

DR. HÁZMAN ISTVÁN—BORSÁNYI GYÖRGY:

Budapesti Műszaki Egyetem
Vezetéknélküli Híradástechnikai Tanszék

Hangolt erősítők tervezése

ETO 621.375.4.049.7—111

A frekvenciaváltó elektronikus rendszerek nélkülözhetetlen eleme a hangolt erősítő, amely szelektív jelleggel csak egy meghatározott frekvenciatartományban biztosít jelátvitelt.

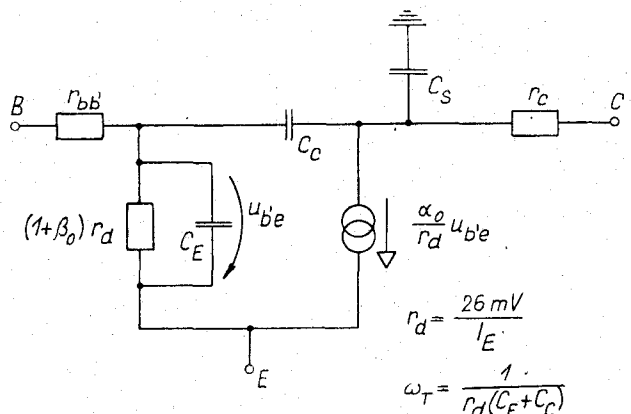
A klasszikusnak tekinthető megoldás, az LC -körökkel csatolt fokozatokból épített erősítő, az áramkörintegrálás jegyében fokozatosan átalakul. Az induktivitás nem jól illeszkedik az integrált áramköri technikához, sőt a méretek csökkentésével a realizálható jósági tényező is csökken [1]. Ilyen elvi határolás a kondenzátoroknál nincs és ezért az RC hangoló elemekkel felépített szelektív rendszerek elterjedése várható. Jelenleg azonban egyetlen olyan megoldás sem ismeretes, amely a néhány száz kHz-től a néhány száz MHz-ig terjedő frekvenciatartományban általánosan helyettesíthetné az LC -rendszereket. Így a hangolt LC -erősítők korábbi tervezési módszereinek ismerete aligha nélkülözhető.

A következőkben megvizsgáljuk az LC -körökkel csatolt erősítők néhány fontosabb tulajdonságát. Nem térünk ki a csatoló körökkel kialakított eredő átviteli görbe vizsgálatára, ez hazai irodalmunkban hozzáférhető [2]. Az erősítő célra felhasznált elektronikus eszközök választéka azonban rohamosan fejlődik. Közismert, hogy a bipoláris tranzisztorok megjelenése előtérbe hozta a teljesítményerősítésben való gondolkozást az elektroncsöves gyakorlatban megszokott feszültségátvitellel szemben. Ez a szemlélet talán általánosságban illeszkedik a gyakorlathoz, plasztikusan érzékelteti az erősítés tényét, szükségességét. Erősítőt akkor kell alkalmazni, ha a fogyasztó helyes működéséhez megkívánt teljesítményt a bemeneti jelforrás nem tudja szolgáltatni — vagy optimális illesztésnél esetleg tudná, de csak nem engedett leterhelés árán.

Az integrált áramkörök megjelenésével az eszközválaszték jelentősen bővült. Olyan előnyös tulajdonságokat, amelyeket nem lehetett egyetlen tranzisztorral elérni, több tranzisztorból alakított, távlatilag egy tranzisztor árértékű vásárolható, áramkörökkel valószínűsíthető meg. A nagyfrekvenciás erősítők céljaira

használható integrált áramkörök általában egyszerűbb felépítésűek az általánosan alkalmazottakhoz képest. A kevesebb áramköri elem kevesebb szórt paramétert, kisebb mértékű nemkívánatos csatolást eredményez a nagyfrekvenciás jellemzőket javítja. Elterjedtek az egyszerű kétfokozatú kaszkád erősítők — esetleg harmadik tranzisztorral kibővített formában, ami az erősítésszabályzás céljait szolgálja. Ezeket fokozatjellegűnek tekintik és szelektív csatolóáramkörök, rezgőkörök közbeiktatásával alakítanak ki többfokozatú erősítőket. Készítenek továbbá nagy-erősítésű, műveleti erősítő jellegű áramköröket, amelyek koncentrált szűrő után iktatva hozzák létre a szükséges erősítést. Ez utóbbiak azonban mindig speciálisabb jellegűek és általában meghatározott feladat ellátására tervezik őket, míg általános elemként az egyszerű kaszkádok használhatók.

Legkevésbé az integrált áramköri eszközök tulajdonságai ismeretesek. Ezért részleteiben ezekkel foglalkozunk. Az erősítő tulajdonságainak leírására, kialakítására vonatkozó megfontolások azonban általános érvényűek és közvetlenül alkalmazhatóak csöves, valamint az ezekkel sok szempontból analóg tulajdonságokat mutató tervezérelt tranzisztoros erősítők méretezéséhez is.



H123-HB1

1. Integrált tranzisztor jellemzése

Helyettesítő áramkör. Az integrált áramköri tranzisztor frekvenciafüggő jellemzésére használható leg-egyszerűbb helyettesítő áramkör az 1. ábrán látható [3]. Elhanyagolva az áramerősítési tényező többletfázisát, az $\omega_T = 1/r_d(C_E + C_C)$ frekvenciáig érvényes jellemzést kapunk. Jellegzetes integrált áramköri tranzisztorra érvényes paraméterértékek a következők:

- $r_d = 26 \text{ ohm,}$
- $r_{bb'} = 40 \text{ ohm,}$
- $r_c = 60 \text{ ohm,}$
- $C_E = 6 \text{ pF,}$
- $C_C = 1 \text{ pF,}$
- $C_S = 3 \text{ pF,}$
- $\beta_0 = 50,$
- $f_T = 1000 \text{ MHz.}$

Az elérhető erősítés frekvenciafüggése. Az egyes alapkapsolások összehasonlítására használjuk fel a veszteségmentes elemekkel tökéletesen neutralizált kapcsolásban mérhető maximálisan elérhető teljesítményerősítést [4], ami pl. admittanciaparaméterek felhasználásával a következő formában írható fel:

$$U = \frac{|y_{21} - y_{12}|^2}{4(g_{11}g_{22} - g_{12}g_{21})}, \quad (1)$$

ahol:

$$g_{ik} = R_e\{y_{ik}\}.$$

Ez a mennyiség két figyelemre méltó tulajdonsággal rendelkezik:

1. Független az alapkapsolástól, legalábbis addig, míg a diszkrét tranzisztort tekintjük. Az integrált áramkörbe beépített tranzisztor C_S szubsztrát-kapacitása viszont alapkapsolástól függetlenül a földre csatlakozik, s ez U értékének alapkapsolás-függését eredményezi.

2. $U=1$ értéke adja a maximális oszcillációs frekvenciát, tehát segítségével meghatározható az alkalmazhatóság frekvenciatartománya.

A fenti adatokkal számolt értékeket a 2. ábra tartalmazza. A görbék paramétere a közös elektródára utal (D =diszkrét tranzisztor, C, E, B =közös kollektoros, emitteres bázisú alapkapsolásban dolgozó integrált áramköri tranzisztor). A diszkrét tranzisztor esetében feltételeztük, hogy $C_S=0$ és r_c elhanyagolható. Láthatóan, közös kollektoros kapcsolásban a szubsztrát-elemek hatása alig észrevehető, míg földetlen kollektor esetében az egység-erősítés frekvenciája jelentősen lecsökken, a diszkrét tranzisztorra számolt $f_{max} \rightarrow \cong 1050 \text{ MHz}$ helyett $400 - 500 \text{ MHz}$ értéket kapunk.

Érdeemes talán röviden megemlíteni, hogy a kollektorköri parazita elemek jelenléte miatt elsősorban a kimenő vezetés növekszik a legjelentősebben, amiről egyszerű számítással meg is győződhetünk. Az integrált áramköri tranzisztor kimenő vezetését G_{22} -vel, a diszkrét eszköz kimenő admittanciáját

$$y_{22} = g_{22} + j\omega C_{22}\text{-vel}$$

jelölve, a 3. ábra szerinti áramkörre a következő eredményt kapjuk:

$$G_{22} = g_{22} \frac{1 + g_{22}r_c + \omega^2(C_S + C_{22})^2r_c/g_{22}}{(1 + g_{22}r_c)^2 + \omega^2(C_S + C_{22})^2r_c^2} \quad (2)$$

A $g_{22}r_c$ mennyiség az 1 mellett mindig elhanyagolható. Láthatóan, ekkor az 1 mellett a számlálóban $1/r_c g_{22}$ -szer nagyobb mennyiség áll, mint a nevezőben, azaz $G_{22} > g_{22}$ -nél. Nagy frekvencián,

$$\omega \cong \frac{1}{r_c(C_S + C_{22})}$$

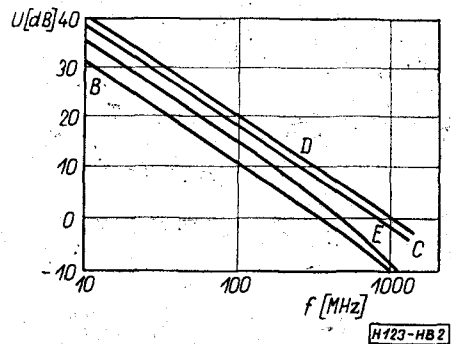
esetén a

$$G_{22} \cong g_{22} \cdot \frac{1}{r_c g_{22}} \gg g_{22} \quad (3)$$

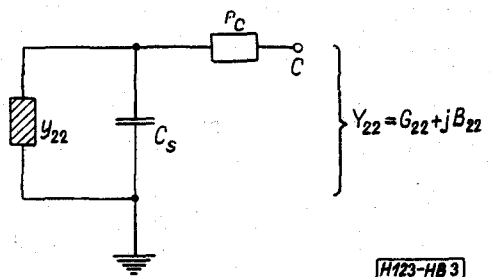
közelítő összefüggés érvényes.

