

# Mikrohullámú tranzisztoros kiszajú erősítők tervezésének néhány kérdése

BIRÓ VIKTOR

Finommechanikai Vállalat

## Összefoglalás

Mellőzve a fokozatok közti illesztés szokásos feltételezését a közle-mény több láncba kapcsolt tranzisztort tartalmazó u.n. közvetlen csatolású (a fokozatok közti 50 ohm-ra való illesztés nélküli) erősítő zajtényezőjének meghatározásával, valamint a tranzisztorok egyenkénti párhuzamos visszacsatolásának a tranzisztor zajtényező-jére való hatásával foglalkozik.

Az elméleti összefüggések meghatározása után a cikkben találhatóak a fenti összefüggéseket illusztráló számítási eredmények, melyeket a szerző által kifejlesztett IBM PC/AT gépekre készített program segítségével lehet nyerni. A számítási eredmények arra engednek következtetni, hogy a tranzisztorként alkalmazott rezonáns visszacsatolás lényegesen javíthatja az erősítők egyes paramétereit anélkül, hogy a zajtényező romlása számottevő legyen.

## Bevezetés

Kiszajú mikrohullámú tranzisztoros erősítők tervezése és kifejlesztése sokrétű, igen összetett feladat, melynek egy cikkben történő ismertetése lehetetlen. Ezért az alábbiakban csak a passzív illesztő áramkörök elvi tervezésével foglalkozunk, különös tekintettel az erősítő zajtényezőjére. Megvizsgáljuk továbbá a gyakorlatban nagyon gyakran alkalmazott parallel visszacsatolás hatását a tranzisztor zajparamétereire, ami az erősítő zajtényezőjét is lényegesen befolyásolja.

A vizsgálatainkat  $S$  - mátrix segítségével végezzük, feltételezve, hogy az olvasó előtt ezen mátrix leírás ismert. A tranzisztor zajparamétereit az ismert (pl. [1])  $R_p$ ,  $F_{min}$ ,  $\Gamma_m$  formában használjuk, ahol  $R_p$  -ellenállás dimenziójú mennyiség,  $F_m$  -a tranzisztor minimális zajtényezője,  $\Gamma_m$  -azon meghajtó generátor reflexiók tényezője (általában 50 ohm-ra van normalizálva) mely mellett a tranzisztor zajtényezője  $F_m$  -mel egyenlő.

Ezen cikkben érintett kérdések gyakorlati jelentőségük miatt a szakirodalomban is elterjedten szerepelnek, bár egy kissé más formában tárgyalva. Az olvasó tájékozódása érdekében az irodalmi jegyzék tartalmazza azon publikációk felsorolását, melyek az itt tárgyalt témához szorosabban kapcsolódnak.



BIRÓ VIKTOR

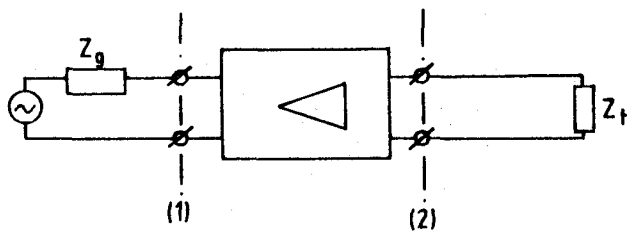
1952-ben végezte el a BME villamosmérnöki karát. 1961-ig a Finommechanikai Vállalatnál, mikrohullámú technika terén dolgozott.

1961-ben szerezte meg a műszaki kandidátusi tudományos fokozatot a feniék mikrohullámú alkalmazása témában.

1972-ig a TKI-ban dolgozott, ahol elsősorban a varaktoros frekvenciasokszorozók fejlesztésével foglalkozott. 1975-ben e témában szerezte meg a műszaki tudományok doktora tudományos fokozatot.

1985-ben jelent meg „Non-linear oscillations in feedback systems” című könyve.

Jelenleg a Finommechanikai Vállalatnál dolgozik



H557-1

1. ábra. Az erősítő általános blokkvázlata

## 1. Láncba kapcsolt erősítők zajtényezője

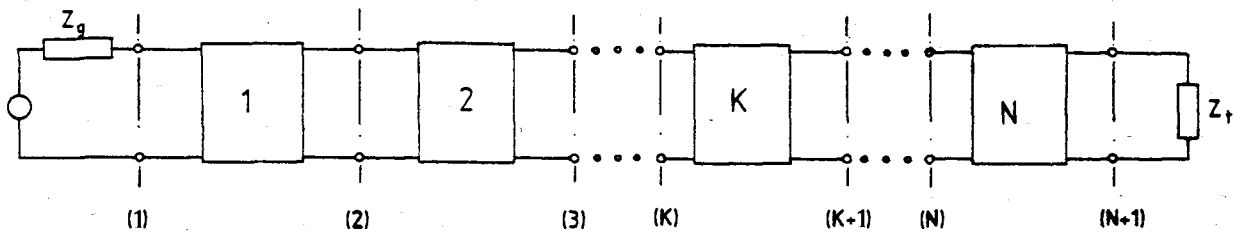
Az egyértelműség kedvéért rögzítsük le az alábbi ismert definíciókat, figyelembe véve az 1. ábrán levő erősítő elrendezést.  $G$  - az átviteli erősítést az alábbi (1.1) kifejezés definiálja

$$G = \frac{P_2}{P_a}; \quad (1.1)$$

ahol  $P_2$  -a  $Z_i$  - impedancián disszipálódó teljesítmény,  $P_a$  - a meghajtó generátorból kivehető maximális teljesítmény.  $G_p$  - a teljesítményerősítést az (1.2) kifejezés definiálja.

$$G_p = \frac{P_2}{P_1}; \quad (1.2)$$

Beérkezett: 1989. VIII. 2. (H)



2. ábra.  $N$ -fokozatú erősítő általános blokkvázlata

H557-2

ahol  $P_1$  az (1)-kapocstól jobbra disszipálódó teljesítmény,  $F$  – az erősítő zajtényezőjét az (1.3) kifejezés definiálja

$$F = \frac{N_o}{N_a G} \quad (1.3)$$

ahol  $N_o$  – a  $Z_t$  -impadencián disszipálódó zajteljesítmény,  $N_a$  – a meghajtó generátorból kivethető maximális zajteljesítmény. Mint ismeretes  $N_a = kT_o B$  ahol  $k$  – Boltzmann féle állandó,  $T_o = 290$  °K,  $B$  -az erősítő ekvalens sávszélessége.

A fenti mennyiségek birtokában állapítsuk meg az  $N$  – lánca kapcsolt erősítő eredő zajtényezőjét figyelembe véve a 2. ábrán levő elrendezést. Egy „zajos” erősítő kimenetén megjelenő zajteljesítményt két összetevőből állónak tekintjük:

- a meghajtó generátorból eredő felerősített zajteljesítmény, mely  $N_a G$  -vei egyenlő és
- a „zajos” erősítőből eredő zajteljesítmény, mely  $(F-1) N_a G$ -vel egyenlő.

