

## 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 áramkörü elemeket is mind gyakrabban nyomtatott formában állítják elő, vagy az erősítő eszközök elosztott paraméterű hálózatokhoz; tápvonal csonkokhoz 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 terjedős 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.

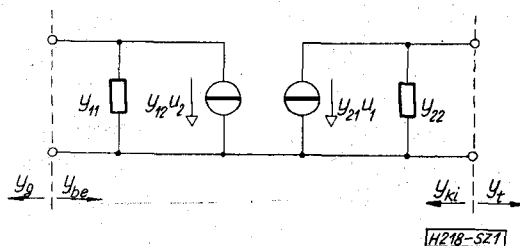
### 1. Alapvető összefüggések

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 kivethető 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:

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

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

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)-vei megadott feltételes stabilitás kritériumát kell kielégíteniük. Ez az elillesztett lezárás esete:

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

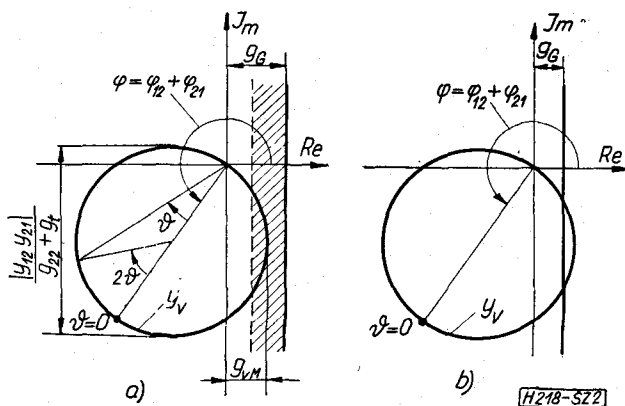
$$2g_G g_T > |y_{12}y_{21}| (1 + \cos \varphi) \quad (1.12)$$

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  $y_v$  visszahatás, 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 visszahatás 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 illesztettség tényező:

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

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

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

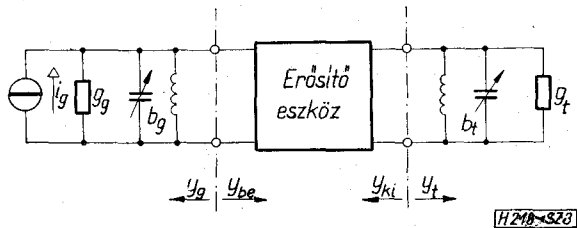
A stabilitáskritériumok az  $S_h$  és  $S_i$  tényezőkkel az alábbi módon egyenlőséggé alakíthatók át:

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

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

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. II vagy T tag), nem maradnak állandók a hangolás folyamán a lezáró konduktanciák. A 2a ábra vonalkázott sávja például egy bemenő oldali II tag esetére tünteti fel azt az admittanciatarományt, amelyet mindkét oldali hangolással a II tag létrehozhat. Ilyen esetben tehát a helygörbék metszése miatt a teljesítménymaximum mellett gerjedés is létrejöhethet. 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 faktorrá 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

$$\text{Im } y_g^* = \text{Im } y_{be} \tag{3.1}$$

és 
$$\text{Im } y_t^* = \text{Im } y_{ki} \tag{3.2}$$

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

$$\frac{b_g}{g_g} = \frac{b_t}{g_t} = \text{tg } \vartheta = q \tag{3.3}$$

A (3.3) visszahelyettesítése után az  $S_n$  és  $S$  stabilitási tényezőkkel kifejezve a  $\vartheta$  fázisszöge harmad-, illetve másodfokú egyenlet adódik:

$$q^3 + q \left[ i + (1 - S_n) \left( i - \text{tg}^2 \frac{\varphi}{2} \right) \right] - 2(1 - S_n) \text{tg} \frac{\varphi}{2} = 0 \tag{3.4}$$

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

Adott stabilitási tényezőkhöz tartozó megoldások az 1. és 2. diagramból egyszerűen kiolvashatók. Természetesen az erősítő eszköz által meghatározott transzfer  $\varphi = \text{arc}(y_{12}y_{21})$  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:

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

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

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

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

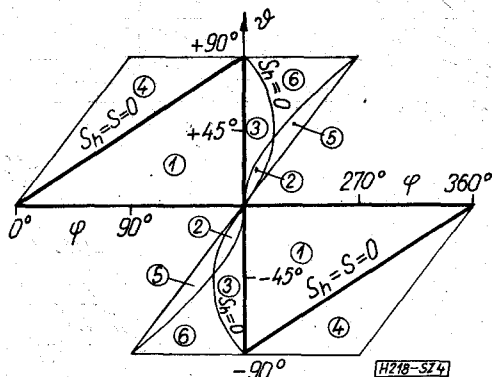
A vizsgálat során teljes áttekintést kapunk az összes elképzelhető esetről és jelenségről, beleértve az instabilitás tartományait is. Ezeknek a tartományoknak a jellegét a 4. ábra, jellemző értékeit pedig az 1. diagram adja meg. Az 5. ábra változatai a 4. ábra lehetséges (nem elfajuló) változatait szemlélteti, 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:

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

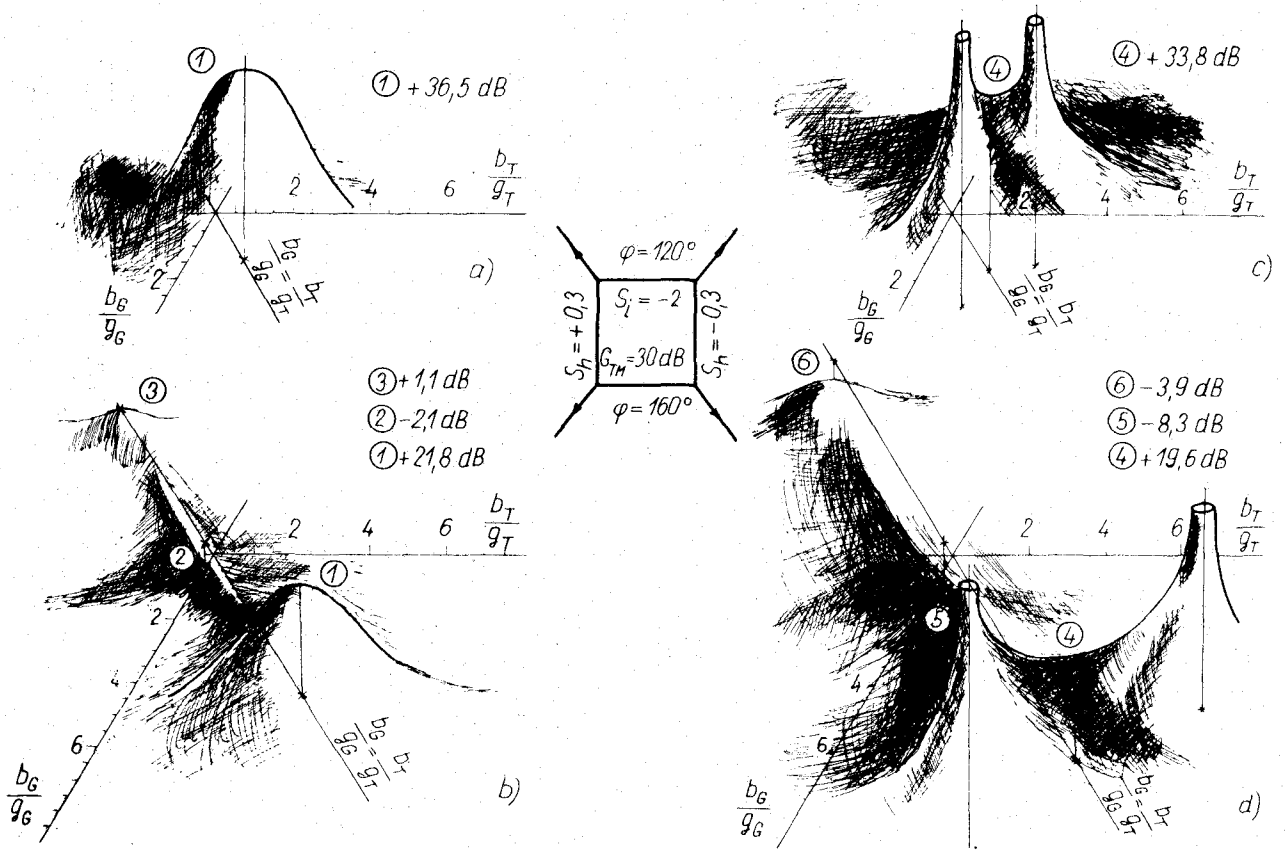
Ha valamelyik lezárás értékében kötve vagyunk (pl. zajillesztés), a másik oldali lezárásnak kell kielégítenie az egyenletet. Ha mindkét lezárás szabadon megválasztható, optimálisan elillesztett lezárást állíthatunk be, miáltal az adott stabilitás mellett az elérhető legnagyobb transzfer teljesítményerősítést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

