Trans. on Information Theory, vol. IT-7, no. 3, pp. 172–189. July 1961.

- [26] *S. G. Loo*: Spectral factorization by means of augmented factors. *Electronics Letters*, vol. 3, no. 6, pp. 238–239, June 1967.
- [27] *R. Yarlagadda*–*Y. Tokad*: Synthesis of LC networks – A state-model approach. *Proc. IEE (London)*, vol. 113, no. 6, pp. 975–981, June 1966.
- [28] *R. Yarlagadda*: Network synthesis – A state-space approach. *IEEE Trans. on Circuit Theory*, vol. CT-19, no. 3, pp. 227–232, May 1972.
- [29] *S. Vongpanitlerd*–*B. D. O. Anderson*: Scattering matrix synthesis via reactance extraction. *IEEE Trans. on Circuit Theory*, vol. CT-17, no. 4, pp. 511–517, Nov. 1970.
- [30] *S. Vongpanitlerd*: Reciprocal lossless synthesis via state-variable techniques. *IEEE Trans. on Circuit Theory*, vol. CT-17, no. 4, pp. 630–632, Nov. 1970.
- [31] *G. O. Martens*: Active RC synthesis of time varying and time-invariant state equations. *IEEE Trans. on Circuit Theory*, vol. CT-14, no. 3, pp. 345–346, Sept. 1967.
- [32] *D. W. Melvin*–*T. A. Bickart*: P-port active RC networks: Short-circuit admittance-matrix synthesis with a minimum number of capacitors. *IEEE Trans. on Circuit Theory*, vol. CT-18, no. 6, pp. 587–592, Nov. 1971.
- [33] *N. S. Urquhart*: Computation of generalized inverse matrices which satisfy specified conditions. *SIAM Rev.*, vol. 10, Apr. 1968, pp. 216–218.
- [34] *H. P. Decell*: An application of the Cayley-Hamilton theorem to generalized matrix inversion. *SIAM Rev.*, vol. 7, Oct. 1965, pp. 526–528.
- [35] *W. J. Kerwin*–*L. P. Huelsman*–*R. W. Newcomb*: State-variable synthesis for insensitive integrated circuit transfer functions. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-2, no. 3, pp. 87–92, Sept. 1967.
- [36] *J. Tow*: Active RC filters – A state-space realization. *Proc. IEEE*, vol. 56, no. 6, pp. 1137–1139, June 1968.
- [37] *L. C. Thomas*: The Biquad: Part I. – Some practical design considerations. ... Part II. – A multipurpose active filtering system. *IEEE Trans. on Circuit Theory*, vol. CT-18, no. 3, pp. 350–361, May 1971.
- [38] *S. Chakrabarty*–*A. K. Choudhury*: State-variable realization of voltage-controlled active notch filters. *Proc. IEEE*, vol. 57, no. 11, pp. 2068–2069, Nov. 1969.

EGYESÜLETI HÍREK

A távközléshálózatok elméletének és gyakorlatának irányvonalai és problémái

Dr. Arne Jensen Professor (Technical University of Denmark) 1973. április 13-án az Egyesületben, a Távbeszélő Szakosztály rendezésében a fenti címmel előadást tartott.

Arne Jensen a korszerű, a sztochasztikus folyamatok elméletén alapuló, telefonforgalom-elmélet egyik megalkotójának tekinthető. 1948-ban, az „A. K. Erlang élete és munkája” című kiadványban megjelent dolgozatában mutatta ki, hogy Erlang eredeti, az 1910-es évekről származó eredményei a Markov-folyamatok elméletének szemszögéből is teljesen helytállóak. A Copenhagen Telephone Company alkalmazottaként sokat foglalkozott az elmélet alkalmazásának gazdasági vonatkozásaival, ismert műve a „Meo elv” című (1950), amely a telefonközpontok és hálózatok bővítését forgalmi és költség szempontokat egyaránt figyelembe véve tárgyalja. 1952-ben a csatlóutas rendszerek Jacobaeus-féle forgalmi méretezését fejleszti tovább és jelentős szerepe van az Ericsson cég crossbar rendszerének dániai elterjedésében. Kezdeményezésére indult még 1950-ben a Nemzetközi Távközléshálózati Kongresszus (International Teletraffic Congress) munkája, amely három évenként tényleges kongresszust tart, továbbá állandó bizottsággal is rendelkezik; a bizottság elnöke A. Jensen. A Technical University of Denmark matematikai statisztikai és operációkutatási intézetének vezetőjeként érdeklődése az utóbbi időben, inkább az operációkutatás területe felé fordult.

Arne Jensen a FIACC értekezletére érkezett Budapestre és ezt követően a HTE meghívására további két napot töltött itt. Április 13-án zsúfolt programja volt. A délelőttöt a BHG-ban töltötte, ahol a gyárlátogatáson kívül a fejlesztőmérnökök egy kisebb csoportjával kerekasztal megbeszélésen vett részt. A megbeszélés fő témája a távközléshálózati mérnökök szükségessége és kiképzése volt. Sok szó esett a specializálódás „elidegenítő” hatásáról; közös munkanyelv, közös fogalmak hiányában a szakértők gyakran nem értenek szót egymással.

Ugyanaznap délután tartotta meg a címben megjelölt előadást az MTESZ Kossuth Lajos téri székházában. Az előadásban Dr. Kozma László professzor elnökölt, az angol szöveget szakmai és nyelvi szempontból kifogástalanul Horváth Imre, a BHG fejlesztőmérnöke tolmácsolta.

Az előadás első részében arról a hatásról beszélt Jensen professzor, amelyet a számítógépesítés és az adatvégállomások elterjedése gyakorol a telefonhálózatra. Várható, hogy a forgalom jellege teljesen megváltozik, sőt egy számítógép mint előfizető kiszolgálást is igényel, mint ami eddig szokásos volt. Adatforgalmat is lebonyolító hálózatokban a tartásidő eloszlása már nem a megszokott exponenciális jellegű. A hívások

beérkezése azonban változatlanul Poisson folyamatnak tekinthető. Ha számítógépek az előfizetők:

1. Új típusú tartásidő lép fel.
2. A kapcsolat felépítésének ideje rövid.
3. Nincs többé szükség arra, hogy mindenkit mindenkivel össze lehessen kötni.
4. Különböző átviteli sebességek vannak a hálózatban.
5. Időbeli késések gyakran megengedettek.

A második részben néhány, több éve folyó mérési sorozatról számolt be, amelyeket minicomputerrel, távvezérelve számos dán telefonközpontban végeztek. Megállapították, hogy az átlagos tartásidő nagymértékben a napszak függvénye, a hosszú beszélgetések az esti órákban gyakoriak. Meglepetten tapasztalták, hogy a hívások beérkezése rövid időtartamokban jelentős ingadozást mutat, néha egész hívászaporok jelentkeznek a központokban. A tárolt programvezérlésű telefonközpontok szempontjából nagyon fontos kérdés a hívás beérkezés matematikai modelljének meghatározása. A vezérlőrendszernek szélsőséges, de előre várható helyzetekben is megbízhatóan és az előírások szerint kell működni. Ehhez szükség van arra, hogy a rövid időtartamokban beérkező hívások darabszámának eloszlását ismerjük. A mérések arra a meglepő eredményre vezettek, hogy minden látszólagos rendellenesség dacára a hívások beérkezése Poisson folyamat. Az eredményekről az intézet munkatársai Stockholmban, a 7. ITC-a be fognak számolni 1973. júniusában.

Telefonhálózatok létesítése és bővítése volt az előadás harmadik fő tárgyköre. Az Y. Rapp-féle eljárás vázolója után elsősorban a beruházások programozásának kérdését tárgyalta részletesen. A probléma optimális megoldását gyakran látszólag lényegtelen tényezők befolyásolják. Hiába volna jobb és olcsóbb, pl. háromévenként bővíteni a hálózatot, ha a beruházónak, pl. egy adott városnak a költségvetése évente ad erre egy bizonyos összeget, amelyet mégiscsak a legbiztosabb abban az évben elkölteni erre a célra.

Az előadás után Arne Jensen professzor néhány kérdésre válaszolt.

Végezetül e helyen is köszönetet kell mondani a Híradástechnikai Tudományos Egyesületnek és személy szerint Susánszky László főtitkárnak és Mérey Imréné főtitkárhelyettesnek, hogy lehetővé tették Arne Jensen látogatását. Az előadás hallgatói, a kerekasztal megbeszélés résztvevői és mindazok, akik személyesen is elbeszélgettek vele, úgy vélem, értékes tapasztalatokkal gazdagodtak.

Gosztony Géza

Hangolt erősítők illesztési és stabilitási problémái*

ETO 621.375.126:621.372.512.3

Az erősítőtechnikában mindjobban nőnek a nagyfrekvenciás félvezető eszközökkel szemben támasztott követelmények, ezért fokozottabban kell törekednünk az erősítők helyes méretezésére, s a lehetőségekhez képest legnagyobb teljesítményerősítés elérésére. Az erősítő eszköz fogalmába éppúgy beleértjük a különböző típusú egyedi tranzisztorokat és más erősítésre felhasználható (félvezető) elemeket, mint a különböző integráltsági fokú lineáris integrált áramköröket.

Az irodalmak a tervezési összefüggéseket csak elhanyagolásokkal és közelítésekkel adják meg, ezeknek az eredményeknek az érvényességi tartománya, illetve pontossága ezért meglehetősen bizonytalan.

Ma már az áramköri elemeket is mind gyakrabban nyomtatott formában állítják elő, vagy az erősítő eszközök elosztott paraméterű hálózatokhoz, tápvonal csomókhoz csatlakoznak, így egy jelentősebb utólagos korrekció nagyon költséges lehet. Ezeknél az erősítőknél tehát különösen célszerű és előnyös, ha már a tervezés fázisában pontosabban és megbízhatóbban ismerjük a fokozatok jellemzőit.

Az erősítőfokozatok minden részletre kiterjedő tervezése megkívánja az illesztési kérdések alapos ismeretét és vizsgálatát. Ilyen jellegű számítások az általában hagyományos módszer szerint mindjárt az elején a valós és képzetes részek szétválasztásával történnek. Ilyen körülmények között már egyszerűbb problémáknál is nagyon elbonyolódhat a megoldás menete, és a terjengős képletek miatt nagy lesz az elhibázás lehetősége. Ezek a nehézségek azután maguk után vonják az elhanyagolások, illetve közelítések szükségességét.

Komplex változós számítástechnika alkalmazásával ezeket a bonyolultabb illesztési feladatokat is egyszerűbben és áttekinthetőbben lehetett megoldani, s a számítások egzakt végeredményeket szolgáltatnak. Az áramkörök kivitelezése során az előre pontosan figyelembe nem vehető parazita elemek (pl. szórt kapacitások stb.) már csak sokkal jelentéktelenebb eltéréseket hoznak létre a számított és a mért értékek között.

Ebben a feldolgozásban — a számítástechnikai módszerek mellőzésével — csak az erősítőfokozatok tervezéséhez legszükségesebb összefüggéseket foglaljuk össze. Nem foglalkozunk ugyan átviteli karakterisztikák kialakításával és meghatározásával, de kitérünk két gyakrabban használt csatoló áramkör — a zárókör és a sávszűrő — azon realizálási szempontjaira, melyek teljesítésével biztosíthatók a csatolt fokozatok részére a kívánt lezárási feltételek.

Az illesztési és stabilitási kérdések vizsgálata ebben a közleményben az „y” paraméter rendszerre épül. Más paraméter csoportot célszerű erre a paraméter csoportra átszámítani. Bár az „s” reflexiós paraméterek felhasználásával néhány eredmény az irodalomban megtalálható, ezek az eredmények azonban csak egy szűk körét ölelik fel azoknak az eredményeknek, melyek az „y” paraméterekkel már rendelkezésre állnak.

Az eredmények könnyű kiértékelését és felhasználhatóságát — az eddig használatos stabilitási tényező módosításán kívül — egy új stabilitási tényező bevezetése, továbbá illesztési diagramok kidolgozása teszi lehetővé.

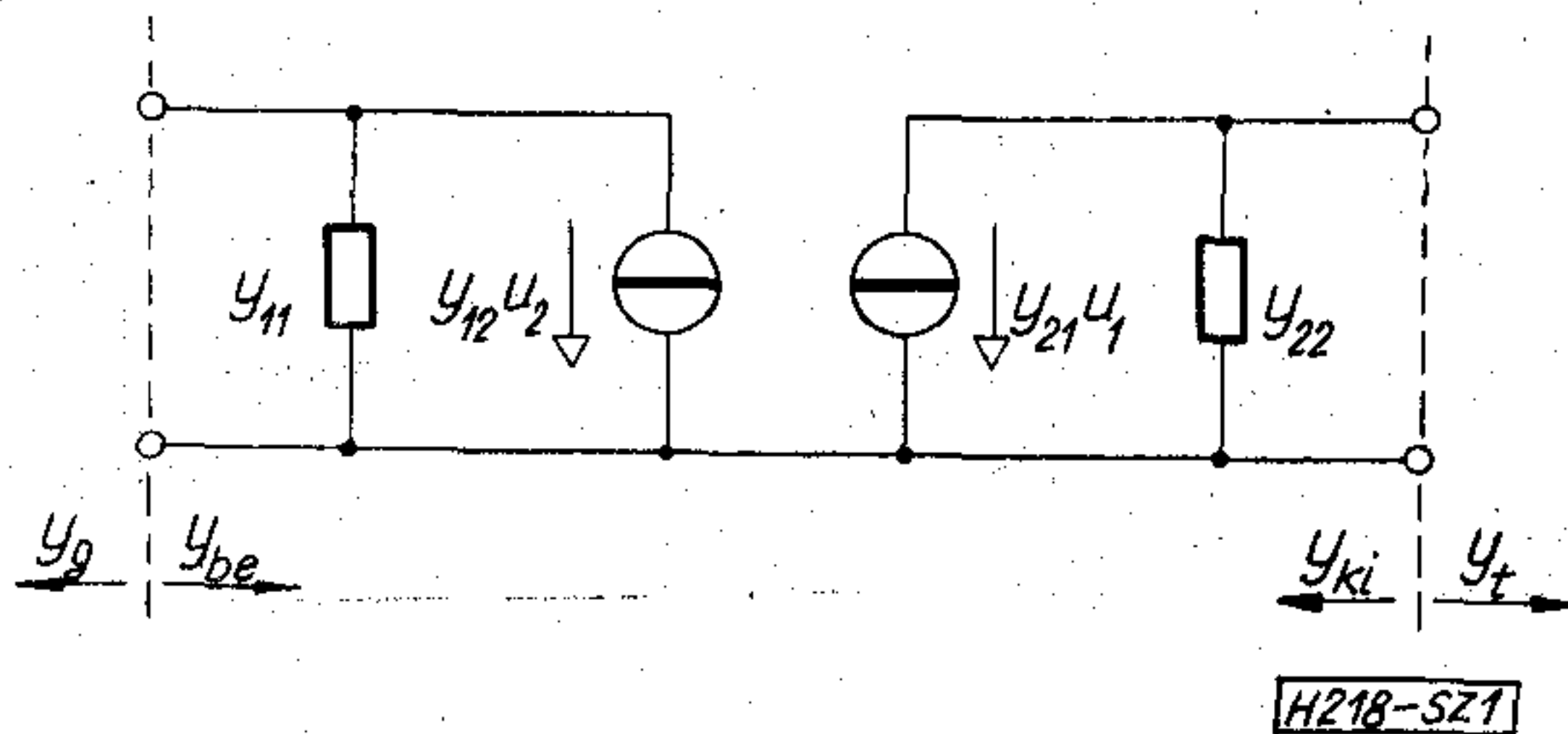
1. Alapvető összefüggések

Az erősítőfokozat jellemzéséhez szükséges admittanciákat az 1. ábra tünteti fel. Az y_{11} és y_{22} paramétereket az (1.1) és (1.2) egyenletek szerint összevonjuk a lezáró admittanciákkal, s a megkülönböztetést nagybetűs indexekkel biztosítjuk:

$$y_G = y_g + y_{11} \quad (1.1)$$

$$y_T = y_t + y_{22} \quad (1.2)$$

Az erősítőfokozat hatásfokára a transzfer teljesítményerősítés a jellemző, mely a terhelésre jutó tel-



1. ábra. Az erősítőfokozat helyettesítő kapcsolása és admittanciaviszonyai

jesítményt a generátorból kivehető maximális teljesítményhez viszonyítja:

$$G_T = \frac{P_t}{P_{gM}} = \frac{4g_g g_t |y_{21}|^2}{|y_G y_T - y_{12} y_{21}|^2} \quad (1.3)$$

A stabilitásvizsgálatokat is ezen összefüggés szerint kell elvégeznünk.

Visszahatásmentes esetben ($y_{12} = 0$) kapnánk az ún. G_{TM} unilaterális teljesítményerősítést, mely hasznos segédmenyiség lesz a későbbi eredményeink megadásánál:

$$G_{TM} = \frac{|y_{21}|^2}{4g_{11} g_{22}} \quad (1.4)$$

* Elhangzott az 1972. évi XVII. Ilmenai Nemzetközi Kolloquiumon.
 Beérkezett: 1973. III. 24.

A fokozat be- és kimenő admittanciája:

$$y_{be} = y_{11} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{22} + y_t} = y_{11} - y_v \quad (1.5)$$

$$y_{ki} = y_{22} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{11} + y_g} \quad (1.6)$$

ahol $y_v = g_v + jb_v$ a bemenetre visszaható admittancia.

A stabilitáskritériumok az irodalomból ismertek. Az (1.7) vagy (1.8) által megadott feltétlen stabilitás kritériumának teljesülése esetén az (1.9) és (1.10) feltételeket kielégítő konjugált illesztés lehetséges az adott frekvencián. Ez az **illesztett lezárás** esete:

$$2g_{11}g_{22} > |y_{12}y_{21}| + \text{Re}(y_{12}y_{21}) \quad (1.7)$$

$$2g_{11}g_{22} > |y_{12}y_{21}| (1 + \cos \varphi) \quad (1.8)$$

és $y_g^* = y_{be} \quad (1.9)$

$$y_t^* = y_{ki} \quad (1.10)$$

Ha az illesztés nem lehetséges, akkor az (1.13) és (1.14)-nek megfelelően csak a képzetes részek hangolhatók ki, miközben a lezárások való részeinek az (1.11) vagy (1.12)-vel megadott feltételes stabilitás kritériumát kell kielégíteniük. Ez az **elillesztett lezárás** esete:

$$2g_G g_T > |y_{12}y_{21}| + \text{Re}(y_{12}y_{21}) \quad (1.11)$$

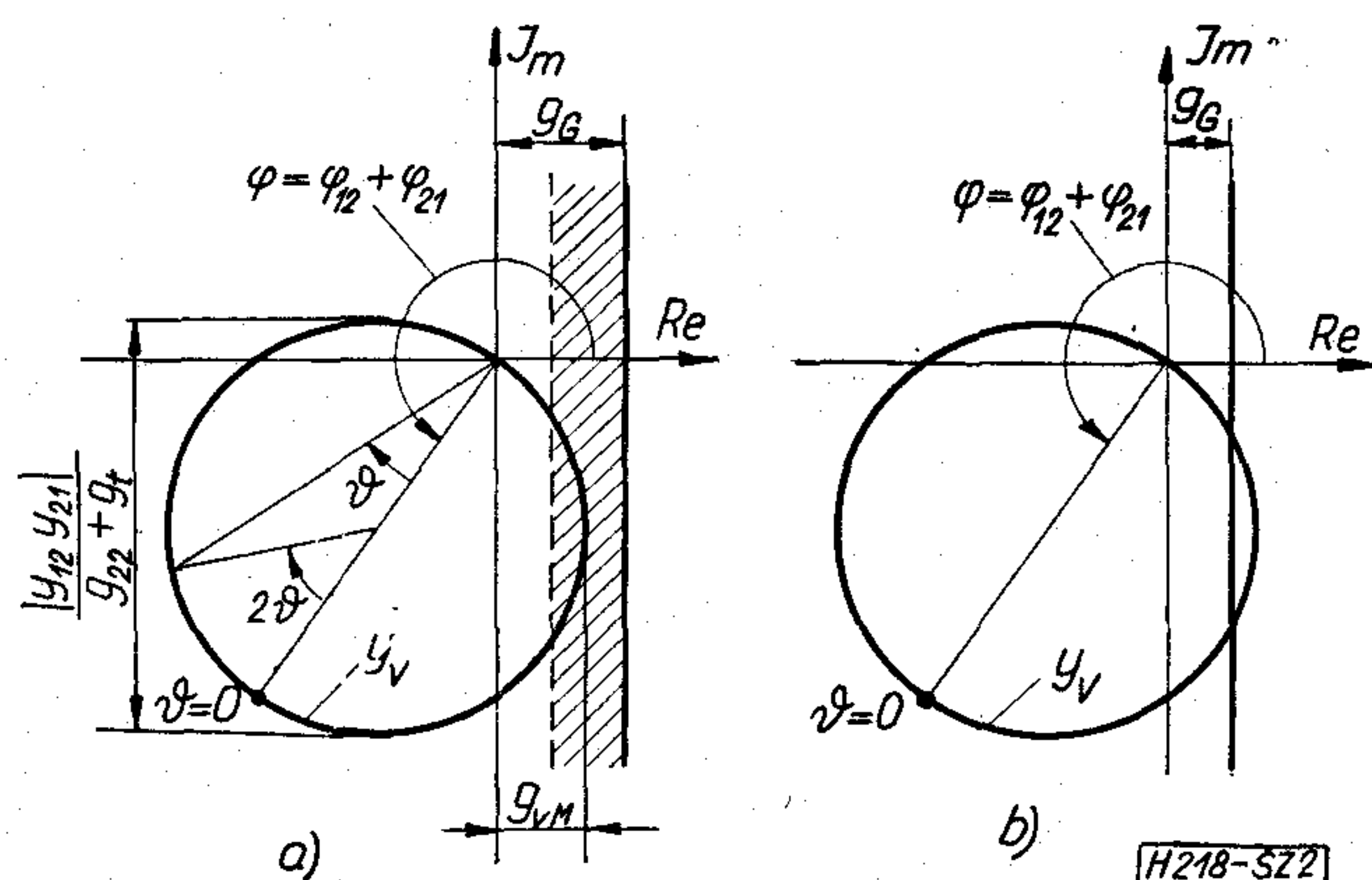
$$2g_G g_T > |y_{12}y_{21}| (1 + \cos \varphi) \quad (1.12)$$

és $\text{Im } y_g^* = \text{Im } y_{be} \quad (1.13)$

$$\text{Im } y_t^* = \text{Im } y_{ki} \quad (1.14)$$

2. Stabilitási tényezők

Az előbb megadott kritériumok egyenlőtlenségeit csak olyan mértékben teljesítjük túl, amennyire ezt a stabilitás feltétlenül megköveteli, mert a stabilitás



2. ábra. Az y_v és y_g admittanciák helygörbéi, a) stabil fokozat helygörbéi, b) instabil fokozat helygörbéi

növelése csak az erősítés csökkentése árán lehetséges. A stabilitásvizsgálatot ebben a cikkben a 2. ábra alapján fogjuk elvégezni, ahol a kör az y_v visszaható, az egyenes pedig a generátoroldali összevont admittancia helygörbéje, ha a két lezáró konduktancia állandó. (A terhelésoldalon végezve a stabilitásvizsgálatot változatlan eredmények adódnának.)

