

Nemlineáris erősítők stabilitása*

DR. BARANYI ANDRÁS—LADVÁNSZKY JÁNOS

Távközlési Kutató Intézet



ÖSSZEFOGLALÁS

A cikkben nemlineáris működésű erősítők stabilitására adunk frekvenciatartománybeli feltételt a kétkapuleírófüggvények felhasználásával. A stabilitásfeltétel alkalmazását telitési karakterisztikájú C-osztályú erősítő példáján mutatjuk be. A kísérleti eredmények az elméleti összefüggésekkel jó egyezést mutatnak. (□)

1. Bevezetés

Nagyjelű erősítők tervezésében alapvető fontosságú a stabilitás biztosítása. Az erősítők többségében az aktív elem nemlineáris kétkapuleírófüggvényekkel nem alkalmazhatók. Ebben a cikkben a stabilitás vizsgálatára új módszert ismertetünk, melyben a nemlineáris kétkapuleírófüggvénnyel történő jellemzést használjuk fel. Az új stabilitásfeltétellel Belevitch egykapukra vonatkozó eredményeit [1] általánosítjuk.

Az erősítő stabilitását a kétkapuleírófüggvények deriváltjaiból és a lezáró admittanciákból meghatározható valós együtthatós polinom zérushelyeinek vizsgálatára vezetjük vissza. A stabilitásfeltételben szereplő kétkapuleírófüggvények számításával vagy mérésrel határozhatók meg [4]. Az általános stabilitásfeltételt nemlineáris transzfer karakterisztikájú, kapacitív visszacsatolással rendelkező hangolt erősítő esetére alkalmazzuk.

Az elméleti eredményeket kísérleti vizsgálatokkal igazoljuk.

2. A nemlineáris erősítő modellje

Vizsgálatunk célja nemlineáris aktív kétkaput tartalmazó hangolt erősítők stabilitásfeltételének meghatározása. Feltételezzük, hogy a nemlineáris kétkapuleírófüggvények lineáris, sáváteresztő jellegű generátor- és terhelő admittanciák zárják le, melyeket az 1. ábra szerint az $Y_S(p)$ és $Y_L(p)$ függvények jellemeznek.

Az erősítőt ω_0 frekvenciájú, I_S amplitúdójú áramgenerátor hajtja meg:

$$i_s(t) = \text{Re} [I_S \exp(j\omega_0 t)] \quad (1)$$

Elsőnek az erősítést meghatározó nemlineáris egyenletrendszer állítjuk fel, majd ennek megoldását perturbálva állapítjuk meg a stabilitás feltételét.

DR. BARANYI ANDRÁS

1960-ban szerzett villamosmérnöki oklevelet a Budapesti Műszaki Egyetemen. 1960 óta a Távközlési Kutató Intézetben dolgozik. Kezdetben mikrohullámú rádióberendezések elektronikus áramköreinek tervezésével és FM rendszerek torzítási problémáival foglalkozott. 1973 és 1976 között adatátviteli módemek fejlesztését irányította.

1982 óta műholdas távbeszélő összeköttetések fejlesztésével foglalkozik. 1965 óta tart előadásokat a Budapesti Műszaki Egyetem szakmérnöki oktatása keretében. 1970-ben a Marylandi Egyetemen, 1981-ben a Berkeley Egyetemen dolgozott vendégkutatóként. Kutatási területe a nemlineáris hálózatok elmélete. 1976-ban ebben a témakörben szerzett kandidátusi fokozatot.

Az erősítő szinuszos bemeneti és kimeneti feszültségét V_1 , illetve V_2 amplitúdó jellemzi:

$$v_k(t) = \text{Re} [V_k \exp(j\omega_0 t)] \quad k = 1, 2 \quad (2)$$

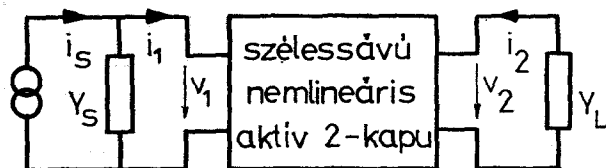
A bemeneti és kimeneti áram ω_0 frekvenciájú komponenseinek amplitúdóját I_1 -gyel és I_2 -vel jelöljük:

$$i_k(t) = \text{Re} \left\{ I_k \exp(j\omega_0 t) + \left[I_{k0} + \sum_{n=2}^{\infty} I_{kn} \exp(jn\omega_0 t) \right] \right\} \quad (3)$$