Optimális zajtényező. Az alapkapsolások összehasonlítására igen alkalmas további paraméter a zajtényező. A zajhelyettesítő áramkör (4. ábra) forrásparamétereinek közelítő értéke [5] a diszkrét tranzisztorra:

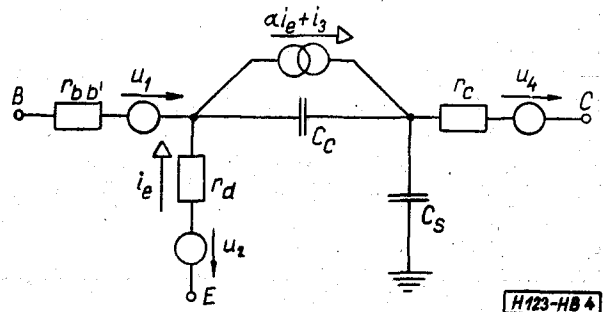
$$\begin{aligned} u_1^2 &= 4kTB r_{bb'}, \\ u_2^2 &= 2kTB r_d, \\ i_3^2 &= \frac{2kTB}{\beta_0 r_d} \cdot \frac{1 + \beta_0(\omega/\omega_a)^2}{1 + (\omega/\omega_a)^2}, \end{aligned} \quad (4)$$



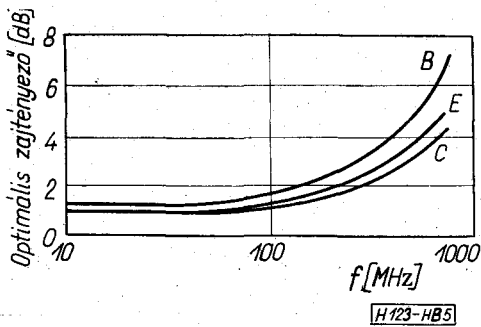
2. ábra. Az elérhető erősítés frekvenciafüggése



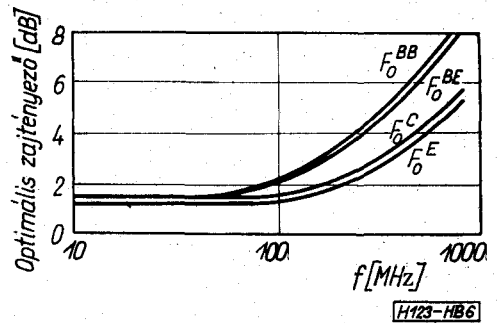
3. ábra. Kimenő vezetés számításához



4. ábra. Zajhelyettesítő áramkör



5. ábra. Az optimális zajtényező frekvenciafüggése



6. ábra. Kétfokozatú kaszkádok optimális zajtényezője

ami az integrált áramköri tranzisztor esetében ki-
bővül a kollektor tömbellenállás zajával:

$$\overline{u_n^2} = 4kTBr_c. \quad (4)$$

A fenti értékekkel számított optimális zajtényező
frekvenciafüggését az 5. ábra mutatja. Láthatóan,
az az érdekes eredmény adódik, hogy a földelt kollektoros
kapcsolás e szempontból is előnyösebb, mint
akár a földelt emitteres, vagy a földelt bázisú.

2. Kétfokozatú erősítők

Integrált áramkörben nem célszerű egyfokozatú
erősítőket készíteni, ezek semmiféle előnyt nem
jelentenek az egyszerű tranzisztorhoz képest. Az
integrálás előnye akkor jelentkezik, ha olyan erősítőket
lehet a segítségével előállítani, amelyek hátrányos
tulajdonságok megjelenése nélkül javítják
a diszkrét tranzisztor jellemzőit.

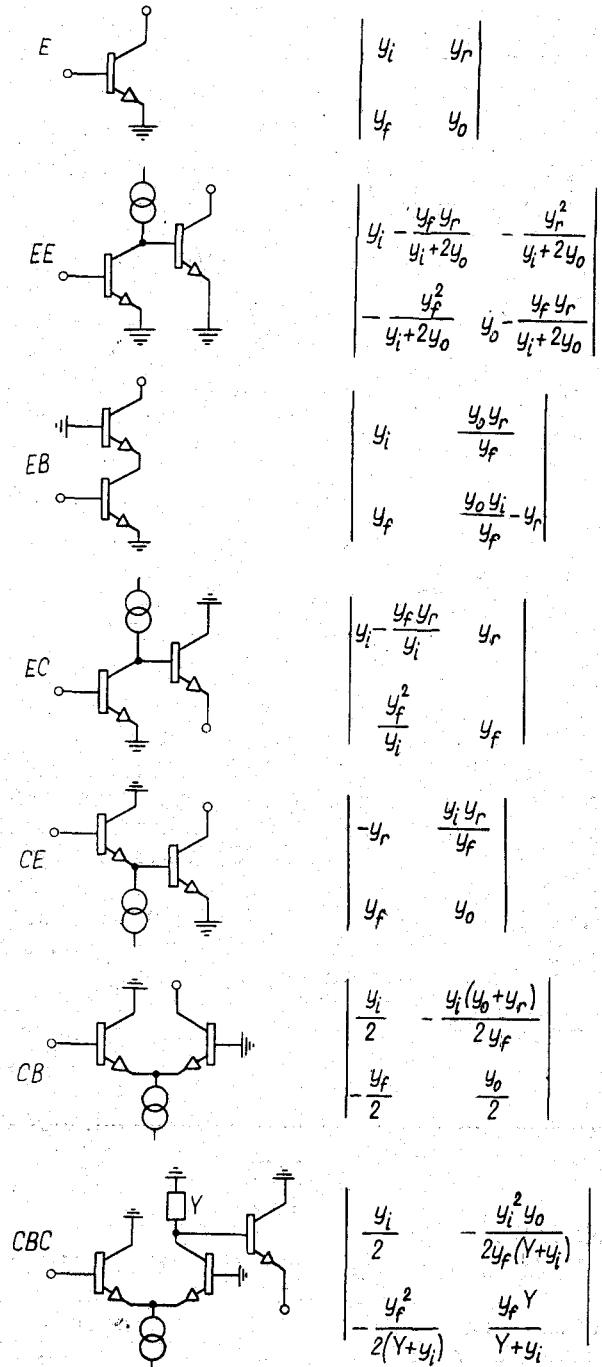
Mindenekelőtt le kell szögezni, hogy f_{max} környe-
zetében jelentős javulást több fokozat alkalmazásá-
val sem lehet elérni. A közepesen nagyfrekvenciás
tartományban, mintegy 200 MHz felső frekvencia-
határig viszont igen előnyösen alkalmazható erősítők
alakíthatók ki.

A kétfokozatú erősítők összesen kilenc különféle
módon hozhatók létre a három erősítő alapkapsolás
variálásával. Elvben ez a szám megkettőzhető a két
fokozat közötti illesztés alkalmazásával, de a gya-
korlatban az így nyerhető többleterősítést soha nem
használgják ki. A kilenc lehetséges változat közül az
azonos alapkapsolású párok kiesnek: a kaszkádba
kapcsolt földelt kollektoros erősítők általánosan nem
használhatók, mivel nem adnak feszültségerősítést,
a földelt emitteres pár ugyanolyan mértékben in-
stabil, mint a nagy visszahatású egyszerű földelt
emitteres fokozat, a földelt bázisú pár eredő zaj-
tényezője pedig igen előnytelenül alakul [6], mivel
az első tranzisztor erősítés helyett csillapít. Általá-
ban, a földelt bázisú bemenettel rendelkező kasz-
kádok zajtényezője a legrosszabb, s ezek egyáltalán
nem terjedtek el. Eredő zajtényező szempontjából
legelőnyösebbek a földelt emitteres első fokozattal
épített erősítők, de nem sokkal rosszabbak a földelt
kollektoros bemenetűek sem.

A sorrend tehát:

$$F_0^E < F_0^C < F_0^{BE} = F_0^{BC} < F_0^{BB},$$

ha F_0 az optimális zajtényezőt jelöli, a felső indexek
pedig az elrendezésre utalnak (6. ábra).



H123-HB7

7. ábra. Fontosabb kaszkádok közelítő vezetési paraméterei

A használható kétfokozatú kaszkádok a 7. ábra alapján hasonlíthatók össze, ahol a vázlatos kapcsolási rajzon kívül a földelt emitteres kapcsolásban dolgozó tranzisztor vezetésparaméterei függvényében megadjuk az eredő négyfókus-paramétereket is [7]. Megkülönböztetés kedvéért a földelt emitteres vezetésparamétereket egybetűs index, a kaszkádokét két számmal adott index jelöli. Bár az összefüggések közelítőek, továbbá az alapkapcsolás-transzformáció a szubsztrát-kapacitás módosító hatásának figyelembevétele nélkül van elvégezve, összehasonlítások mégis elvégezhetők.

Mint később látni fogjuk, a fokozatokkal az instabilitás veszélye nélkül elérhető erősítés az $|y_{21}/y_{12}|$ hányadossal jellemezhető. A 7. ábrán bemutatott elrendezésekre a

$$V = \frac{y_{21}/y_{12}}{y_f/y_r} \quad (5)$$

relatív érték az 1. táblázatban található. A paraméterek egymáshoz viszonyított értékei:

$$|y_r| \leq |y_o| < |y_i| < |y_f|,$$

1. táblázat

Kapcsolás	E	EE	EB
V	1	$ y_f/y_r $	$ y_f/y_o $
Kapcsolás	EC=CE	CB	
V	$ y_f/y_i $	$ \frac{y_f \cdot y_r}{y_i \cdot (y_o + y_r)} $	
Kapcsolás	CBC		
V	$ y_f^2 y_r / y_i^2 y_o $		

H123-HB

amit a táblázat összefüggéseibe helyettesítve kapjuk, hogy legelőnyösebb az EE és EB, majd kb. azonos jellemzőkkel az EC, CE és CB fokozatok következnek. Legelőnytelenebb a CBC fokozat, mivel V értéke erre a legkisebb.

Stabil erősítés elérése céljából a nagy visszahatású és nagy meredekségű fokozatokat neutralizáló áramkörrel kell ellátni, míg a kis $y_{12} \cdot y_{21}$ szorzattal jellemzett elrendezések vagy feltétlen stabil áramkörök, vagy egyszerűen méretezhető és kivitelezhető nem illesztett terhelésekkel stabilizálhatók. Emiatt feltétlen előnyt élveznek a kis visszahatású áramkörök. Összehasonlítás céljából a 2. táblázatban megadjuk a

$$W = \frac{y_{12} y_{21}}{y_f y_r} \quad (6)$$

relatív értéket is.