Az irodalomtól eltérően a stabilitási tényezőt általánosan a (2.1) szerint definiáljuk:

$$S' = \frac{g_g + g_{11} - g_v}{g_g + g_{11}} = 1 - \frac{g_v}{g_G} \quad (2.1)$$

Hangolás közben g_{vM} értékre közelíti meg a kör az egyenest, amiből az S_h hangolási stabilitási tényező adódik:

$$S_h = 1 - \frac{g_{vM}}{g_G} = 1 - \frac{|y_{12}y_{21}|}{2g_G g_T} (1 + \cos \varphi) \quad (2.2)$$

A hangolási stabilitási tényező százalékos értéke egyúttal azt fejezi ki, hogy legalább hány százaléka marad meg a hangolás folyamán is a visszaható nélküli $g_G = g_{11} + g_g$ konduktanciának. Stabil fokozat esetén 0...100% lehetséges, az instabil fokozatra pedig negatív S_h érték utal.

A hangolási stabilitási tényezőhöz hasonlóan képezhető az illesztetőségi tényező:

$$S_i = 1 - \frac{|y_{12}y_{21}|}{2g_{11}g_{22}} (1 + \cos \varphi) \quad (2.3)$$

A maximális átviteli teljesítményerősítésre hangolt fokozatot más bemenő konduktancia jellemzi, ezzel adódik ki a hangolt stabilitási tényező:

$$S = 1 - \frac{g_{vh}}{g_G} \quad (2.4)$$

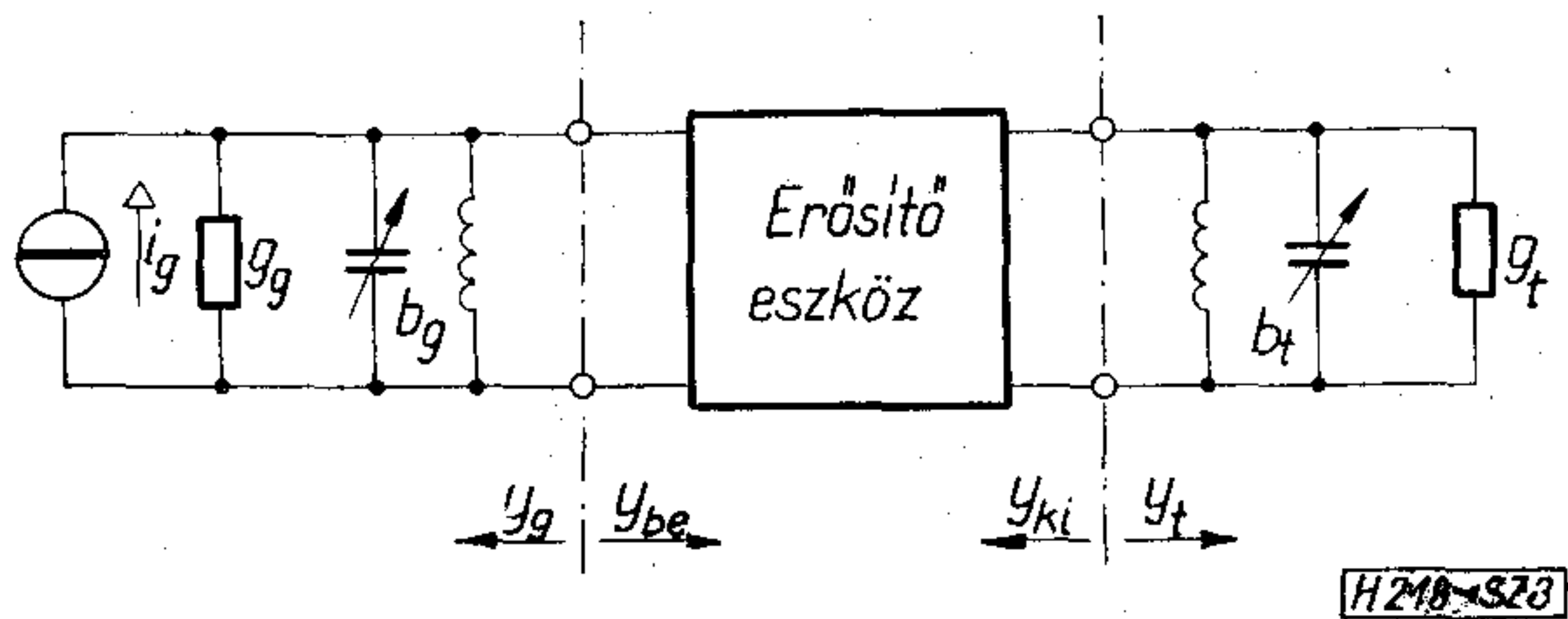
A stabilitáskritériumok az S_h és S_i tényezőkkel az alábbi módon egyenlőséggé alakíthatók át:

$$2g_G g_T = \frac{1}{1 - S_h} |y_{12}y_{21}| (1 + \cos \varphi) \quad (2.5)$$

$$2g_{11}g_{22} = \frac{1}{1 - S_i} |y_{12}y_{21}| (1 + \cos \varphi) \quad (2.6)$$

Térjünk vissza még egyszer a stabilitási tényezők értelmezéséhez. A 2. ábra konstans lezáró konduktanciák esetére adja meg a helygörbéket. Akár többfokozatú erősítőknél, de akár olyan egyfokozatú erősítőknél is, ahol soros elemen keresztül történik a hangolás (pl. Π vagy T tag), nem maradnak állandók a hangolás folyamán a lezáró konduktanciák. A 2a ábra vonalkázott sávja például egy bemenő oldali Π tag esetére tünteti fel azt az admittanciatarományt, amelyet mindkét oldali hangolással a Π tag létrehozhat. Ilyen esetben tehát a helygörbék metszése miatt a teljesítménymaximum mellett gerjedés is létrejöhet. A teljesítménymaximumot viszont feltétlenül be tudjuk hangolni, melynek során a munkapont az admittanciasáv jobboldali stabil határegyenesére fog beállni.

Az elmondottak értelmében megállapítható, hogy a hangolási stabilitási tényező — melynek más formában megadott változatát az irodalom stabilitási tényezőként kizárólagosan használja — nem konstans lezáró konduktanciák esetén elveszti stabilitás meghatározó jellegét. Szerepe egy olyan faktorra redukálódik, mely a hangolt stabilitási tényezőhöz rendelve a lezáró konduktanciák kiszámításához szükséges.



3. ábra. Mindkét oldali kihangolással elillesztetten lezárt erősítőfokozat

Ily módon a fokozatok egyetlen stabilitás jellemzője — s ez a továbbiakban még fokozottabban ki fog tűnni — a most bevezetett hangolt stabilitási tényező, természetesen a behangolt maximum környezetében.

3. Elillesztett lezárás

A mindkét oldalon elillesztetten lezárt fokozat viszonyait a 3. ábra alapján vizsgáljuk. A maximális teljesítményerősítést a be- és kimenő oldali szuszceptanciák kihangolásával érjük el. Elillesztett lezárást kell alkalmaznunk, ha:

1. a feltétlen stabilitás kritériuma a kérdéses frekvenciatartományban nem teljesül, tehát az S_i illeszthetőségi tényező negatív

2. az S_i illeszthetőségi tényező ugyan pozitív, de a realizálható illesztett lezárásokkal a fokozat kedvezőtlenül kis stabilitási tényezővel rendelkezik.

Az elillesztett lezárás szuszceptanciái az

$$\operatorname{Im} y_g^* = \operatorname{Im} y_{be} \quad (3.1)$$

és

$$\operatorname{Im} y_t^* = \operatorname{Im} y_{ki} \quad (3.2)$$

kihangelési feltételek megoldásaiként adódnak. Az egyenletrendszer megoldásából egyrészt kiadódik, hogy a két összevont admittancia fázisszögre azonos:

$$\frac{b_g}{g_g} = \frac{b_t}{g_t} = \operatorname{tg} \vartheta = q \quad (3.3)$$

A (3.3) visszahelyettesítése után az S_h és S stabilitási tényezőkkel kifejezve a ϑ fázisszöge harmad-, illetve másodfokú egyenlet adódik:

$$q^3 + q \left[1 + (1 - S_h) \left(1 - \operatorname{tg}^2 \frac{\varphi}{2} \right) \right] - 2(1 - S_h) \operatorname{tg} \frac{\varphi}{2} = 0 \quad (3.4)$$

$$q^2 \operatorname{tg} \varphi + q(2 - S) + (S - 1) \operatorname{tg} \varphi = 0 \quad (3.5)$$

Adott stabilitási tényezőkhöz tartozó megoldások az 1. és 2. diagramból egyszerűen kiolvashatók. Természetesen az erősítő eszköz által meghatározott transzfer $\varphi = \operatorname{arc}(y_{12}y_{21})$ szöghöz csak az egyik stabilitási tényező választható szabadon, a másik már kiadódik. A két stabilitási tényező között a kapcsolat nagyon bonyolult, egyszerűen nem számíthatók át egymásba.

A behangolt fokozat transzfer teljesítményerősítését a (3.6), illetve a (3.8) kifejezések alapján hatá-

rozhatjuk meg:

$$G_T = G_{TM} \left[\frac{2(1 + \cos \varphi)}{1 - S_i} \right]^2 \frac{g_g}{g_{11}} \frac{g_t}{g_{22}} \left[\frac{\sin \vartheta}{\sin(\varphi - 2\vartheta)} \right]^2 \quad (3.6)$$

$$\frac{1}{G_{IM}} = \frac{4g_{11}g_{22}}{|y_{12}|^2} \quad (3.7)$$

$$G_T(\text{dB}) = G_{TM}(\text{dB}) + 20 \operatorname{lg} \frac{2(1 + \cos \varphi)}{1 - S_i} + 10 \operatorname{lg} \left(\frac{g_g}{g_{11}} \frac{g_t}{g_{22}} \right) + G_h(\text{dB}) \quad (3.8)$$

Az első két tényező a (3.7) szerint tulajdonképpen az inverz unilaterális teljesítményerősítés. Látható továbbá, hogy teljesítményerősítés kifejezésében csak az egyik tényező függ a ϑ lezárási fázisszögtől, melynek logaritmusikus egységekben kifejezett $G_h(\text{dB})$ értéke a diagramokból szintén leolvasható.

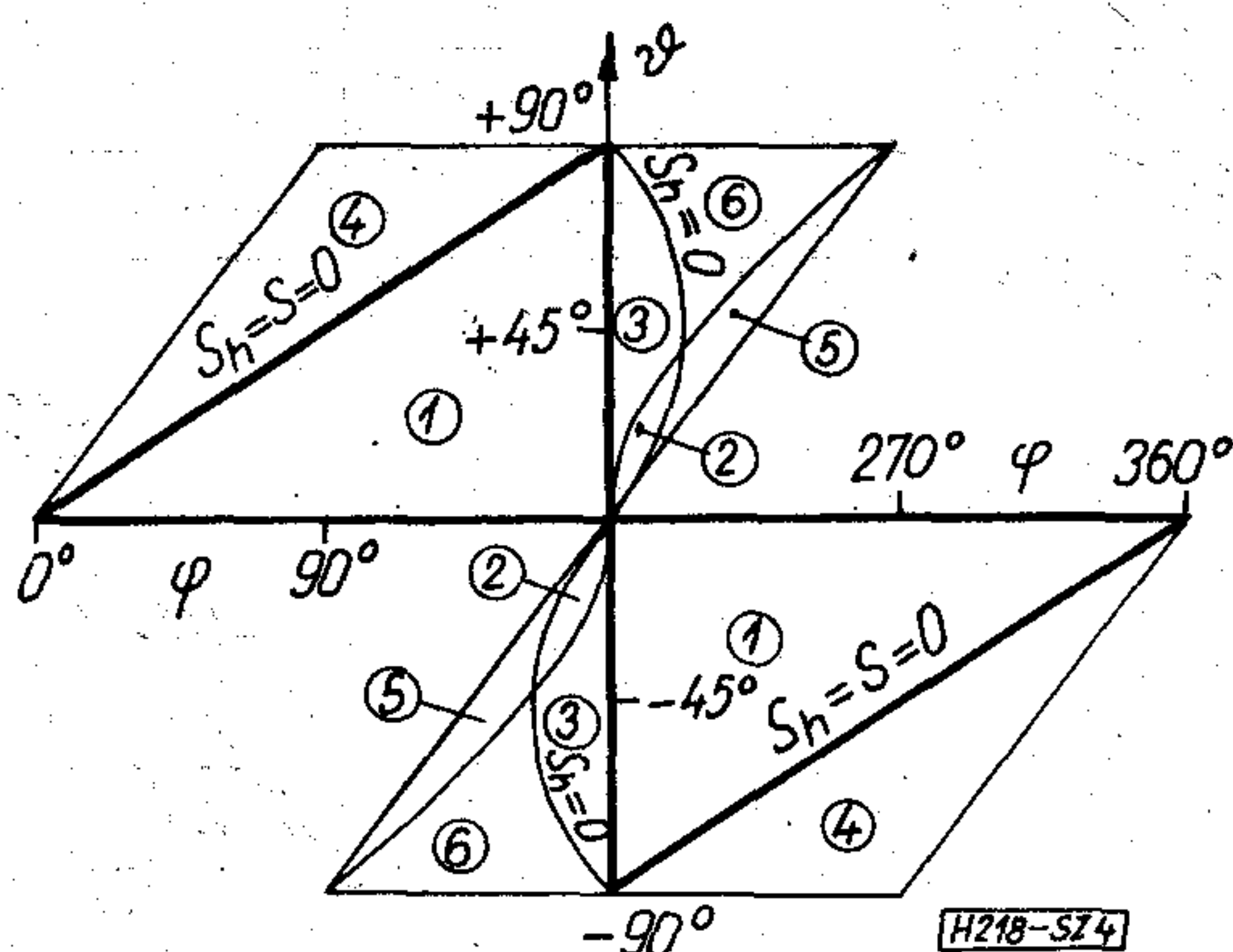
A vizsgálat során teljes áttekintést kapunk az összes elképzelhető esetről és jelenségről, beleértve az instabilitás tartományait is. Ezeknek a tartományoknak a jellegét a 4. ábra, jellemző értékeit pedig az 1. diagram adja meg. Az 5. ábra változatai a 4. ábra lehetséges (nem elfajuló) változatait szemlélteti, miként változik az egyes esetekben a behangolás folyamán az erősítés. A 2. diagram nagyobb felbontással a teljes tartománynak már csak azt a részét tünteti fel, mely az erősítőfokozatok kívánt beállításához szükséges tervezési adatokat öleli fel.

A lezáró konduktanciákat a (3.9) összefüggés betartásával kell megválasztani:

$$\left(1 + \frac{g_g}{g_{11}} \right) \left(1 + \frac{g_t}{g_{22}} \right) = \frac{1 - S_i}{1 - S_h} \quad (3.9)$$

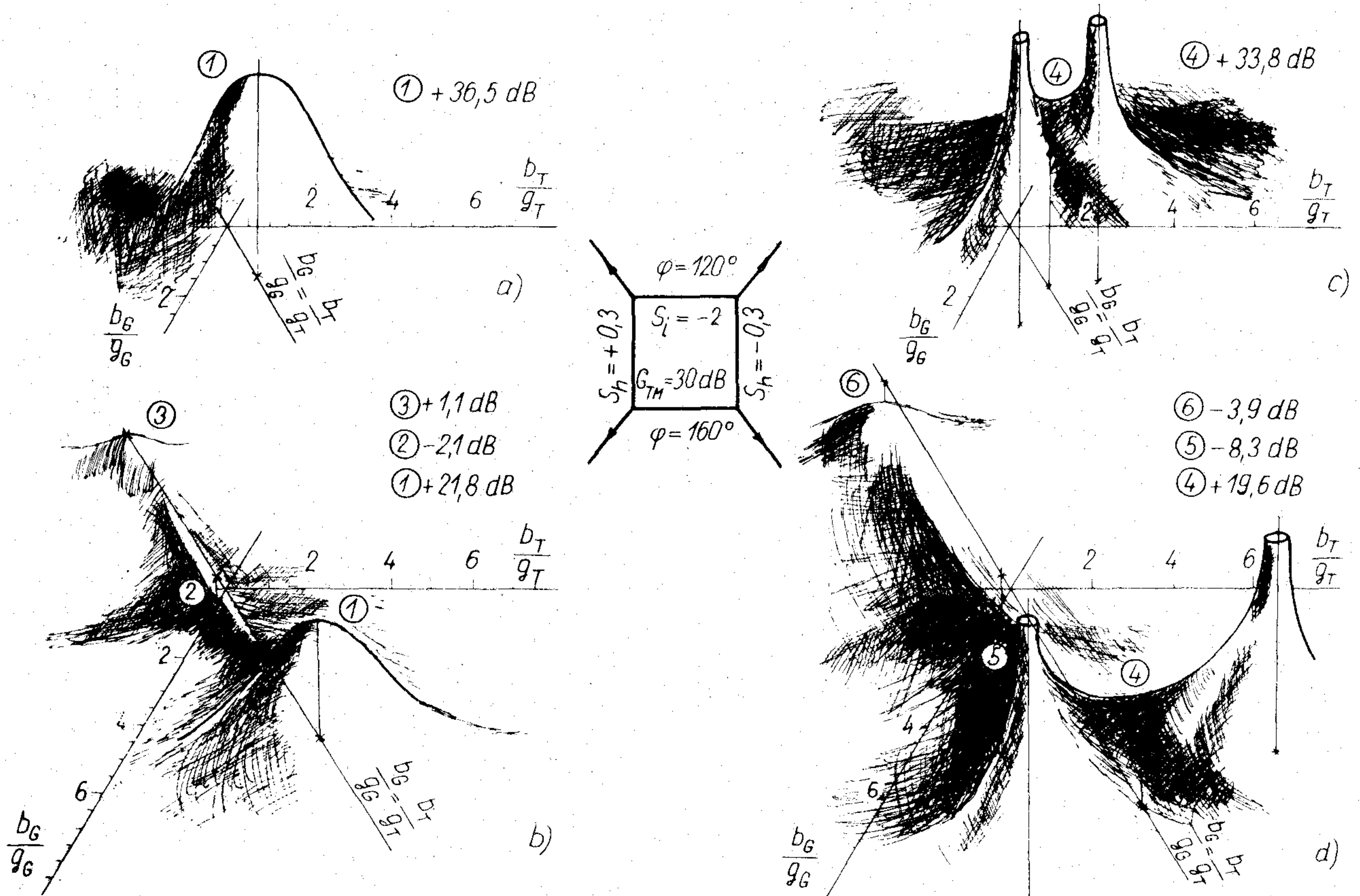
Ha valamelyik lezárás értékében kötve vagyunk (pl. zajillesztés), a másik oldali lezárásnak kell kielégítenie az egyenletet. Ha mindkét lezárás szabadon megválasztható, optimálisan elillesztett lezárást állíthatunk be, miáltal az adott stabilitás mellett az elérhető legnagyobb transzfer teljesítményerősítést nyerjük. Az optimálisan elillesztett lezárás lezáró konduktanciái:

$$\frac{g_g}{g_{11}} = \frac{g_t}{g_{22}} = \sqrt{\frac{1 - S_i}{1 - S_h}} - 1 \quad (3.10)$$