A lezáró admittanciák sáváteresztő karakterisztikája miatt a szögletes zárójelben levő egyenáramú és harmonikus összetevők nincsenek hatással a bemenő és kimenő feszültségekre. A bemeneti és kimeneti áramok egyensúlya a következő egyenletekkel írható le:

$$I_1 = I_S - Y_S(j\omega_0)V_1 \quad (4)$$

$$I_2 = -Y_L(j\omega_0)V_2 \quad (5)$$



H992-4

1. ábra. Nemlineáris erősítő modellje

A nemlineáris aktív kétkapuleírófüggvények amplitúdó-feszültség összefüggéseit leírófüggvényekkel jellemezzük. A leírófüggvények alkalmazásához fel kell tételeznünk, hogy a nemlineáris kétkapuleírófüggvények sáváteresztő jellegűek.

* A cikk a stuttgarti ECCTD '83 konferencián elhangzott előadás alapján készült [6].

admittanciák által meghatározott áteresztősávban frekvenciafüggése elhanyagolható.

A kétkapu jellemzéséhez két leírófüggvény szükséges. Legyenek ezek az Y_I bemeneti és Y_T transzfer admittanciák, az alábbi definíciók szerint:

$$I_1 = Y_I(|V_1|, |V_2|, \Phi_2 - \Phi_1)V_1 \quad (6)$$

$$I_2 = Y_T(|V_1|, |V_2|, \Phi_2 - \Phi_1)V_1 \quad (7)$$

A leírófüggvények három valós változótól függő komplex admittanciák. V_1 és V_2 a bemeneti és kimeneti feszültségek amplitúdóját, Φ_1 és Φ_2 ezek fázisát jelöli. Hasonló, a hullámparamétereken alapuló leírófüggvényeket javasolt Mazumder és Puije [3] a mikrohullámú erősítők tervezéséhez.

Az erősítő működését a (4)–(7) egyenletek írják le. A továbbiakban feltételezzük, hogy a (4)–(7) egyenletrendszernek van megoldása.

3. A stabilitás vizsgálata

Az erősítő stabilitásának vizsgálatához a bemeneti és kimeneti feszültségeket perturbáljuk, majd a perturbációs komponensekre felírt lineáris egyenletrendszer megoldásának aszimptotikus stabilitásához szükséges feltételt határozzuk meg. Az irodalomból ismert, hogy a szinuszos megoldások stabilitásának vizsgálatához két modulációs oldalsávot tartalmazó perturbáció szükséges [1, 2], ezért a bemeneti és kimeneti feszültségek perturbációját a következő alakban tételezzük fel:

$$\Delta v_k(t) = \text{Re} \{ \delta v_{ku} \exp(j\omega_0 t + st) + \delta v_{kl} \exp(j\omega_0 t + s^* t) \} \quad k=1, 2 \quad (8)$$

ahol az u és l index a felső, illetve az alsó oldalsávot, $s = j\omega + \sigma$ a komplex modulációs frekvenciát, $*$ a komplex konjugálást jelöli.

A feszültségek perturbációját az áramok perturbációját eredményezi, amelyet hasonló alakúnak tételezzük fel:

$$i_k(t) = \text{Re} \{ \delta i_{ku} \exp(j\omega_0 t + st) + \delta i_{kl} \exp(j\omega_0 t + s^* t) \} \quad k=1, 2 \quad (9)$$

A feszültség- és áram-perturbációk közötti kapcsolat meghatározását a Függelék tartalmazza. Az eredmény egyszerűen kifejezhető a feszültség- és áram-perturbációs vektorok segítségével, amelyek az oldalsávok normalizált amplitúdóját tartalmazzák:

$$\delta x = \left[\frac{\delta x_{1u}}{X_1}, \frac{\delta x_{1l}}{X_1^*}, \frac{\delta x_{2u}}{X_2}, \frac{\delta x_{2l}}{X_2^*} \right]^T \quad (10)$$

ahol x egyaránt lehet feszültség vagy áram, és T a transzponálást jelöli.