V és W együttes figyelembevételével látható, hogy messze legjobb az EB, földelt emitteres-földelt bázisú pár, a közismert kaszkád fokozat; zaj, elérhető stabil erősítés és stabilitás szempontjából a CE és CB fokozatok között alig lehet különbséget tenni; a többi fokozatok valamilyen szempontból mind elmaradnak a felsorolt háromhoz viszonyítva.

2. táblázat

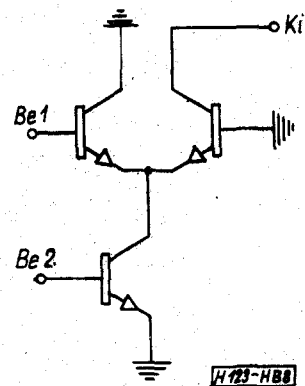
Kapcsolás	E	EE	EB
W	1	$ \frac{y_f y_r}{(y_i + 2y_o)^2} > 1$	$ \frac{y_o}{y_f} \ll 1$
Kapcsolás	EC	CE	CB
W	$ \frac{y_f}{y_i} > 1$	$ \frac{y_i}{y_f} < 1$	$ \frac{y_i \cdot y_o + y_r}{y_f \cdot 4y_r} < 1$
Kapcsolás	CBC		
W	$ \frac{y_o}{4y_r} \cdot (\frac{y_i}{y + y_i})^2 \approx 1$		

H123-HB

Az optimális erősítésjellemezőkkel rendelkező három kapcsolás közül kettő igen egyszerűen hővithető szabályozható erősítésűre, ezek a kaszkád és a CB fokozat, a differenciálerősítő. A vezérelhető áramgenerátorral ellátott, aszimmetrikus differenciálerősítő, mint kettősvezérlésű (szorzó jellegű) áramkör tulajdonképpen magában foglalja mindkét változatot (8. ábra). Az áramkör bel bemenetére alkalmazva a váltakozó áramú vezérlést, a differenciálerősítőként működik. Erősítése a be2 bemenetre alkalmazott egyenfeszültséggel szabályozható. Kaszkád üzemben a két bemenet szerepe felcserélődik.

Mindkét üzemmódot jellemzi a kis visszahatás, a „pentódajellegű” működés. Így az áramkör igen alkalmas hangolt erősítők céljaira. A legtöbb integrált áramkört előállító gyár készít ilyen erősítőt is, kisebb-nagyobb változtatásokkal bár, de ez a legelterjedtebb fokozatjellegű nagyfrekvenciás erősítő.

Központi fontosságára való tekintettel a 3. táblázatban megadjuk a vezetésparaméterek értékét az 1. ábra helyettesítő áramkörének elemei függvényében. A kimenő, földelt bázisú fokozat kis bemenő ellenállása gyakorlatilag rövidre zárja az első fokozat kimenetét, így az első fokozat kollektorköri parazita-elemei elhanyagolhatók, elhanyagoljuk továbbá a második fokozat r_c ellenállását is [8] a 100–200 MHz-ig terjedő alkalmazhatósági frekvenciatartományra való érvénnyel.



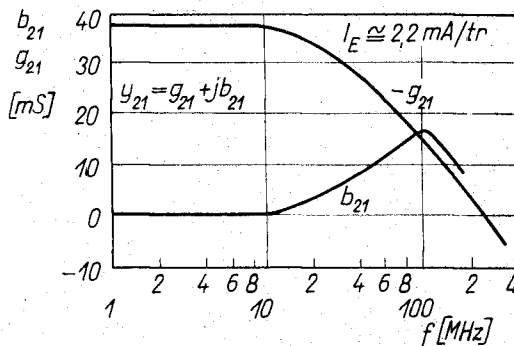
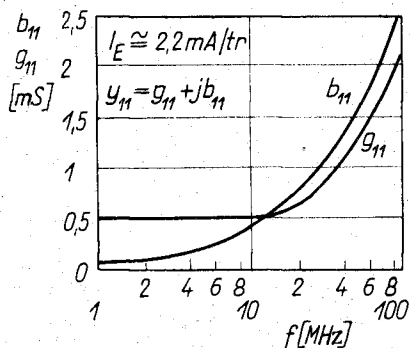
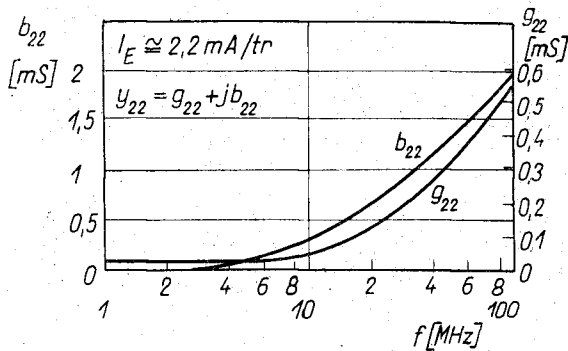
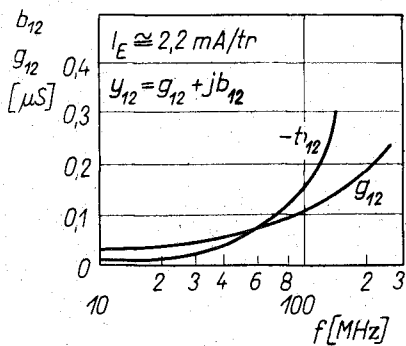
8. ábra. Kettős vezérlésű erősítőfokozat

3. táblázat

Kapcsolás	E	D	K
y_{11}	$\frac{\rho C_C Z_1 + 1}{Z_1 + r_b}$	$\frac{2\rho C_C Z_1 + 1}{2(Z_1 + r_b)}$	$\frac{\rho C_C Z_1 + 1}{Z_1 + r_b}$
y_{21}	$\frac{\alpha_o \omega_T}{\rho(Z_1 + r_b)}$	$-\frac{\alpha_o \omega_T}{2\rho(Z_1 + r_b)}$	$\frac{\alpha_o \omega_T}{\rho(Z_1 + r_b)}$
y_{12}	$-\frac{\rho C_C Z_1}{Z_1 + r_b}$	$-\rho C_C \frac{r_b}{2Z_1}$	$-\rho^2 C^2 (r_b \times Z_1)$
y_{22}	$\rho C_C \left(1 + \frac{C_S}{C_C} + \frac{r_b}{Z_1(1-\alpha)}\right)$	$\rho C_C \left(1 + \frac{C_S}{C_C} + \frac{r_b}{2Z_1(1-\alpha)}\right)$	$\rho C_C \left(1 + \frac{C_S}{C_C} + \alpha(1 + \rho C_C r_b)\right)$

$$Z_1 = (1 + \beta_D) r_D \times 1 / \rho C_D$$

H123-HB



H123-HB9

9. ábra. CA 3028A differenciálerősítő üzemi vezetési paramétereit

Méréssel meghatározott értékeket a 9. és 10. ábrák tartalmazzák az RCA CA 3028A jelű erősítőre, ami felépítésben gyakorlatilag a 8. ábra áramkörével egyezik meg, csupán az árambeállító tranzisztor van ellátva munkapontbeállító elemekkel: bázisosztóval és emitter ellenállással, az utóbbi külső elemként beiktatott kondenzátorral hidegíthető.

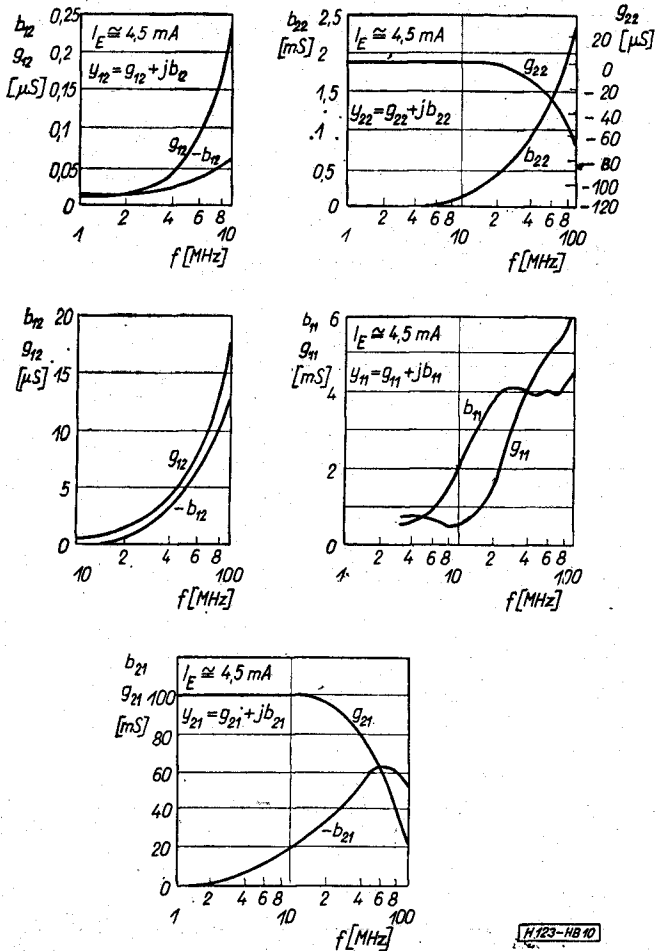
Érdeemes megvizsgálni a paraméterértékeket, összevetve azokat a földelt emitteres fokozatával. A differenciálerősítő y_{11} , y_{21} és y_{22} vezetési paramétereiben lényegében megfelelőznek a jól ismert földelt emitteres értékhez viszonyítva, eltekintve a C_{22} kimenő kapacitástól, ami csak jelentéktelen mértékben csökken.

A visszaható vezetési, mint az várható, jelentősen csökken. Kis frekvencián majdnem két nagyságrend a csökkenés mértéke, 100 MHz környezetében is legalább tízszeres, amint a 11. ábrán látható.