$$\frac{g_g}{g_{11}} = \frac{g_t}{g_{22}} = \sqrt{\frac{1 - S_i}{1 - S_n}} - 1 \tag{3.10}$$



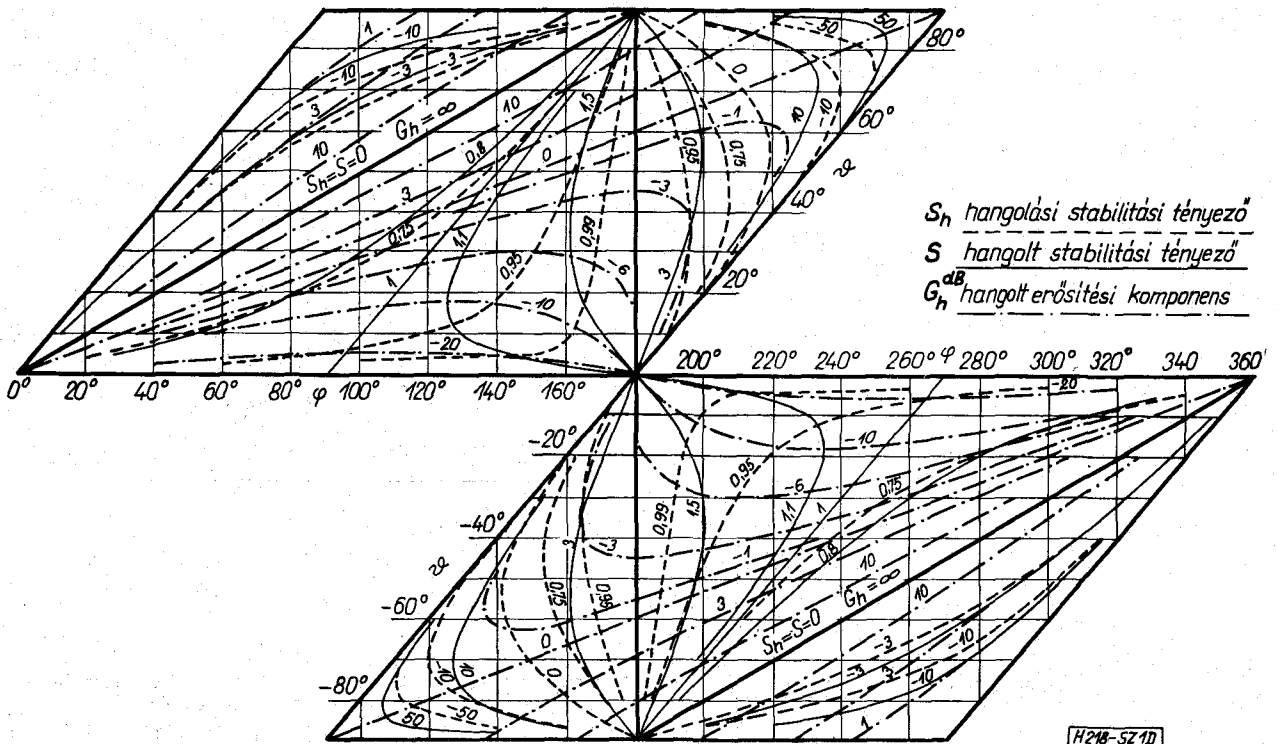
4. ábra. Erősítőfokozatok kívánatos és nemkívánatos beállítási lehetőségeinek teljes áttekintése