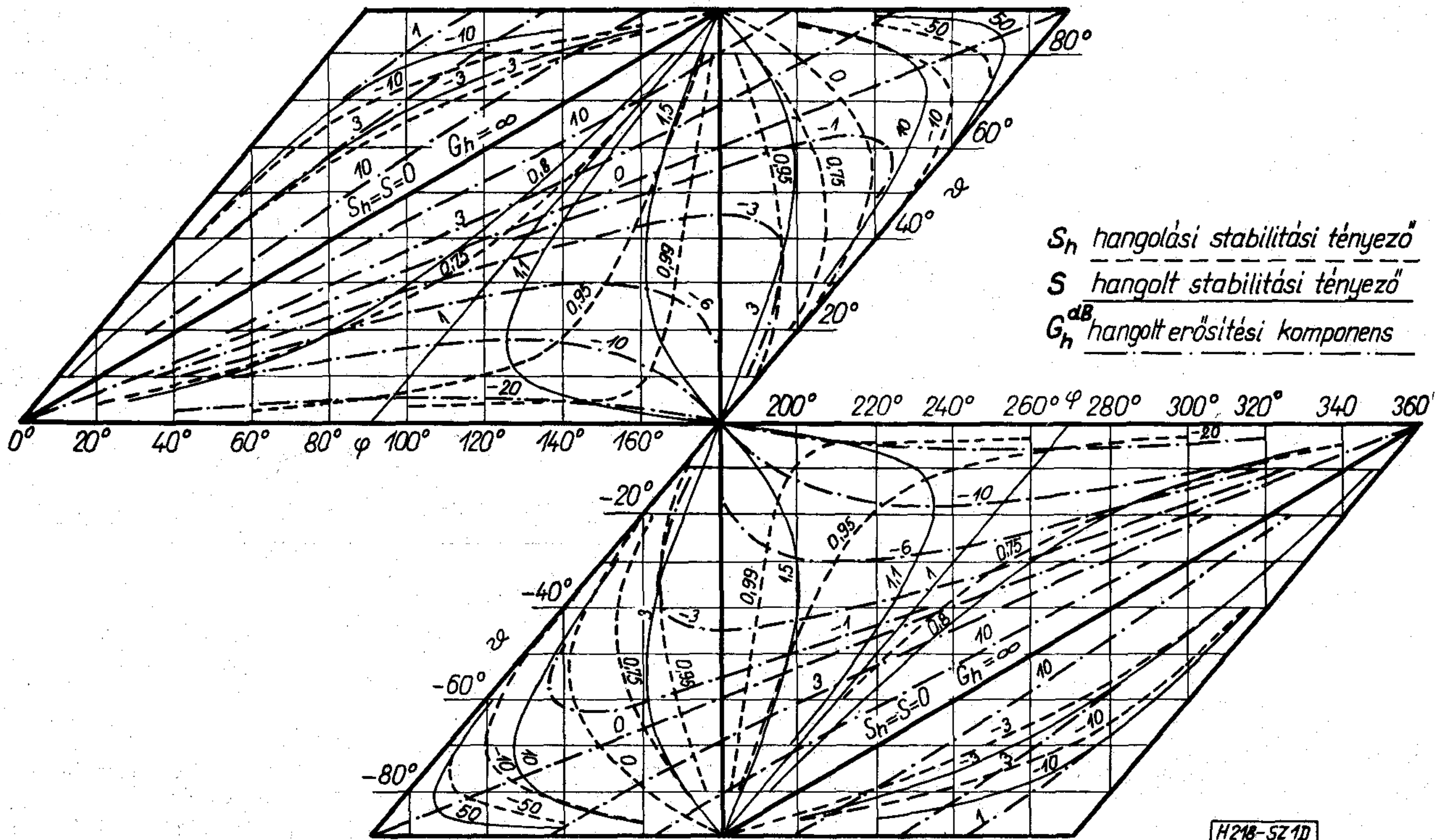
4. ábra. Erősítőfokozatok kívánatos és nemkívánatos beállítási lehetőségeinek teljes áttekintése

① stabil maximum, ② stabil nyeregpont, ③ stabil második maximum, ④ instabil nyeregpont, ⑤ instabil nyeregpont, ⑥ instabil maximum



H218-SZ5

5. ábra. Szemléltető ábrák erősítőfokozatok hangolás közbeni teljesítményerősítésének változására



1. diagram. Elillesztett lezárású fokozatok minden tartományra kiterjedő jellemzői

Ebből az összefüggésből meghatározhatók azok a kritikus lezárások is, amelyeknél a fokozat begerjed, feltéve, hogy mindkét oldalon megtörténik a kihan-
golás. A kritikus esethez az $S=S_h=0$ stabilitási tényezők tartoznak:

$$\frac{g_{g\text{ kr}}}{g_{11}} = \frac{g_{t\text{ kr}}}{g_{22}} = \sqrt{1-S_i} - 1 \quad (3.11)$$

A hangolt stabilitási tényező, valamint az illesztési diagramokból leolvasott ϑ érték ismeretében a fokozat be- és kimenő admittanciája:

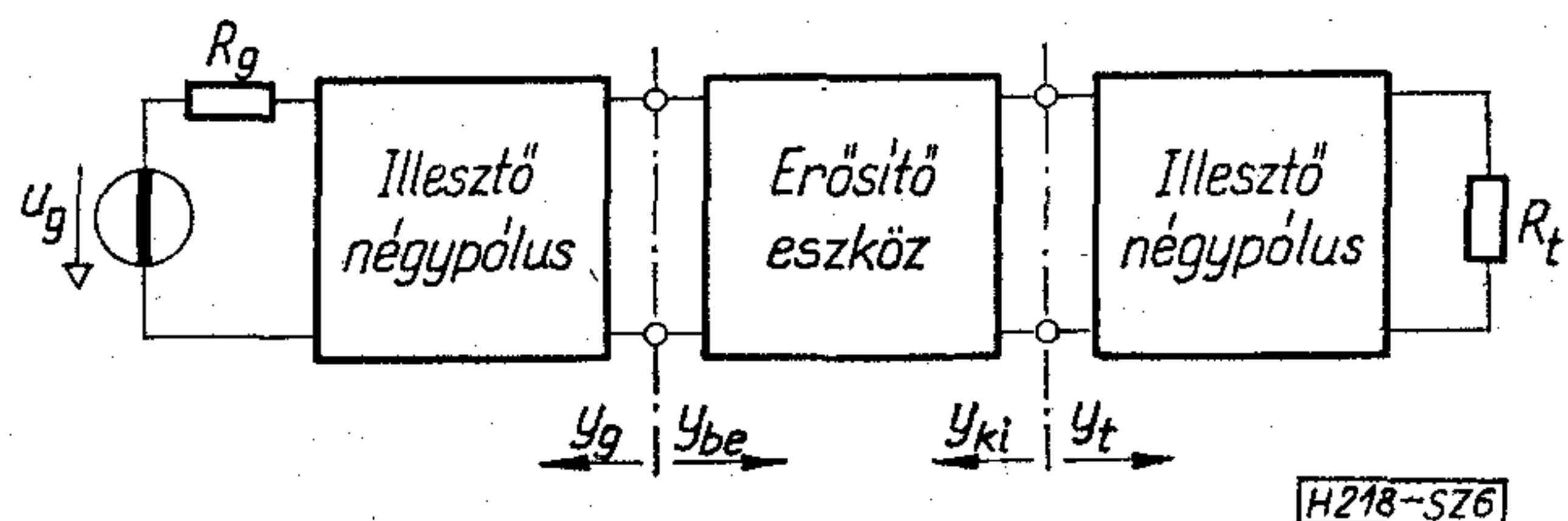
$$y_{be} = g_{11}S + g_g(S-1) + j[b_{11} - (g_{11} + g_g)\text{tg } \vartheta] \quad (3.12)$$

$$y_{ki} = g_{22}S + g_t(S-1) + j[b_{22} - (g_{22} + g_t)\text{tg } \vartheta] \quad (3.13)$$

Ezeknek az admittanciáknak az ismeretére a csatoló áramkörök helyes méretezéséhez feltétlenül szükségünk van.

4. Illesztett lezárás

Az illesztetten lezárt fokozat admittanciaviszonyait a 6. ábra tünteti fel. Az illesztő négy-pólusok fokozatoldali admittanciáit kisbetűkkel, míg a tény-



6. ábra. Mindkét oldalon illesztetten lezárt erősítőfokozat

leges generátor- és terhelőellenállást (impedanciát) nagybetűkkel jelöljük.

Illesztett lezárást alkalmazunk, ha az S_i illesztetőségi tényező kedvezően pozitív értékű. Az illesztett lezáráshoz ugyanis olyan stabilitási tényezők és lezárások tartoznak, melyek nem változtathatók, mert azokat kizárólag az erősítő eszköz paraméterei határozzák meg. Gyakran ezek a stabilitási tényezők azonban nem kielégítőek, s mégis csak erősebben terhelt, elillesztetten lezárt fokozatot kell építenünk. Lineáris integrált áramköröknél viszont a lényegesen kisebb visszahatás miatt az illesztett lezárás jó feltételekkel biztosítható. Az illesztést mindkét oldalon különböző típusú reaktáns négy-pólusokkal realizálhatjuk.

Az illesztett lezárásokat az

$$y_g^* = y_{be} \quad (4.1)$$

$$y_t^* = y_{ki} \quad (4.2)$$

egyenletrendszer megoldásai eredményezik. Az S_i illesztetőségi tényező és a φ transzferfáziszög egyértelműen meghatározza az illesztett lezárású fokozat minden jellemzőjét. Az admittanciák valós részeiből képzett m tényező

$$m = \frac{g_g}{g_{11}} = \frac{g_{be}}{g_{11}} = \frac{g_t}{g_{22}} = \frac{g_{ki}}{g_{22}} = \sqrt{S_i \left[1 + (1 - S_i) \text{tg}^2 \frac{\varphi}{2} \right]} \quad (4.3)$$

lehetővé teszi, hogy a fokozat jellemzőit egyszerű formában megadhatjuk. Ezzel az m tényezővel a stabilitási tényezők:

$$S_h = 1 - \frac{1 - S_i}{(1 + m)^2} \quad (4.4)$$

és $S = \frac{2m}{1+m}$ melyből: $m = \frac{S}{2-S}$ (4.5)

A transzfer teljesítményerősítés pedig:

$$G_T = G_{TM} \frac{4S_i}{(S_i + m)^2} \quad (4.6)$$

illetve

$$G_T(\text{dB}) = G_{TM}(\text{dB}) + G_H(\text{dB}) \quad (4.7)$$

A stabilitási tényezők és a $G_H(\text{dB})$ erősítési komponens S_i és φ függvényében az illesztett lezárás esete megismerkedett 3. diagramból is kiértékelhetők.

Az illesztett lezárású fokozat transzfer teljesítményerősítése a lezáró konduktanciák meghatározása után az admittancia paraméterekkel kifejezve is még viszonylag egyszerűen felírható. (Az \underline{v} jelölés egyenértékű, „vagy”-lagos eredményeket jelent.)

$$G_T = \frac{|y_{21}|^2}{2g_{11}g_T - \text{Re}(y_{12}y_{21})} \underline{v} = \frac{|y_{21}|^2}{2g_{22}g_G - \text{Re}(y_{12}y_{21})} \quad (4.8)$$

Az illesztett lezárású fokozat be- és kimenő admittanciája:

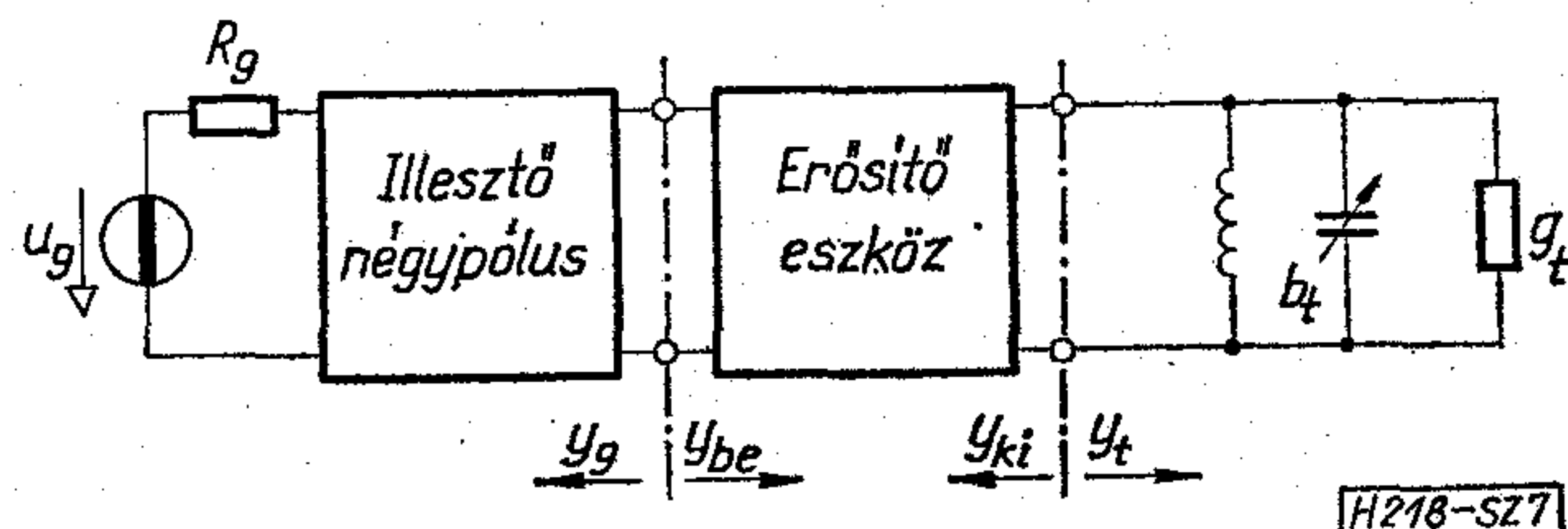
$$y_{be} = g_{11}m + j \left[b_{11} - g_{11}(1 - S_i) \text{tg} \frac{\varphi}{2} \right] \quad (4.9)$$

$$y_{ki} = g_{22}m + j \left[b_{22} - g_{22}(1 - S_i) \text{tg} \frac{\varphi}{2} \right] \quad (4.10)$$

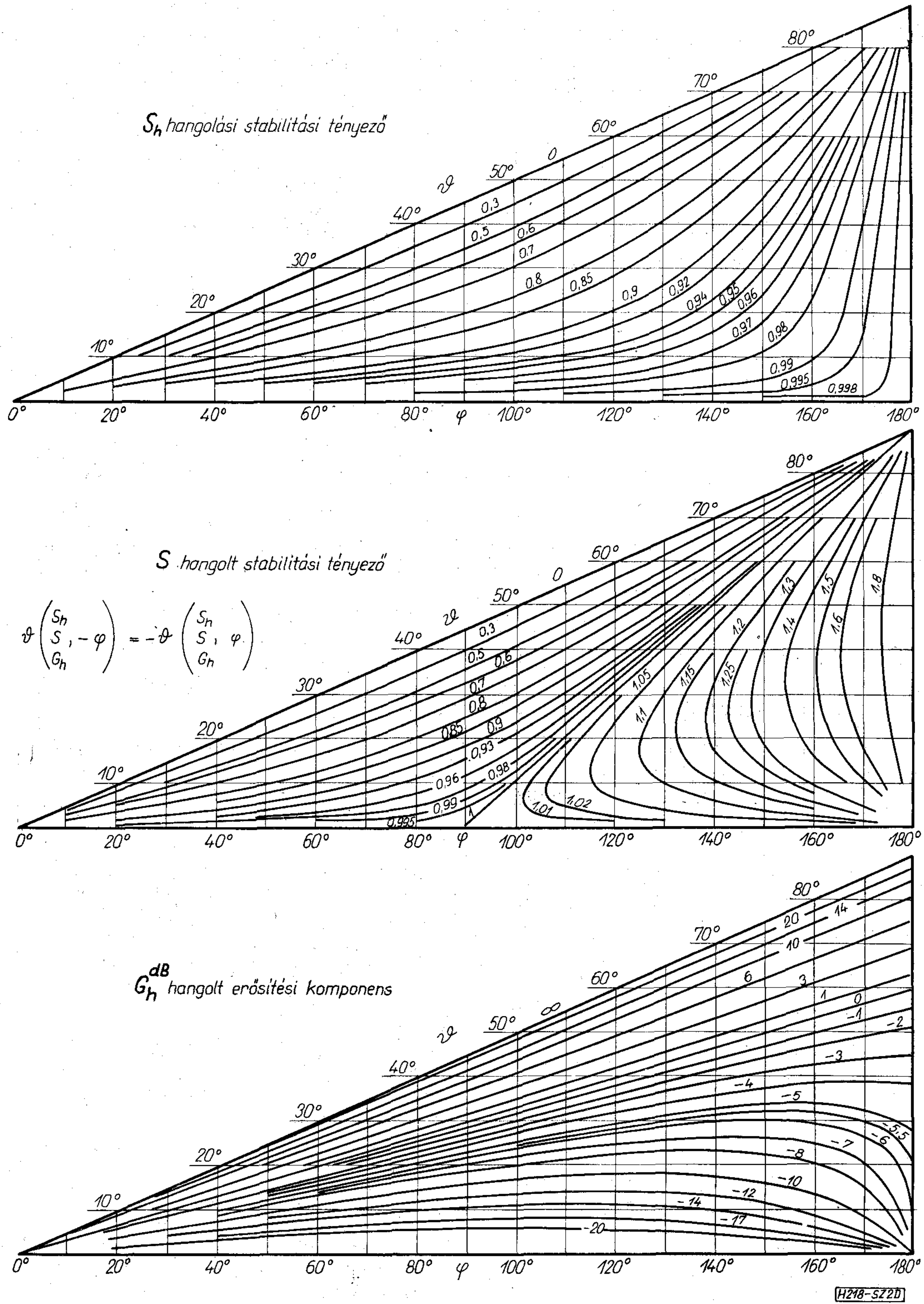
Integrált áramköröknél a visszahatás paramétere ugyan nagyon kicsi, a nagy erősítés miatt ez a visszahatás — több irodalmi állásfoglalással szemben — mégsem hanyagolható el. A kis visszahatási tényező ellenére is jelentős teljesítményerősítés veszteség jelentkezik az unilaterális teljesítményerősítéshez képest. Ezek a viszonyok gyorsan kiértékelhetők a 3. diagramból. A diagram használata itt különösen előnyös, tekintettel arra, hogy az y_{12} visszahatási paraméter kis értéke miatt általában pontosan megadni nem, csak behatárolni lehet.

5. Illesztett bemeneti, elillesztett kimeneti lezárás

Többször van jelentősége annak az esetnek, amikor a fokozat a 7. ábrának megfelelően csak a bemenetén van illesztve. Az ilyen típusú lezárás különösen a nagyfrekvenciás tranzistorok teljesítmény-



7. ábra. Bemenetén illesztett, kimenetén elillesztett lezárású erősítőfokozat



2. diagram. Elillesztett lezárású fokozatok tervezési tartományainak jellemzői

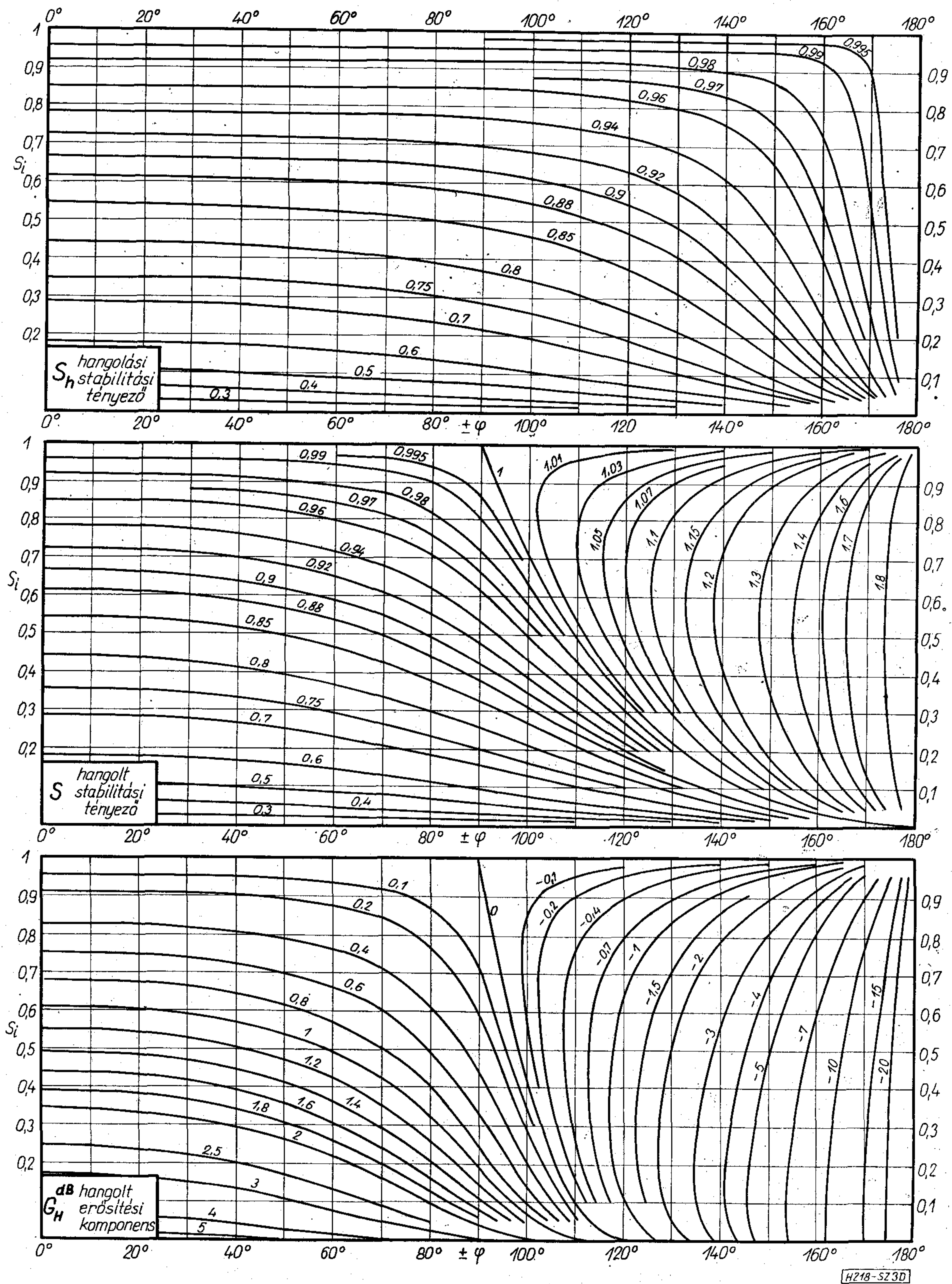
erősítésének sorozatmérésénél fordul elő. Ekkor a generátor a maximális kivehető teljesítménnyel táplálja az illesztő négypóluson keresztül a tranzisztort, tehát a transzfer teljesítményerősítés megegyezik a tranzisztor tényleges teljesítményerősítésével. Egy veszteségmentes reaktáns négypólus ugyanis egyik oldali illesztéskor automatikusan illesztésre áll be a másik oldalon is.