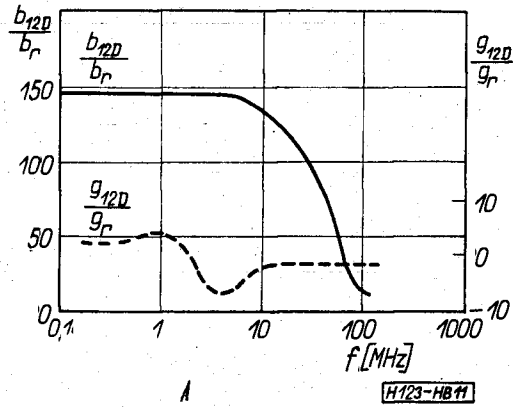
Kaszód üzemben talán még előnyösebben alakulnak az értékek. y_{11} és y_{21} lényegében azonos a földelt emitteres fokozatával. A kimenő vezetési, a nagy impedanciáról meghajtott földelt bázisú fokozatra jellemző módon, nagyon kicsi, sőt nagy frekvencián negatívba fordul, ami azt eredményezi, hogy a kimeneten nem lehet konjugált illesztést megvalósítani. Ez a gyakorlatban különösebb nehézséget nem jelent, feltéve, hogy a kimeneten a terheléssel együtt értelmezett eredő vezetési pozitív.

A visszaható admittancia kisfrekvenciás értéke rendkívül kicsi, mintegy ezredrésze a földelt emitteres fokozatának. Az abszolútértékek viszonya 100 MHz-en sem nő kb. 1/35-öd fölé [8] (12. ábra).

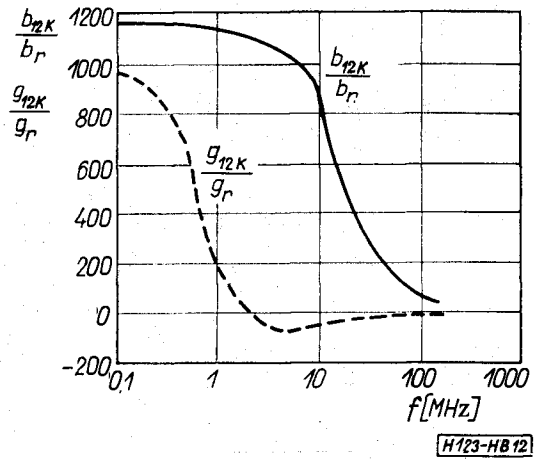
Bár mindkét kapcsolás visszaható vezetése kicsi, instabilitás felléphet a hangolt körökkel lezárt erősítőben, különösen, ha az elrendezésből adódó vissza-



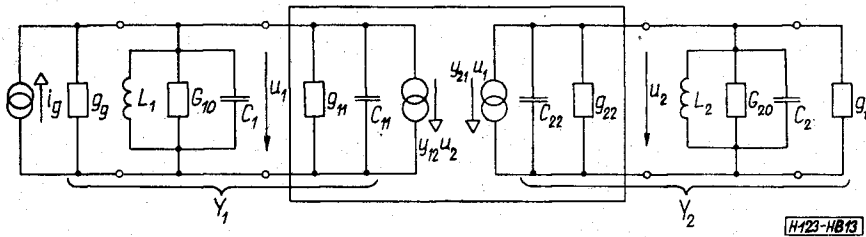
10. ábra. CA 3028A kaszkód üzemi vezetésparaméterei



11. ábra. A visszaható admittancia valós és képzetes részének relatív értéke differenciáló üzemben



12. ábra. A visszaható admittancia valós és képzetes részének relatív értéke kaszkód üzemben



13. ábra. A teljesítményerősítés számításához

hatás esetleg nagyobb az eszköz saját értékénél. Ezért szükséges mindenekelőtt a stabilitásvizsgálati módszerekkel, a stabilizálás lehetőségeivel, a beállítható stabil erősítés meghatározásával részletesen foglalkozni.

3. Stabilitásvizsgálat

Párhuzamos LC-körökkel csatolt generátor és terhelés esetére meghatározzuk a rendelkezésre álló teljesítményerősítés értékét a terhelésre jutó és a generátorból kivethető maximális teljesítmény viszonyaként. A számítás alapját képező áramkört a 13. ábra mutatja. Az általánosság megszorítása nélkül a generátor és terhelés szuszceptanciáját a rezgőkör elemeibe foglaltuk. Definiáljuk a rezonanciafrekvenciákat:

$$\left. \begin{aligned} \omega_{01} &= i\sqrt{L_1(C_1 + C_{11})}, \\ \omega_{02} &= 1/\sqrt{L_2(C_2 + C_{22})}, \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

a relatív elhangolást:

$$\eta = \omega/\omega_0 - \omega_0/\omega,$$

az eredő veszteségi vezetéseket:

$$\left. \begin{aligned} G_1 &= g_g + G_{10} + g_{11}, \\ G_2 &= g_t + G_{20} + g_{22}, \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

valamint az üresjárású és terhelt jósági tényezőket:

$$\left. \begin{aligned} Q_{01} &= 1/\omega_{01}L_1G_{10}, \\ Q_{02} &= 1/\omega_{02}L_2G_{20}, \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

$$\left. \begin{aligned} Q_{t1} &= 1/\omega_{01}L_1G_1, \\ Q_{t2} &= 1/\omega_{02}L_2G_2. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Fentiek felhasználásával a kimenő feszültség:

$$u_2 = -i_g \frac{\frac{y_{21}}{Y_1 Y_2}}{1 - \frac{y_{12} y_{21}}{Y_1 Y_2}} \quad (11)$$

formában írható fel, ahol

$$Y_1 = G_1(1 + j\eta_1 Q_{t1}), \quad (12)$$

$$Y_2 = G_2(1 + j\eta_2 Q_{t2}).$$

(11) segítségével a kimenő teljesítmény:

$$P_{ki} = |u_2|^2 \cdot g_t = |i_g|^2 g_t \left| \frac{y_{21}/Y_1 Y_2}{1 - y_{12} y_{21}/Y_1 Y_2} \right|^2 \quad (13)$$

A generátorból maximálisan kivehető

$$P_{g \max} = |i_g|^2 / 4g_g$$

teljesítménnyel osztva kapjuk a rendelkezésre álló erősítést:

$$G^* = \frac{P_{ki}}{P_{g \max}} = 4g_g g_t \left| \frac{y_{21}}{Y_1 Y_2} \right|^2 \cdot \frac{1}{\left| 1 - \frac{y_{12} y_{21}}{Y_1 Y_2} \right|^2} \quad (14)$$

formában.

Ha a visszahatás elhanyagolható, azaz $y_{12} = 0$, (14) olyan formát ölt:

$$G^0 = 4g_g g_t \left| \frac{y_{21}}{Y_1 Y_2} \right|^2, \quad (15)$$

amelyben frekvenciafüggetlen meredekség mellett csak a be- és kimenetre csatlakoztatott rezgőkörök eredményeznek frekvenciafüggést. Ez az eset ideálisnak tekinthető. Természetszerűleg, azért alkalmazzuk a hangolt köröket, hogy impedanciájuk frekvenciafüggését kihasználva, szelektív jellegű erősítést érhesünk el.

A rendelkezésre álló teljesítményerősítés (15)-tel adott értékét célszerűen

$$G^0 = G_0^0 \cdot |a|^2 \quad (16)$$

formába írjuk, ahol:

$$G_0^0 = 4g_g g_t \frac{|y_{21}|^2}{(G_1 G_2)^2}, \quad (17)$$

$$a = \frac{1}{(1 + j\eta_2 Q_{t1})(1 + j\eta_2 Q_{t2})}. \quad (18)$$

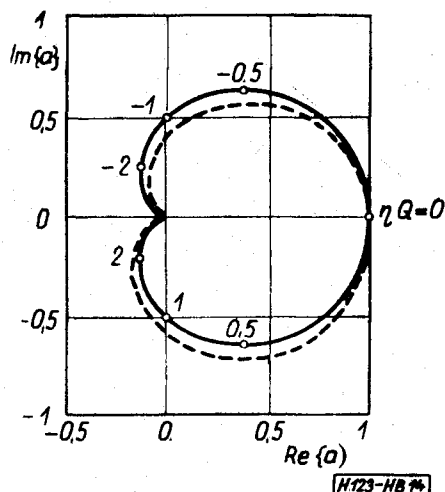
a helygörcbójét az ηQ paraméterezésével

$$\eta_1 = \eta_2 = \eta,$$

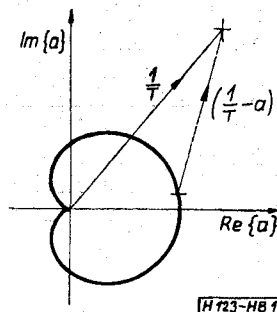
$$Q_{t1} = Q_{t2} = Q$$

esetére a 14. ábra mutatja.

(Itt érdemes megemlíteni, hogy a (16)-tal adott G_0^0 mennyiség is frekvenciafüggő a benne szereplő erősítő paraméterek frekvenciafüggése miatt. Ettől azonban rendszerint eltekinthetünk. A közelítés jogossága Q csökkenésével romlik. Pl. $Q=3$ válasz-



14. ábra. A relatív frekvenciaátvitel helygörcbője



15. ábra. A hiba számításához

tással a 14. ábrán szaggatott vonallal berajzoltuk az

$$a' = \frac{\omega}{\omega_0} a = \left(\frac{\eta}{2} + \sqrt{\frac{\eta^2}{4} + 1} \right) a \cong \frac{\eta}{2} a \quad (19)$$

görcbójét is ω -val arányos $|y_{12} y_{21}| / G_1 G_2$ esetének jellemzésére. A két görbe eltérése a -6 dB relatív átvitelhez tartozó sávhatárokon is mindössze

$$\frac{a'}{a} \cong \frac{\eta}{2} = \frac{\eta Q}{2Q} = \frac{1}{2Q}, \quad (20)$$

jelen esetben mintegy 17%.)