A feszültség- és áram-perturbációs vektorok közötti összefüggést a következő egyenletek írják le:

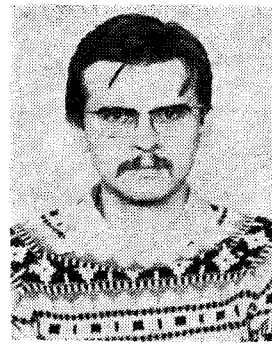
$$\delta i = \mathbf{M}_D \delta v \quad (11)$$

$$\delta i = \mathbf{M}_T \delta v + \delta i_s \quad (12)$$

ahol \mathbf{M}_D a nemlineáris kétkapu, \mathbf{M}_T a lezáró admittanciák moduláció-átvitelét jellemző mátrix, δi_s a generátor áram-perturbációs vektora.

LADVÁNSZKY JÁNOS

1978-ban végzett a BME Villamosmérnöki Karának híradástechnika „B” szakán. Egyetemi hallgatóként nemlineáris áramkörök és térszámítás témakörben végzett tudományos diákköri munkát. 1978 óta a Távközlési Kutató Intézetben dolgozik. Kezdetben mikrohullámú félvezetők modellezési és mérés technikai problémáival foglalkozott. Jelenleg aspiráns, és a szélessávú erősítők témakörében végez kutatómunkát. Diákköri munkáját a BME Rektornak különdíjával, az Or-



szágos Diákköri Konferencia I. és II. díjával és a tallinni egyetem különdíjával jutalmazták. 1980-ban a TKI „Kiváló Ifjú Mérnök” pályázatán I. helyezést ért el.

Mivel a nemlineáris kétkaput szélessávúnak tételeztük fel, \mathbf{M}_D az s modulációs frekvenciától független:

$$\mathbf{M}_D = \begin{bmatrix} \mathbf{I} + \mathbf{D}_{I1} + \mathbf{D}_{IP} & \mathbf{D}_{I2} - \mathbf{D}_{IP} \\ \mathbf{I} + \mathbf{D}_{T1} + \mathbf{D}_{TP} & \mathbf{D}_{T2} - \mathbf{D}_{TP} \end{bmatrix} \quad (13)$$

ahol \mathbf{I} az egységmátrix, \mathbf{D}_{I1} , \mathbf{D}_{I2} , \mathbf{D}_{IP} , \mathbf{D}_{T1} , \mathbf{D}_{T2} , \mathbf{D}_{TP} a leírófüggvények deriváltjaiból számítható 2×2 -es mátrixok:

$$\mathbf{D}_{Qk} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} d_{Qk} & d_{Qk} \\ d_{Qk}^* & d_{Qk}^* \end{bmatrix} \quad \mathbf{D}_{QP} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} d_{QP} & -d_{QP} \\ -d_{QP}^* & d_{QP}^* \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$d_{Qk} = \frac{|V_k|}{Y_Q} \frac{\partial Y_Q}{\partial |V_k|} \quad d_{QP} = \frac{j}{Y_Q} \frac{\partial Y_Q}{\partial (\Phi_2 - \Phi_1)} \quad (15)$$

ahol az indexek a következő értékeket vehetik fel:

$$Q = I, T$$

$$k = 1, 2$$

A lezáró admittanciák modulációátvitelét az \mathbf{M}_T diagonálmátrix írja le:

$$\mathbf{M}_T(s) = \begin{bmatrix} -\frac{Y_S(j\omega_0 + s)}{Y_I} & -\frac{Y_S^*(j\omega_0 + s^*)}{Y_I^*} \\ \frac{Y_L(j\omega_0 + s)}{Y_L(j\omega_0)} & \frac{Y_L^*(j\omega_0 + s^*)}{Y_L^*(j\omega_0)} \end{bmatrix} \quad (16)$$

A δi_s vektor a generátor áram-perturbációjának normalizált oldalsávjait tartalmazza. A stabilitás feltételét a $\delta i_s = 0$ esetre adjuk meg, a (11) és (12) egyenlet alapján:

$$[\mathbf{I} - \mathbf{M}_T^{-1} \mathbf{M}_D] \delta v = 0 \quad (17)$$

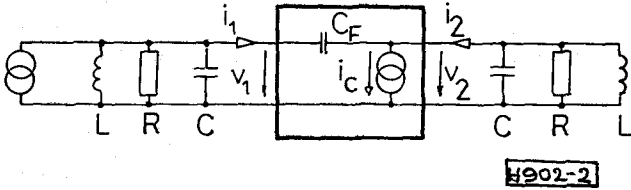
Ahhoz, hogy tetszőleges δv feszültség-perturbáció aszimptotikusan zérushoz tartson, szükséges és elégséges, hogy a (17) egyenlet együttható-mátrixának negatív valós részű saját értékei legyenek. Következésképpen az erősítő stabilitását a $H(s)$ determináns zérusai határozzák meg:

$$H(s) = \det(\mathbf{I} - \mathbf{M}_T^{-1} \mathbf{M}_D) \quad (18)$$

Az áramkör akkor és csak akkor stabil, ha a $H(s)$ függvény minden s_i zérusára teljesül, hogy

$$\operatorname{Re} s_i < 0 \quad H(s_i) = 0 \quad (19)$$

$H(s)$ valós együtthatós racionális függvény, ezért a (19) feltétel ismert módszerekkel vizsgálható. Megjegyezzük, hogy a determináns az eszköz feszültségeinek is függvénye, így az erősítő stabilitása a pillanatnyi teljesítményszintektől függ. Hangsúlyoznunk kell, hogy az itt ismertetett módszer tetszőleges fokszámú lezáró admittanciára érvényes, ha a sáváteresztő követelmény teljesül. Ez lényeges általánosítás, ugyanis az irodalomban rendszerint lassan változó perturbációt tételeznek fel, amely csak elsőfokú admittanciánál teljesül [5].



2. ábra. Nemlineáris hangolt erősítő blokkisméje

4. Nemlineáris hangolt erősítő stabilitása

A módszer alkalmazását nemlineáris transzfer karakterisztikájú hangolt erősítő példáján mutatjuk be. A 2. ábrán látható áramkörben a generátor- és a terhelő-admittancia egyaránt nagy jósági tényezőjű rezgőkör, amely a bemenőjel frekvenciájára van hangolva. Az elemértékekre a következő összefüggések érvényesek:

$$\omega_0^2 LC = 1 \quad R\omega_0 C = Q \gg 1 \quad (20)$$

Az aktív kétkaput nemlineáris transzfer karakterisztikájú feszültségvezérelt áramforrással és a C_F visszacsatoló kapacitással modellezzük.

A nemlineáris kétkapu bemeneti és transzfer admittancia-függvénye a következő:

$$Y_I = j\omega_0 C_F (i - V_2/V_1) \quad (21)$$

$$Y_T = g_m(|V_1|) + j\omega_0 C_F (V_2/V_1 - 1) \quad (22)$$

Vezessük be a meredekséget a következő értelmezés szerint:

$$g_m(|V_1|) = \frac{i_c(|V_1|)}{|V_1|} \quad (23)$$

A feltételezett nagy jósági tényező miatt a generátor- és a terhelő admittanciákat domináns zérusokkal jellemezhetjük:

$$Y_S(p) = Y_L(p) = 2C(p - j\omega_0 + \alpha) \quad (24)$$

$$\sigma = \frac{\omega_0}{2Q} \quad (25)$$

Az M_T számításához szükséges admittancia-értékek:

$$\begin{aligned} Y_S(j\omega_0 + s) &= Y_L(j\omega_0 + s) = Y_S^*(j\omega_0 + s^*) = \\ &= Y_L^*(j\omega_0 + s^*) = \frac{s + \alpha}{R\alpha} \end{aligned} \quad (26)$$

Az Y_I és Y_T leírófüggvények deriváltjait a (21) és (22) egyenlet alapján határozzuk meg:

$$d_{I1} = -d_{I2} = d_{IP} = \frac{V_2}{V_1 - V_2} \quad (27)$$

$$d_{T1} = \frac{|V_1|}{Y_T} \frac{dg_m}{d|V_1|} - \frac{j\omega_0 C_F}{Y_T} \frac{V_2}{V_1},$$

$$d_{T2} = -d_{TP} = \frac{j\omega_0 C_F}{Y_T} \frac{V_2}{V_1} \quad (28)$$

Vegyük figyelembe, hogy a feszültségerősítés:

$$\frac{V_2}{V_1} = -Y_T R \quad (29)$$

Vezessük be a következő normalizált változókat:

$$A = g_m R \quad (30)$$

$$f = \omega_0 C_F R \quad (31)$$

$$w = \frac{|V_1|}{g_m} \frac{dg_m}{d|V_1|} \quad (32)$$

Ezekkel a jelölésekkel a leírófüggvények és deriváltjaik a következőképpen fejezhetők ki:

$$R Y_I = jf \frac{1+A}{1+jf} \quad R Y_T = \frac{A-jf}{1+jf} \quad (33)$$

$$d_{T1} = jf + Aw \frac{1+jf}{A-jf} \quad -d_{T2} = d_{TP} = jf \quad (34)$$

A stabilitásfeltétel egyszerűsítése érdekében felteszük, hogy a visszacsatolás kicsi és az erősítés nagy, ami a gyakorlatban rendszerint fennáll:

$$f = \omega_0 C_F R \ll 1 \quad A = g_m R \gg 1 \quad (35)$$

Ezen feltételek felhasználásával az áramkör stabilitását jellemző determinánst a (23), (30)–(34) egyenleteknek a (13)–(18) egyenletekbe történő behelyettesítésével nyerjük. A determináns-függvényt kifejtve:

$$H(s) = \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\sigma}\right)^4} \left[\left(1 + \frac{s}{\sigma}\right)^4 + f^2 A^2 (1+w) \right] \quad (36)$$

A Hurwitz-kritériumot (36)-ra alkalmazva adódik, hogy $H(s)$ zérusai pontosan akkor negatív valós résűek, ha

$$A^2 f^2 (1+w) < 4 \quad (37)$$

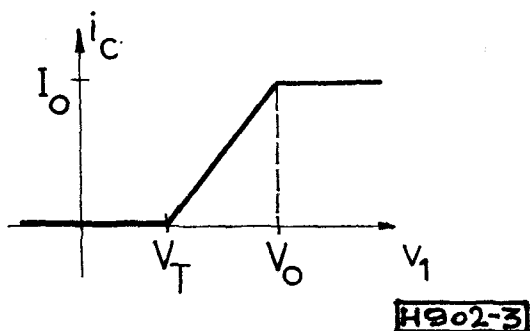
Egyenlőség esetén két képzetes zérus adódik:

$$s_{1,2} = \pm j\alpha \quad (38)$$

A (37)-es egyenlőtlenségbe az áramköri paramétereiket visszahelyettesítve, a stabilitásfeltétel az alábbi alakban írható:

$$g_m^2 R^2 \left[1 + \frac{|V_1|}{g_m} \frac{dg_m}{d|V_1|} \right] < \frac{4}{\omega_0^2 C_F^2 R^2} \quad (39)$$

Az egyenlőtlenség bal oldala a $|V_1|$ bemeneti feszültség függvénye, ezért az erősítő stabil és instabil működési tartományai a bemenőszinttől függenek.

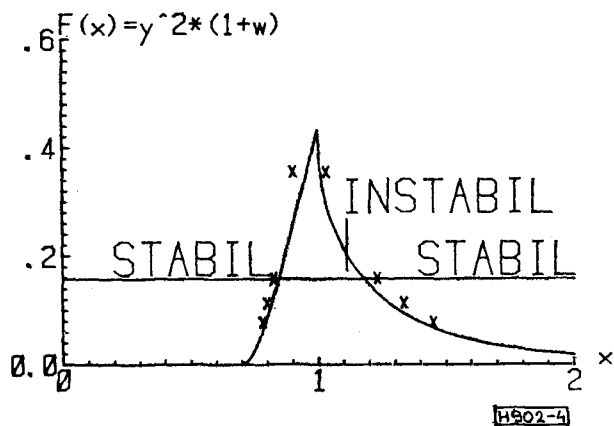


3. ábra. A feszültségvezérelt áramgenerátor transzfer karakterisztikája

5. Kísérleti eredmények

A (39) összefüggéssel megadott stabilitásfeltételt a 3. ábra szerinti telítési transzfer karakterisztikájú C-osztályú erősítő esetén kísérleti úton ellenőriztük. A 3. ábra szerinti töréspontos karakterisztikát két kaszkádba kapcsolt differenciálerősítővel valósítottuk meg, a következő paraméterekkel: $I_0 = 1,1$ mA, $V_T = 67$ mV és $V_0 = 95$ mV. A rezgőköröket $f_0 = 29,3$ kHz-re hangoltuk, a sávszélességet pedig 700 Hz-re állítottuk be. A mért és a számított értékek összehasonlítása érdekében bevezetjük a normalizált feszültséget és meredekséget:

$$x = |V_1|/V_0 \quad y = g_m V_0/I_0 \quad (40)$$



4. ábra. Az erősítő stabil és instabil működési tartományai

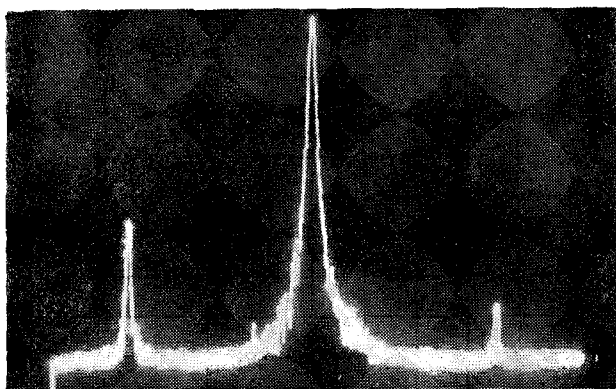
Ezekkel a jelölésekkel a stabilitás feltétele a következő alakban írható:

$$F(x) = y^2(x) \left[1 + \frac{x}{y} \frac{dy(x)}{dx} \right] < N^2 \quad (41)$$

ahol

$$N = \frac{2V_0}{I_0} \frac{1}{\omega_0 C_F R^2} \quad (42)$$

Az $F(x)$ függvény csak a 3. ábrán megadott karakterisztika alakjától függ. Az $F(x)$ függvényt a szinuszos vezérléshez tartozó áram alapharmonikusából határozzuk meg. A stabil működés határait megadó $F(x)$ függvény görbáját a 4. ábra mutatja. N különböző értékeit a C_F visszacsatoló kapacitás változta-



5. ábra. A gerjedés spektruma
1 osztás = 100 Hz

tásával állítottuk be. A különböző N értékeket az ábrán vízszintes vonalak ábrázolják. Egy adott vonal mentén a bemeneti feszültséget növelve az áramkör először stabil, majd az $F(x)$ függvénnyel való két metszéspont között gerjedés lép fel, végül a megnövelt bemeneti feszültség elnyomja az oszcillációt és ismét stabil működést eredményez. A gerjedés mért intervallumait az ábrán kereszttel jelöltük. A mért és számított eredmények jó egyezést mutatnak. A kimeneti spektrum az 5. ábrán látható. Az oldalsávok mért frekvenciakülönbsége 700 Hz, a (38) egyenletnek megfelelően.

6. Összefoglalás

A cikkben nemlineáris működésű erősítők stabilitására adunk frekvenciatartománybeli feltételt a két-kapu-leírófüggvények felhasználásával.

A stabilitásfeltétel alkalmazását telítési karakterisztikájú C-osztályú erősítő példáján mutatjuk be. A kísérleti eredmények az elméleti összefüggésekkel jó egyezést mutatnak.

Függelék

A perturbációs összefüggések meghatározása

A perturbációs összefüggések meghatározásához szinuszos vivőt tételezünk fel két modulációs oldalsávot tartalmazó perturbációval:

$$2x(t) = X \exp(j\omega_0 t) + X^* \exp(-j\omega_0 t) \quad (F.1)$$

$$2\delta x(t) = \delta X_u \exp(j\omega_0 t + st) + \delta X_l \exp(j\omega_0 t + s^*t) +$$

$$+ \delta X_u^* \exp(-j\omega_0 t + s^*t) + \delta X_l^* \exp(-j\omega_0 t + st) \quad (F.2)$$

ahol x egyaránt jelentheti az áramot és a feszültséget. Az (F.2) egyenletből kifejezhető az X komplex amplitúdó normalizált differenciálja:

$$\frac{\delta X}{X} = \frac{\delta X_u}{X} \exp(st) + \frac{\delta X_l}{X} \exp(s^*t) \quad (F.3)$$

A komplex differenciál függése az amplitúdó és a fázis megváltozásától a következő:

$$\frac{\delta X}{X} = \frac{\delta |X|}{|X|} + j\delta \text{ arc } X \quad (F.4)$$