A lezárási feltételek jelenleg az alábbiak szerint alakulnak:

$$y_g^* = y_{be} \quad (5.1)$$

$$\text{Im } y_i^* = \text{Im } y_{ki} \quad (5.2)$$

A fokozat stabilitását most a kimenőoldali lezárásnak kell biztosítania. A stabilitási tényezőket és a lezárások ϑ fázisszögét a 2. diagramból kell meg-



3. diagram. Illesztett lezárású fokozatok jellemzői

határoznunk. Ezekkel az értékekkel a lezáró konduktanciákra a következő összefüggések adódnak:

$$g_g = g_{be} = g_{11} \frac{S}{2 - S} \quad (5.3)$$

$$g_t = g_{22} \left[\frac{1 - S_t}{1 - S_h} \left(1 - \frac{S}{2} \right) - 1 \right] \quad (5.4)$$

A transzfer teljesítményerősítést meghatározhatjuk a (3.8) összefüggés alapján, de felírhatunk összefüggést az admittancia paraméterekkel is:

$$G_T = \frac{4g_{11}g_t |y_{21}|^2}{[2g_{11}g_T - \text{Re}(y_{12}y_{21})]^2 - |y_{12}y_{21}|^2} \quad (5.5)$$

A fokozat admittanciái:

$$y_{be} = g_{11} \frac{2}{2-S} + j \left[b_{11} - g_{11} \frac{2}{2-S} \operatorname{tg} \vartheta \right] \quad (5.6)$$

$$y_{ki} = g_{22} S + g_t (S-1) + j \left[b_{22} - g_{22} (1-S_i) \operatorname{tg} \frac{\varphi}{2} \right] \quad (5.7)$$

A kritikus lezárás az $S = S_h = 0$ behelyettesítésével adódik:

$$g_{t\text{kr}} = g_{22} (-S_i) \quad (5.8)$$

illetve

$$r_{t\text{kr}} = \frac{2g_{11}}{|y_{12}y_{21}| (1 + \cos \varphi) - 2g_{11}g_{22}} \quad (5.9)$$

6. A teljesítményerősítés toleranciái

Az erősítő eszköz tényleges paraméterei a névleges paraméterektől különböző okokból eltérhetnek. Ezért már az első behangoláskor is jelentkezik bizo-

nyos mértékű tolerancia, amely részben az áramkör többi elemétől függő munkapont eltolódásból is eredhet. Hosszabb idő után érezhetően megváltozhatnak az eszköz paraméterei, de paraméter eltérésekkel kell számolnunk egy-egy erősítő eszköz kicserélésekor is. Attól függően, hogy ezeket a bármilyen okból keletkező paraméter eltéréseket utánhangoljuk-e, vagy sem, a 8. ábrán vázolt különböző toleranciákat kell megkülönböztetnünk. Az n jelű görbék a névleges paraméterekkel, az e jelű görbék pedig az eltérő paraméterekkel bíró erősítőfokozatok teljesítményerősítését érzékeltetik.

Az egyes toleranciákat két felső indexszel látjuk el, ahol az első index a generátoroldali, a második index pedig a terhelésoldali hangolásra utal (ha hangolunk: +, ha nem hangolunk: 0). Minden utánhangolási tolerancia a 8. ábra szerint az utánhangolatlan toleranciából és egy hangolási növekményből tevődik össze. Ez utóbbit alsó h indexszel különböztetjük meg az eredő toleranciától. Ezekkel a jelölésekkel a következő toleranciákat képezhetjük:

utánhangolatlan tolerancia:

$$\Delta G_T^{00}(\text{dB}) \quad (6.1)$$

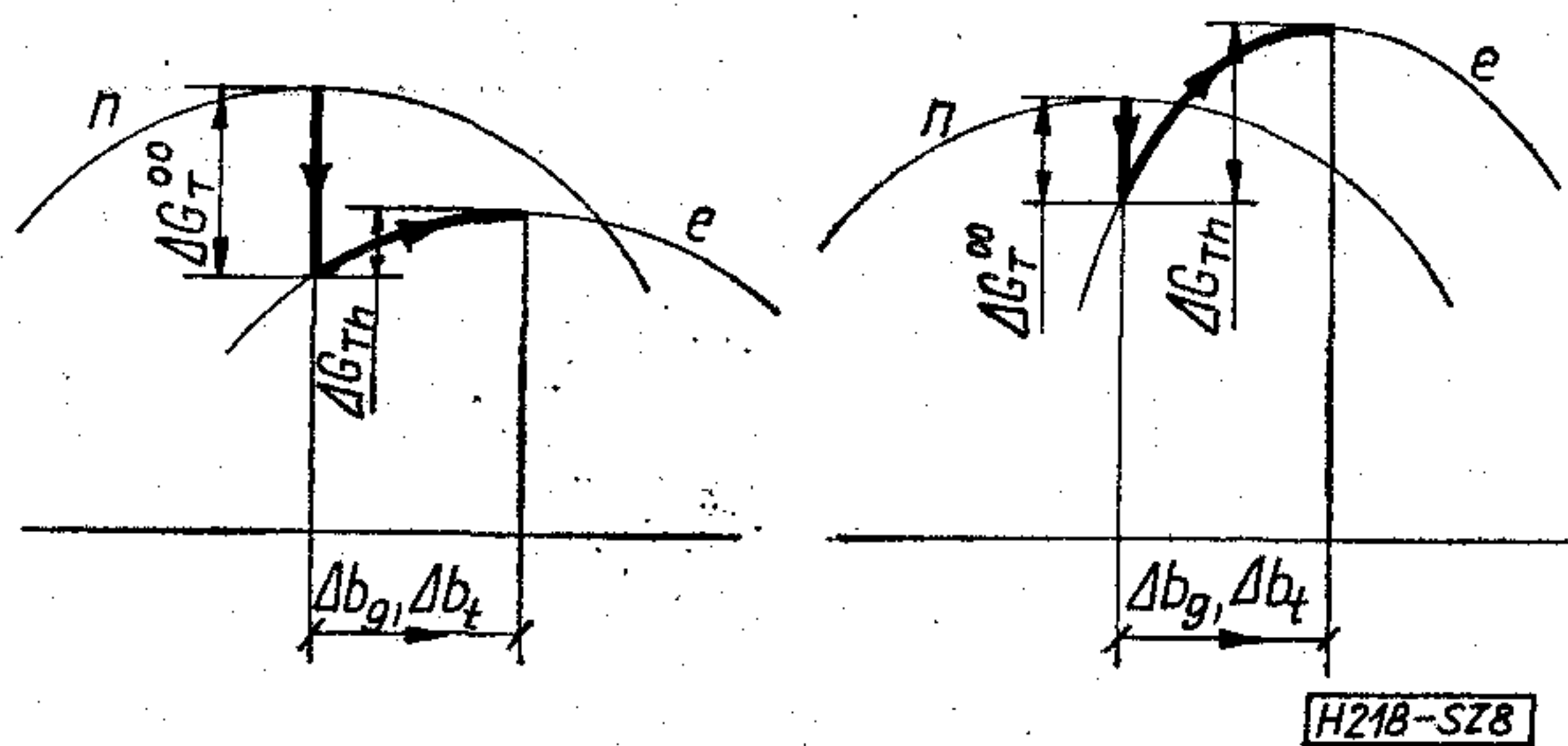
(kétoldali) utánhangolási tolerancia:

$$\Delta G_T^{++}(\text{dB}) = \Delta G_T^{00}(\text{dB}) + \Delta G_{Th}^{++}(\text{dB}) \quad (6.2)$$

kimeneti utánhangolási tolerancia

$$\Delta G_T^{0+}(\text{dB}) = \Delta G_T^{00}(\text{dB}) + \Delta G_{Th}^{0+}(\text{dB}) \quad (6.3)$$

A különböző toleranciák meghatározását az első-



8. ábra. A teljesítményerősítés toleranciái

1. táblázat

Utánhangolási érzékenységek		Elsőrendű érzékenységek	Para- méter	Másodrendű érzékenységek: $\frac{1}{2} Q_{nh}$								
$\frac{1}{2} Q_{uh}$	$\frac{1}{2} Q_{vh}$	$\frac{1}{2} Q_h$	x_k x_h	φ	$ y_{21} $	$ y_{12} $	b_T	g_t	g_{22}	b_G	g_g	g_{11}
0	$-\frac{Sq}{1+q^2}$	-1	g_{11}	q	$S-1$		$-\frac{Sq}{1+q^2}$	$1 - \frac{S}{1+q^2}$		0	1	1
		$\frac{S}{2} \frac{g_G}{g_g} - 1$	g_g								$1 - \frac{1}{2} \left(S \frac{g_G}{g_g} \right)^2$	
-1	$\frac{S}{1+q^2} - 1$	0	b_G (b_g, b_{11})	$1-S$	q		$\frac{S}{1+q^2} - 1$	$-\frac{Sq}{1+q^2}$		-1		
		-1	g_{22}	q	$S-1$		0	1	1			
	$-\frac{Sq}{1+q^2}$	0	g_t								$1 - \frac{1}{2} \left(S \frac{g_T}{g_t} \right)^2$	
		$\frac{S}{2} \frac{g_T}{g_t} - 1$	b_T (b_t, b_{22})	$1-S$	q		-1					
		0										
		$1-S$	$ y_{12} $	$q(S-2)$	$1-S-q^2$	$(1-S)^2 - q^2$						
		1	$ y_{21} $			$1-2S-q^2$						
		-q	φ	$S-1+q^2$								

végezzük el. Ezeket az érzékenységeket az 1., ill. 2. táblázatból vehetjük ki. Az 1. táblázat az összes első- és másodrendű érzékenységet tartalmazza, az y_{12} és y_{21} transzfer paraméterek vonatkozásában polárkoordinátás megadási módra. Descartes koordinátákkal megadott transzfer paraméterekre az érzékenységeket a 2. táblázatban találjuk meg. Ebben a

táblázatban mátrixaritmetikai írásmódot kellett alkalmazni, hogy a Descartes koordinátákkal adódó terjengős érzékenységformulákat elkerülhessük. Numerikus kiértékelésük ennek ellenére egyszerű. A 2. táblázat az 1. táblázat kiegészítése, mert csak azok az érzékenységek szerepelnek benne, amelyek transzfer paramétereket érintenek. Továbbá a 2. táblázat

2. táblázat

Elsőrendű érzékenységek	Paraméter		Másodrendű érzékenységek: $\frac{1}{2} Q_{hk}$					
	x_h	x_k	g_{12}	b_{12}	v	g_{21}	b_{21}	v
$\frac{1}{2} Q_h$	g_G b_G	g_T b_T	$-\mathbf{T}(\varphi_{12}) \cdot \mathbf{v}$	$\mathbf{J}(\varphi_{12}) \cdot \mathbf{v}$	$\begin{bmatrix} 1-S \\ q \end{bmatrix}$	$-\mathbf{T}(\varphi_{21}) \cdot \mathbf{v}$	$\mathbf{J}(\varphi_{21}) \cdot \mathbf{v}$	$\begin{bmatrix} 1-S \\ q \end{bmatrix}$
$\mathbf{T}(\varphi_{12}) \cdot \begin{bmatrix} 1-S \\ q \end{bmatrix}$	g_{12} b_{12}		$\mathbf{T}(2\varphi_{12}) \cdot \mathbf{v}$	$-\mathbf{J}(2\varphi_{12}) \cdot \mathbf{v}$	$\begin{bmatrix} (1-S)^2 - q^2 \\ 2q(1-S) \end{bmatrix}$	$\frac{q(2-S)}{\sin \varphi} \frac{v}{1-S-q^2} = \frac{v}{\cos \varphi}$	0	$-\frac{q(2-S)}{\sin \varphi} \frac{v}{1-S-q^2} = -\frac{v}{\cos \varphi}$
$\mathbf{T}(\varphi_{21}) \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ q \end{bmatrix}$	g_{21} b_{21}		$\frac{q(2-S)}{\sin \varphi} \frac{v}{1-S-q^2} = \frac{v}{\cos \varphi}$	0	-	$\mathbf{T}(2\varphi_{21}) \cdot \mathbf{v}$	$-\mathbf{J}(2\varphi_{21}) \cdot \mathbf{v}$	$\begin{bmatrix} 1-2S-q^2 \\ 2q(1-S) \end{bmatrix}$
			0	$-\frac{q(2-S)}{\sin \varphi} \frac{v}{1-S-q^2} = -\frac{v}{\cos \varphi}$				

$$\mathbf{T}(\varphi_h) = \begin{bmatrix} \cos \varphi_h & \sin \varphi_h \\ \sin \varphi_h & -\cos \varphi_h \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{J}(\varphi_h) = \mathbf{j} \cdot \mathbf{T}(\varphi_h) = \begin{bmatrix} -\sin \varphi_h & \cos \varphi_h \\ \cos \varphi_h & \sin \varphi_h \end{bmatrix}$$

és másodrendű érzékenységek figyelembevételével minden vegyes másodrendű érzékenység két úton is meghatározható, mert a mátrixos írásmód miatt az 1. táblázathoz hasonló átlós félbevágás erőltetett lenne.

A szokásos toleranciaszámításoktól eltérőleg a relatív megváltozásokat a 3. táblázat szerint kell alkalmaznunk, mert csak így lehetséges az érzékenységeket a legegyszerűbb alakra redukálni. Az utánhangolási toleranciák kiértékelésénél a kihangoló elemeknek kiemelt szerepük van, ezért ezeknél az eseteknél részükre külön jelölést vezetünk be. A ΔG_{Th}^{0+} hangolási növekmény meghatározásánál ez a megjegyzés értelemszerűen csak a b_t paraméterre vonatkozik. Utánhangolási toleranciáknál a hangoló elemet vagy elemeket nem szabad a h és k paraméterek közé sorolni, mert azokat a megfelelő összefüggésekben megkülönböztetett jelöléseikkel vesszük figyelembe.

A fenti táblázatok alapján megállapítható az a tény is, hogy mind az érzékenységeket, mind a relatív megváltozásokat az újonnan bevezetett S hangolt stabilitási tényező és az illesztési diagramok nélkül csak lényegesen körülményesebben tudnánk megha-

3. táblázat

Relatív megváltozások a toleranciaszámításhoz

x_h, x_k	h, k
$g_{11} \quad g_g \quad b_G = b_g + b_{11}$	$\frac{\Delta x_h}{Sg_G}$
$g_{22} \quad g_t \quad b_T = b_t + b_{22}$	$\frac{\Delta x_h}{Sg_T}$
$ y_{12} \quad g_{12} \quad b_{12}$	$\frac{\Delta x_h}{S y_{12} }$
$ y_{21} \quad g_{21} \quad b_{21}$	$\frac{\Delta x_h}{S y_{21} }$
φ	$\frac{\Delta \varphi}{S}$
utánhangoláskor $x_u = b_g$ $x_v = b_t$	$u = \frac{\Delta b_g}{Sg_G}$ $v = \frac{\Delta b_t}{Sg_T}$

tározni. Igaz, hogy az érzékenységek tartalmazzák a $q = \operatorname{tg} \vartheta$ értéket is, ezt azonban csak az S és a q között fennálló (3.5) másodfokú egyenlet gyökeinek a behelyettesítésével lehetne kiküszöbölni.

Az érzékenységek ismeretében és a 3. táblázat szerinti relatív megváltozásokkal most már felírhatók a különböző toleranciák is.

Az utánhangolatlan tolerancia kifejezése:

$$\Delta G_T^{00}(\text{dB}) = 8,686 \left[\sum h \frac{Q_h}{2} + \frac{1}{2} \sum h^2 \frac{Q_{hh}}{2} + \sum_{h \neq k} h k \frac{Q_{hk}}{2} \right] \quad (6.4)$$

Ha mindkét oldalon utánhangolunk, a $h, k \neq u, v$ feltétel betartásával a hangolási növekmény:

$$\Delta G_{Th}^{++}(\text{dB}) = 8,686 \frac{\frac{Q_{uv}}{2} \sum h \frac{Q_{uh}}{2} \sum h \frac{Q_{vh}}{2} - \frac{1}{2} \left[\frac{Q_{uu}}{2} \left(\sum h \frac{Q_{vh}}{2} \right)^2 + \frac{Q_{vv}}{2} \left(\sum h \frac{Q_{uh}}{2} \right)^2 \right]}{\frac{Q_{uu} Q_{vv}}{2} - \left(\frac{Q_{uv}}{2} \right)^2} \quad (6.5)$$

$$= 8,686 \frac{1+q^2}{2(1+q^2)-S} \left[\sum h \frac{Q_{uh}}{2} \sum h \frac{Q_{vh}}{2} + \frac{1+q^2}{2S} \left(\sum h \frac{Q_{uh}}{2} - \sum h \frac{Q_{vh}}{2} \right)^2 \right] \quad (6.6)$$

Abban az esetben viszont, ha csak a kimeneten végzünk utánhangolást, a $h \neq v$ feltétel teljesítésével kapjuk a hangolási növekményt:

$$\Delta G_{Th}^{0+}(\text{dB}) = 8,686 \cdot \frac{1}{2} \frac{\left(\sum h \frac{Q_{vh}}{2} \right)^2}{\frac{Q_{vv}}{2}} = 8,686 \cdot \frac{1}{2} \left(\sum h \frac{Q_{vh}}{2} \right)^2 \quad (6.7)$$

Példaként a 4. táblázat három kiragadott paraméterre adja meg a különböző toleranciákat. (Az egyes oszlopok az első oszloppal szorzandók.)

4. táblázat

Példa a g_{22} , $|y_{12}|$ és φ paraméterek megváltozásai által létrehozott toleranciák meghatározására

	$\Delta G_T^{00} = 8,686x...$	$\Delta G_{Th}^{++} = 8,686x...$	$\Delta G_{Th}^{0+} = 8,686x...$
$\left(\frac{\Delta g_{22}}{S g_T} \right)$	-1		
$\left(\frac{\Delta y_{12} }{S y_{12} } \right)$	$1-S$		
$\left(\frac{\Delta \varphi}{S} \right)$	$-q$		
$\left(\frac{\Delta g_{22}}{S g_T} \right)^2$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2} \frac{S q^2}{2(1+q^2)-S}$	
$\left(\frac{\Delta y_{12} }{S y_{12} } \right)^2$	$\frac{(1-S)^2 - q^2}{2}$	$\frac{q^2(1+q^2)}{2(1+q^2)-S}$	$\frac{1}{2} q^2$
$\left(\frac{\Delta \varphi}{S} \right)^2$	$\frac{S-1+q^2}{2}$	$\frac{(1+q^2)(1-S)^2}{2(1+q^2)-S}$	$\frac{1}{2} (1-S)^2$
$\left(\frac{\Delta g_{22}}{S g_T} \right) \left(\frac{\Delta y_{12} }{S y_{12} } \right)$	$S-1$	$-\frac{S q^2}{2(1+q^2)-S}$	
$\left(\frac{\Delta g_{22}}{S g_T} \right) \left(\frac{\Delta \varphi}{S} \right)$	q	$-\frac{S q(1-S)}{2(1+q^2)-S}$	
$\left(\frac{\Delta y_{12} }{S y_{12} } \right) \left(\frac{\Delta \varphi}{S} \right)$	$q(S-2)$	$\frac{2q(1-S)(1+q^2)}{2(1+q^2)-S}$	$q(1-S)$

$$\Delta G_T^{++} = \Delta G_T^{00} + \Delta G_{Th}^{++} \quad \Delta G_T^{0+} = \Delta G_T^{00} + \Delta G_{Th}^{0+}$$

7. Többfokozatú erősítők

A többfokozatú erősítő eredő teljesítményerősítését általában nem az egyes fokozatok transzfer teljesítéseinek a szorzata adja. Mivel a transzfer teljesítményerősítések a következő fokozat terhelését is figyelembe veszik, s így közvetlenül vagy közvetve már a következő fokozat bemenetére jutó teljesítményt szolgáltatják, ki kell számítanunk az egyes fokozatok (7.1) szerinti teljesítményerősítését. Az eddigiekben a transzfer teljesítményerősítést kellett vizsgálnunk, mert az egyes fokozatok mindkét oldali lezárásainak figyelembevételével lehet csak a megfelelő stabilitású fokozatokat megtervezni. Az elillesztetlen lezárt fokozat teljesítményerősítése a már meghatározott transzfer teljesítményerősítésből a (7.1), illetve (7.2) összefüggések alapján egyszerűbben kiszámítható:

$$G = \frac{g_t}{g_{be}} \left| \frac{y_{21}}{y_T} \right|^2 = G_T \frac{P_{gM}}{P_{be}} = G_T \left[\frac{1}{2} \left(\sqrt{\frac{g_g}{g_{be}}} + \sqrt{\frac{g_{be}}{g_g}} \right) \right]^2 \quad (7.1)$$

illetve logaritmikus egységekben:

$$G(\text{dB}) = G_T(\text{dB}) + 20 \lg \left[\frac{1}{2} \left(\sqrt{\frac{g_g}{g_{be}}} + \sqrt{\frac{g_{be}}{g_g}} \right) \right] \quad (7.2)$$