A visszahatás az erősítést és a frekvenciamenetet is befolyásolja. Az erősítés

$$G^* = G^0 \cdot |H|^2 \quad (21)$$

formában írható, ahol a H hibatag értéke (14)-ből:

$$H = \frac{1}{1 - y_{12} y_{21} / Y_1 Y_2}. \quad (22)$$

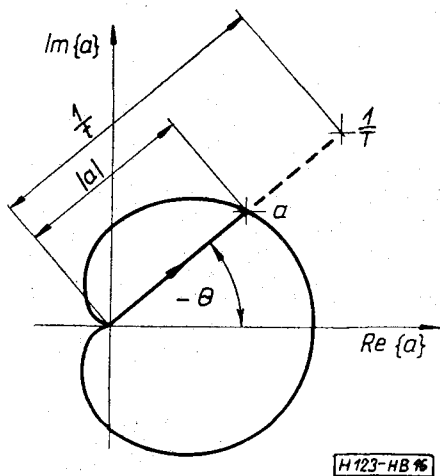
Bevezetve az

$$\frac{y_{12} y_{21}}{G_1 G_2} = T = t \exp j\theta \quad (23)$$

jelölést, a hibatag

$$H = \frac{1}{1 - aT} = \frac{1/T}{1/T - a}$$

formában írható át. A 15. ábrából láthatóan, két vektor hányadosaként értelmezhető. Ha az $(1/T - a)$ vektor nulla értéket vehet fel, azaz $1/T$ az a -görcbén fekszik, a hibatag végtelenné válik és a rendszer



16. ábra. A stabilitás értelmezéséhez

instabil. Instabilnak tekintjük a rendszert akkor is, ha $1/T$ az a -görbe belsejében foglal helyet, mert pl. bekapcsoláskor y_{21} folyamatosan nő, azaz T a nulla felől, $1/T$ a végtelen felől közelíti meg állandósult értékét, s következésképpen áthalad az instabil állapotot jelentő $1/T = a$ ponton.

A fenti gondolatmenettel igazoltuk azt az előzőekben felhasznált állítást, hogy a (6)-tal adott W mennyiség kis értéke előnyösen befolyásolja a fokozatok stabilitását. (23)-ból:

$$t = \frac{W}{G_1 G_2} |y_1 y_f|,$$

azaz kis W esetén G_1 és G_2 szélesebb határok között változó értékeire tartható t az instabilitást jelentő kritikus érték alatt.

A stabilitás haláresete. A stabilitás feltétele a 16. ábra alapján láthatóan az, hogy adott

$$\Theta = \text{arc} \{y_{12}\} + \text{arc} \{y_{21}\} \quad (24)$$

szög esetén a $t|a|$ szorzat legyen kisebb egynél.

Az a mennyiség abszolút értéke a Θ szög függvényében (18)-ből egyszerűen számolható [9]. Szinkronhangolt, szimmetrikus esetben

$$\Theta = -2 \text{arctg} \eta Q, \quad (25)$$

ugyanakkor

$$|a| = 1/[1 + (\eta Q)^2],$$

avagy a fenti egyenlőség segítségével ηQ -t eliminálva:

$$|a| = \frac{1}{1 + (\text{tg} \Theta/2)^2} = \frac{1 + \cos \Theta}{2}, \quad (26)$$

amiből a stabilitás feltétele:

$$t < \frac{2}{1 + \cos \Theta}. \quad (27)$$

Látható, hogy t megengedhető értéke nagymértékben függ a Θ szögtől. Frekvenciafüggetlen meredekség és kapacitív visszahatás esetén

$$\text{arc} \{y_{12}\} = -90^\circ,$$

$$\text{arc} \{y_{21}\} = 0,$$

azaz $\Theta = -90^\circ$, s az instabilitás határán $t=2$. Kiseb t engedhető meg $-90^\circ < \Theta < +90^\circ$ esetén, $\Theta=0$ mellett a megengedhető érték a felére csökken. A $90^\circ < \Theta < 270^\circ$ tartományban változó szög viszont előnyös, t megengedhető értéke nő, szélső esetben, $\Theta=180^\circ$ esetén, végtelenig.

Érdeemes megvizsgálni, hogy az optimálisnak talált kétfokozatú erősítőkre, a differenciálerősítő és a kaszkód fokozatra hogyan alakul Θ értéke. A 9. és 10. ábrák adatainak felhasználásával a 17. ábrán mutatunk be értékeket. Láthatóan, a differenciálerősítő a relative kisfrekvenciás tartományban viselkedik igen kellemesen, a kaszkód pedig nagyfrekvencián válik előnyösebbé.

A stabilitás mértéke. A paraméterek értéke általában elég nagy hibával ismert, egyedről-egyedre változó mennyiség és munkapont, valamint hőmérsékletfüggésük sem elhanyagolható. Elengedhetetlen tehát a stabilitás mértékére jellemző mennyiség definiálása, ami megmutatja, hogy milyen paraméterváltozás mellett marad stabil az erősítő.

Önmagától adódik ez a mennyiség. Ha — adott Θ mellett — t értékére a (27) egyenlőségnek kell fennállnia, a

$$t_g = \frac{2}{1 + \cos \Theta} \left(= \frac{1}{|a|} \right) \quad (28)$$

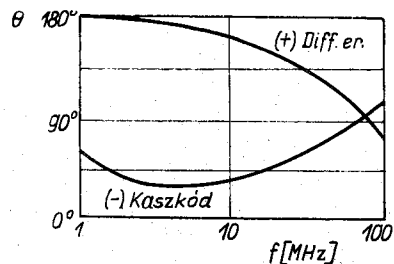
jelölés bevezetésével a stabilitás mértékére jellemző S mennyiség

$$S = t_g/t \quad (29)$$

formában definiálható. $S > 1$ a stabilitás feltétele, konkrét értéke pedig számszerűen kifejezi t megengedhető növekedését, ami mellett a stabilitás még biztosítható.

Egyéb csatoló áramkörök. A vizsgált egyszerű eset, amikor a be- és kimenetre csatlakozó egyszerű rezgőkörök hangolási frekvenciája és a (10)-ben definiált jósági tényezőik azonosak, nem a lehetséges egyetlen elrendezés. Záróköros csatolások esetén is variálhatók a hangolási frekvenciák, sőt a behangolási folyamat alatt elvben minden kombináció előfordulhat. A jósági tényezők sem szükségképpen egyeznek meg. Kimutatható azonban [9], hogy a relatív frekvenciamenetre jellemző görbe, minden egyéb esetben a 14. ábrán felrajzolt és a stabilitásvizsgálat alapját képező a -görbe belsejében helyezkedik el. Így a vizsgált eset a legveszélyesebb és az ez esetre levezethető összefüggések az abszolút stabilitás jellemzői.

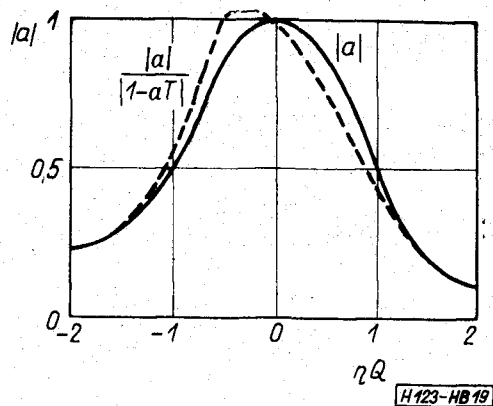
Hasonlóképpen, a fenti eredmények alkalmazhatók az egyfokozatú, be- és kimenetén csatolt körökkel



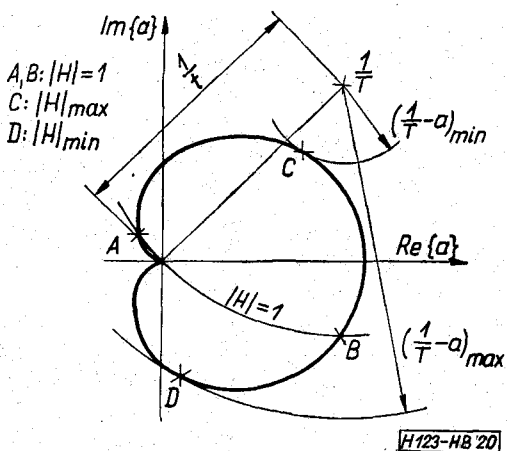
17. ábra. Az RCA CA 3028A erősítő transzfer meredekségei szorzatának fázisszöge

lezárt erősítőkre is. T értékének meghatározásakor az erősítő elemhez közvetlenül csatlakozó két kör eredő vezetését kell figyelembe venni és erre az esetre úgyszintén kimutatható [9], hogy a H hibatagban T mellett szereplő a mennyiség helygörbéje a 14. ábrán felrajzolt belsejében helyezkedik el.

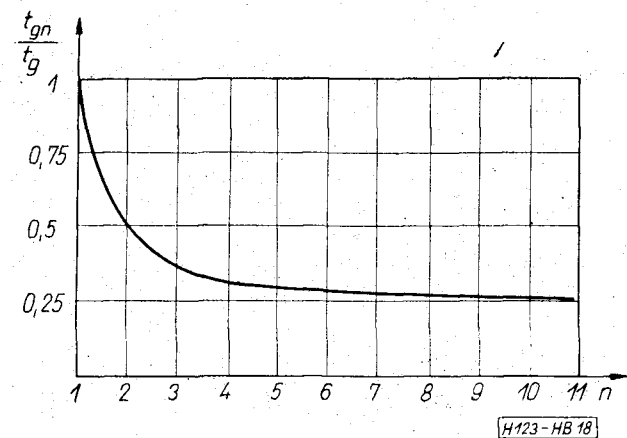
Többfokozatú erősítők. Az általános stabilitásvizsgálat több erősítőfokozatra, amelyek hangolt körökkel vannak egymáshoz és a lezárásokhoz csatolva, igen bonyolult, részletekért az irodalomra utalunk [2, 9]. Kimutatható, hogy a többfokozatú rendszer mindig szigorúbb stabilitáskritériumot eredményez egy fokozatra, mintha ez a fokozat magában állna. A teljességre törekvés minden igénye nélkül pl. az egyforma felépítésű, n -fokozatú, zárókörös hangolású erősítőre a 18. ábrán mutatjuk be a $t_{gn}/t_g \leq f$ mennyiség n -től való függését, amelynek felhasználásával erre az esetre a stabilitás megvizsgálható.