A fentieket figyelembe véve a 2. ábrán levő  $Z_t$  impadencián disszipálódó  $N_{oe}$  -zajteli teljesítmény az alábbi

$$N_{oe} = F_1 N_a G_1 \cdot G_{p2} G_{p3} \dots G_{pN} + (F_2 - 1) N_a G_2 \cdot G_{p3} G_{p4} \dots G_{pN} + \dots + (F_K - 1) N_a G_K \cdot G_{p, K+1} \dots G_{pN} + \dots + (F_N - 1) N_a G_N$$

Az eredő erősítő átviteli erősítése  $G_e$  az alábbi

$$G_e = G_1 G_{p2} G_{p3} \dots G_{pN}$$

Bevezetve  $G_{1,K}$  az első  $K$  – erősítő fokozat eredő átviteli erősítését,

$$G_{1,K} = G_1 G_{p2} G_{p3} \dots G_{pK} \quad (1.4)$$

felhasználva (1.3) kifejezést kapjuk  $F_e$  az  $N$  – erősítő fokozatból álló eredő erősítő zajtényezőjét

$$F_e = F_1 + (F_2 - 1) \frac{G_2}{G_{1,2}} + (F_3 - 1) \frac{G_3}{G_{1,3}} + \dots + (F_k - 1) \frac{G_k}{G_{1,k}} + \dots + (F_N - 1) \frac{G_N}{G_{1,N}} \quad (1.5)$$

Megjegyzendő, hogy (1.5) kifejezés alapvetően különbözik a leggyakrabban használt

$$F_e = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_k - 1}{G_1 G_2 \dots G_{K-1}} + \dots + \frac{F_N - 1}{G_1 G_2 \dots G_N};$$

kifejezéstől, melyet  $G_i = G_{pi}$  feltételezésével kapjuk (1.5) kifejezésből, amikor is feltételezzük, hogy az erősítő fokozatok egymáshoz illesztettek.

Az (1.5) formula használatához szükséges kiszámolni

$F_k$  és  $\frac{G_k}{G_{1,k}}$  értékeket. Ismeretes (pl. [1]), hogy

$$F_k = F_{k \min} + 4 \frac{R_{nk}}{R_o} \frac{|\Gamma_k - \Gamma_{mk}|^2}{|1 + \Gamma_{mk}|^2 (1 - |\Gamma_k|^2)} \quad (1.6)$$

ahol  $F_{k \min}$  –  $K$  -ik tranzistor lehetséges minimális zajtényezője,  $\Gamma_{mk}$   $K$  -ik tranzisztort meghajtó generátor azon reflexió tényezője, amely mellett a zajtényezője  $F_{k \min}$  -mai egyenlő. Továbbá

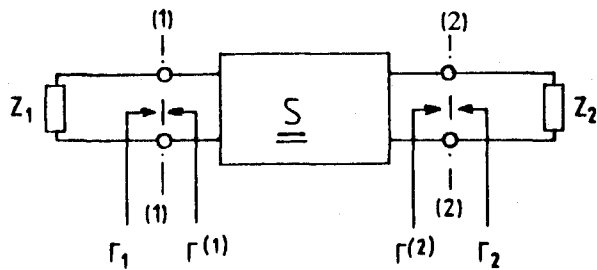
$$\Gamma_k = \frac{Z_k - R_o}{Z_k + R_o} \quad (1.7)$$

ahol  $Z_k$  - azon impadencia, amelyik megfelel  $\Gamma_k$  – reflexió tényezőnek,  $R_{nk}$  – egy az adott tranzisztorra jellemző ellenállás dimenziójú mennyiség a  $K$  -ik tranzisztorra vonatkozólag.

A  $\Gamma_k$  reflexió tényező meghatározásának egyértelművé tételéhez tekintsük meg 3. ábrát, ahol  $\Gamma^{(1)}$  és  $\Gamma^{(2)}$  a  $Z_1$ , illetve  $Z_2$  impadenciáknak megfelelő  $R_o$  -ra normalizált (1.7) által meghatározott reflexió tényezők. Ismeretes ([1],[2]), hogy

$$\Gamma_1 = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma^{(2)}}{1 - S_{22} \Gamma^{(2)}} \quad (1.8)$$

$$\Gamma_2 = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma^{(1)}}{1 - S_{11} \Gamma^{(1)}}$$



H557-3

3. ábra. Az erősítő reflexiós együttthatóinak definíciója

ahol  $S_{ik}$  – a 3. ábrán lévő négypólus  $S$  -mátrixának  $R_0$ -ra normalizált elemei.

A vizsgált erősítő elrendezést a 4. ábra mutatja. A páros számú négypólusok a tranzisztorok ( $l$ -edik tranzisztor „ $2l$ ”-edik négypólus). A páratlan négypólusok passzív, lineáris, reaktans illesztő hálózatokat jelölnek. Egy erősítő fokozatot egy tranzisztor és a tranzisztort megelőző illesztő hálózat képezi.

$\Gamma_i^{(b)}$ -vel jelölt reflexiós tényező a generátor felőli reflexiós tényezőt jelenti az „ $i$ ”-edik kapcsan,  $\Gamma_r$ -vel jelölt reflexiós tényező pedig a terhelés felőli reflexiós tényezőt jelenti, ahol

$$l = 1, 2, 3, \dots, 2(N+1);$$

A fentieknek megfelelően a „ $K$ ”-ik erősítő  $F_k$  zajtényezőjét az alábbi (1.6)-nak megfelelő kifejezés határozza

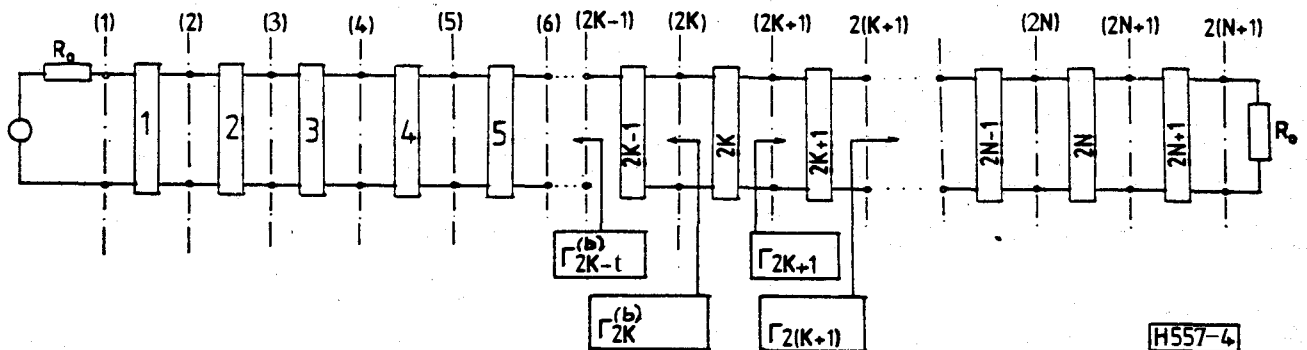
$$F_k = F_{k \min} + 4 \frac{R_{nk}}{R_0} \frac{|\Gamma_{2k}^{(b)} - \Gamma_{mk}|^2}{|1 + \Gamma_{mk}|^2 (1 - |\Gamma_{2k}^{(b)}|^2)}; \quad (1.9)$$