- ① stabil maximum, ② stabil nyereg, ③ stabil második maximum, ④ instabil nyereg, ⑤ instabil nyereg, ⑥ instabil maximum



H218-SZ5

5. ábra. Szemléltető ábrák erősítőfokozatok hangolás közbeni teljesítményerősítésének változására



H218-SZ10

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 kihanagolás. A kritikus esethez az  $S=S_h=0$  stabilitási tényezők tartoznak:

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

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

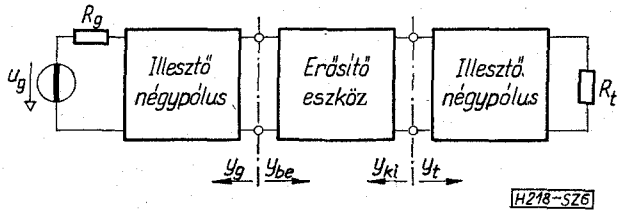
$$y_{be} = g_{11}S + g_g(S-1) + j[b_{11} - (g_{11} + g_g) \operatorname{tg} \vartheta] \quad (3.12)$$

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

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

$$g_g^* = g_{be} \quad (4.1)$$

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

egyenletrendszer megoldásai eredményezik. Az  $S_i$  illesztetőségi tényező és a  $\varphi$  transzferfázisszög egyértelműen meghatározza az illesztett lezárású fokozat minden jellemzőjét. Az admittanciák valós részeiből képzett  $m$  tényező

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

lehetővé teszi, hogy a fokozat jellemzőit egyszerű formában megadhassuk. 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  $\varphi$  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  $\underline{y}$  jelölés egyenértékű „vagy”-lagos eredményeket jelent.)

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

Az illesztett lezárású fokozat be- és kimenő admittanciája:

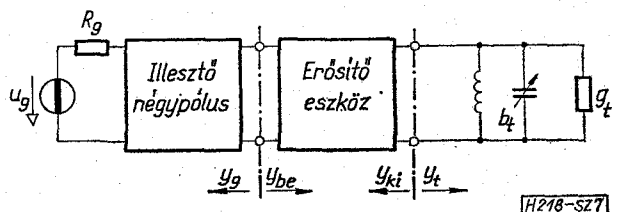
$$y_{be} = g_{11}m + j \left[ b_{11} - g_{11}(1 - S_i) \operatorname{tg} \frac{\varphi}{2} \right] \quad (4.9)$$

