

SZERKESZTŐBIZOTTSÁG

BHG

ORION

TERTA

Berecz Frigyes
Bernhardt Richárd
Eisler Péter
Dr. Gosztony Géza
Honti Ottó
Klug Miklós
Tölgyesi László

Jakubik Béla
Baracs Sándor
Csernoch János
Frömel Károly
Fettesheimer Dezső
Sass Károly
Szabó Károly

Bánsági Pál
Baján Tibor
Benedek Elek
Egerszegi Béla
Hutter Mihály

BHG ORION TERTA MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK

XXVI. évfolyam

1980

1-2. szám

Szélessávú keverő a TV I—V. sávokra

SZALAY ISTVÁN
BHG

1. A keverés elmélete

Bevezetőként tekintsük át röviden a keveréssel kapcsolatos és a későbbiek szempontjából legfontosabb elméleti tudnivalókat és alapfogalmakat.

Keverőelemként tudvalevően nemlineáris karakterisztikával rendelkező elemeket lehet felhasználni (1. ábra). A keverést végző elem mereksége az oszcillátor jelével periodikusan változik, s így a kimenetén a merekségváltozás függvényében az eredeti bemenőjelből az oszcillátorfrekvencia által „mintavett” kimenőjel jelenik meg.

A merekség definíciója, mint ismert:

$$S = \frac{di_{ki}}{du_{be}} \left[\frac{mA}{V} \right] \quad (1)$$

Az egyszerűség kedvéért tételezzük föl, hogy a keverőelem négyzetes karakterisztikával rendelkezik, ekkor ugyanis S lineáris, így egyszerűbb — de a lényeget mégis jól tükröző — képletek adódnak.

Ha a munkaponti merekséget S_0 -lal jelöljük, s a szinuszos oszcillátorjel hatására a merekség S_{min} és S_{max} között változik (lásd a 2. ábrát), akkor:

$$S = S_0 + \frac{S_{max} - S_{min}}{2} \cdot \cos \omega_{oszc} t \quad (2)$$

Szinuszos bemenő modulálójelet feltételezve:

$$i_{ki} = S \cdot U_m \cdot \cos \omega_m t = \left[S_0 + \frac{S_{max} - S_{min}}{2} \cdot \cos \omega_{oszc} t \right] \cdot U_m \cdot \cos \omega_m t \quad (3)$$

Ha ezt a szorzatot kifejtjük, s elvégezzük a trigonometrikus átalakításokat, akkor láthatjuk, hogy a kimeneten megjelenik a modulálójel, valamint az összeg- és a különbségi jel. A keverés szempontjából az utóbbiak a fontosak (kiválasztásuk megfelelő szűrővel történik):

$$i_{KF} = U_m \cdot \frac{S_{max} - S_{min}}{4} \cdot \cos (\omega_{oszc} \pm \omega_m) t \quad (4)$$

A (4) képletből definíciószerűen:

$$\frac{S_{max} - S_{min}}{4} = S_c : \text{keverőmerekség} \quad (5)$$

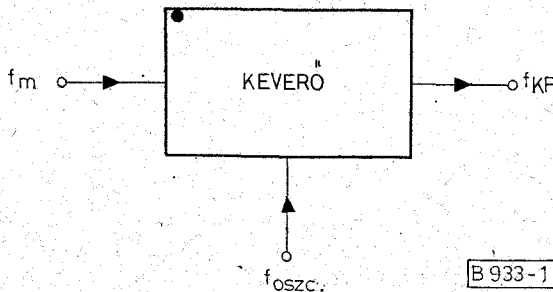
A keverőmerekség a keverőerősítés meghatározása szempontjából fontos. A keverőerősítés:

$$A_{kev} = \frac{U_{KF}}{U_m} = S_c \cdot Z_{KF} \quad (6)$$

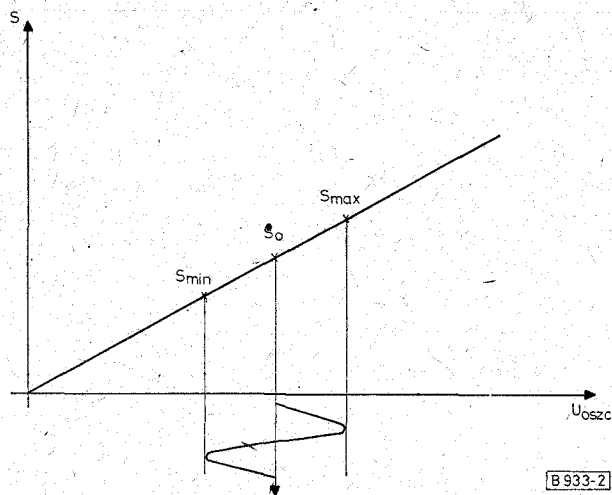
ahol Z_{KF} a kimenőkör impedanciája KF frekvencián.

2. Keverés FET-tel

A FET-ek megjelenése az elektronikában lehetővé tette a jelszint növelését, hiszen vezérlésükhöz is V



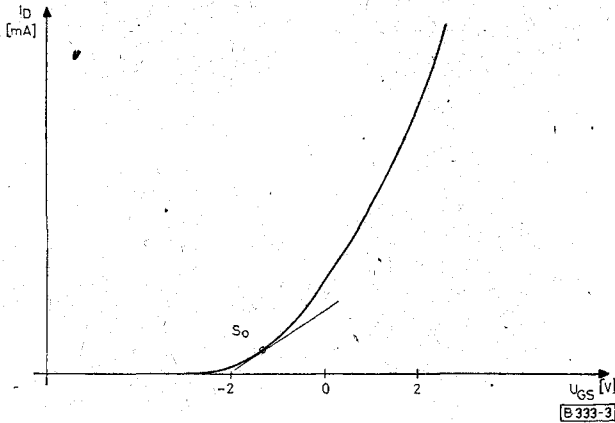
1. ábra. Nemlineáris elem mint keverő



2. ábra. A keverőelem merekségének változása az oszcillátorjel függvényében

nagyságrendű feszültségekre van szükség a bipoláris tranzisztorok mV-jával szemben.

FET-ek keverőként történő alkalmazásakor (mint egyébként a bipoláris tranzisztoroknál is) fontos a helyes S_0 megválasztása. A 3. ábrán egy n-csatornás MOSFET transzfer karakterisztikáját láthatjuk. Az ábrából láthatóan kis pozitív U_{OS} feszültségnél (I_D nagy) az eszköz meredeksége nagy, a karakterisztika



3. ábra. FET transzfer karakterisztikája

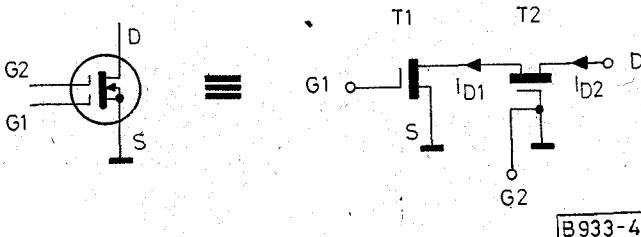
közel lineáris. Ez a tartomány erősítőként való alkalmazásban jó, viszont nem alkalmas keverésre, hiszen a meredekség közeli állandó. Ha az eszközt keverőként kívánjuk működtetni, a munkapontot valahol a negatív U_{OS} , tehát a kisebb áramú tartományban kell megválasztani, ahol a nemlinearitás viszonylag nagy, s még a meredekség is elfogadható.

3. Keverés dual-gate MOSFET-tel

3.1. Felépítés

A dual-gate MOSFET (kétkapus szigetelt vezérlő-elektrodás térvezérelt tranzisztor) vagy FET-tetróda kettős vezérlésű térvezérelt tranzisztor. Felépítését tekintve két MOSFET monolitikus kombinációja. A 4. ábrából láthatóan a két FET földelt source—földelt gate kaskád kapcsolást alkot. E kapcsolásnak közismerten jók a nagyfrekvenciás tulajdonságai. Lényeges jellemzői:

- nagy erősítés kis zaj mellett,
- szabályozhatóság,
- erősítőként való alkalmazásban jó linearitás és nagy kimenőteljesítmény,
- kis visszahatás,



4. ábra. A dual-gate MOSFET elvi rajza

— keverőként való alkalmazásban a bipoláris tranzisztoroknál nagyobb keverőerősítés és kis keresztmoduláció.