ahol (1.8)-nak megfelelően

$$\Gamma_{2k}^{(b)} = S_{22}^{(2k-1)} + \frac{S_{12}^{(2k-1)} S_{21}^{(2k-1)} \Gamma_{2k-1}^{(b)}}{1 - S_{11}^{(2k-1)} \Gamma_{2k-1}^{(b)}}; \quad (1.10)$$

$$\Gamma_1^{(b)} = 0; \quad k = 1, 2, 3, \dots, N;$$

$S_j^{(2K-1)}$  a „ $2K-1$ ”-ik négypólus szórásmatrixának „ $j$ ”-edik eleme.



H557-4

4. ábra.  $N$ -fokozatú erősítő részletes blokkvázlata

Az (1.9) és (1.10) formulák alkalmazását az teszi lehetővé, hogy be lehet bizonyítani:  $(2K-1)$  és  $(2K+1)$  kapcsok közti aktív lineáris négypólus zajtényezője azonos a  $(2K)$  és  $(2K+1)$  kapcsok közt bekapcsolt tranzisztor zajtényezőjével.

A  $K$ -adik fokozathoz  $K=1, 2, \dots, N$  tartozó tényező  $\frac{G_k}{G_{i,k}}$

meghatározásához meg kell határozni a  $(2K-1)$  és  $(2K+1)$  kapocspár közti négypólus  $S_k$  szórásmatrixát, valamint (1) és  $(2K+1)$  kapocspár közti négypólus  $S^{(1,K)}$  szórásmatrixát. Az  $S_k$  és  $S^{(1,K)}$  mátrixok meghatározásának menete a következő:

1. Az  $l$ -edik négypólus (4.ábra)  $S^{(l)}$  mátrixából

$$T_{11}^{(l)} = (-S_{11}^{(l)} S_{22}^{(l)} + S_{12}^{(l)} S_{21}^{(l)}) / S_{21}^{(l)};$$

$$T_{12}^{(l)} = S_{11}^{(l)} / S_{21}^{(l)}; \quad T_{21}^{(l)} = -S_{22}^{(l)} / S_{21}^{(l)}; \quad T_{22}^{(l)} = 1 / S_{21}^{(l)} \quad (1.11)$$

összefüggések [7] segítségével meghatározni u.n.  $T^{(l)}$  mátrixot.

2. Felhasználva szükséges  $T^{(l)}$  mátrixot kiszámítani

$$T_k = T^{(2k-1)} \cdot T^{(2k)}; \quad (1.12)$$

$$T^{(1,k)} = \prod_{i=1}^{2k} T^{(i)}; \quad (1.13)$$

mátrixokat.

$$3. \quad S_{11} = T_{12} / T_{22}; \quad S_{12} = T_{11} - \frac{T_{12} T_{21}}{T_{22}}$$

$$S_{21} = 1 / T_{22}; \quad S_{22} = -T_{21} / T_{22}; \quad (1.14)$$

összefüggések [7] segítségével  $T_k$  és  $T^{(1,k)}$  mátrixokból meghatározni a szükséges  $S_k$  és  $S^{(1,k)}$  mátrixokat.

A fentiek figyelembe vételével, mivel egy  $S$  mátrixai jellemzett aktív lineáris négypólus átviteli erősítését az alábbi ismert [1] határozza

$$G = \frac{|S_{21}|^2 \cdot (1 - |\Gamma^{(1)}|^2) \cdot (1 - |C^{(2)}|^2)}{|(1 - \Gamma^{(1)} S_{11})(1 - \Gamma^{(2)} S_{22}) - \Gamma^{(1)} \Gamma^{(2)} S_{12} S_{21}|^2}; \quad (1.15)$$

ahol  $\Gamma^{(1)}$  és  $\Gamma^{(2)}$  értelmét 3. ábra mutatja, kapjuk

$$G_k = \frac{|S_{k21}|^2 \cdot (1 - |\Gamma_{2k-1}^{(b)}|^2) \cdot (1 - |\Gamma_{2k-1}|^2)}{|(1 - \Gamma_{2k-1}^{(b)} S_{k11})(1 - \Gamma_{2k+1} S_{k22}) - \Gamma_{2k-1}^{(b)} \Gamma_{2k+1} S_{k12} S_{k21}|^2}$$

$$G_{1,k} = \frac{|S_{21}^{(1,k)}|^2 \cdot (1 - |\Gamma_{2k+1}|^2)}{|1 - \Gamma_{2k+1} S_{22}^{(1,k)}|^2}$$

(hiszen  $\Gamma_1^{(b)} = 0$ );

Végeredményben  $K = 2, 3, 4, \dots, N$  esetére

$$\begin{aligned} \frac{G_k}{G_{1,k}} &= \\ &= \frac{(1 - |\Gamma_{2k-1}^{(b)}|^2) \cdot |1 - \Gamma_{2k+1} \cdot S_{22}^{(1,k)}|^2}{|(1 - \Gamma_{2k-1}^{(b)} S_{k11})(1 - \Gamma_{2k+1} S_{k22}) - \Gamma_{2k-1}^{(b)} \Gamma_{2k+1} S_{k12} S_{k21}|^2} \cdot \frac{|S_{k21}|^2}{|S_{21}^{(1,k)}|^2} \end{aligned} \quad (1.16)$$

ahol (1.8)-nak megfelelően

$$\Gamma_{2k-1}^{(b)} = S_{22}^{(2k-2)} + \frac{S_{12}^{(2k-2)} S_{21}^{(2k-2)} \Gamma_{2k-2}^{(b)}}{1 - S_{11}^{(2k-2)} \Gamma_{2k-2}^{(b)}}; \quad \Gamma_{2N+2} = 0;$$

$$\Gamma_{2k+1} = S_{11}^{(2k+1)} + \frac{S_{12}^{(2k+2)} S_{21}^{(2k+2)} \Gamma_{2k+2}}{1 - S_{22}^{(2k+2)} \Gamma_{2k+2}}; \quad (1.17)$$

**Összefoglalva:** Az  $N$ -tranzisztoros láncba kapcsolat fokozatokból álló erősítő eredő  $F_e$  zajtényezőjét az (1.5) összefüggés határozza, melyben  $F_k$  értékeket (1.9) és

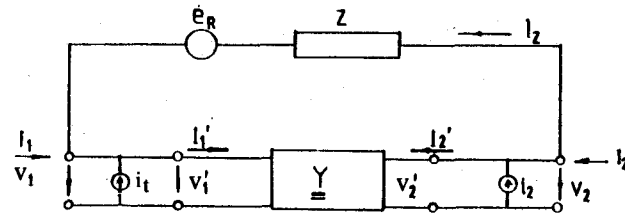
(1.10) összefüggések, a  $\frac{G_k}{G_{1,k}}$  tényezőket pedig

(1.16) és (1.17) összefüggések határozzák meg.