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

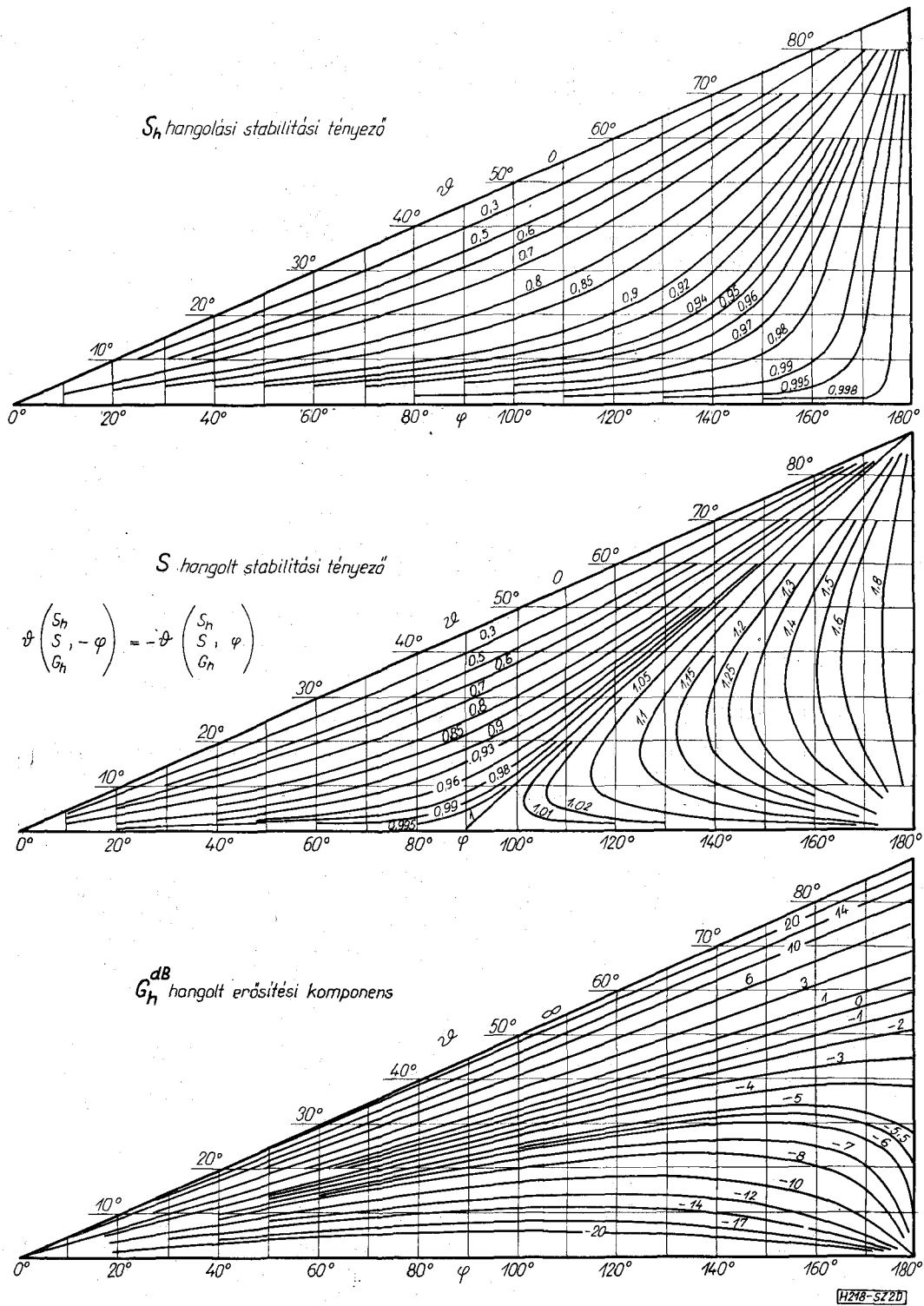
Integrált áramköröknél a visszahatás paramétere ugyan nagyon kicsi, a nagy erősítés miatt ez a visszahatás — több irodalmi állásfoglalással szemben — mégsem hanyagolható el. A kis visszahatási tényező ellenére is jelentős teljesítményerősítés veszteség jelentkezik az unilaterális teljesítményerősítéshez 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