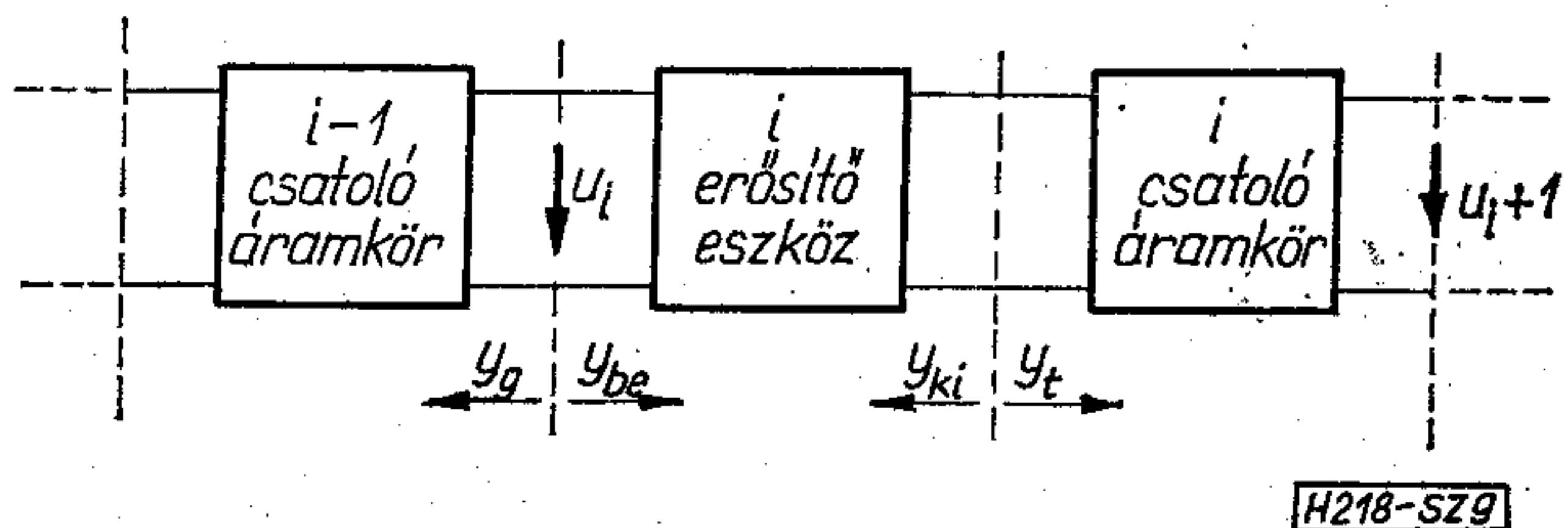
Az összefüggésekben a csatoló áramkörök okozta veszteségektől egyelőre eltekintettünk. Az n fokozatú erősítő eredő teljesítményerősítését az egyes fokozatok teljesítményerősítéseiből kapjuk:

$$G_n(\text{dB}) = \sum_{i=1}^n G_i(\text{dB}) \quad (7.3)$$

A többfokozatú erősítő toleranciaszámítását hasonló módon végezhetjük el. Ehhez azonban szükségünk van a bemenő admittancia toleranciájára, melyet a legegyszerűbben — a bemenő admittanciára vonatkozó érzékenységszámítások helyett — közvetlen behelyettesítéssel határozhatunk meg:

$$\Delta y_{be} = \Delta y_{11} - \frac{y_T \Delta(y_{12} y_{21}) - y_{12} y_{21} \Delta y_T}{y_T (y_T + \Delta y_T)} \quad (7.4)$$

Az egyes fokozatok első- és másodrendű toleranciáját a (7.5) összefüggés adja meg. Többfokozatú erősítő esetében a (7.1) egyenletsorozat első tagja sze-



9. ábra. Többfokozatú erősítő egyik fokozatának tömbvázlata

rinti erősítésekre és toleranciákra van szükségünk, ezért az y_g admittancia és a b_{be} szuszceptancia a tolerancia szempontjából is érdektelen. A (7.5) összefüggés ezeket nem is tartalmazza, de természetesen ezen paraméterek megváltozásainak a transzfer teljesítményerősítés ΔG_T (dB) toleranciájában sem szabad ebben az esetben szerepelniük:

$$\Delta G(\text{dB}) = \Delta G_T(\text{dB}) + 8,686 \cdot \frac{1}{2} \left[\frac{g_{be} - g_g (\Delta g_{be})}{g_{be} + g_g (\Delta g_{be})} + \left(\frac{1}{2} - \frac{g_{be}^2}{S^2 g_g^2} \right) \left(\frac{\Delta g_{be}}{g_{be}} \right)^2 \right] \quad (7.5)$$

Térjünk rá a 9. ábra jelöléseinek megfelelően az átviteli karakterisztikák meghatározására. Keskenysávú erősítőknél az átviteli karakterisztikát gyakorlatilag csak a lezárásokat realizáló csatolóáramkörök alakítják ki, az erősítő eszközök paramétereinek frekvenciafüggése elhanyagolható. Az i -ik fokozat bemenettől-bemenetig számított feszültségerősítése:

$$\frac{u_{i+1}}{u_i} = - \frac{y_{21}}{y_T(\omega)} a_u(\omega) \quad (7.6)$$

ahol $a_u(\omega)$ a fokozatot követő csatolóáramkör feszültségátvitele. Egyetlen fokozat feszültségerősítése a hangolási frekvencián:

$$\left| \frac{u_{ki}}{u_{be}} \right| = \left| \frac{y_{21}}{y_T(\omega_0)} \right| = \sqrt{G \frac{g_{be}}{g_t}} = \frac{1}{2} S g_g \sqrt{\frac{G_T}{g_g g_t}} \quad (7.7)$$

Az erősítőlánc teljes fázistolása pedig hangolási frekvencián:

$$\beta = n\pi + \sum_{i=1}^n (\varphi_{21} - \vartheta + \alpha) \quad (7.8)$$

ahol $\alpha = \arccos a_u(\omega_0)$

Az erősítőlánc relatív amplitúdó- és fáziskarakterisztikája:

$$|a| = \prod_{i=1}^n \left| \frac{y_T(\omega_0) a_u(\omega)}{a_u(\omega_0) y_T(\omega)} \right| \quad (7.9)$$

és

$$\beta_{\text{rel}} = \sum_{i=1}^n [\arccos a_u(\omega) - \arccos a_u(\omega_0) - (\alpha - \vartheta)] \quad (7.10)$$

A (7.9) összefüggésben az egyes fokozatok $y_T(\omega_0)$ értékéből képzett produktumot a (7.7) képlet alapján visszavezethetjük a már ismert fokozatjellemzőkre.

8. Zárókör és sávszűrő

A csatolt fokozatok illesztési feltételeinek biztosítására — nem kis mértékben az eredményeink alkalmazásának bemutatása céljából is — határozzuk meg a két gyakrabban használt csatolóáramkör legfontosabb jellemzőit.

Az egyik gyakran használt csatoló négy-pólus a megcsapolt zárókör, melynek terhelési és csatolási viszonyait a 10. ábra mutatja. A szuszceptanciák kihangolásra kerülnek, így a valós részekre a következő egyenletek írhatók fel:

$$g_t = \left(\frac{n_r}{n_1} \right)^2 g_r + \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 g_{be} \quad (8.1)$$

$$g_g = \left(\frac{n_r}{n_2} \right)^2 g_r + \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 g_{ki} \quad (8.2)$$

A lezáró- és fokozatadmittanciákat az előző fejezetekben már meghatároztuk. Az egyenletrendszer kétismeretlenes, de az egyik ismeretlen variálható. Az egyik ismeretlen feltétlenül az n_2/n_1 áttétel:

$$\frac{n_2}{n_1} = \sqrt{\frac{g_t + g_{ki}}{g_g + g_{be}}} = \sqrt{\frac{S_1 g_T}{S_2 g_G}} \quad (8.3)$$

Erre az áttételre olyan nagy értékek is adódhatnak, melyek nagyfrekvenciákon nehezen realizálhatók. Ilyenkor soros reaktáns elem beiktatásával lehet kedvezőbb admittanciaviszonyokat elérni.

A másik ismeretlen lehet az n_r -re vonatkozó áttétel, de lehet a terhelő konduktancia, esetleg a kettő kombinációja is. Válasszunk most olyan zárókörös megoldást, amelynél $n_r = n_1$. Ekkor a következő terhelő konduktanciát kell megvalósítanunk:

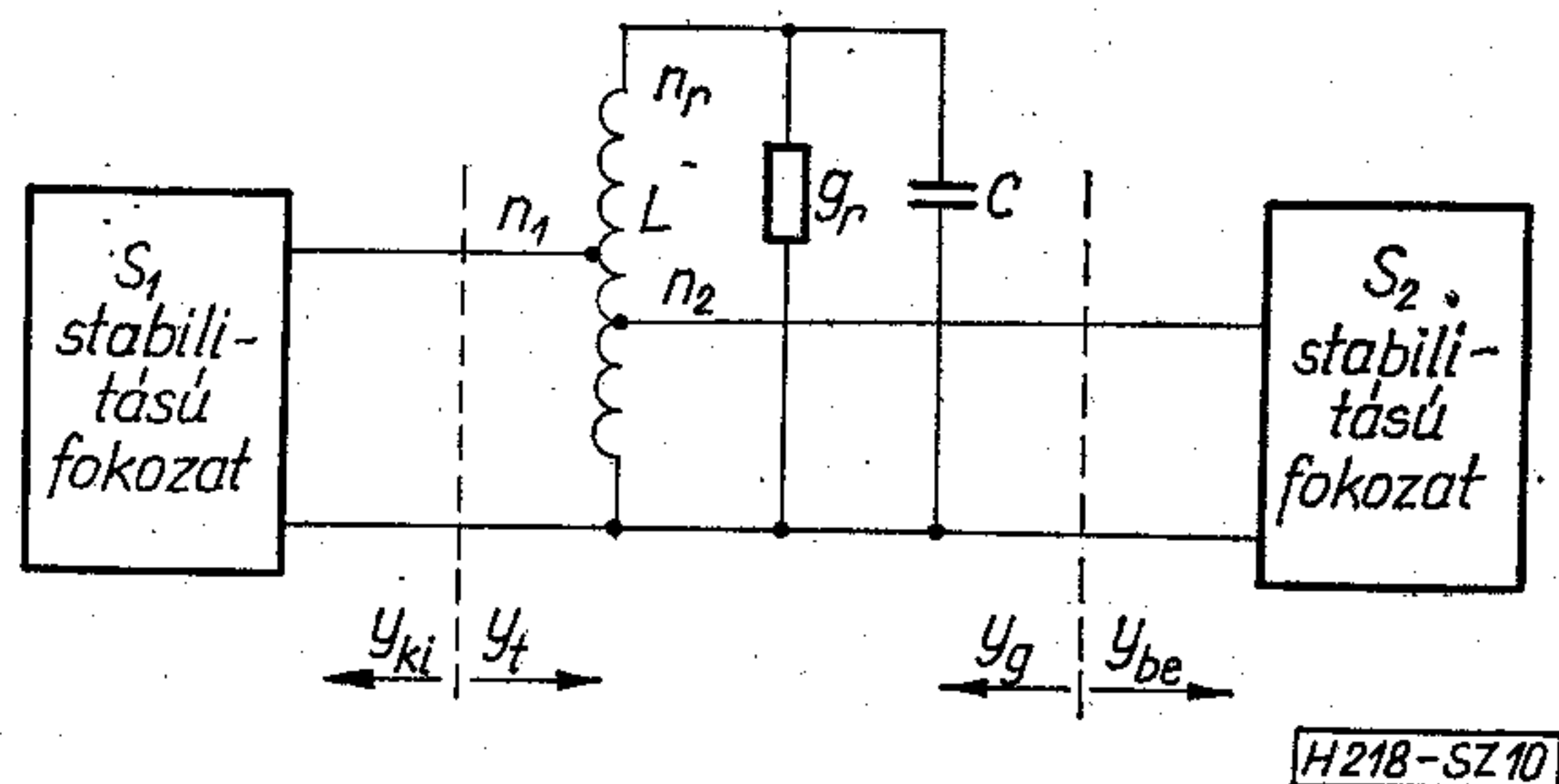
$$g_r = \frac{g_g g_t - g_{be} g_{ki}}{g_g + g_{be}} \quad (8.4)$$

Az összefüggés mindig pozitív eredményt ad, mert a kívánt elillesztés miatt a lezáró konduktanciák nagyobbak, mint a fokozatkonduktanciák. A rezgőkör veszteségét is beszámítva a (8.4)-ből meghatározhatjuk azt a terhelő ellenállást, melynek beiktatásával a két csatolt fokozat előírt lezárásai biztosíthatók.

A jósági tényező beállításához transzformáljuk az összes admittanciát a rezgőkör kapcsaira:

$$y_r = \left(\frac{n_1}{n_r} \right)^2 g_{ki} + g_r + \left(\frac{n_2}{n_r} \right)^2 g_{be} + j \left[\left(\frac{n_1}{n_r} \right)^2 b_{ki} + b_r + \left(\frac{n_2}{n_r} \right)^2 b_{be} \right] \quad (8.5)$$

A (8.5)-ben b_r az L és C elemek szuszceptanciája, mellyel az eredő szuszceptancia a behangolás után nullává válik. A b_r értékének változatlanul tartása mellett az L és C értékével bizonyos határokon belül változtatni lehet a jósági tényezőt.

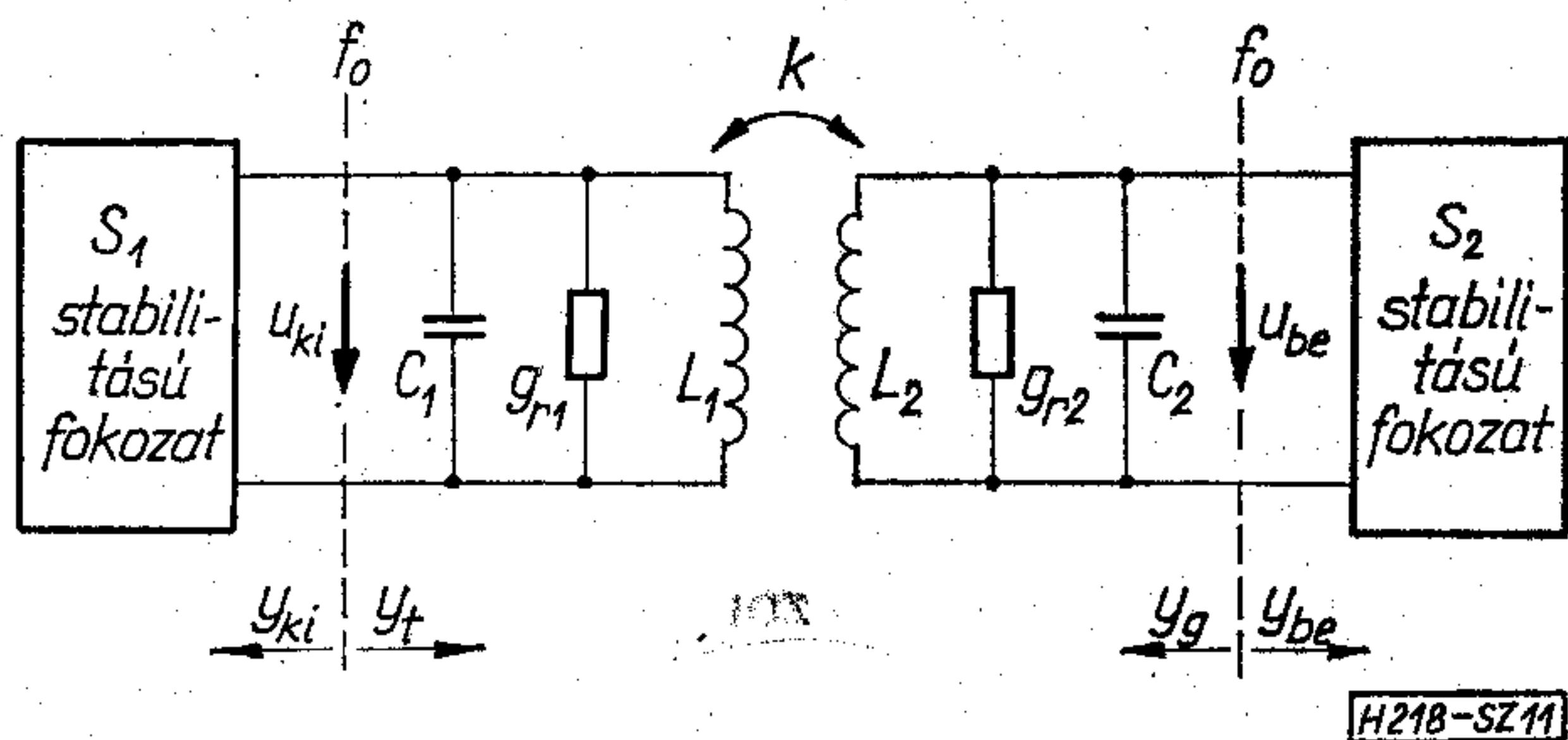


10. ábra. Zárókör terhelési és csatolási viszonyai

A lezárási feltételeket biztosító zárókör átviteli csillapítása:

$$G_p(\text{dB}) = -10 \lg \frac{1 + \frac{g_g}{g_{be}}}{1 + \frac{g_{ki}}{g_t}} \quad (8.6)$$

$$[y] = \begin{bmatrix} g_{r1} + j \left(\omega C_1 - \frac{1}{1-k^2} \frac{1}{\omega L_1} \right) & j \frac{k}{1-k^2} \frac{1}{\omega \sqrt{L_1 L_2}} \\ j \frac{k}{1-k^2} \frac{1}{\omega \sqrt{L_1 L_2}} & g_{r2} + j \left(\omega C_2 - \frac{1}{1-k^2} \frac{1}{\omega L_2} \right) \end{bmatrix} \quad (8.7)$$



11. ábra. Kettőshangolású sávszűrő terhelési és csatolási viszonyai

A szokásos laza csatolások miatt az $1 - k^2 \approx 1$ közelítés megengedhető.

A sávszűrő transzfer fázisszöge $\varphi = 180^\circ$, ennek következtében az illesztetőségi és hangolási stabilitási tényezője $S_i = S_h = 1$, mely értékekhez az illesztési diagram szinguláris pontja, a $q = \text{tg} \vartheta = 0$ érték tartozik. Ezen az sem változtat, ha a kimenő- és/vagy bemenő konduktancia negatív értékű, feltéve, hogy a fokozatok egyébként stabilak. A $q = 0$ érték pedig azt jelenti, hogy a sávszűrő összevont admittanciáinak fázisszöge nulla, tehát maximumra hangoláskor a két hangolt kör egymástól függetlenül kihangolódik a másik oldal leterhelése nélkül is. A gyakorlatban ennek ellenére célszerű mindkét kört a másik kör leterhelésével kihangolni, mert így egyidejűleg nem két elemmel kell hangolnunk, és élesebb maximumot is kapunk.

Az (1.5) és (1.6) admittanciaegyenletek a sávszűrőre vonatkoztatva tehát való komponensekre redukálódnak a hangolási frekvencián:

$$g_t = g_{r1} + \frac{k^2}{\omega_0^2 L_2 L_1} \frac{1}{g_{r2} + g_{be}} \quad (8.8)$$

$$g_g = g_{r2} + \frac{k^2}{\omega_0^2 L_1 L_2} \frac{1}{g_{r1} + g_{ki}} \quad (8.9)$$

Ebből a két egyenlethől meghatározhatjuk a körök g_{r1} és g_{r2} terhelő konduktanciáit, miközben a csatolás és a körök induktivitásainak változtatásával az átviteli karakterisztika kívánalmaihoz is igazodni tudunk. Ha azonban a fokozatadmittanciák induktív komponensei a sávszűrő induktivitásaihoz képest nem számottevőek, a (8.8) és (8.9) egyenletekbe közvetlenül a jósági tényezőket is bevezethetjük. A rezonanciakonduktanciákat a $g_{r1} + g_{ki}$ ill. $g_{r2} + g_{be}$ eredők szolgáltatják.

Nagyobb mértékű elillesztési követelmények esetén zárókör használata célszerűtlen, mert a teljesítményerősítés jelentős részét felemészti.

Meredekebb levágású átviteli karakterisztikát nyerünk kéthangoltkörös sávszűrővel. Terhelési és csatolási viszonyait a 11. ábrán láthatjuk. A helyes csatolás megtervezéséhez meg kell adnunk a sávszűrő admittanciamátrixát:

$$\frac{g_t - g_{r1}}{g_{ki} + g_{r1}} = k^2 Q_1 Q_2 \quad (8.10)$$

$$\frac{g_g - g_{r2}}{g_{be} + g_{r2}} = k^2 Q_1 Q_2 \quad (8.11)$$

A $k^2 Q_1 Q_2$ értékét a megvalósítandó átviteli karakterisztika határozza meg. Ennek megválasztása után kiszámíthatók a körök terhelései:

$$g_{r1} = \frac{g_t - k^2 Q_1 Q_2 g_{ki}}{1 + k^2 Q_1 Q_2} \quad (8.12)$$

$$g_{r2} = \frac{g_g - k^2 Q_1 Q_2 g_{be}}{1 + k^2 Q_1 Q_2} \quad (8.13)$$

A (8.12) és (8.13) képletekből kitűnik, hogy adott lezárási feltételekhez csak akkora $k^2 Q_1 Q_2$ érték realizálható, mellyel a terhelő konduktanciákra pozitív érték adódik.