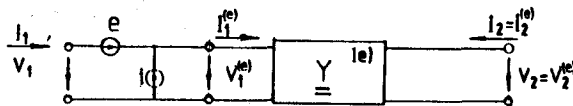
## 2. Tranzisztor zajparaméterei párhuzamos visszacsatolás esetén

A több láncba kapcsolt tranzisztoros fokozatból álló erősítő stabilitását, gerjedésmentességét a gyakorlatban azzal szokás növelni, hogy egy-egy tranzisztornál a párhuzamos visszacsatolást alkalmazzák. A visszacsatolt tranzisztor  $S$ -mátrixa és zajparaméterei megváltoznak az eredeti tranzisztorhoz képest. Az alábbiakban meghatározzuk a visszacsatolt tranzisztor eredő paramétereit.

Az aktív, lineáris, „zajos” négy-pólus zajtényezőjét az [1]-ben található módszerhez hasonlóan határozzuk meg, figyelembe véve a bemenet kimenettel összekötő  $Z$ -impadencia ohmos részéből származó zajfeszültség generátorát is. A „zajos” négy-pólust helyettesítő hálózatot az 5. ábrán láthatjuk. Az 5.a., és 5.b. ábrán levő hálózatok elektromosan ekvivalensek egymással. Az  $Y$  és  $Y^{(e)}$ -vei jelölt négy-pólusok „zajmentesek” és az admitancia mátrixai  $Y$ , ill.  $Y^{(e)}$ . Az  $i_b$ ,  $i_s$ ,  $i_e$ ,  $e$  értékek a zajáram generátorainak rövidzárt áramait, illetve zajfeszültség generátorainak üresjárási feszültségeit jelölik.



„a”



„b”

H557-5

5. ábra. A visszacsatolt „zajos” tranzisztor helyettesítő blokkvázlat

Mint ismeretes, (pl. [1]) az (1.6) formulában szereplő  $F_{kmin}$ ,  $R_{nk}$ ,  $\Gamma_{mk}$  zajparamétereknek analóg  $F_{min}$ ,  $R_n$ ,  $\Gamma_m$  paramétereket az 5.b. ábrán levő  $e$ -zajfeszültség, illetve  $i$ -zajáram ismeretében következőképpen lehet kiszámolni.

$$k_n = \{|e|^2\} / 4k T_0 B; \quad (2.1a)$$

$$F_{min} = 1 + 2 \left[ G_c + \left( G_c^2 + \frac{G_u}{R_n} \right)^{\frac{1}{2}} \right]; \quad (2.1b)$$

$$Y_m = \left( G_c^2 + \frac{G_u}{R_n} \right)^{\frac{1}{2}} - j B_c \quad (2.1c)$$

ahol a  $G_c + j B_c = Y_c$  definíciója a következő:

$$i = i_u + Y_c e; \quad (2.2)$$

(2.2)-ben  $i_u$  áram az  $i$ -áramnak azon összetevője, amely az  $e$ -feszültséggel korrelálatlan.

$$G_u = \{|i_u|^2\} / 4k T_0 B; \quad (2.3)$$

$k$ -Boltzmann állandó,  $T_0 = 290^\circ K$ ,  $B$ -sávszélesség.

A  $\Gamma_m$  pedig az  $Y_m$ -hez tartozó  $R_o$ -ra normalizált reflexiós tényező  $\{\cdot\}$ -zárójellel jelöljük egy sztochasztikus változó várható értékét. Az 5. ábrán levő „zajos” lineáris, aktív négy-pólust helyettesítő ekvivalens hálózatban a „zajosság” forrását  $e_R$  zajfeszültség generátor,  $i_1$  és  $i_2$  zajáram generátorok jelentik. A függelékben található levezetés eredményeként, az 5.a. ábrán levő hálózattal ekvivalens 5.b. ábrán levő hálózat  $e$ -zajfeszültség generátor üresjárási  $e$ -feszültsége és  $i$ -zajáram generátor rövidzárt  $i$ -árama a következőképpen fejezhető ki:

$$e = i_s \left( Y_{21} - \frac{1}{Z} \right)^{-1} + \frac{e_R}{Y_{21} Z - 1}; \quad (2.4a)$$

$$i = i_1 - i_2 \left( Y_{11} + \frac{1}{Z} \right) \left( Y_{21} - \frac{1}{Z} \right)^{-1} - e_R \frac{Y_{11} + Y_{21}}{Y_{21} \cdot Z - 1} \quad (2.4b)$$

Az 5.b. ábrán levő „zajmentes” négy pólus admittancia mátrixa az alábbi:

$$Y^{(e)} = \begin{pmatrix} Y_{11} + \frac{1}{Z} & ; & Y_{12} - \frac{1}{Z} \\ Y_{21} - \frac{1}{Z} & ; & Y_{22} + \frac{1}{Z} \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

A visszacsatolás nélküli  $e, i$  értéket ( $|Z| = \infty$ )  $e_\infty, i_\infty$ -vei jelölve, felhasználva (2.4a) és (2.4b) összefüggéseket kapjuk

$$e = e_\infty Y_{21} \left( Y_{21} - \frac{1}{Z} \right)^{-1} + \frac{e_R}{Y_{21} \cdot Z - 1}; \quad (2.6a)$$

$$i = i_\infty + e_\infty \left[ Y_{11} - Y_{21} \left( Y_{11} + \frac{1}{Z} \right) \left( Y_{21} - \frac{1}{Z} \right)^{-1} - e_R \frac{Y_{11} + Y_{21}}{Y_{21} \cdot Z - 1} \right] \quad (2.6b)$$