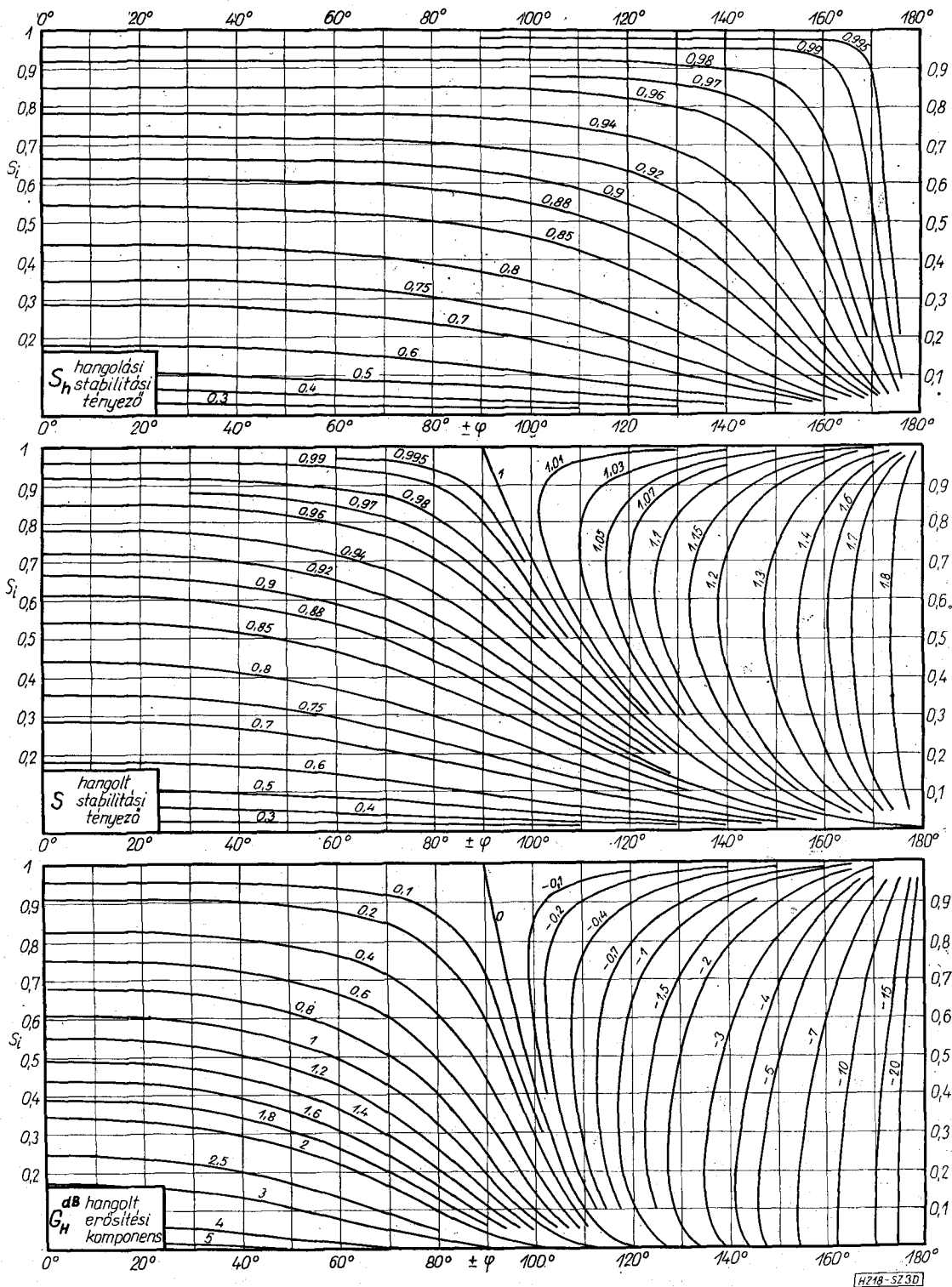
erősítésének sorozatmérésénél fordul elő. Ekkor a generátor a maximális kivehető teljesítménnyel táplálja az illesztő négy-póluson keresztül a tranzisztort, tehát a transzfer teljesítményerősítés megegyezik a tranzistor tényleges teljesítményerősítésével. Egy veszteségmentes reaktáns négy-pólus ugyanis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

A lezárási feltételek jelenleg az alábbiak szerint alakulnak:

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

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

A fokozat stabilitását most a kimenőoldali lezárásnak kell biztosítani. A stabilitási tényezőket és a lezárások  $\vartheta$  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:

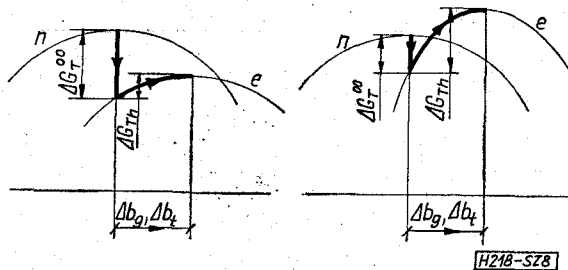
$$g_{t\text{kr}} = g_{22}(-S_i) \quad (5.8)$$

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-



8. ábra. A teljesítményerősítés toleranciái

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 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-