A sávszűrő amplitúdó átvitele hangolási frekvencián:

$$\ddot{u} = \left| \frac{u_{be}}{u_{ki}} \right| = \sqrt{k^2 Q_1 Q_2} \sqrt{\frac{g_t + g_{ki}}{g_g + g_{be}}} \quad (8.14)$$

S végül a sávszűrő átviteli csillapítása:

$$G_p(\text{dB}) = -10 \lg \frac{1 + \frac{g_g}{g_{be}}}{1 + \frac{g_{ki}}{g_t}} + 10 \lg(k^2 Q_1 Q_2) \quad (8.15)$$

Befejezés

Az előzőek során végeredmények formájában röviden összefoglaltuk — a neutralizálás kivételével — az erősítők tervezésénél előforduló különböző lehetőségeket. Mindez részletesen egy doktori értekezés [13] keretében került kidolgozásra, melyben a komplex változós számítástechnikai módszerek, az eredmények indokolásai, további részletkérdések és szám példák is megtalálhatók. Részletesen indokolva van az egységes tárgyalásmóddal az a néhány eredmény is, amelyek az irodalomban megtalálhatók, illetve amelyeket bele lehetett illeszteni egy egzakt tárgyalási rendszerbe. Nagyon sok irodalom foglalkozik ezekkel a kérdésekkel, de azok kiértékelhető eredményei — mint már a bevezetőben is említettük — csak kis mértékben kerülhettek felhasználásra. Ezzel szemben sok hasznos szemponttal, ötlettel és gya-

korlati útmutatással szolgálnak az erősítőtervezők részére. Az irodalomjegyzék olyan fontosabb műveket sorol fel, melyek ezeket a kérdéseket részletesebben tárgyalják.

Az irodalomban használt stabilitási tényező és a hangolási stabilitási tényező a (2.5) összefüggésen keresztüli összehasonlítással egyszerűen átszámíthatók egymásba, ily módon a publikációkban található eredmények, diagramok könnyen átértékelhetők. A [13] értekezés az átszámítást is megadja. Mint az a tárgyalás során azonban kitűnt, a fokozatok valódi stabilitási tényezője az újonnan bevezetett hangolt stabilitási tényező, melynek nincs megfelelője az irodalomban. Sok problémát is éppen ezért csak a hangolt stabilitási tényezővel lehetett egyszerű módon megoldani.

Az illesztési diagramok az értekezésben háromparaméteres színes diagramok formájában kerültek kidolgozásra, nyomdatechnikai okokból azonban ezek paraméterenként külön bontva fekete-fehér változatban is elkészültek.

Nem tudunk több olyan fontos kérdéssel foglalkozni, mint például a széthangolt erősítők esete, átviteli karakterisztikák analízise és szintézise, csatolóáramkörök tervezése stb., talán ezekre a kérdésekre is későbbi közleményekben sor kerülhet.

Befejezésül köszönetemet nyilvánítom dr. Pásztor Lajos egyetemi docensnek, a Mikrohullámú Híradástechnikai Tanszék vezetőjének, munkám során nyújtott messzemenő támogatásáért, hasznos tanácsaiért. Köszönettel tartozom dr. Házman Ist-

ván egyetemi docensnek és dr. Sárkány Tamás TKI műszaki tanácsadónak, akik az értekezés bírálatában több hasznos és segítő észrevételt tettek. Horváth Lajos tudományos munkatárs kollégámnak a kézirat figyelmes átolvasása során tett értékes észrevételeiért és javaslataiért mondok ezúton is köszönetet.

I R O D A L O M

- [1] *Linville, J. — Gibbons, J.*: Transistors and Active Circuits New York, McGraw Hill, 1961. pp. 231 — 261.
- [2] *Stern, A. P.*: Stability and Power Gain of Tuned Transistor Amplifiers. Proc. IRE March 1957. pp. 335 — 343.
- [3] *Dr. Házman I. — Borsányi Gy.*: Hangolt erősítők tervezése. Híradástechnika, 1972. 3. szám. pp. 65 — 78.
- [4] *Walston, J. A. — Miller, J. R.*: Tranzisztoros áramkörök tervezése. Bp. Műszaki Könyvkiadó, 1967.
- [5] *Dr. Kovács F.*: Nagyfrekvenciás tranzisztorteknika. Mérnöki Továbbképző Intézet, 1966.
- [6] *Norris, P. M.*: Using Linville Techniques for R.F. Amplifiers. Motorola AN-166.
- [7] *Hejhall, R.*: RF Small Signal Design Using Admittance Parameters. Motorola AN-215.
- [8] *Hirschfeld, R.*: Circuit Design Using Monolithic RF/IF Amplifiers. National Semiconductor AN-6, 1968.
- [9] S-Parameters... Circuit Analysis and Design. Hewlett-Packard Application Note 95, September 1968.
- [10] *Khazam, M.*: Wideband Amplifier Design. General Radio Experimenter, January/February 1969. pp. 10 — 16.
- [11] The Application of Linear Microcircuits. Volume 2 by the Applications Engineering Staff of SGS, June 1969.
- [12] *Sabbadini, G. F.*: The Integrated R.F.—I.F. Amplifier μ A703. SGS—Fairchild Application Report 176, Sept. 1967.
- [13] *Szirányi Z.*: Nagyfrekvenciás tranzisztorok illesztési problémái. Műszaki doktori értekezés, Budapest, 1971.

S Z E M L E

Összeállította: BALOGH PÁL

Az EIA, az Amerikai Elektronikai Ipar Szövetsége kísérleteket végez a színes televízió-vevőkészülékek képminőségének javítására. A cél az, hogy a nézőknek a „rossz színnel” (a szín fajtájával és telítettségével) kapcsolatos nem némuló vádaskodásait meg lehessen szüntetni. Amint az ismeretes, az európai műszaki körökben az amerikai NTSC-rendszert tréfásan a „Never The Same Colour” („sohasem ugyanaz a szín”) szavak rövidítéseként használják.

Az EIA azt javasolta, hogy valamennyi színes adáshoz referenciajelet kell hozzáiktatni, amely a képjelet a stúdiótól az adóig elkíséri és az átviteli út bármely helyén bevonható — esetleg automatikusan is — a helyesbitésbe.

A javaslatnak különösen akkor van jelentősége, ha a különböző programforrások (pl. kamerák, film, képszalag) között különböző vezetéseket és mikrohullámú szakaszokat kell beiktatni. A televízió néző a referenciajelből semmit sem lát és hall (azonkívül, hogy a kép minősége jobb lett). A jelet az egyes képtartalmak közé iktatják be.

Ha a kísérletek eredményesen zárulnak és ha az adóállomások beleegyezését beszerzi, akkor az EIA a szükséges műszaki berendezéseket haladéktalanul felszereli, sőt esetleg még egy lépéssel tovább is megy, és a referenciajelet a televízió-vevőkészülékben is ki fogja használni.

A vevőkészülékekben a műszaki tübbetkiadás igen kicsi lenne és a színminőségben kifogásolt hibák a prog-áramforrástól a képernyőig, az egész úton ellenőrzés alatt tarthatók és helyesbíthetők lennének. Az EIA javaslatának azért is van jelentősége, mert a kábeles televízió-hálózatok révén most az átviteli csatornába új hibaforrások kerülhetnek. (*Radio Elektronik Schau 1972. 48. k. 7. sz.*)

*

A Toshiba olyan mikrohullámú tranzisztort hozott forgalomba, amely jelenlegi ismeretünk szerint „világcsúcsot” jelent. A tranzisztor ugyanis 4 GHz üzemi frekvencián 5 dB erősítést biztosít. (*Toshiba adatlap, 1973. márc.*)



TUNGSRAM műanyagtokozott TTL integrált áramkörök megbízhatósága

ETO 621.3.049.7.019.3-111:681.325.65-192

A megbízhatóság az eszköznek az a képessége, hogy eleget tud tenni az előírt funkcióknak állandósult feltételek mellett, tartós ideig.

A definíció alapján a megbízhatóság meghatározása tehát az integrált áramköröknél azt jelentené, hogy minden eszközt abban az áramkör-konstrukcióban és olyan körülmények között kellene vizsgálni adott ideig, amilyenbe a felhasználás során kerül. Ez nyilvánvalóan megoldhatatlan feladat, mivel az üzemi és környezeti feltételeket, ha egy korrekciós tényezővel figyelembe is tudjuk venni és megfelelő műkapcsolásban biztosítjuk is az eszköz üzemi feltételeit, akkor sem jutottunk közelebb a probléma megoldásához. A legnagyobb nehézséget az idő, illetve az eszközszám, vagy egyszerűbben az eszközóraszám jelenti. Megbízható eszközök esetén ($\lambda < 10^{-7}/\text{ó}$) az eszközóraszám rendkívül magasnak adódik. A félvezető iparban szokásos 1000 órás vizsgálat esetén az eszköz darabszáma 10 000-es nagyságrendbe, vagy a fölé esik. Ez nyilvánvalóan megvalósíthatatlan mind technikailag, mind gazdaságilag.

Az elmondottakból következik, hogy a definíció ezen értelmezése alapján nem jutunk eredményre. A megbízhatóságot integrált áramköröknél úgy tudjuk értelmezni, ha az eszközt, mint fizikai-kémiai rendszert tekintjük. Ez a feltételezés igaz a félvezető alapú monolit integrált áramkörök esetén, mivel ez következik ezek előállításából, felépítéséből és működési mechanizmusából egyaránt. A félvezető eszköznek fizikai-kémiai rendszerként való kezelése biztosítja az elvi alapjait a megbízhatósági vizsgálatok elvégzésének.

Ezek kiértékelése kellő korrelációk figyelembevételével biztosítja az eszköz megbízhatóságának számcszerű megadását.

A meghibásodások eloszlása általában a Weibull, vagy az exponenciális eloszlási függvényekkel írható le. A hagyományos alakú tekno görbét a félvezető eszközökre is alkalmazzák. Az első szakaszra az jellemző, hogy kezdetben sok meghibásodás lép fel, majd az idő függvényében ezek száma lecsökken egy adott szintre. Ez a szakasz a kezdeti meghibásodásokat tartalmazza. A gyártási, illetve a technológiailag hibás példányok esnek ki ebben az időszakban. Ennek a szakasznak a lerövidítése, illetve még az integrált áramkörgyártó vállalatnál történő kiszűrése fontos feladat az eszköz megbízhatósága szempontjából.

A második szakasznál az idő függvényében állandó a kieső, hibás eszközök száma. Ezen a szakaszon kieső példányok a vizsgált eszközökből véletlenszerűen meghibásodó példányok. Az, hogy a vizsgált tételből melyik és hogyan hibásodik meg, az nem a tételre,

hanem a kieső egyedre jellemző, viszont a kieső példányok száma a második szakaszban a tétel megbízhatóságára ad felvilágosítást.

A harmadik szakaszra az jellemző, hogy az idő függvényében nő a kieső eszközök száma, egészen a vizsgált tétel elfogyásáig. Ez az ún. öregedési, vagy elhasználódási szakasz. Ez az üzemszerű működés során elhasználódó, kifáradó eszközökre jellemző. A félvezető eszközöknél, így az integrált áramköröknél ennek a szakasznak a létezése nem bizonyított. Különböző „step stress” vizsgálatok ugyan mintha igazolnák létezését, de ezek, mivel túlforszírozottak és más hibamechanizmust produkálnak, nem tekinthetők egyértelmű bizonyításnak. Az elhasználódás esetenként fennáll az integrált áramköröknél is (pl. Au-Al metallizáció pestisesedése, vagy fém-anyagvándorlás hő és elektromos áram hatására), de ez jelenleg a technológia hibájának tekinthető és nem az eszköz működésének szükségszerű következményeként. A kommersz vizsgálatok során — a hosszú időtartam miatt — még nem sikerült a harmadik szakasz létét a félvezető alapú monolit integrált áramkörök esetén tapasztalni. Ezért szokták a monolit technológiával gyártott félvezető eszközöket „örök ifjú”-nak nevezni, mert az exponenciális eloszlás a jellemző rájuk.

Az első szakaszt, amely a kezdeti meghibásodásokat foglalja magában, általában a félvezető gyárak megfelelő módszerekkel kiszűrik, ezért a kikerülő áramkörökre a középső szakasz lesz a jellemző.

Ezen okok miatt az a nézet terjedt el, hogy az integrált áramkörök meghibásodására az exponenciális eloszlás a jellemző.

Néhány egyszerű összefüggés a megbízhatóság matematikai jellemzéséhez

$$\text{A megbízhatóság } r(t) = \frac{n(t)}{n_0},$$

ahol n_0 a kezdeti eszközszám, $n(t)$ az üzemképes eszközök száma t idő múlva.

$$\text{A meghibásodási arány: } \lambda = -\frac{1}{n} \frac{dn}{dt} [\%/1000 \text{ ó}]$$

$$\text{A meghibásodás gyakorisága: } f(t) = -\frac{dn}{dt}$$

Weibull eloszlás:

$$n(t) = n_0 \exp - \left[\frac{t}{t_1} \right]^\alpha,$$

ahol t az idő, t_1 az eloszlás skálaparamétere, α az eloszlás alakparamétere.

$$r(t) = \exp - \left[\frac{t}{t_1} \right]^\alpha$$

$$f(t) = \frac{\alpha \cdot n_0}{t_1} \left[\frac{t}{t_1} \right]^{\alpha-1} \exp - \left[\frac{t}{t_1} \right]^\alpha$$

$$\lambda(t) = \frac{\alpha}{t_1} \left[\frac{t}{t_1} \right]^{\alpha-1}$$

Az első szakaszra tehát az $\alpha < 1$, a második szakaszra az $\alpha = 1$ és a harmadik szakaszra az $\alpha > 1$ lesz a jellemző a teknő görbén.

Az $\alpha = 1$ esetén az exponenciális eloszlást kapjuk, mivel $\lambda = \text{constans}$.

A kezdeti szakaszt, az $\alpha < 1$ kitevővel ábrázolható függvény szakaszt, mivel megfelelő 100%-os szűrőmódszereket alkalmaznak a gyártók, a felhasználó már nem tapasztalja.

A λ számszerű értékei a TTL áramköröknél

Hosszabb időtartamú megbízhatósági eredmény kezdetben inkább csak a λ menetéből adódott. A publikációkban 1968-ban 10^{-8} – 10^{-9} /óra megbízhatóságot jósoltak a TTL rendszereknél. A TEXAS katalógusának (1971 áprilisi) adatai, amelyeket konkrét vizsgálati eredmények alapján nyertek, $1,75 \cdot 10^{-7}$ /óra meghibásodási arányt adtak 60%-os egyoldalas konfidencia szintnél. A vizsgálatokat 1971 márciusig végezték és 4,1 millió eszközóraszám alapján kapták ezt az eredményt. A vizsgálati óraszám eszközönként 2000 óra volt, a környezeti hőfok a vizsgálat során $+85$ °C volt. A $\lambda = 1,75 \cdot 10^{-7}$ /óra meghibásodási arányt a MIL STD 690A alapján $+55$ °C-ra vonatkoztatva közölte a katalógus.

Figyelmet érdemel, hogy külön megadnak egy korai meghibásodási szakaszt, illetve λ faktort a kezdeti meghibásodásokra. A vizsgálatokat $+85$ °C-on, 1,4 millió eszközóraszámából, eszközönként 336 órát véve alapul, végezték el. A $+55$ °C-ra vonatkoztatott meghibásodási arány $\lambda = 5 \cdot 10^{-7}$ /óra volt. A két külön adat megadása ellentmondásos. Ismertek azonban azok a módszerek, hogy típusonként 3–4 szigorúsági fokozatú, különféle szűrőmódszerekkel készített eszközválasztékot alakítanak ki. Feltehetően a kezdeti meghibásodás a standard eszközökre, míg a kisebb meghibásodási arány a katonai típusokra jellemzőbb.

A TUNGSRAM gyártmányú műanyagtokozott TTL integrált áramkörök gyártása viszonylag szerény múltra tekint vissza. A jelenleg rendelkezésünkre álló eszközóraszámok mégis már milliós nagyságúak. A 125 °C, 150 °C és a 175 °C-on végzett vizsgálatok eredményeiből megszerkesztettük az átszámításhoz szükséges $\lambda - 1/T$ [K°] karakterisztikát 60%-os egyoldalas konfidencia szintre. Ha minden meghibásodást figyelembe veszünk (paraméter degradációnál a katalógus határt véve élettartam végpontnak, amely igen szigorú feltétel) 150 °C-on $1,233 \cdot 10^6$ eszközóraszám esetén $\lambda = 1,52 \cdot 10^{-5}$ /óra. A redukciós görbéből $+55$ °C-ra $\lambda = 2,4 \cdot 10^{-7}$ /óra adódik. Ezt az átszámítást ellenőriztük egy TEXAS publikációban közölt szorzófaktoros átszámítással is. A vizsgált típus a TL 7400 = SN 7400 N volt.

Dinamikus tartósegetést — ugyanezen a típuson — $+70$ °C-on végeztünk $3,35 \cdot 10^{-5}$ eszközóraszámú, teljes terheléssel. A $\lambda = 1,56 \cdot 10^{-5}$ /óra nagyságú. Itt megfelelő átszámítást nem tudtunk végezni $+55$ °C-ra.

A fenti vizsgálatok min 1000 és max 2000 órás időtartamúak voltak.

Más TUNGSRAM típusok vizsgálati eszközóraszámja alacsonyabb, de tendenciájában azonos viselkedésű a TL 7410, TL 7460, TL 7472 típus is.

A vizsgálatot időszakonként vett mintákkal — tehát folyamatos ellenőrzéssel — 20–100 db-os tételekkel végeztük.

A TUNGSRAM integrált áramkörök jó megbízhatósága igen intenzív és folyamatos fejlesztési és megbízhatósági munka eredménye. A viszonylag szerény gyártási múlt ellenére igen magas eszközóraszámú vizsgálatot végeztünk.

A TEXAS és TUNGSRAM TTL integrált áramkörök megbízhatósága azonos nagyságrendű:

TEXAS	$\lambda = 1,75 \cdot 10^{-7}$ /óra
TUNGSRAM	$\lambda = 2,4 \cdot 10^{-7}$ /óra

Az integrált áramkörök gyártásának és megbízhatóságának összefüggése

A monolit integrált áramkört, mint egy fizikai-kémiai rendszert tekintjük és így közelítjük a megbízhatóság problémáját. A rendszerben lejárló folyamatok hatásmechanizmusait megismerve lehet megbízható félvezető eszközt gyártani. A meghibásodások analizálása és reprodukálása során megfelelő visszajelzést tudunk biztosítani a gyártás felé. A megismert hatásmechanizmus biztosítja a technológia kellő irányba történő változtatását és a hibaokok kiszűrését.

Azok a hibák, amelyek 100%-os szűrővizsgálattal aktíválhatók, a felhasználónál nem jelentkeznek. Ezek megfelelő kiszűrése a félvezetőgyártó vállalat feladata. Néhány ilyen hibaokot — főleg a technológia utolsó fázisából — ismertetünk és ezek megszüntetése érdekében végzett eredményes technológiai módosításra utalunk.

Konkrét példák

Felületvédelem

Kezdetben nagymértékben jelentkezett az eszközök paramétereiben egy degradációs meghibásodás. A bemenő áramszintek viszonylag rövid időtartam alatt (200–250 óra) 125 °C-os hőntartás hatására a katalógus határok fölé nőttek. A műanyag kellő térhálósítása érdekében történő technológiai változtatások javították a helyzetet, de nem szüntették meg a hibamechanizmust. A vizsgálatok során igen érdekes eredményt adott a 150 °C-on, illetve a 175 °C-on végzett hőntartási vizsgálat. Ezeknél a vizsgálatoknál — bár az eszközök ugyanabból a tételből származtak — nem volt ezen időszakban meghibásodás. Az eredményekből azt a következtetést vontuk le, hogy a felület — figyelembe véve, hogy az alumínium vezetőszalagok mérete és egymásközti távolsága igen kicsi — és a nyitott térhálószerkezettel rendelkező epoxi-alapú műanyag között az adott hőmérsékleten kölcsönhatás lép fel, amely az eszköz degradációját okozza.

A felület védelmére, a fémezett szeletre passzíváló réteget vittünk fel. Ez a megoldás biztosította a paraméterek stabilitását, és megszüntette a fenti hibajelenséget.

Fémezés

A másik igen bonyolult hibamechanizmus az Au-Al metallizációs rendszer pestises degradációja. A szilícium planár tranzistorokhoz képest kedvezőbb a helyzet a műanyagtokozott monolit integrált áramköröknél, mivel a működési hőmérséklet $+70\text{ }^\circ\text{C}$, ill. $+150\text{ }^\circ\text{C}$ a maximális tárolási hőmérséklet. Ezen a hőfokon a hibamechanizmus sokkal lassabban fejlődik ki — mintegy 10^2 – 10^3 órával lassul a $200\text{ }^\circ\text{C}$ -hoz képest — és ezért kisebb súllyal szerepel. A probléma megoldására, a kísérleti eredmények alapján, kevert fémezést használunk, az Al-Ni rendszert.

A kevert fémezés megfelelő felvitele a SiO_2 -re, valamint a passzíváló eljárás illesztése és a pestises degradáció adott szintre való leszorítása biztosította a TUNGSRAM TTL áramköröknél a szakadásos meghibásodás és az V_{OL} (0 szint) növekedésének megszüntét. A fémezés további tökéletesítése jelenleg is fejlesztés tárgyát képezi. A metallizációs hibamechanizmusok — elektromos migráció, szilíciumnak az alumíniumba való szilárd oldódása hőgradiens hatására — rendkívül fontos szerepet játszanak a megbízható eszköz gyártásában.

Műanyagtokozás

A műanyagtokozás és a hozzá kellően illeszkedő szerelési technológia kialakítása megtörtént. Ennek beállítása a röntgen átvilágításos ellenőrző módszer segítségével sikerült. A jelenlegi műanyagtokozásunkat is állandóan ellenőrizzük időszakosan vett minták röntgenátvilágításával. A lezárási technológiánk egyenletes és ez a megbízhatóság szempontjából igen fontos.