19. ábra. A hiba hatásának szemléltetése



20. ábra. A hiba szélső értékeinek számításához



18. ábra. Többfokozatú hangolt erősítők stabilitás számításához

4. Az erősítés számítása

Adott stabilitásviszonyok mellett (21)-ből számolható az erősítés:

$$G^* = G^0 \cdot |H|^2 = G_0^0 \cdot |a|^2 \cdot |H|^2,$$

ahol

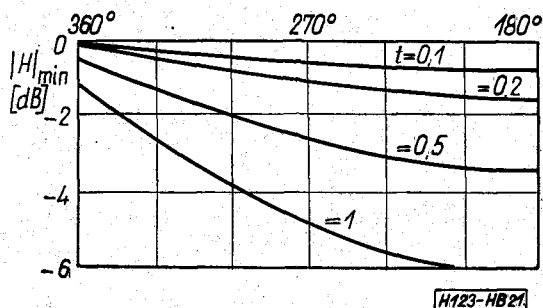
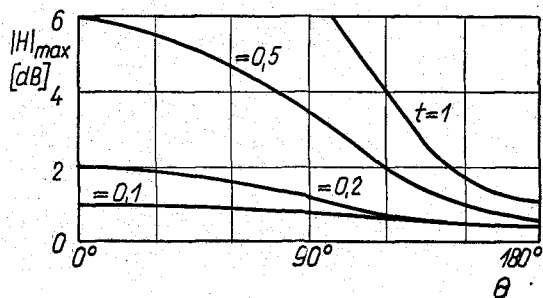
$$G_0^0 = 4g_g g_t \frac{|y_{21}|^2}{(G_1 G_2)^2}, \tag{17}$$

az a mennyiség a relatív frekvenciafüggés, H pedig a véges visszahatásból értelmezett hiba. H egytől eltérő értéke mind a frekvenciamenetet, mind a rendelkezésre álló erősítést befolyásolja.

A hibatényező hatása

Az előző fejezetben vizsgált esetre a 19. ábra mutatja a 14. ábrából szerkesztett relatív amplitúdómenetet. Vizsgáljuk meg, hogy a véges visszahatás milyen hatással van az átvitelre. E célból a értékét be kell szorozni H -val, mivel G_0^0 frekvenciafüggésétől általában eltekinthetünk.

A beszorzás eredményeként aszimmetrikus és hegyesedő jellegű átviteli karakterisztika jön létre, amelynek maximuma általában nem $\eta Q = 0$ -nál van. A maximum értéke növekvő visszahatással, T növekedésével nő.



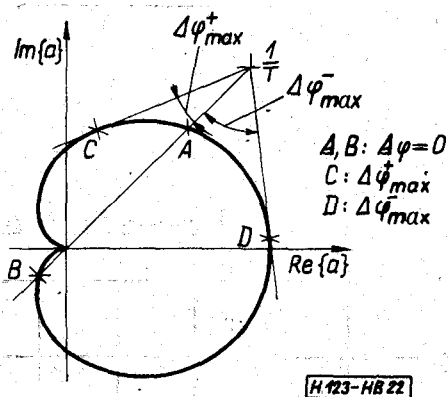
21. ábra. A hiba szélső értékei t és θ függvényében

Az ideális menethez viszonyított torzítás az a -görbe felhasználásával egyszerűen kiértékelhető. Az a -síkon ábrázolandó az $1/T$ vektor, ennek végpontját az origóval összekötve, kapjuk H számlálóját; az a -görbe egyes pontjaival összekötve pedig a nevezőt (16. ábra). Az átviteli torzítás mértékére az ideálistól

való eltérés relatív értéke jellemző. A Θ szög függvényében a 21. ábra mutatja a maximális és minimális relatív eltérést különböző t értékekre. Az ábrát a 20. ábrán bemutatott módon készítettük: $1/T$ ábrázolása után $1/t$ egységekben lemértük $\left(\frac{1}{T}-a\right)$ minimális értékét, ennek reciproka adja a maximális relatív kiemelést, $\left(\frac{1}{T}-a\right)$ maximumának reciproka.

pedig a maximális relatív csillapítás értékét. A maximális relatív kiemelés és vágás helye Θ függvényében változik $\Theta = \pm 90^\circ$, azaz pl. kapacitív visszahatás esetén a sávszélek közelében adódik, míg pl. negatív ohmos visszahatás, $\Theta \cong 0$ esetén az átviteli görbe a rezonanciafrekvencia tájékán hegyesedik ki erősen.

Az a frekvenciamenetéből adódó fázismentet a visszahatás úgyszintén módosítja, ezen keresztül pedig hatással van a csoportfutási időre. A $\Delta\varphi$ fáziseltérés a 22. ábrán látható módon, az abszolútérték-hibához hasonlóan értékelhető ki. Maximális értéke, durván, a minimális abszolútérték-eltérések helyén lép fel, kapacitív visszahatás esetén pl. a sávközépen.



22. ábra. A maximális fázishiba értelmezéséhez

Az eltérés annál kisebb, minél távolabb van $1/T$ az a -helygörbétől, a maximális eltérések összege kevésbé függ Θ -tól a -nak körjellegű elhelyezkedése eredményeként.

Az előzőek előrebocsátása után ráterhetünk az erősítés meghatározására. Mindenekelőtt meg kell határozni t megengedett értékét. Ha csak a stabilitás biztosítása a cél,

$$t = t_g/S = \frac{2/S}{1 + \cos \Theta} \quad (30)$$

érték választható, ami több fokozat alkalmazása esetén tovább csökken

$$t = \frac{t_{gn}}{t_g} \cdot \frac{2/S}{1 + \cos \Theta}$$

értékre.

Az átviteli görbének a visszahatás eredményekénti nagyfokú eltorzítása általában szintén nem engedhető meg. Θ ismeretében a 21. ábrából határozható még a megengedett eltérést biztosító t érték.

t ismeretében egyrészt meghatározható $|H|$, ami a gyakorlatban nem sok információt ad, hiszen értékének 1 közelében kell lennie. Lényegesebb viszont az, hogy t megválasztása összefüggést ad G_1 és G_2 között. (23)-ból:

$$\frac{|y_{12}y_{21}|}{G_1G_2} = t,$$

azaz

$$G_1G_2 = \gamma^2 = \frac{|y_{12}y_{21}|}{t} \quad (31)$$

Az erősítés optimalizálása

A rezonanciafrekvencián mérhető erősítés — H egytől való eltérést elhanyagolva — G_0^0 -al egyenlő:

$$G_0^0 = 4g_g g_t \frac{|y_{21}|^2}{(G_1G_2)^2} \quad (17)$$

Maximális értékének meghatározásához a (31) feltételen kívül összefüggést kell keresni g_g és G_1 , valamint g_t és G_2 között. E célból a következő átalakítást végezzük:

$$G_0^0 = \frac{|y_{21}|^2}{4g_{11}g_{22}} \cdot \frac{4g_{11}g_g}{(g_n + g_g)^2} \cdot \frac{(g_u + g_g)^2}{G_1^2} \cdot \frac{4g_{22}g_t}{(g_{22} + g_t)^2} \cdot \frac{(g_{22} + g_t)^2}{G_2^2} \quad (32)$$

Az első tényező — nem negatív g_n és g_{22} esetén — a maximális elérhető erősítés, ami $y_{12} = 0$ tekintésével illesztett be- és kimenet esetén adódik:

$$G_{0max}^0 = \frac{|y_{21}|^2}{4g_{11}g_{22}}, \quad g_{11}, g_{22} > 0. \quad (33)$$

Ez a mennyiség szoros kapcsolatban áll az (1)-ben felírt U -val, általában azzal azonosítható.

A (32)-ben szereplő további mennyiségek közül kettő a be- és kimeneti ütközési csillapítással azonosítható.

$$\left. \begin{aligned} \Phi_{ü1}^2 &= \frac{4g_{11}g_g}{(g_{11} + g_g)^2}, \\ \Phi_{ü2}^2 &= \frac{4g_{22}g_t}{(g_{22} + g_t)^2}, \end{aligned} \right\} \quad (34)$$

a maradék kettő pedig az átvitel frekvenciafüggésével, az eredő sávzélességgel szoros kapcsolatban álló mennyiségek, az ún. csatolási veszteségek. A (8), (9) és (10) összefüggések felhasználásával a következő formában írhatók fel:

$$\left. \begin{aligned} \Phi_{cs1}^2 &= \frac{(g_{11} + g_g)^2}{G_1^2} = \left(1 - \frac{Q_{t1}}{Q_{o1}}\right)^2, \\ \Phi_{cs2}^2 &= \frac{(g_{22} + g_t)^2}{G_2^2} = \left(1 - \frac{Q_{t2}}{Q_{o2}}\right)^2. \end{aligned} \right\} \quad (35)$$

Azt a nyilvánvaló tényt fejezik ki, hogy véges elérhető teljesítményerősítéssel jellemzett, pontosabban a $g_u, g_{22} > 0$ feltételnek eleget tevő eszközzel csak az üresjárási értékhez képest lecsökkentett eredő jósági tényező esetén érhető el erősítés. Ugyanis $Q_{t1} = Q_{o1}$, és/vagy $Q_{t2} = Q_{o2}$ esetén Φ_{cs1} és/vagy Φ_{cs2} értéke, s vele G_0^0 is, nullát eredményez.

A csatolási veszteségek általában adottak. Q_i értékét az elérni kívánt sávzélesség határozza meg. Q_0 viszont technológiai paraméter és lényegesen nem befolyásolható. Mindenesetre megjegyzendő, hogy nem célszerű $Q_i/Q_0 > 0,5$ választással erősítőt tervezni, ez esetben ugyanis

$$\Phi_{cs}^2 = (1 - 0,5)^2 = \frac{1}{4} \sim -6 \text{ dB},$$

két kör esetén -12 dB veszteséget jelent a rezgőkörök jelenléte.