1. táblázat

Utánhangolási érzékenységek		Elsőrendű érzékenységek	Paraméter	Másodrendű érzékenységek: $\frac{1}{2} Q_n k$									
$\frac{1}{2} Q_{uh}$	$\frac{1}{2} Q_{vh}$	$\frac{1}{2} Q_h$	$\begin{matrix} n \\ \backslash \\ x_h \end{matrix}$	$\varphi$	$ y_{31} $	$ 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	
		$\frac{S g_G}{2 g_g} - 1$	$g_g$								$1 - \frac{1}{2} \left( \frac{S g_G}{g_g} \right)^2$		
-1	$\frac{S}{1+q^2} - 1$	0	$b_G$ ( $b_g, b_{11}$ )	1-S	g		$\frac{S}{1+q^2} - 1$	$-\frac{Sq}{1+q^2}$		-1			
$-\frac{Sq}{1+q^2}$	0	-1	$g_{22}$	g	S-1		0	1	1				
		$\frac{S g_T}{2 g_t} - 1$	$g_t$								$1 - \frac{1}{2} \left( \frac{S g_T}{g_t} \right)^2$		
$\frac{S}{1+q^2} - 1$	-1	0	$b_T$ ( $b_t, b_{22}$ )	1-S	g		-1						
q		1-S	$ y_{12} $		$1-S-q^2$	$(1-S)^2 - q^2$							
		1	$ y_{21} $		$q(S-2)$	$1-2S-q^2$							
1-S		-q	$\varphi$		$S-1+q^2$								



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 terjedős 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: $\frac{1}{2} Q_h k$					
	$x_h$	$x_k$	$g_{12}$	$b_{12}$	$\underline{v}$	$g_{21}$	$b_{21}$	$\underline{v}$
$\frac{1}{2} Q_h$	$g_G$ $b_G$	$g_T$ $b_T$	$-\mathbf{T}(\varphi_{12}) \cdot \mathbf{v}$	$\mathbf{J}(\varphi_{12}) \cdot \mathbf{v}$	$\begin{bmatrix} 1-S \\ q \end{bmatrix}$	$-\mathbf{T}(\varphi_{21}) \cdot \mathbf{v}$	$\mathbf{J}(\varphi_{21}) \cdot \mathbf{v}$	$\begin{bmatrix} 1-S \\ q \end{bmatrix}$
$\mathbf{T}(\varphi_{12}) \cdot \begin{bmatrix} 1-S \\ q \end{bmatrix}$	$g_{12}$ $b_{12}$		$\mathbf{T}(2\varphi_{12}) \cdot \mathbf{v}$	$-\mathbf{J}(2\varphi_{12}) \cdot \mathbf{v}$	$\begin{bmatrix} (1-S)^2 - q^2 \\ 2q(1-S) \end{bmatrix}$	$\frac{g(2-S)}{\sin \varphi} \underline{v}$ $\frac{1-S-q^2}{\cos \varphi} \underline{v}$	0	-
$\mathbf{T}(\varphi_{21}) \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ q \end{bmatrix}$	$g_{21}$ $b_{21}$		$\frac{g(2-S)}{\sin \varphi} \underline{v}$ $\frac{1-S-q^2}{\cos \varphi} \underline{v}$	0	-	0	$-\frac{g(2-S)}{\sin \varphi} \underline{v}$ $\frac{1-S-q^2}{\cos \varphi} \underline{v}$	$\begin{bmatrix} 1-2S-q^2 \\ 2g(1-S) \end{bmatrix}$
			0	$\frac{g(2-S)}{\sin \varphi} \underline{v}$ $\frac{1-S-q^2}{\cos \varphi} \underline{v}$		$\mathbf{T}(2\varphi_{21}) \cdot \mathbf{v}$	$-\mathbf{J}(2\varphi_{21}) \cdot \mathbf{v}$	

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

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

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  $AG_{T_h}^0$  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 toleranciaszámltáshoz

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

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:

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

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

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

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

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

4. táblázat

Példa a  $g_{21}, |y_{12}|$  és  $\varphi$  paraméterek megváltozásai által létrehozott toleranciák meghatározására