Megjegyezve, hogy  $e_R$  és  $e_m$  feszültségek korrelálatlanok, kapjuk

$$\{e_r \cdot e_m\} = \{e_r \cdot i_\infty\} = 0; \quad (2.7)$$

ahol \* -gal komplex konyugaltat jelöljük. Ha figyelembe vesszük azt, hogy

$$i_\infty = i_{u\infty} + Y_{c\infty} e_\infty;$$

visszacsatolás nélküli tranzisztorra is fennáll (a (2.2)-vei analóg módon, továbbá

$$\begin{aligned} R_{n\infty} &= \{ |e_\infty|^2 \} / 4kTB; \\ \{ |e_R|^2 \} &= 4kTB \cdot \operatorname{Re}\{Z\}; \\ G_{u\infty} &= i_{u\infty} / 4kTB; \end{aligned}$$

is fennállnak (2.1a), (2.3)-nak megfelelően, valamint  $\{i_u e^*\} = 0$  miatt  $\{ie^*\} = Y_c \{ |e|^2 \}$ ; felhasználva (2.6a), (2.6b) kifejezéseket kapjuk

$$\frac{R_n}{R_{n\infty}} = \frac{R}{R_{n\infty}} \left[ |f_4|^2 + |f_3|^2 \right]; \quad (2.8a)$$

$$Y_c = \left[ Y_{c\infty} f_3^* + (f_3 + f_4) \frac{R}{R_{n\infty}} f_1 \right] / \left( \frac{R_n}{R_{n\infty}} \right); \quad (2.8b)$$

$$\begin{aligned} G_u &= G_{n\infty} + R_{n\infty} \left( \left| Y_{c\infty} - Y_c f_3 + f_1 \right|^2 + \right. \\ &\left. + \left| Y_c f_4 + f_1 \right|^2 \frac{R_n}{R_{n\infty}} \right); \quad (2.8c) \end{aligned}$$

$$\text{aol} \quad R = \operatorname{Re}\{Z\} \quad (2.9a)$$

$$f_4 = (Y_{21} \cdot Z - 1)^{-1}; \quad (2.9b)$$

$$f_3 = Z \cdot Y_{21} \cdot f_4; \quad (2.9c)$$

$$f_1 = -(Y_{11} + Y_{21}) \cdot f_4; \quad (2.9d)$$

A visszacsatolt tranzisztor eredő  $R_n, G_u, Y_c$  zajparamétereinek meghatározásához ki kell számolni az eredeti ( $|Z| = \infty$ ) tranzisztor  $R_{n\infty}, G_{u\infty}, Y_{c\infty}$  zajparamétereit, felhasználva a tranzisztor katalógusokban megadott  $F_{\min\infty}$ -minimális zajtényező,  $\Gamma_{\min}$ -a minimális zajtényezőhöz szükséges meghajtó generátor reflexiós tényezője, valamint  $R_{n\infty}$ -értékeit. Figyelembe véve azt, hogy a katalógusban megadott  $\Gamma_{\min}$  reflexiós tényező normalizáló impedanciája 50 ohm,

$$Y_{\min} = \frac{1}{50} \frac{1 - \Gamma_{\min}}{1 + \Gamma_{\min}} \quad \text{és felhasználva} \quad (2.1b),$$

(2.1c)-vel analóg összefüggéseket kapjuk:

$$Y_{c\infty} = \frac{F_{\min\infty}}{2R_{n\infty}} G_{\min} - j B_{\min} \quad (2.10a)$$

$$G_{u\infty} = (F_{\min\infty} - 1) \left( G_{\min} - \frac{F_{\min\infty} - 1}{4R_{n\infty}} \right); \quad (2.10b)$$

$$\text{ahol } Y_{\min} = G_{\min} + j B_{\min}$$

**ÖSSZEFOGLALVA:** Kiindulva a tranzisztor katalógusban megadott  $F_{\min\infty}, R_{n\infty}, \Gamma_{\min}$  zajparamétereiből, felhasználva (2.8a), (2.8b), (2.8c), valamint (2.9a), (2.9b), (2.9c), (2.9d) kifejezéseket megkapjuk (2.1b) és (2.1c) segítségével a  $Z$ -impedanciával párhuzamosan visszacsatolt tranzisztor eredő  $F_{\min}, R_n, Y_m$  zajparamétereit (természetesen  $\Gamma_m = \frac{Y_o - Y_m}{Y_o + Y_m}$ ;  $Y_o = \frac{1}{50} \text{ohm}^{-1}$ ).

A számításokhoz szükséges  $Y$  mátrixot a tranzisztor katalógusban megadott  $S$ -mátrixból ismert [7]

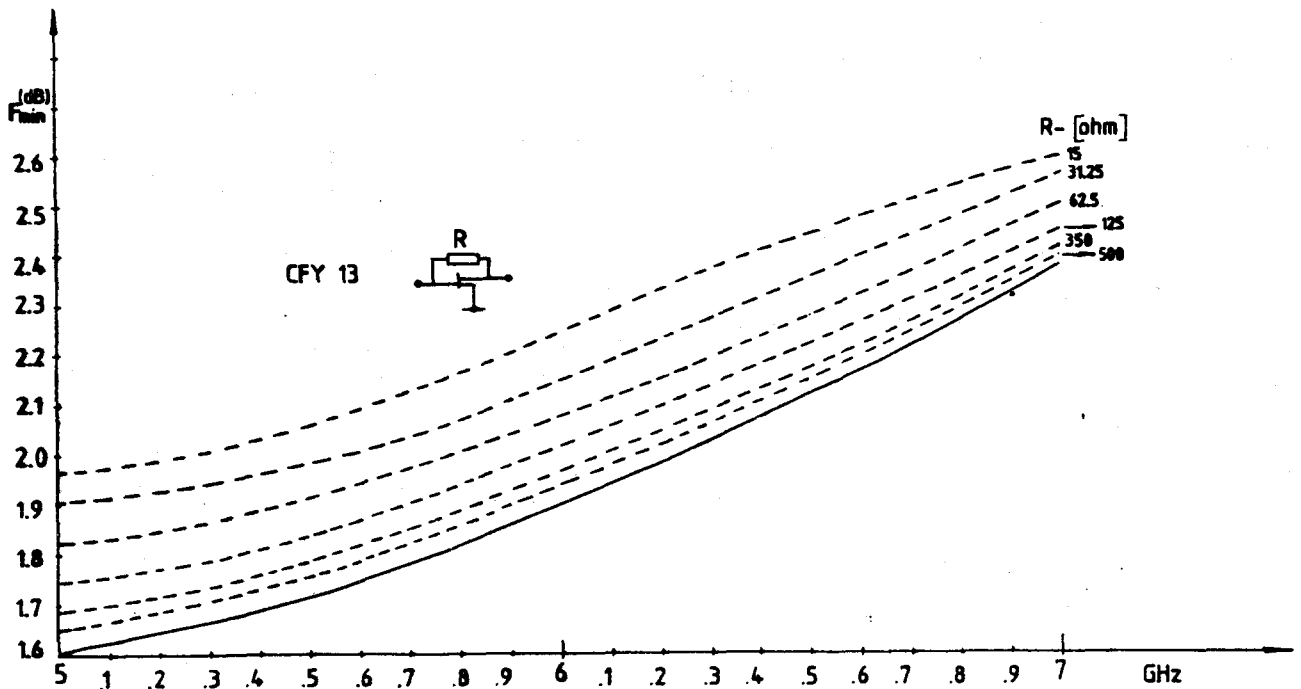
$Y = \sqrt{Y_o} (E - S) (E + S)^{-1} \sqrt{Y_o}$  összefüggés segítségével

kapjuk, ahol  $E$  egységmátrix  $Y_o = \left\langle \frac{1}{50}, \frac{1}{50} \right\rangle$

diagonál mátrix.