Adott csatolási veszteségek és elhanyagolható visszahatás esetén az erősítés be- és kimeneti illesztéssel, $g_n = g_g$, illetve $g_{22} = g_t$ választással optimalizálható:

$$G_{0\text{opt}}^0 = G_{0\text{max}}^0 \Phi_{cs1}^2 \Phi_{cs2}^2. \quad (36)$$

Ez az érték azonban jelentős visszahatás esetén nem áll be, hiszen nem biztos, hogy teljesül ugyanakkor a $G_1 G_2$ szorzatra vonatkozó (31) feltétel is. Ellenkező esetben az elhanyagolt $|H|^2$ szorzótényező a megengedettnél nagyobb értéket vesz fel, s az erősítő esetleg be is gerjedhet.

A stabilitás biztosítása

Az előírt stabilitási érték lényegében három különböző módon biztosítható: neutralizálással, elillesztéssel és leterheléssel.

Vizsgáljuk először a neutralizálás esetét. A visszahatást elhanyagolva optimalizáljuk az erősítést

$$\begin{aligned} g_{11} &= g_g \\ g_{22} &= g_t \end{aligned}$$

választással, a fent leírt módon. A sávzélesség, illetve megválasztott csatolási veszteség ismeretében adottak tekinthetők a

$$\left. \begin{aligned} \frac{Q_{t1}}{Q_{o1}} = \frac{G_{o1}}{G_1} = w_1 < 1 \\ \frac{Q_{t2}}{Q_{o2}} = \frac{G_{o2}}{G_2} = w_2 < 1 \end{aligned} \right\} \quad (37)$$

hánycadosok. A fenti jelölések felhasználásával kapcsolat teremthető G_1 és g_n , illetve G_2 és g_{22} között:

$$\left. \begin{aligned} G_1 = G_{10} + g_n + g_g = G_{10} + 2g_{11} = w_1 G_1 + 2g_n = \frac{2g_{11}}{1-w_1}, \\ G_2 = \frac{2g_{22}}{1-w_2}, \end{aligned} \right\} \quad (38)$$

amelyekből:

$$G_1 G_2 = \frac{4g_n g_{22}}{(1-w_1)(1-w_2)}. \quad (39)$$

A stabilitásra jellemző t általában adott, így (31) felhasználásával a megengedett maximális visszahatás:

$$|y_{12}|_{\text{max}} = \frac{t}{|y_{21}|} \frac{4g_n g_{22}}{(1-w_1)(1-w_2)} \quad (40)$$

értékre adódik.

Feltételezzük, hogy $|y_{12}|$ nagyobb a (40)-ből számolt értéknél, egyébként a stabilitás biztosításával semmi dolgunk sincs. Következő lépésben tehát $|y_{12}|$ hatásos értékét le kell csökkenteni $|y_{12}|_{\text{max}}$ alá,

ami megfelelően méretezett kimeneti fázisfordító elem és külső visszaható impedancia beépítésével általában megoldható. A neutralizáló áramkör kivitelezésével nem foglalkozunk, csupán megemlítjük, hogy ez az anyag- és beállításigényes módszer a diszkrét eszközökre jellemző nagy kapacitív visszahatás semlegesítésére használatos, integrált áramköröknél nem terjedt el.

A kívánt mértékű stabilitás beállításának fejlettebb módszere kis visszahatás esetén alkalmazható, amikor is a helyes neutralizálás beállítása amúgy is nehézséget jelentene. Azon alapszik, hogy nem használjuk ki az elérhető erősítést, az optimális illesztés helyett a stabilitás által megkívánt értékre állítjuk be a lezáró admittanciákat.

E célból (37) felhasználásával felírjuk a lezáró admittanciákat:

$$\left. \begin{aligned} g_g &= G_1(1-w_1) - g_{11}, \\ g_t &= G_2(1-w_2) - g_{22}, \end{aligned} \right\} \quad (41)$$

valamint felhasználjuk (31)-et, s ezzel a G_0^0 -ra érvényes (17) összefüggést átírjuk:

$$G_0^0 = \frac{4|y_{21}|^2}{\gamma^4} [G_1(1-w_1) - g_{11}] \left[\frac{\gamma^2}{G_1} (1-w_2) - g_{22} \right]. \quad (42)$$

Maximális értéket kapunk

$$\left. \begin{aligned} G_1 &= \gamma \sqrt{\frac{g_{11}}{g_{22}} \frac{1-w_2}{1-w_1}}, \\ G_2 &= \gamma \sqrt{\frac{g_{22}}{g_{11}} \frac{1-w_1}{1-w_2}} \end{aligned} \right\} \quad (43)$$

értékválasztással, s a maximum értéke:

$$G_0^0 = \frac{4}{\gamma^4} |y_{21}|^2 (\gamma \sqrt{(1-w_1)(1-w_2)} + \sqrt{g_n g_{22}})^2. \quad (44)$$

Ilyen méretezésnél $g_g > g_{11}$ és $g_t > g_{22}$ jön létre, ami tehát elillesztést jelent. Az optimális erősítést adó, szimmetrikus elillesztés mértéke:

$$\frac{g_g}{g_{11}} = \frac{g_t}{g_{22}} = 1 + \gamma \sqrt{\frac{(1-w_1)(1-w_2)}{g_{11} g_{22}}} = k > 1. \quad (45)$$

Az elillesztés miatt létrejött ütközési csillapítás általában nem jelentős. A fenti esetben például:

$$\Phi_{u1}^2 \Phi_{u2}^2 = \frac{16k^2}{(1+k)^4}, \quad (46)$$

ami (45) kiértékelése után számolható.

Az elillesztéssel történő stabilizálás egyfokozatú erősítőben jól használható. Többfokozatú erősítő stabilizálása körülményesebben oldható meg ily módon, hiszen a stabilizálás céljából erősebben betehelt fokozat az illesztésnél kisebb terhelést mutat a csatlakozó fokozatok számára.

Többfokozatú erősítők stabilizálására is jól alkalmazható módszer a leterhelés: egy-egy ohmos ellenállás beiktatása a be- és/vagy a kimenettel párhuzamosan. Jelöljük ezeket g_1 és g_2 -vel. Ezek megjelennek G_1 és G_2 -ben:

$$G_1 = \frac{g_{11} + g_g + g_1}{1-w_1}, \quad G_2 = \frac{g_{22} + g_t + g_2}{1-w_2}.$$

Minden szempontból szimmetrikus viszonyokat eredményez a

$$\left. \begin{aligned} g_{11} &= g_g, & g_{22} &= g_t, \\ g_1 &= p g_{11}, & g_2 &= p g_{22} \end{aligned} \right\} \quad (47)$$

értékválasztás. A stabilizáló vezetések relatív értékére

$$p = \gamma \sqrt{\frac{(1-w_1)(1-w_2)}{g_{11}g_{22}}} - 2 \quad (48)$$

adódik. Természetesen csak akkor kell beépíteni a $p g_{11}$ és $p g_{22}$ vezetéseket, ha (48)-ból pozitív p érték adódik. Az ily módon stabilizált fokozat erősítése

$$G_0^0 = G_{0\max}^0 \Phi_{cs1}^2 \Phi_{cs2}^2 \frac{1}{(1+p/2)^4}, \quad (49)$$

ahol az illesztési veszteségek helyett megjelenő stabilizáló tényező feltétlenül s általában jelentősen kisebb egynél. A járulékos terhelések beépítésével olyan helyzet áll elő, hogy a terhelés, illetve a generátor oldaláról nézve ugyanakkora vezetés látható, mint amit az erősítő lát, így az eredmény több fokozat esetére minden változás nélkül általánosítható.

A maximális stabil erősítés

Az irodalomban szívesen használják az

$$G_{MS} = \left| \frac{y_{21}}{g_{12}} \right| \quad (50)$$

mennyiséget, az ún. maximális stabil teljesítményerősítést az erősítő áramkörök jellemzésére. Ennek, mint katalógusadatnak felhasználhatósága céljából (31) segítségével átírjuk G_0^0 értékét:

$$G_0^0 = 4t \frac{g_g}{G_1} \frac{g_t}{G_2} G_{MS}. \quad (51)$$

Mivel t értékét általában nem a stabilitás, hanem az átvitel nemkívánatos torzítása szabja meg, rendszerint egynél kisebb értékre, továbbá a

$$\frac{g_g}{G_1} \quad \text{és} \quad \frac{g_t}{G_2}$$

hányadosok szintén jóval kisebbek egynél, az elérhető erősítés G_{MS} alatt marad. Mindazonáltal az átvitel stabilitását és a terhelési viszonyokat befolyásoló, a csatoló áramkörre vonatkozó összefüggésektől eltekintve, igen jó eszközjellemző a maximális stabil erősítés (50) kifejezése.

Az (51) összefüggésbe $t=1$ értéket helyettesítve, tetszőleges Θ mellett is csak az instabilitás határesetéhez jutunk. Optimális be- és kimeneti illesztésnél — eltekintve a csatoló körök veszteségétől — a $g_g = G_1/2$ és $g_t = G_2/2$ egyenlőségek érvényesek. E feltételek mellett

$$G_0^0 = G_{MS} = \left| \frac{y_{21}}{y_{12}} \right|.$$

Tehát mindaddig, amíg a $G_0^0 = G_{MS}$ egyenlőség érvényes, az erősítő biztosan nem gerjed be. Természetesen, egyrészt $t > 1$ is számításba vehető, ha Θ értéke megfelelő, s így $G_0^0 > G_{MS}$ esetén is stabil lesz az erősítő, másrészt, amint fentebb tárgyaltuk,

a véges üresjárás körjóság által okozott veszteség és a $t < 1$ értékválasztás, amit az átviteli görbe stabilitása és előírt mértékű pontossága igényel, $G_0^0 < G_{MS}$ értéket eredményez.

Negatív rövidzárási kimenő vezetés hatása

Végezetül foglalkozni kell azokkal az erősítőkkel, amelyek nem pozitív valós részű be-, ill. kimenő rövidzárási vezetéssel rendelkező eszközt tartalmaznak. A fogalom a diszkrét eszközöknél sem volt ismeretlen (pl. a dinátronhatás okozott negatív kimenő vezetést) és hasonlóképpen fellép pl. az integrált áramköri kaszkód-fokozatnál, amelynek rövidzárási kimenő vezetése nagy frekvencián negatívvá válik.