A fenti példák a technológia beállítása, korrigálása és a megbízhatósági vizsgálatok szoros kölcsönhatását érzékeltették. A felsoroltak csak kiragadott példák, a sok egyéb megoldott és itt nem részletezettek közül.

Megbízhatósági vizsgálatok

A vizsgálatok kialakításának elvi alapjai

Félvezető alapú integrált áramköröknek fizikai-kémiai rendszerként való közelítése biztosította az alapját a megbízhatósági vizsgálati rendszer kialakításának.

Az eszköz ismerete lehetővé teszi, hogy bizonyos fokú forszírozásnak vessük alá az áramkört a vizsgálat során. A fizikai alapot az Arrhenius egyenlet biztosítja, amely a hőmérséklet függvényében fejezi ki valamely eszköz-paraméter degradációs sebességét.

A lehetséges gyorsítás, a gyorsítási faktoral kifejezve

$$\tau = \exp \frac{A_E}{k} \left[\frac{1}{T_n} - \frac{1}{T_a} \right],$$

ahol T_n a normál működési hőmérséklet, T_a a megnövelt hőmérséklet a gyorsítás biztosításához, A_E a degradációt okozó fizikai folyamat aktivációs energiája.

A pestises hibamechanizmusnál, pl. a Kirkendall által megállapított 1 eV-os aktivációs energiát véve alapul, ha az eszköz $150\text{ }^\circ\text{C}$ -on 5×50^5 óra után hibásodna meg, a gyorsítást $250\text{ }^\circ\text{C}$ -ra számítva, $2,8 \times 10^3$ óra után jelentkezik már a hiba. Természetesen ezek a gyorsítások csak akkor alkalmazhatók, ha a fizikai-kémiai rendszert ismerjük és nem haladjuk meg a rendszer által megszabott határokat. A túlforszírozás során olyan hibamechanizmusokat kelthetünk, amelyek a normál működés során nem fordulhatnak elő és így félrevezethetnének.

A vizsgálati rendszerünk kialakításánál figyelembe vettük a hibaanalízis eredményeit, valamint a külföldi vizsgálati módszereket.

A vizsgálat szempontjából figyelembe vett hibamechanizmusok:

- elem hibák, felületi és térfogati;
- szerelési hibák (kötési hibák);
- tokozási hibák;
- mechanikai gyengeségek.

A TUNGSRAM vizsgálati rendszer felépítése

A TUNGSRAM TTL integrált áramkörök jelenlegi vizsgálati rendszere a következőképpen épül fel:

I. Vizsgálati csoport

1. Külalak és méretek

II. Vizsgálati csoport

2. Nedvesség-állékonysági vizsgálat

a) Hosszú időtartamú

$$T_a = 40 \pm 2\text{ }^\circ\text{C}$$

21 nap, rel. nedv. 90–95%

b) Rövid időtartamú

$$T_1 = 65 \pm 2\text{ }^\circ\text{C} \quad t_1 = 16\text{ óra}$$

$$T_2 = 25 \pm 10\text{ }^\circ\text{C} \quad t_2 = 8\text{ óra}$$

rel. nedv. 92–98%, 2 ciklus

3. Ciklikus hőmérséklet-változás vizsgálat

a) lassú hőmérséklet-változás vizsgálat

$$T_1 = +150\text{ }^\circ\text{C} \quad t_1 = 30\text{ perc}$$

$$T_2 = -55\text{ }^\circ\text{C} \quad t_2 = 30\text{ perc}$$

átrakási idő 2–3 perc, 2 ciklus

b) Gyors hőmérséklet-változásos igénybevétel

$$T_1 = 100 \pm 3\text{ }^\circ\text{C} \quad t_1 = 5\text{ perc}$$

$$T_2 = 0 \pm 3\text{ }^\circ\text{C} \quad t_2 = 5\text{ perc}$$

átrakási idő 5 mp 5 ciklus

4. Forraszthatósági vizsgálat

a) Ónozhatósági vizsgálat

$$T = 270 \pm 10\text{ }^\circ\text{C}$$

$$t = 2 \pm 0,5\text{ mp}$$

bemártási mélység $3,5 \pm 0,5\text{ mm}$

b) Hőállóság forrasztás alatt

$$T = 270 \pm 10\text{ }^\circ\text{C}$$

$$t = 10 \pm 2\text{ mp}$$

bemártási mélység $3,5 \pm 0,5\text{ mm}$

5. Hidegállósági vizsgálat

$$T_a = -65 \text{ °C}$$

$$t = 30 \text{ perc}$$

6. Melegállósági vizsgálat

$$T_a = 150 \text{ °C}$$

$$t = 30 \text{ perc}$$

III. Vizsgálati csoport

7. Ütés vizsgálat

$$2 \times 2000 \text{ ütés}$$

2 legszigorúbb irány

$$150 \pm 20 \text{ g}$$

$$20 - 80 \text{ ütés/perc}$$

8. Rázásállóság

$$t = 3 \times 3 \text{ óra}$$

3 irány

$$10 - 500 \text{ Hz}$$

$$10 - 15 \text{ g}$$

9. Kivezetések szilárdságának vizsgálata

$$\text{hajlítás } 3 \times 90^\circ$$

3 kivezetés

$$227 \text{ gramm}$$

IV. Vizsgálati csoport

10. Tartós szárazmeleg vizsgálat

$$T_a = 150 \text{ °C}$$

$$t = 168, 500, 1000 \text{ óra}$$

V. Vizsgálati csoport

11. Elektromos tartósterhelés vizsgálat

(dinamikus)

$$T_a = 70 \text{ °C}$$

$$N = 10$$

$$f = 100 \text{ kHz}$$

$$t = 168, 600, 1000 \text{ óra.}$$

A vizsgálati rendszernek az a feladata, hogy az integrált áramköröknek, mint ismert fizikai-kémiai rendszernek, a reprodukálhatóságát ellenőrizze.

Egyes vizsgálatok körülményei és rendeltetésük

I.1. Külalak és méretek

A külalak és méret ellenőrzésének gyakoriságát a technológia változása erősen befolyásolja.

Az ellenőrzés során a méret- és alakhűséget ellenőrizzük. Ezenkívül főleg a kivezetések fémezését, a bevonat homogenitását vizsgáljuk mikroszkópos átnézéssel. Sérült fémezés esetén, a kivezetés korróziós hajlamát sós atmoszférás vizsgálattal forszírozzuk.

II. Klímavizsgálati csoport

2a) Tartós klímavizsgálat

A vizsgálat célja a lezárás hermetikusságának, a műanyag tok tartós nedves klímával szembeni ellenállóképességének megállapítása és a kivezetések korrózióállóságának ellenőrzése. Ez a vizsgálat, a hazai klímaviszonyokat figyelembe véve, forszírozottnak tekinthető a 90–95% rel. nedvességtartalom miatt. A szigorúsági fokokat az időtartammal lehet meghatározni; általában 21, illetve 56 napos vizsgálatokat alkalmazunk. A klímavizsgálat során bekövet-

kező paraméterváltozások azzal magyarázhatók, hogy a műanyag nedvességet abszorbeál. A műanyag-tokozott eszközöknél minden olyan vizsgálat, amely során nedvesség hatásának tesszük ki a tokot, igen fontos. Főleg az epoxi-alapú műanyag tok hajlamos a nedvesség felvételére, a szilikon alapú műanyag nagyságrendekkel kisebb nedvszívó képességgel rendelkezik.

A vizsgálat aktiválja az alábbi meghibásodásokat:

- a fémkivezetések rossz korrózióállósága,
- a fémkivezetés — műanyag tok hermetikussági hibái,
- a műanyag tokozóanyag nedvesség felvétele.

Ha a lezárás vagy az utópolimerizáció hibás volt, akkor az epoxi-alapú műanyag nedvszívó képessége ugrásszerűen megnő és ez a visszaram-paraméter degradációjában jelentkezik. A műanyag öregeése, vagy a lezárás technológiájának ingadozása miatt a műanyag felülete nagyobb porozitást mutat, ez is indikálható a tartós klímavizsgálattal.

2b) Ciklikus klímavizsgálat

A vizsgálat célja azonos a 2a)-nál leírttal, de a ciklusok miatt forszírozottabb annál. A meleg szakasz hőfoka és nedvességtartalma meghaladja az európai viszonyok közt előforduló értékeket. Erős korróziós igénybevételt jelent az, hogy a meleg szakaszból a hideg szakaszba való átmenetnél — azonos légtérben marad az eszköz — a ciklus során, a vízgőz kondenzálódik az eszköz felületén. A vizsgálat szigorúsága függ az alkalmazott hőmérséklettől, a ciklusok számától és időtartamától. Általában a ciklus száma változtatható 2—5 és 10 ciklus között.

A vizsgálat hatása a hibamechanizmusokra azonos a tartós klíma vizsgálatnál leírtakkal.

3a) Lassú hőciklus

Szokásosan a maximális tárolási hőmérsékletek között végezzük. A hideg és meleg vizsgálatot, ami- ben az eszközöket elhelyezzük, légnemű. Az átrakás ideje 2—5 perc, tehát viszonylag gyorsan alkalmazzuk a megengedett szélső tárolási hőmérsékleteket, de elkerüljük az extrém, gyors hőátadást. A vizsgálat ezért határértéken történő vizsgálatnak számít, de nem tekinthető forszírozottnak.

A hőciklus igénybevétel szigorúságát az alkalmazott szélső hőmérsékletek és a ciklusok száma jellemzi. Nem jellemzi a ciklus ideje, ha az elegendő hosszú ahhoz, hogy az egyensúlyi hőmérséklet beálljon.

Fontos, hogy az áthelyezés ideje az egyensúly beállításához képest rövid legyen, de ne olyan rövid, hogy az eszközt hőlökés érje.

A vizsgálat a következő okokból produkálhat meghibásodást:

- mechanikai repedések keletkeznek a feszültséget tartalmazó kristályban. Ilyen feszültség pl. karcolásnál, felforrasztásnál, termokompreszióknál stb. kerülhet be a kristályba;
- mikrorepedések makroméretűvé nőnek a ciklus hatására. A mikrorepedések a fenti okokra vezethetők vissza;
- helytelen tokozás esetén, a műanyag tok és a fém-elem hődilatációja közötti különbség szakadást okoz.

3b) Gyors hőciklus

A vizsgálatra legjellemzőbb az elvégzés módja. A technikailag megvalósítható legkisebb átrakási idővel — néhány sec — az eszközöket forrásban levő vízből jeges vízbe rakjuk át több cikluson keresztül. Az igénybevétel célja ugyanaz, mint a 3a)-nál, azonban ahhoz képest a gyors hőátadások miatt forszírozott.

A jó eszközöknél a forszírozás nem okoz meghibásodást.

A vizsgálat a 3a) hatásához hasonló hibamechanizmusok indikálására szolgál. Az eltérés, a forszírozáson túlmenően az, hogy a vizsgálat „folyadékból folyadékba” történik. A műanyag nedvességgel szembeni ellenállóképessége az előzőekben (2a)) leírt hibaként jelentkezik. Gyorsabb indikálási lehetőséget biztosít a hosszabb időtartamú nedves ciklussal szemben, bár nem helyettesíthetők egymással.

A szigorúsági fokot az alkalmazott ciklusok száma határozza meg. Általában 2, 5, 10 ciklust szokás alkalmazni, de elterjedt a nagyszámú, 20–50 ciklusos vizsgálat is.

4a) Ónozhatósági vizsgálat

A vizsgálat célja a kivezetések forraszthatóságának ellenőrzése. Rossz, hiányos bevonat esetén a forraszon nem futja be a kivezető felületét.

4b) Hőállóság forrasztás alatt

A vizsgálat feladata: ellenőrizni a félvezető eszköz felhasználása során, a beszerelési technológiákban előforduló mártó forrasztási eljárás alatti hőállóképességet. A viszonylag magas hőfokot adott ideig meghibásodás nélkül kell elviselnie az eszköznek.

5. Hidegállósági vizsgálat

A vizsgálat ellenőrzi az adatlapon megadott legalacsonyabb tárolási hőmérséklet hatását az integrált áramkörökre. Vizsgálat után ellenőrizzük az áramkörnek a paramétereit, amelyeknek stabilnak kell maradniuk.

6. Melegállósági vizsgálat

A vizsgálat ellenőrzi az adatlapon megadott legmagasabb tárolási hőmérséklet hatását az integrált áramkörökre. Az áramkör paramétereinek a vizsgálat előtt és után azonosnak kell maradniuk.

III. 7, 8, 9. Mechanikai vizsgálatok

Ezen vizsgálatok célja az, hogy az integrált áramkörökben levő mechanikailag gyenge pontokat kimutassák. Mérsékelt nagyságú, de hasonló igénybevételeket az áramköröknek a felhasználás során is ki kell bírniuk. A szükséges forszírozásokat kétféleképpen is be lehet építeni a vizsgálatokba. Az egyik megoldás esetén az enyhébb erőhatások hosszú időtartamig hatnak az eszközre, a másik megoldásnál rövid idejű, intenzív erőhatások lépnek fel.

Az ütésvizsgálat csak rosszul tokozott, vagy szerelt eszköz esetén okoz meghibásodást. A változó frekvenciájú rázás-vizsgálat az eszköz mechanikailag gyenge pontjait és az esetleges rezonancia-helyeket tárja fel. Jó áramkör esetén nincs rezonancia-hely a vizsgálat frekvenciatartományában.

A kivezetések szilárdságának vizsgálata a szerelés során a kivezetéseken fellépő deformációs hatásokkal szembeni ellenállóképesség ellenőrzését célozza.

A mechanikai vizsgálatok feltárják az eszközben levő káros feszültségeket és az áramkörnek mechanikai kifáradásra való hajlamát is.

IV. 10. Tartós szárazmeleg vizsgálat

A vizsgálat elsősorban azt hivatott bizonyítani, hogy az integrált áramkörök az adatlapon megadott maximális tárolási hőmérsékleten huzamos időn keresztül — 1000 óra — meghibásodás nélkül tárolhatók.

A vizsgálat pozitív eredménye szükséges, de nem elégséges feltétele annak, hogy a dinamikus tartóségetés esetén teljes terhelés mellett is megbízhatóan működjön az eszköz. Akkor ugyanis a hőmérséklet mellett fellép a feszültség hatására egy elektromos gradiens is.

A vizsgálat időtartamára nemzetközileg elfogadott az 1000 óra, amely elég hosszú ahhoz, hogy a megbízhatóságra jellemző szám adatot szolgáltatson — kellő darabszám mellett —, azonban nem túl hosszú arra nézve, hogy a gyártott áramkörökre visszajelzést adjon.

A 0 órás mérési adatokat a közti mérések — 168, 500, 1000 óra — adataival összehasonlítva lehet az eszköz stabilitásáról kiértékelhető képet alkotni.

Több félvezető gyár a gyártási folyamatába hosszabb-rövidebb hőkezelést iktat be az eszköz stabilitásának fokozása és előregítésének céljából.

A TUNGSRAM integrált áramkörök gyártási technológiája is tartalmaz stabilizáló hőkezelést.

A vizsgálat hőfoka — a műanyag által megengedett határokon belül — kellő forszírozást jelent.

Az Au-Al-SiO₂ rendszer esetén, az ún. pestises hibamechanizmust ez a vizsgálat aktivizálja. 150 °C-on a folyamat viszonylag lassabban halad előre, és a hibás kötések is nehezebben mutathatók ki a műanyag tok miatt. A fémtokozással szemben az az előny itt, hogy a műanyagban a bekötő Au szálak alaki rögzítése biztosított és elmozdulásuk relative lehetetlen. Ha mégis indikálni kívánjuk — ilyen esetben — a kötés degradációt, akkor több különböző vizsgálat egymásutáni kombinációját kell alkalmaznunk. Ezek összeállítása csak a gyártási technológia ismeretében célravezető.

V. 11. Elektromos tartósterhelés vizsgálat (dinamikus)

Az egyik legfontosabb vizsgálat, az előző vizsgálatok ezt nem helyettesítik. A felhasználók részére a legerdekesebb adatot ez szolgáltatja.

Az égetés +70 °C-on teljes terhelés (N=10) ráadásával történik, 100 kHz-es bemenő jellel. A legtöbb publikáció a dinamikus égetési beállítások adatait nem közli.

Az égetés forszírozása érdekében kísérleteket folytatunk a MHz-es tartományokban, különböző terhelőkapacitások alkalmazásával, az adatlapon megadott maximális tápfeszültségen.

Felmerült a statikus égetés lehetősége is, de az áramkör felhasználásából következik a dinamikus elektromos égetés. A felhasználók az eszközt ilyen

feltételek közt használják, ezért sem elvi, sem gyakorlati indok nem támasztja alá a statikus égetést. A vizsgálat során előforduló hibaokok:

- az alumínium metallizációs maghibásodások, amelyek szakadáshoz vezetnek. A szakadást anyagvándorlás okozza, amely a vékony alumínium filmben az elektronok és az aktivált fémionok közötti momentum — kicserélődés eredménye. Ez okozza az ionok mozgását az áramfolyás irányába. Ez a fém kiürülését idézi elő a pozitív kivezetőnél, ahol az áramsűrűségnek, ill. a hőmérsékletnek gradiense van, és ennek az eredménye lesz a szakadt áramkör,
- dinamikus működés során, az elem hőmérséklete eléri, sőt helyenként meghaladja a maximális tárolási hőmérsékletet, ezért a pestises meghibásodás is jelentkezik. Ez a $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$... $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$ működési határu eszközökre igaz.

4. Néhány különleges összeállítású vizsgálati csoport és annak kiértékelése

A félvezető gyárak igyekeznek különböző speciális összeállítású vizsgálati csoportokat kialakítani. A TUNGSRAM integrált áramkörök alábbi vizsgálatainál a TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED 1967. júliusi kiadványát, a Plastic Package Reliability Report-ot vettük irányadónak. A kiadványban szereplő típusok között volt az SN 7400N is.

A vizsgált típusunk a TL 7400 volt. A vizsgálat során a paraméterhatárt meghaladó példányt, illetve a szakadt eszközöket tekintettük hibásnak.

Vizsgálati csoportok:

- I. Tokhermetikussági vizsgálatok (A, B, C)
- II. Hőstabilitási vizsgálatok (A, B)
- III. Mechanikai vizsgálatok
- IV. Tárolási és működési vizsgálatok (A, B, C)

I. Tok-hermetikussági vizsgálatok (A, B, C)

- A) 1. Ciklikus klímavizsgálat (2 ciklus)
2. Ciklikus klímavizsgálat (5 ciklus)
3. Tartós klímavizsgálat (10 nap)
4. Tartós klímavizsgálat (10 nap)
5. Tartós klímavizsgálat (10 nap)

A paraméterek ellenőrzése a vizsgálatok (1, 2, ... 5) előtt és utána történt.

A 20 db áramkörből nem volt meghibásodás.

- B) 1. Gyors hőciklusvizsgálat (5 ciklus)
2. Gyors hőciklusvizsgálat (5 ciklus)
3. Tartós klímavizsgálat (21 nap)

A paraméterek ellenőrzése a vizsgálatok (1, 2, 3) előtt és után történt.

A 20 db áramkörből a 3. vizsgálat után 1 db selejt lett.

- C) 1. Gyors hőciklusvizsgálat (10 ciklus)
2. Gyors hőciklusvizsgálat (10 ciklus)
3. Gyors hőciklusvizsgálat (10 ciklus)
4. Gyors hőciklusvizsgálat (10 ciklus)
5. Gyors hőciklusvizsgálat (10 ciklus)

A paraméterek ellenőrzése a vizsgálatok (1, 2, ... 5) előtt és után történt.

A 20 db áramkörből a 2. vizsgálat után 2 db selejt lett. A további vizsgálat során újabb selejt nem volt.

II. Hőstabilitási vizsgálat (A, B)

- A) 1. Hidegállósági vizsgálat (30 perc)
2. Hidegállósági vizsgálat (2 óra)
3. Hőntartás (168, 500, 1000 óra)

A paraméterek ellenőrzése a vizsgálat (1, 2, 3) előtt és után történt.

A 20 db áramkörből nem volt meghibásodás.

- B) 1. Lassú hőciklusvizsgálat (2 ciklus)
2. Lassú hőciklusvizsgálat (2 ciklus)
3. Tartós klímavizsgálat (21 nap)

A paraméterek ellenőrzése a vizsgálat (1, 2, 3) előtt és után történt.

A 20 db áramkörből nem volt meghibásodás.

III. Mechanikai vizsgálatok

1. Ütésállósági vizsgálat
2. Rázásállósági vizsgálat

A paraméterek ellenőrzése a vizsgálat (1, 2) előtt és után történt.

A 20 db áramkörből nem volt meghibásodás.

IV. Tárolási és működési vizsgálatok

- A) Tárolás $125\text{ }^{\circ}\text{C}$ -on (168, 500, 1000 óra)
- B) Tárolás $150\text{ }^{\circ}\text{C}$ -on (168, 500, 1000 óra)
- C) Tárolás $175\text{ }^{\circ}\text{C}$ -on (168, 500, 1000 óra)
- D) Elektromos tartóségetés (168, 500, 1000, 2000 óra)

A paraméterek ellenőrzése 168, 500, 1000 óra, illetve 2000 óra után történt.

Az A vizsgálatot 20 db, a B és C vizsgálatot 18 db áramkörön végeztük és 1000 óráig nem volt selejt.

A D vizsgálatot 30 db áramkörön végeztük és 2000 óráig nem volt meghibásodás.

A vizsgálati eredmények kiértékelése

A konkrét vizsgálatokat a TUNGSRAM megbízhatósági vizsgálati rendszer előírásainak megfelelően végeztük, az eltérő ciklusszámot, időt vagy hőfokot külön közöltük.