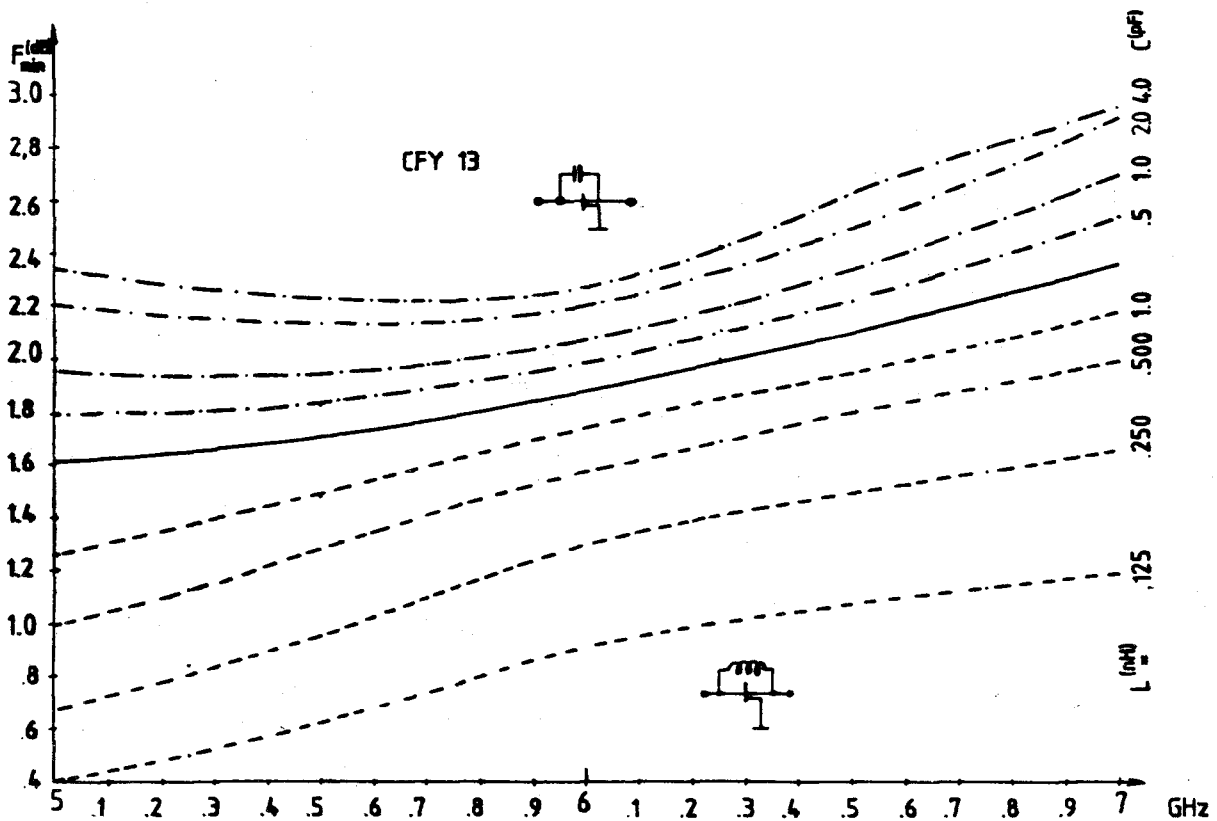
### 3. Az eredmények kiértékelése és felhasználása

Az előzőekben kapott összefüggések lehetőséget adnak arra, hogy a felhasználásukkal elkészített számítógépes program segítségével megvizsgálhassuk a párhuzamos visszacsatolás hatását a tranzisztor zajparamétereire, valamint ennek figyelembevételével az u.n.



6. ábra. A CFY-13 tranzisztor minimális zajtényezői tiszta ohmos visszacsatolás esetén ( $I_D = 30$  mA)

H557-6



7. ábra. A CFY-13 tranzisztor minimális zajtényezői tiszta reaktáns visszacsatolás esetén ( $I_D = 30$  mA)

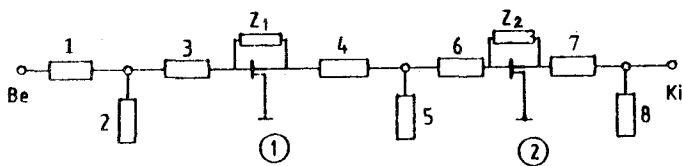
H557-7

közvetlen csatolású több tranzistoros erősítő paramétereit is kiszámíthatjuk.

Az elkészült program biztosítja:

- a visszacsatolt tranzisztor S-paramétereinek, valamint zajparamétereinek kiszámítását,

- egy vagy két tranzistoros erősítő bemenő, csatoló és kimenő passzív, reaktáns hálózatainak optimalizálása mellett az erősítő paramétereinek meghatározását (a hálózatok elemei párhuzamos, illetve soros induktivitások és kapacitások, vala-