	$\Delta G_T^{00} = 8,686x\dots$	$\Delta G_{T_h}^{++} = 8,686x\dots$	$\Delta G_{T_h}^{0+} = 8,686x\dots$
$\left( \frac{\Delta g_{22}}{S g_T} \right)$	-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)

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

### 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 elillesztetten 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 logaritmusos egységekben:

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

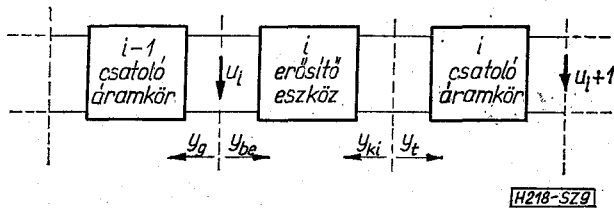
Az összefüggésekben a csatoló áramkörök okozta veszteségektől egyelőre eltekinttünk. Az n fokozatú erősítő eredő teljesítményerősítését az egyes fokozatok teljesítményerősítéseiből kapjuk:

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

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:

$$\Delta y_{be} = \Delta y_{1t} - \frac{y_T \Delta(y_{12} y_{21}) - y_{12} y_{21} \Delta y_T}{y_T (y_T + \Delta y_T)} \quad (7.4)$$

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  $\Delta G_T(\text{dB})$  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 feszültségátvittele. Egyetlen fokozat feszültségerősítése a hangolási frekvencián:

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

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:

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

és

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

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:

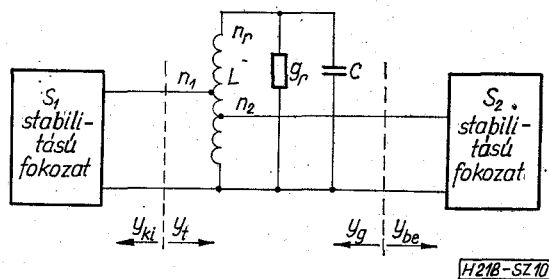
$$g_r = \frac{g_g g_t - g_{be} g_{ki}}{g_g + g_{be}} \quad (8.4)$$

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.

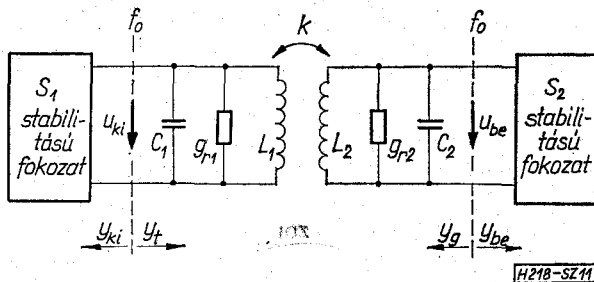


10. ábra. Zárókör terhelési és csatolási viszonyai

A lezárási feltételeket biztosító zárókör átviteli csillapítása:

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

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



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 illeszthetőségi és hangolási stabilitási tényezője  $S_i = S_h = 1$ , mely értékekhez az illesztési diagram szinguláris pontja, a  $q = \text{tg} \theta = 0$  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 egyenletből 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 indukzív komponensei a sávszűrő induktivitásaihoz képest nem számottevőek, a (8.8) és (8.9) egyenletekbe közvetlenül a jósági tényezőket is bevihetjük. 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 kiténik, hogy adott lezárási feltételekhez csak akkor a  $k^2 Q_1 Q_2$  érték realizálható, mellyel a terhelő konduktanciákra pozitív érték adódik.

A sávszűrő amplitúdó átvitele hangolási frekvencián:

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

S végül a sávszűrő átviteli csillapítása:

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

### Befejezés

Az előzők 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 paramétereinként külön bontva fekete-fehér változatban is elkészültek.

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

Befejezésül köszönetemet nyilvánítom dr. Pásztor-nicky 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 tranzisztortechnika. 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  $\mu$ A703. SGS—Fairchild Application Report 176, Sept. 1967.
- [13] *Szirányi Z.*: Nagyfrekvenciás tranzisztorok illesztési problémái. Műszaki doktori értekezés, Budapest, 1971.