A TEXAS közleményt csak irányadónak tekintettük. Egyes vizsgálataink forszirozottabbak, más vizsgálataink enyhébbek voltak. A vizsgálatok során a paraméterek stabilitását is figyelemmel kísértük. Jellegzetes degradációs folyamatot nem tapasztaltunk.

A selejtek szakadásos selejtek voltak.

A vizsgálatok összetett jellege és ezek kialakítási módja forszirozott igénybevételt jelent. A jó eszköz-megbízhatóság reprezentálása volt a cél.

A TEXAS közleményhez hasonló eredményt adott a TUNGSRAM TL 7400 típus vizsgálat.

A közleményben a $10+10+10$ napos tartós klímavizsgálatot 25 db eszközön végezték és az utolsó 10 nap alatt 1 db áramkör selejt lett.

A közleményben maximum 10 ciklus szerepelt a gyors hőciklusvizsgálatnál, míg a TUNGSRAM áramköröknél 5×10 ciklust alkalmaztunk. Itt a huszadik ciklus után volt 2 db szakadt áramkör. A további ciklusok alatt újabb selejt nem keletkezett. A 2 db selejt egy erősen forszirozott vizsgálatnál nem súlyos hiba és a továbbiakban a többi eszköz jól viselte a vizsgálatot, tehát nagy megbízhatóságúnak bizonyult.

A vizsgálati eredményeket összegezve: a TUNGSRAM integrált áramkörök megbízhatóak, és a speciális vizsgálatok során hasonló megbízhatóságúnak bizonyultak, mint az ekvivalens TEXAS áramkörök.

7. Nemzetközi Távközlésforgalmi Kongresszus (ITC)

Az ITC (International Teletraffic Congress) hetedik kongresszusát 1973. június 13—21 között tartották Stockholmban. Az előkészítést és lebonyolítást a svéd távközlés, elsősorban a Swedish Telecommunication Administration és az LM Ericsson vállalta.

Az ITC hagyományosan a telefonforgalom-elmélet legújabb eredményeit mutatja be, az elvont matematikai eszmefuttatásoknak és a forgalmi méretezés gyakorlati tapasztalatainak egyaránt teret biztosít.

A kongresszuson 32 országból 334 küldött vett részt, akik összesen 129 előadást tartottak. Hazánkat 5 fő képviselte, három magyar előadás szerepelt a programban. A legnépesebb küldöttségek: Svédország (46), NSZK (38), USA (36). Szocialista országok: Jugoszlávia (4), Lengyelország (1).

Az ITC-t szerencsére még nem fertőzték meg a nagy nemzetközi összejövetelek szokásos bajai. A szervezés minden szempontból mintaszerű volt; szokás szerint nem rendezték párhuzamos üléseket, ez az áttekintést nagyon elősegítette. A fontosabb tárgykörökben meghívott előadók összefoglaló jelleggel bevezető beszámolót tartottak. LE GALL, P. (Franciaország) a forgalomelméletben alkalmazott véletlenszerű folyamatok általános jellemzőit ismertette; COHEN, J. W. (Hollandia) a várakozásos rendszerek elméletének új eredményeit vázolta; KELLY, P. T. E. (Anglia) az adatátviteli hálózat tervezési problémáit elemezte; LOTZE, A. (NSZK) az előfizetői távhívó hálózatok méretezési módszereit foglalta össze.

Az egyes üléseken általában 6—7 előadás szerepelt, ezek közül a szerzők 3—4 előadást mondtak el (a 15 perc), a fennmaradt anyagokat a vitavezető ismertette, ezt követte a mintegy félórás vita, előre benyújtott és helyszínen felvetett kérdésekkel. A vitát nagyon elősegítette, hogy az előadások szövegét a résztvevők kb. egy hónappal előbb megkapták.

Tárgykörök (az előadások számával):

- Előfizetők viselkedése (8)
- Statisztikai kérdések (6)
- Számítógépes utánpótlás (6)
- Elméleti (matematikai) problémák (7)
- Kapcsoló hálózatok (csatolótás elrendezések) stb. (16)
- Keveréses (lépcsőzött) vonalnyalábok (6)
- Várakozásos rendszerek (12)
- Közös vezérlésű rendszerek (6)
- Túlsordulás és egyenletes forgalom (7)
- Számítógépek és tárolt programvezérlés (7)
- Adatforgalom (6)
- Előrejelzés és gazdaságossági kérdések (5)
- Hálózatok tervezése és üzemeltetése (16)
- Forgalmómérés (4)
- Időosztásos kapcsoló rendszerek (6)
- Kapcsolat a CCITT-vel (3)
- Speciális kérdések (7)

A kongresszuson a kutatási centrumok szerepének növekedése volt megfigyelhető. (A 20 USA előadásból 14 a Bell Laboratóriumból, a 19 NSZK előadásból 10 a TU Stuttgarttól, a 12 szovjet előadásból 10 az IPPI-ből került ki.) Előtérbe került a bonyolult rendszerek vizsgálata, a forgalmi-gazdaságossági összetett kérdések és az adatforgalom problémái.

Dr. Gosztony Géza

Dr. H. Chestnut előadása Budapesten

Az előadást dr. Csáky Frigyes akadémikus, egyetemi tanár, a MEE elnöke nyitotta meg. Elmondotta, hogy dr. Chestnut neve a magyar szakemberek körében a Chestnut—Mayer-féle szervomechanizmusokkal foglalkozó könyv alapján vált ismeretessé, melynek I. kötete (A szabályozástechnika alapjai) magyar nyelven is megjelent. Dr. Chestnut napjainkban rendszeranalízissel foglalkozik és fontos pozíciót tölt be, a General Electric Company-nál. Dr. Chestnut az IFAC* első elnöke volt, most az IEEE** elnöke. Utazásának egyik célja az IEEE és a MTE SZ, illetve ennek érdekelt tagegyesületei (MEE, HTE, MATE, NJSZT) közötti szorosabb kapcsolatok kialakítása.

Ezután dr. Chestnut megtartotta „Egy ország modellezése” c. előadását.

Bevezetesként rámutatott arra, hogy az ember a bioszféra és a technoszféra világában él. A bioszféra évmilliók alatt alakult ki, míg a technoszféra az utolsó 100 év alatt jött létre az ember képességének és a technológiának óriási fejlődése alapján. Az ember képessé vált óriási mennyiségű energia, anyag, ismeret felhalmozására. Gyors a közlekedés, még gyorsabb a kommunikáció. Az ilyen területeken ma már viszonylag kicsi a további fejlődés lehetősége, de az emberi tartalékoknál még igen nagy lehetőségek állnak fenn. A ma embere olyan elképzeléseket alakít ki, amelyek évezredekre meghatározhatják az emberiség jövőjét. Ma még nem világos, hogy a döntések, amik mozgatják, adaptív vagy dinamikus folyamat-e. A kérdés az, hogy milyen kritériumok alapján döntsenek. Van-e mód arra, hogy a mai döntések jövőbeni hatását előre jelezzük? Célszerűnek látszik, hogy a döntések hatását országok szintjén kíséreljük meg modellezni, mert az ország szintjén történik a legmagasabb törvényhozatal, a legmagasabb szintű döntés.

* International Federation of Automatic Control.

** Institut of Electrical and Electronic Engineering.

Az említett problémák megoldása még messze van, eredményekről nem számolhat be, mindössze néhány ötletet vehet fel. Megkísérli átfogó kereteket adni, ami segítséget jelenthet egy ország vizsgálatához, annak megállapítására, hová vezet a fejlődés. Az IFAC-CAS jugoszláv szervezésben kidolgozott tanulmányából indult ki. Ennek alapját képezte, hogy az egyes kiválasztott országokat „fekete dobozként” tekintették és vizsgálták, mi történt azokban 30—40 év alatt és mi lett az eredmény. Adathalmazokat gyűjtöttek össze országonként az energiatermelés, a szállítás, a telefon, a számítástechnika, a televíziózás stb. területén. (Ezekről érdekes görbeseregeket ismertettek.) A vizsgálatnak igen sok aspektusból kell történnie, ezért több keretet ismertet, amik modelleknek nevezhetők.

Hangsúlyozta, hogy a gazdasági oldal mellett társadalmi oldalról is modellezni kell. Ez sokkal nehezebb, de igen nagy fontossága van.

Az Amerikai Egyesült Államokban a modellezéshez szükséges gazdasági adatok kódok formájában rendelkezésre állnak, ezért a gazdasági döntések modelljeit, funkcionális blokk-sémáit, példaképpen erre az országra vonatkozóan ismertette, elemelve a visszacsatolásokat.

A nagyszámú hallgatóság nagy érdeklődéssel kísérte a bemutatott számos modellt és azok összefüggéseit. Az előadás-hoz több hozzászólás hangzott el. Ezek között Philip Miklós, a MTE SZ főtitkárhelyettese felvetette, hogy ha a bemutatott diagramokon az egyes termékek abszolút mérőszámai helyett ezeket az egy főre jutó nemzeti jövedelem függvényében adnák meg, lehetővé válna több ország gazdasági fejlődésének összehasonlítása. Dr. Almássy György egyetemi tanár felvetette azt a kérdést, hogy a bemutatott blokk-sémákban a visszacsatolásokat igen nehéz modellezni, mert van ami azonnal hat, van ami 10 év múlva és a koreláció is igen különböző.

Az előadó befejezésül megemlítette, hogy a közgazdászok általában rövidtávú modellek felállítására szorítkoznak. Véleménye szerint a műszakiak hivatottak arra, hogy a 10—20 éves és a még hosszabb távú modellezéssel foglalkozzanak.

ETO 621.372.22.001.2

Trón, T.:

Hálózatszintézis az állapotváltozók alapján

HÍRADÁSTECHNIKA XXIV. (1973) 10. sz.

A cikk összefoglaló ismertetést ad az állapotváltozók segítségével kidolgozott szintézis eljárásokról lineáris, koncentrált paraméterű, időinvariáns (LKI) hálózatok esetében. Ismerteti az állapotváltozós modell előállítását egy előírt transzfer mátrixból és a minimális számú reaktív elemre vezető ekvivalens modellek generálását. A modellek fizikai értelmezése alapján bemutatja, hogy a reaktancia kiemelés alkalmazásával minden LKI hálózat szintézise visszavezethető frekvenciafüggetlen hálózat realizálására, és az ellenállás kiemelés módszerével a passzív szintézis veszteségmentes szintézissé redukálható. A hamis állapotváltozók módszere egyszerű lehetőséget ad másodfokú aktív RC blokkok generálására.

ETO 621.375.126:621.372.512.3

Dr. Szirányi Z.:

Hangolt erősítők illesztési és stabilitási problémái

HÍRADÁSTECHNIKA XXIV. (1973) 10. sz.

A cikk új stabilitási tényező bevezetésével és illesztési diagramok kidolgozásával pontos összefüggéseket ad meg nagyfrekvenciás hangolt erősítők optimális lezárásainak és teljesítményerősítésének meghatározására. A behangolt állapotot jellemző új stabilitási tényező alkalmazásával egyszerű módszert közöl az erősítők érzékenységi- és toleranciavizsgálatára. Az eredmények további felhasználását két csatolóáramkörre — a záróáramkörre és a sávszűrőre — vonatkoztatva is bemutatja.

ETO 621.3.049.7.019.3—111:681.325.65—192

Kalmár G.—Komlóssy É.:

A TUNGSRAM műanyagtokozott TTL integrált áramkörök megbízhatósága

HÍRADÁSTECHNIKA XXIV. (1973) 10. sz.

Az integrált áramkörök megbízhatóságának számszerű megadásánál jelentkező nehézségek ismertetése. Az eszközre jellemző meghibásodási eloszlás és ennek kritikai megfontolásaiból levonható következtetések értékelése. A λ faktor számszerű megadása a rendelkezésre álló eszközszám alapján. A megbízható eszköz és a gyártási technológia szoros kapcsolatának ismertetése konkrét példák alapján. A TUNGSRAM TTL vizsgálati rendszer ismertetése a vizsgálatok hatásmechanizmusainak részletes leírásával. A TEXAS 1967 MONITOR által közölt speciális vizsgálati csoportok alkalmazása TUNGSRAM integrált áramkörre és az eredmények összehasonlítása, kiértékelése.

Zusammenfassungen

DK 621.372.22.001.2

Trón, T.:

Netzsynthese auf Grund von Zustandsvariablen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) Nr. 10

In dem Artikel wird eine zusammenfassende Erörterung über den Synthesenverfahren, die mit Hilfe der Zustandsvariablen ausgearbeitet waren, im Falle von Zeitinvarianten (LKI) mit linearen, konzentrierten Parametern gegeben. Die Herstellung des Zustandsmodells von einem vorgeschriebenen Transfermatrix und die Erzeugung der Äquivalenten Modellen die zu den Reaktanzelementen minimales Anzahl führen, werden erörtert. Auf Grund der physikalischen Erklärung der Modelle wird dargestellt, dass mit der Anwendung der Reaktanzabtrennung kann jede LKI Netzsynthese auf die Realisierung eines frequenzunabhängigem Netzes zurückgeführt werden und mit der Methode der Abtrennung von Widerständen kann die passive Synthese zur verlustfreien Synthese reduziert werden. Die Methode der falschen Zustandsvariablen gibt eine einfache Methode zur Erzeugung von aktiven RC Blöcke zweiten Grades.

DK 621,372.22.001.2

Трон, Т.:

Синтез сетей по переменным состояниям

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIV. (1973) № 10

Статья дает обобщенную информацию по методам синтеза, разработанным с помощью переменных состояний, в случае линейных сетей с сосредоточенными параметрами, инвариантных во времени. Излагаются создание модели переменных состояний из предписанной матрицы преобразования, а также генерация эквивалентной модели, имеющей минимальное число реактивных элементов. На основе физического толкования моделей показывается, что применением вынесения реактивных элементов синтез всех упомянутых сетей можно свести к осуществлению сети, независимой от частоты, а также применением вынесения активных сопротивлений пассивный синтез можно привести к синтезу без потерь. Метод фальшивых переменных состояний дает простую возможность генерации блоков активных RC второго порядка.

DK 621.375.126:621.372.512.3

Д-р Сирани, З.:

Проблемы согласования и стабилизации резонансных усилителей

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIV. (1973) № 10

В статье с введением нового коэффициента стабилизации и разработкой согласующих диаграмм представлены точные зависимости для определения оптимальных нагрузок высокочастотных перестраиваемых усилителей и коэффициента усиления по мощности. Сообщается простой метод для исследования чувствительности и толеранции с применением нового стабилизационного коэффициента, характеризующего резонансное состояние. Показаны результаты дальнейшего использования для двух цепей: параллельного колебательного контура и полосового фильтра.

DK 621.3.049.7.019.3—111:681.325.65—192

Калмар, Г.—Комлоши Э.:

Надежность интегральных схем TTL в пластмассовом кожухе завода ТУНГСРАМ

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIV. (1973) № 10

Изложение трудностей при определении численных величин надежности интегральных схем. Распределение отказов, характерных на схемы и оценка выводов, их критического анализа. Определение численных величин интенсивности отказов на основе часов работы схем. Тесная связь между надежными схемами и технологией производства в случае конкретных примеров. Изложение системы испытания завода ТУНГСРАМ для схем TTL с подробным описанием метода испытания. Применение специальных групп испытаний на основе данных опубликованных в ТЕКСАС 1967 МОНИТОР при интегральных схем завода ТУНГСРАМ, сопоставление и оценка полученных результатов.

Summaries

UDC 621.372.22.001.2

Trón, T.:

Network synthesis on the Basis of State Variables

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) № 10.

The paper gives a comprehensive information on the procedures of synthesis worked out by the aid of state variables in the case of linear networks, with lumped parameters, and time-invariant (LLI) network. The production of the state model of a prescribed transfer matrix and the generation of equivalent models leading to reactive elements of minimum number, are presented. On the basis of the physical explanation of the model is shown that with the reactance extraction the synthesis of all LLI networks can be reduced to the realization of frequency-independent networks and with the resistances extraction the passive synthesis can be reduced to lossless synthesis. The method of false state variables gives a simple possibility to the generation of second order active RC blocks.

DK 621.375.126:621.372.512.3

Dr. Szirányi, Z.:

Anpassungs- und Stabilitätsprobleme von abgestimmten Verstärkern

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) Nr. 10

Es werden im Artikel exakte Zusammenhänge für die Bestimmung der optimalen Abschlussleitwerte und der Leistungsverstärkung von abgestimmten Hochfrequenzverstärkern durch Einführung eines neuen Stabilitätsfaktors und durch Ausarbeitung von Anpassungsdiagrammen angegeben. Durch die Anwendung des neuen Stabilitätsfaktors, der den abgestimmten Zustand charakterisiert, wird eine einfache Methode für die Empfindlichkeits- und Toleranzuntersuchung der Verstärker vorgeschlagen. Weitere Verwendungen der Ergebnisse werden auch für zwei Kopplungsvierpole — für den Resonanzkreis und den Bandfilter bezogen — gezeigt.

DK 621.3.049.7.019.3—111:681.325.65—192

Kalmár, G.—Komlossy, É.:

Zuverlässigkeit der TUNGSRAM TTL integrierten Schaltungen mit Plastikgehäuse

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) Nr. 10

Erörterung der Schwierigkeiten, welche bei der numerischen Angabe der Zuverlässigkeit der integrierten Schaltungen auftreten, Auswertung der Folgerungen, welche aus der, auf das Gerät charakteristische Fehlerverteilung und deren kritischen Untersuchung abgezogen werden können. Numerische Angabe des x-Faktors auf Grund der zur Verfügung stehenden Anzahl Gerät x Stunden. Der Zusammenhang zwischen dem zuverlässigen Gerät und der Fertigungstechnologie, auf Grund konkreter Beispiele. Erörterung des TUNGSRAM TTL Prüfsystems mit eingehender Beschreibung des Wirkungsmechanismus der Prüfungen. Anwendung der im TEXAS 1967 MONITOR mitgeteilten speziellen Prüfgruppen für TUNGSRAM integrierten Stromkreise. Vergleich der Ergebnisse und deren Auswertung.

CDU 621.372.22.001.2

Trón, T.:

Analyse des réseaux à la base des variables d'état

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) № 10.

Un résumé est donné en ce qui concerne les méthodes de synthèse élaborées à l'aide des variables d'état pour réseaux linéaires, à paramètres concentrés, invariants en temps (LCI). La génération du modèle des variables d'état d'une matrice de transfert spécifiée, ainsi que la génération des modèles équivalents amenant à un nombre minimal des éléments réactifs sont exposées. A la base d'une interprétation physique, il est présenté, que la synthèse de chaque réseau LCI peut être amenée à la réalisation d'un réseau indépendant de la fréquence en relevant les réactances, et la synthèse passive, d'autre part, peut être réduite à une synthèse sans pertes en relevant les résistances. La méthode des variables d'état faux donne une possibilité simple de la génération des blocs actifs de deuxième ordre.

CDU 621.375.126:621.372.512.3

Dr. Szirányi, Z.:

Problèmes de l'adaptation et de la stabilité des amplificateurs accordés

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) № 10.

L'article donne des relations exactes pour déterminer la charge optimale et amplification de puissance des amplificateurs accordés

UDC 621.375.126:621.372.512.3

Dr. Szirányi, Z.:

On the Problems of Matching and Stability of Tuned Amplifiers

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) № 10.

This paper presents strict relations for determination of the optimal loads and the power gain of the high frequency amplifiers by the introduction of new stability factor and by the elaboration of matching diagrams. A simple method is determined, based on this new stability factor which characterizes the tuned state, for the analysis of the sensitivity and the tolerance of amplifiers. Further uses of results are discussed, referring to two type of coupling circuits too: the parallel tuned circuit and the band-pass filter.

UDC 621.3.049.7.019.3—111:681.325.65—192

Kalmár, G.—Komlossy, É.:

Reliability of TUNGSRAM TTL Integrated Circuits in Plastic Case

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) № 10.

Informations concerning the difficulties occurring when giving numerical values of the reliability of integrated circuits. Failure distribution characterizing the devices and the evaluation of conclusions drawn from its critical assessment. Numerical failure rates λ on the basis of the quantity device x hours determined by tests. Presentation of the close relation of reliable device and the manufacturing technology on the basis of concrete examples. Illustration of the TUNGSRAM test method by the description of the impact mechanism of the test in detail. Use of special test groups formed on the basis of the information of TEXAS 1967 MONITOR for TUNGSRAM integrated circuits and the comparison of results and their evaluation.

Résumés

H. F., par l'introduction d'un nouveau facteur de stabilité et élaboration des diagrammes d'adaptation. Par l'application du nouveau facteur de stabilité, indiquant l'état de résonance, une méthode simple est décrite pour examiner la sensibilité et tolérances des amplificateurs. L'utilisation supplémentaire des résultats est illustrée pour les cas d'un circuit accordé et d'un filtre passe-bande.

CDU 621.3.049.7.019.3—111:681.325.65—192

Kalmár, G.—Komlóssy, É.:

Fiabilité des circuits intégrés TTL à enveloppe plastique de l'usine TUNGSRAM

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) № 10.

Exposition des difficultés en donnant des valeurs numériques de la fiabilité des circuits intégrés. Évaluation de la distribution des défaillances, caractéristiques de dispositif, et des conclusions tirées des considérations critiques de celle-ci. Indication numérique des taux de défaillance, basée sur la quantité heures x dispositifs. Exposition d'une relation étroite entre dispositifs fiables et technologie de production. Description du système d'essai TUNGSRAM TTL et de la méthode de son fonctionnement. Application de groupes spéciaux d'essai, utilisées selon TEXAS 1967 MONITOR en cas des circuits intégrés TUNGSRAM, comparaison et évaluation des résultats.