H557-8

8. ábra. A két tranzistoros közvetlen csatolású erősítő elvi vázlata

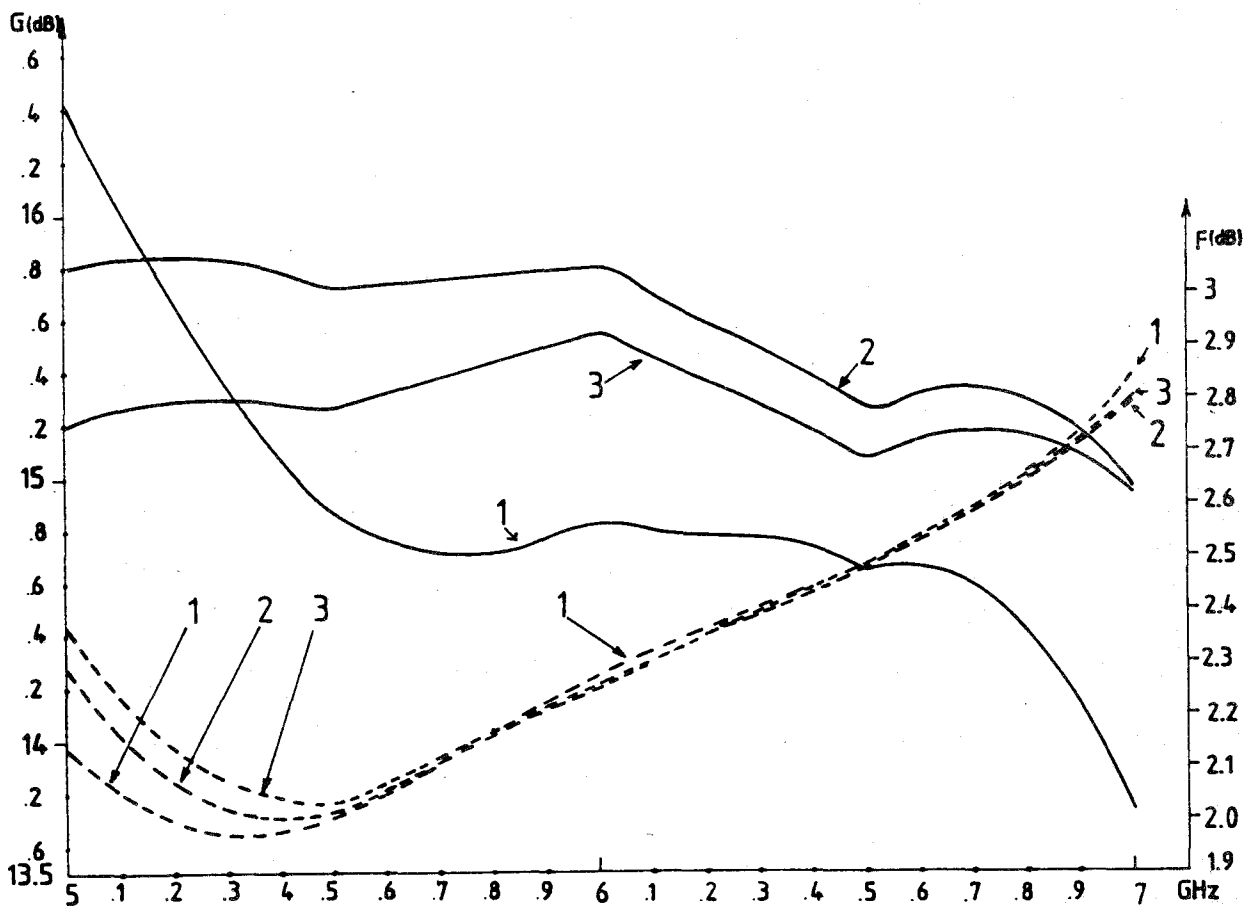
mint üres- és rövidrezárt tápvonalszakaszok),  
 – az optimalizálás paraméterei: zajtényező, erősítés, bemenő- és kimenő illesztés.

A fenti program IBM PC/AT gépen futtatható és Turbo Pascal nyelven íródott.

Illusztrációképpen 6. és 7. ábrákon láthatjuk a CFY 13 tranzistor ( $I_D=30$  mA) minimális zajtényezőjét frekvencia függvényében 5-7 GHz-es frekvencia sáv-

ban. Vastag vonal jelzi a minimális zajtényező frekvenciafüggését abban az esetben, amikor visszacsatolás nincs. A 6. ábrán lévő görbék tiszta rezisztív visszacsatolásnál érvényesek, a 7. ábrán levők pedig tiszta kapacitív, vagy induktív csatolás esetén. Láthatjuk, hogy kapacitív és rezisztív visszacsatolás esetén a minimális zajtényező értéke növekszik, az induktív visszacsatolás esetén csökken.

A tranzistor visszacsatolásának hatását megvizsgáló a fenti program felhasználásával kiértékelés történt a 8. ábrán látható felépítésű két CFY-13 típusú tranzistoros közvetlen csatolású erősítő tekintetében. A 8. ábrán levő 1-gyel jelölt CFY-13 tranzistor paraméterei  $I_D=10$  mA beállításnak megfelelőek, a 2-vel jelölt CFY-13 tranzistor paraméterei  $I_D=30$  mA beállításnak felelnek meg. Az 1. Táblázatban összefoglalva láthatjuk az erősítő passzív hálózatainak adatait három esetben:

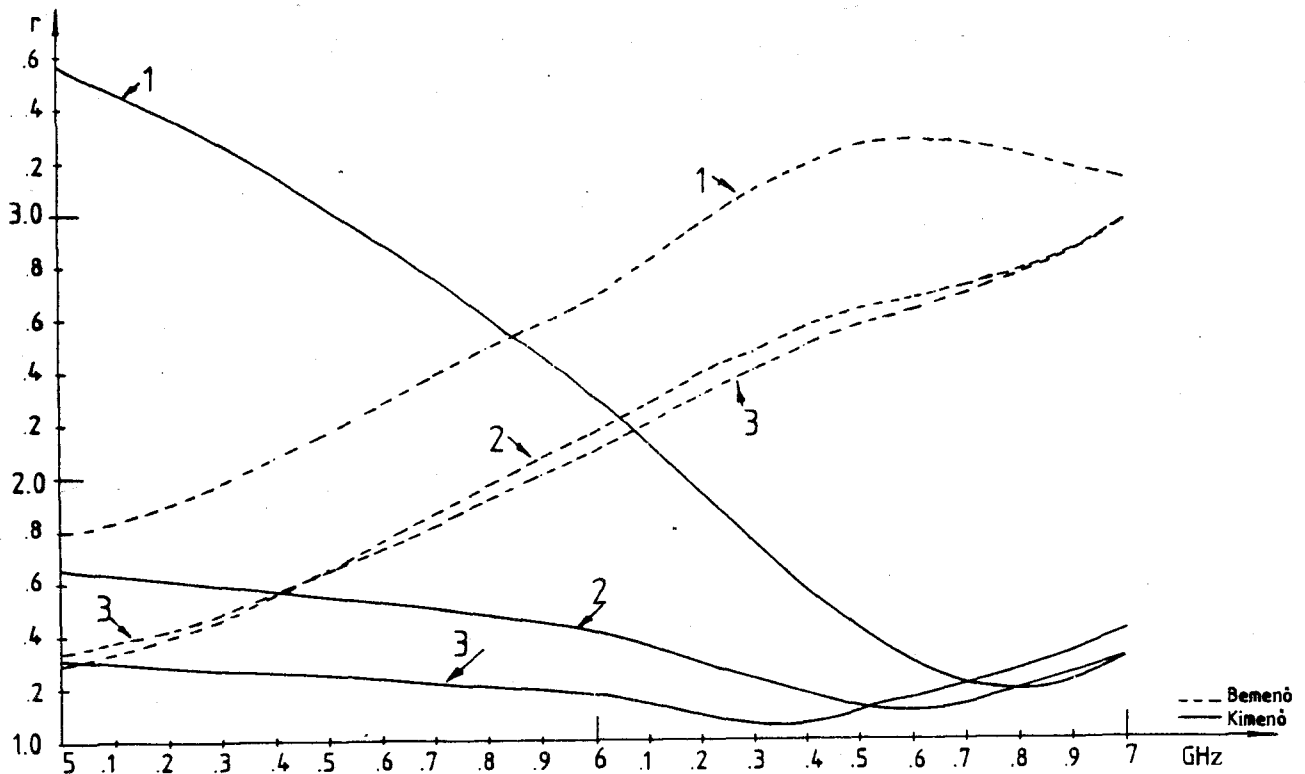


9. ábra. Két tranzistoros erősítő átviteli erősítése (dB-bc) és zajtényezője frekvencia függvényében