Tulajdonképpen nem a stabil erősítés biztosítása okozza az ilyen eszközök alkalmazásánál a problémát, inkább az optimális beállítás kialakítása nem egyértelmű. Ha pl. feltesszük, hogy a kimenő vezetés negatív, azaz $g_{22} < 0$, az előálló instabilitás eltűnik, ha $G_2 > 0$, vagyis ha a véges jóságú lezáró hangolt kör és a terhelés rákapcsolása után az eredő vezetés pozitív.

Véges y_{12} hatásának kívánt mértékű lecsökkentése meghatározott t érték beállítását kívánja meg, azaz általában adottnak tekinthető

$$G_1 G_2 = \gamma^2 = \frac{|g_{12} y_{21}|}{t}$$

szorzat.

Az erősítés számításához nem használható fel a $G_{0\max}^0$ maximális elérhető erősítés (33) kifejezése, hiszen ez negatív értéket ad. Ebben az esetben helyesebb a maximális stabil erősítéssel számolni, azaz:

$$G_0^0 = 4t G_{MS} \frac{g_g}{G_1} \frac{g_t}{G_2}. \quad (51)$$

A méretezés a továbbiakban a vezetéshányadosok kiértékelésére szorítkozik, hiszen a $4t G_{MS}$ együttható meghatározottan tekinthető.

Ismert összefüggéseinkkel a hányadosok átalakíthatók:

$$\frac{g_g g_t}{G_1 G_2} = \left(1 - w_1 - \frac{g_{11}}{G_1}\right) \left(1 - w_2 - \frac{g_{22} G_1}{\gamma^2}\right). \quad (52)$$

Negatív g_{22} esetében véges G_1 nem eredményez szélső értéket, az (52) kifejezés $G_1 \rightarrow \infty$ esetében végtelenhez tart. Ekkor ui. $G_2 = 0$, azaz a rendszer éppen a stabilitás határán van.

A méretezés alapját több szempont képezheti. Előírható pl. az, hogy a kimenő kör jósága ne legyen nagyobb az üresjárásinál. Ekkor $G_2 = G_{20}$, valamint:

$$\begin{aligned} g_t &= -g_{22}, \\ w_2 &= 1, \end{aligned}$$

az (52) hányados értéke pedig:

$$\frac{g_g g_t}{G_1 G_2} = -g_{22} \left(\frac{1-w_1}{G_{20}} - \frac{g_{11}}{\gamma^2} \right). \quad (53)$$

Általánosan használható formulához jutunk, ha mind

a be-, mind a kimeneti oldalra értelmezünk egy-egy arányossági tényezőt

$$\left. \begin{aligned} q_1 &= \frac{g_g + G_{10}}{g_{11}}, \\ q_2 &= \frac{g_t + G_{20}}{g_{22}} \end{aligned} \right\} \quad (54)$$

formában. $q_1 g_{11}$ az eszköz által látott primer, $q_2 g_{22}$ pedig a szekunder oldali teljes lezáró vezeték.

A fenti két arányossági tényező függvényében megadhatók a teljes vezetések:

$$\left. \begin{aligned} G_1 &= (1 + q_1) g_{11}, \\ G_2 &= (1 + q_2) g_{22}, \end{aligned} \right\} \quad (55)$$

valamint a generátor és terhelő vezetések is:

$$\left. \begin{aligned} g_g &= [q_1(1 - w_1) - w_1] g_{11}, \\ g_t &= [q_2(1 - w_2) - w_2] g_{22}. \end{aligned} \right\} \quad (56)$$

A rezonanciafrekvencián mérhető erősítés (51)-ről leválasztott szorzótényezője pedig:

$$\frac{g_g g_t}{G_1 G_2} = \frac{q_1(1 - w_1) - w_1}{1 + q_1} \frac{q_2(1 - w_2) - w_2}{1 + q_2} \quad (57)$$

formában írható át. Láthatóan $q_1 = -1$, illetve $q_2 = -1$ érték nem engedhető meg, ez esetben a kifejezés nincs értelmezve. Matematikailag az együtt-hatókra semmi további megkötés nincs.

Pozitív g_{11} és g_{22} vezetések esetén $q_1 > -1$ és $q_2 > -1$ a visszahatástól függetlenül értelmezhető instabilitás elkerülésének feltétele, negatív g_{22} esetén $q_2 < -1$ mellett stabil a rendszer.

A visszahatás által okozott átviteli bizonytalanság előírja $G_1 G_2$ szorzat minimális értékét a már ismert formában. Ez egy további kötést eredményez q_1 és q_2 -re:

$$(1 + q_1)(1 + q_2) = \frac{\gamma^2}{g_{11} g_{22}} \quad (58)$$

Az egyenlőség pontos betartása nem szükséges, (58) átírható

$$|(1 + q_1)(1 + q_2)| \geq \frac{\gamma^2}{g_{11} g_{22}} \quad (59)$$

formában is, a szükségesnél nagyobb vezetések beállítása esetén azonban t beálló értéke megváltozik és az erősítés szükségtelenül csökken.

Abban a most tárgyalt esetben, amikor optimum nem állítható be (g_{22} negatív), a q_1 és q_2 hányadosok közül az egyiket megválasztva a másikat (58)-ból számítjuk, s ha az eredmény a megfelelő értéktartományban adódik, w_1 és w_2 független felvétele után (57)-ből a vezetéshányadosok, majd (51)-ből az erősítés meghatározható. (Ez a méretezés megfelel az elillesztéssel történő stabilizálásnak. Többfokozatú erősítő esetén előnyösebb lehet a leterheléses stabilizálás; jelen esetben célszerűen a kimenő oldalon alkalmazott söntvezetéssel tüntethető el mind a negatív rövidzárási vezeték, mind a visszahatás befolyása. A részletek ilyen mértékű általános tárgyalása azonban feleslegesen elbonyolítja a gondolatmenetet.)

A fennmaradó egyetlen kérdés: hogyan, milyen szempont szerint határozzuk meg q_1 vagy q_2 értékét. Lehetséges pl. q_t értékét úgy választani, hogy a fokozat az optimális zajtényezőt biztosító bemeneti lezárást lássa; elegendően nagyra választott q_2 esetén pedig a g_{22} bizonytalan értékéből, szórásából adódó esetleges instabilitás szüntethető meg biztonsággal.

7. Következtetések

Az integrált áramkör megjelenésével a hangolt erősítők eszközválasztéka jelentősen bővült. Olyan előnyös tulajdonságokkal rendelkező eszköz került a tervező birtokába, ami megoldotta a nagy fokozaterősítés, jó szabályozhatóság kérdését. A diszkrét tranzistorhoz képest csökkent az új eszközök visszahatása, ami előtérbe hozza a neutralizáláson kívüli stabilitásbeállítási módszerek alkalmazhatóságát. Igen előnyösen stabilizálhatók a rendszerint egy-két fokozatból álló integrált áramköri erősítők az előzőekben részletesen tárgyalt módon, elillesztéssel. Többfokozatú rendszereknél viszont éppen az integrált erősítőkkel elérhető nagyobb fokozaterősítés adja a lehetőséget a nagyobb veszteséget eredményező, leterheléses stabilizálás megvalósítására.

Járuelkos problémát vet fel ugyanakkor az integrált áramköri erősítők egyes paramétereinek, elsősorban a kimenő admittanciának az alakulása. A kimenő kapacitás relatíve kevéssé változik a diszkrét tranzistorhoz viszonyítva, a kimenő vezeték viszont általában csökken, a kimenet — különösen nagyobb frekvencián — viszonylag nagy jósági tényezőjű kondenzátornak tekinthető. Ezért a csatlakozó körök leterhelése (ami szükséges a kis csatolási veszteség eléréséhez), a megfelelő sáv szélesség kialakítása gyakran nehézséget jelent. Instabilitás is jelentkezhet a negatív kimenő vezetékű kaszkód fokozatnál. Ez a kapocspári instabilitás az elektroncsöveknél jelentkező dinátronhatással kapcsolatosan vált ismertté, de találkozott vele a viszonylag nagy feszültséggel üzemeltetett drift-tranzistoros hangolt erősítők tervezője is. Ez utóbbi eszközöknél a lavinaeffektus „előfutaraként” jelentkezett a kimenő vezeték lecsökkenése. Általában segít az erőteljes leterhelés, a stabilitás a kívánt mértékre beállítható, s a kellő fokozaterősítést az előnyösen nagy meredekség biztosítja.

Végezetül feltétlenül megemlítsük érdemesek a növekvő jelszinttel jelentkező hatások: a paraméterek szintfüggésének, a nemlinearításoknak, elhangolásoknak a kérdése, ezekkel egy későbbi cikkben kívánunk foglalkozni.

Befejezésül köszönetet mondunk Dr. Barta István egyetemi tanárnak és dr. Komarik József egyetemi docensnek segítő jellegű irányításáért és tanácsaikért, valamint Simon Gyula és Pap László tanáregedeknek, akik a kéziratot hasznos észrevételeikkel alakították.

I R O D A L O M

- [1] A. Rand: Inductor size vs Q: a dimensional analysis. IEEE Trans. on Component Parts. CP-10. 31-35 (1963. márc.).
- [2] Dr. Barta István: Rádióvevőkészülékek és erősítők. Tankönyvkiadó. Budapest, 1963.

- [3] *Dr. Házman István*: Integrált áramköri eszközök. Tankönyvkiadó. Budapest, 1970.
- [4] *S. Mason*: Power Gain in Feedback Amplifiers. IRE. Trans. on C. T. CT—1. 20—25. (1954. jún.)
- [5] *A. Van der Ziel*: Theory of shot noise in junction diodes and junction transistors. Proc. IRE. 43. 1639—1646. (1966. nov.)
- [6] *C. Meyer—D. Lynn—D. Hamilton*: Analysis and design of integrated circuits. McGraw—Hill Book Co., Inc., N. Y. 1966.
- [7] *D. Denlinger—O. Kolody*: Simplified „y” parameter analysis of multistage linear amplifiers. IEEE Trans. on Broadcast and T. R. BTR—15. 1. 68—98. (1969. feb.)
- [8] RCA Linear Integrated Circuits, IC—42. Harrison, New-Yersey, 1970.
- [9] *W. T. H. Hetterscheid*: Transistor bandpass amplifiers. Philips Technical Library, Eindhoven, 1964.
-