Az (F.3) egyenlet valós és képzetes részét véve az amplitúdó és a fázis oldalsávokkal való összefüggését kapjuk:

$$\frac{\delta|X|}{|X|} = \frac{1}{2} \left[\frac{\delta X_u}{X} + \frac{\delta X_l^*}{X^*} \right] \exp(st) + \frac{1}{2} \left[\frac{\delta X_u^*}{X^*} + \frac{\delta X_l}{X} \right] \exp(s^*t)$$

$$j\delta \text{ arc } X = \frac{1}{2} \left[\frac{\delta X_u}{X} - \frac{\delta X_l^*}{X^*} \right] \exp(st) + \frac{1}{2} \left[\frac{\delta X_u^*}{X^*} - \frac{\delta X_l}{X} \right] \exp(s^*t)$$

A feszültségek és az áramok normalizált differenciáljai közti összefüggést a (6) és (7) egyenletről származtatjuk:

$$\frac{\delta I_k}{I_k} = \frac{\delta Y_Q}{Y_Q} + \frac{\delta V_1}{V_1} \quad Q=I \quad \text{ha} \quad k=1$$

$$\frac{\delta I_k}{I_k} = \frac{\delta Y_Q}{Y_Q} + \frac{\delta V_2}{V_2} \quad Q=T \quad \text{ha} \quad k=2 \quad (\text{F.6})$$

Mivel Y_Q három változó függvénye, a normalizált differenciál

$$\frac{\delta Y_Q}{Y_Q} = d_{Q1} \frac{\delta|V_1|}{|V_1|} + d_{Q2} \frac{\delta|V_2|}{|V_2|} + j d_{QP} (\delta \text{ arc } V_1 - \delta \text{ arc } V_2) \quad (\text{F.7})$$

ahol a (15) jelöléseket használtuk fel.

Az (F.3) és (F.5) egyenleteknek (F.7)-be történő helyettesítése után az $\exp(st)$ -t és $\exp(s^*t)$ -t tartalmazó tagok szétválasztásával a (13) mátrixegyenlet adódik.

A generátor- és a terhelő-admittancia frekvenciafüggő, így a felső és az alsó modulációs oldalsávot

külön kell figyelembe vennünk. A generátorra vonatkozó összefüggések a (4) és (6) egyenletekből adódnak:

$$\frac{\delta I_{1u}}{I_1} = \left(1 + \frac{Y_s(j\omega_0)}{Y_l} \right) \frac{\delta I_{Su}}{I_s} + \frac{Y_s(j\omega_0+s)}{Y_l} \frac{\delta V_{1u}}{V_1} \quad (\text{F.8})$$

$$\frac{\delta I_{1l}}{I_1} = \left(1 + \frac{Y_s(j\omega_0)}{Y_l} \right) \frac{\delta I_{Sl}}{I_s} + \frac{Y_s(j\omega_0+s^*)}{Y_l} \frac{\delta V_{1l}}{V_1}$$

(F.5) A terhelésre jellemző összefüggéseket az (5) egyenlet alapján határozzuk meg:

$$\frac{\delta I_{2u}}{I_2} = \frac{Y_L(j\omega_0+s)}{Y_L(j\omega_0)} \frac{\delta V_{2u}}{V_2}, \quad \frac{\delta I_{2l}}{I_2} = \frac{Y_L(j\omega_0+s^*)}{Y_L(j\omega_0)} \frac{\delta V_{2l}}{V_2} \quad (\text{F.9})$$

Az (F.8) és (F.9) egyenletet összegeztük a (16) mátrixegyenletben.

IRODALOM

- [1] Belevitch, V.: Théorie des circuits non-linéaires en régime alternatif, Uystpruyst, Louvain, 1959.
- [2] Baranyi A., Henk T.: „On the stability of sinusoidal oscillations”, Proc. of the VII. International Conference on Nonlinear Oscillations, Berlin, 1975.
- [3] Mazumder, S. R. and Van der Puije, P. D.: „An experimental method of characterizing nonlinear two-ports and its application to microwave class-C transistor power amplifier design”, IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol. SC-12, Oct. 1977.
- [4] Baranyi A., Ladvánszky, J. and Kolumbán, G.: „Accurate large signal characterization of microwave transistors”, Proc. of the Seventh Colloquium on Microwave Communication, Budapest, 1982.
- [5] Kurokawa, K.: „Injection locking of microwave solid-state oscillators”, Proc. IEEE 61, No. 10, 1973.
- [6] Baranyi A., Ladvánszky, J.: „On the stability of nonlinear two-port amplifiers”, Proc. ECCTD '83, Stuttgart, Sept. 1983.