H557-9

1. táblázat

ESET	1 vonal		2 vonal		3 vonal		4 vonal		5 vonal		6 vonal		7 vonal		8 vonal	
	$Z_o$ ohm	$\theta^o$ fok	$Z_o$ ohm	$\theta^o$ fok	$Z_o$ ohm	$\theta^o$ fok	$Z_o$ ohm	$\theta^o$ fok	$Z_o$ ohm	$\theta^o$ fok	$Z_o$ ohm	$\theta^o$ fok	$Z_o$ ohm	$\theta^o$ fok	$Z_o$ ohm	$\theta^o$ fok
1	37	139	38	25	58	33	66	49	51	38	46	71	37	79	21	20
2	35	137	35	27	54	34	61	47	57	36	41	70	74	44	42	21
3	36	136	36	27	54	34	61	46	58	35	40	67	86	37	46	19



10. ábra. Két tranzistoros erősítő bemenő-kimenő állóhullámaránya a frekvencia függvényében

H557-10

1- esetnél a tranzistorok nincsenek visszacsatolva,  
2- esetnél  $Z_1$  impedancia megfelel 300 ohm ellenállás és 1 nH induktivitás sorbakapcsolásának;  $Z_2$  impedancia megfelel 300 ohm ellenállás és 2 nH induktivitás sorbakapcsolásának,

3- esetnél  $Z_1$  - a sorbakapcsolt 300 ohm ellenállásnak, 1 nH- induktitásnak és 0.704 pF kapacitásnak felel meg;  $Z_2$  - megfelel 300 ohm ellenállás, 2 nH induktivitás és 0.352 pF kapacitás sorbakapcsolásának.

A 3-esetben  $Z_1$  és  $Z_2$  soros rezonancia frekvenciája 6 GHz. A 9. és 10. ábrákon láthatjuk az erősítő a fenti programmal kiszámított elektromos paramétereit frekvencia függvényében. A 9. ábrán folyamatos vonallal meg van jelölve az átviteli erősítés, a szaggatott vonallal a zajtényező. Az 1., 2., 3. jelölés az első, második, illetve harmadik esetet jelenti. Láthatjuk, hogy a tranzistorok visszacsatolásának hatása a zajtényezőre nem túlságosan nagy. A visszacsatolás hatása az átviteli erősítésre jelentős. A 10. ábrán folyamatos vonallal meg van jelölve az erősítő kimenő, a szaggatott vonallal az erősítő bemenő állóhullám aránya. Látható, hogy a visszacsatolás hatása igen jelentős a kiemenet illesztésére (pedig az optimalizálás a zajtényezőre és az átviteli erősítésre történt). Különösen kedvező a helyzet a soros rezgőkörrel való visszacsatolás esetén.

## FÜGGELÉK

Az 5. ábrán levő hálózatnál:

$$I_1 + I_2 + i_1 = I_1; I_2 + i_2 - I_Z - I_2 = 0; I_Z \cdot Z + e_R + V_1 - V_2 = 0;$$

mivel

$$V_1 = V_1; V_2 = V_2; \text{ így } I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2; I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2;$$

Behelyettesítve és átrendezve kapjuk:

$$I_1 = \left( Y_{11} + \frac{1}{Z} \right) V_1 + \left( Y_{12} - \frac{1}{Z} \right) V_2 + \frac{e_R}{Z} - i_2;$$

$$I_2 = \left( Y_{21} - \frac{1}{Z} \right) V_1 + \left( Y_{22} + \frac{1}{Z} \right) V_2 - \frac{e_R}{Z} - i_2;$$

Az 5.b. ábránál levő hálózatnál:

$$I_1 + i - I_1^{(e)} = 0; e + V_1^{(e)} - V_1 = 0; V_2 = V_2^{(e)}; I_2 = I_1^{(e)};$$

továbbá

$$I_1^{(e)} = Y_{11}^{(e)}V_1^{(e)} + Y_{12}^{(e)}V_2^{(e)}; I_2^{(e)} = Y_{21}^{(e)}V_1^{(e)} + Y_{22}^{(e)}V_2^{(e)};$$

Behelyettesítve és átrendezve kapjuk:

$$I_1 = Y_{11}^{(e)}V_1 + Y_{12}^{(e)}V_2 - Y_{12}^{(e)}e - i;$$

$$I_2 = Y_{21}^{(e)}V_1 + Y_{22}^{(e)}V_2 - Y_{21}^{(e)}e;$$

F.2

A két áramkör elektromos ekvivalenciához szükséges:

$$Y^{(e)} = \begin{pmatrix} Y_{11} + \frac{1}{Z} & Y_{12} - \frac{1}{Z} \\ Y_{21} - \frac{1}{Z} & Y_{22} + \frac{1}{Z} \end{pmatrix}$$



$$\frac{e_R}{Z} - i_1 = Y_{11}^{(e)} \cdot e - i; \quad \frac{e_R}{Z} + i_2 = Y_{21}^{(e)} \cdot e;$$

Felhasználva F.3. és átrendezve megkapjuk a (2.4.a) és (2.4.b) összefüggéseket.

#### IRODALOM

- [1] *Tri T. Ha*: „Solid-State Microwave Amplifier Design”, John Wiley and Sons, 1981. USA.
- [2] *G.D. Vendelein*: „Design of Amplifiers and Oscillators by the S-Parameter Method”, John Wiley and Sons, 1982. USA.
- [3] *L. Besser*: „Stability considerations of low-noise transistor amplifiers with simultaneous noise and power match”, Int. Microwave Sym. Dig. Tech. Papers, pp. 327-329, 1975.
- [4] *G.D. Vendelin*: „Feedback effects on the noise performance of GaAs MESFETs Int. Microwave Symp., Dig. Tech. Papers, pp. 324-326, 1975.
- [5] *J. Engberg*: „Simultaneous input power match and noise optimization using feedback”. European Microwave Conf., Dig. Tech. Papers. pp. 385-389, Sept. 1974.
- [6] *K.B. Niclas*: „Noise in Broad-band GaAs MESFET Amplifiers with Parallel Feedback”. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol MTT-30, pp. 63-70, No 1, January 1982.
- [7] *K.C. Gupta, R. Gard, R. Chadha*: Computer Aided Design of Microwave Circuits”. ARTECH HAUSE, INC., 1981. USA.