Az eszköz használható vezérelt (AGC) erősítőként vagy additív, ill. multiplikatív keverőként is. Az utóbbi esetben a bemenőjelet a G_1 elektródára, az oszcillátorjelet pedig a G_2 elektródára adjuk.

3.2. Dual-gate MOSFET, mint keverő

Dual-gate MOSFET-tel felépített keverőkben azt a tényt használjuk fel, hogy a $T1$ tranzisztor meredeksége a $G2$ -re adott U_{GS2} feszültség függvényében változik (ez a tény nyer alkalmazást a vezérelt erősítőként való felhasználásban is). Tehát:

$$g_{m1} = \left. \frac{di_D}{du_{GS1}} = f(u_{GS2}) \right|_{u_{GS1} = \text{áll}} \quad (7)$$

(Ebben a fejezetben a meredekség jelölésére a tranzisztoroknál használatosabb g_m jelölést használjuk.)

Amint az 5. ábrán láthatjuk, a görbe középső szakasza lineáris, tehát felhasználható keverésre. Erre a szakaszra felírható:

$$g_{m1}(u_{GS2}) = g_{m1}(U_{GS20}) + a_1(u_{GS2} + U_{GS20}) \quad (8)$$

vagy ami ezzel ekvivalens:

$$g_{m2}(u_{GS1}) = g_{m2}(U_{GS10}) + a_2(u_{GS1} + U_{GS10}) \quad (9)$$

A kimenő drain-áram:

$$i_D = g_{m1} \cdot u_{GS1} + g_{m2} \cdot u_{GS2} \quad (10)$$

(10) képletbe behelyettesítve (8)-at, és (9)-et:

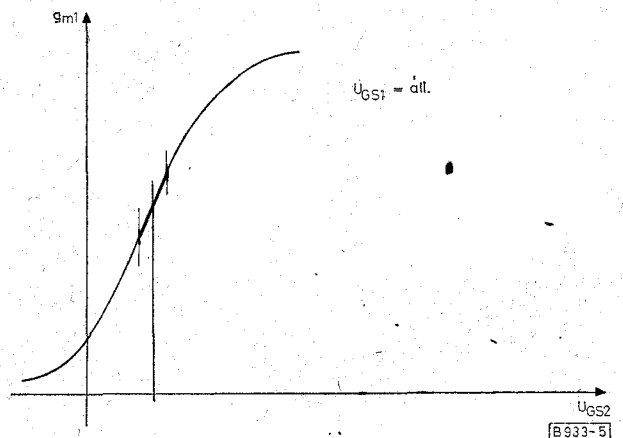
$$i_D = [g_{m1}(U_{GS20}) + a_1(u_{GS2} + U_{GS20})] \cdot u_{GS1} + [g_{m2}(U_{GS10}) + a_2(u_{GS1} + U_{GS10})] \cdot u_{GS2} \quad (11)$$

A FET multiplikatív keverőként történő alkalmazásában ebből a képletből csak azok a tagok érdekesek a számunkra, amelyekben a két gate-feszültség szorzata szerepel; ezekből kapjuk ugyanis a keverési termékeket. A keverési termék tehát:

$$i_d = (a_1 + a_2) \cdot u_{GS1} \cdot u_{GS2} \quad (12)$$

ahol

$$a_1 = \frac{dg_{m1}}{du_{GS2}} \quad (13)$$



5. ábra. Dual-gate MOSFET $g_{m1} = f(U_{GS2})$ karakterisztikája

és

$$a_2 = \frac{dg_{m2}}{du_{GS2}} \quad (14)$$

A dual-gate MOSFET felépítéséből következően (kaskád kapcsolás) $G1$ elektródára célszerű adni a moduláló feszültséget és $G2$ -re az oszcillátorjelet. Ezt úgy is fogalmazhatjuk, hogy a keverőmeredekség a $G1$ -re vonatkoztatva a nagyobb. Felhasználva tehát, hogy

$$u_{GS1} = U_m \cdot \sin \omega_m t \quad (15)$$

és

$$u_{GS2} = U_{oszc} \cdot \sin \omega_{oszc} t, \quad (16)$$

majd ezeket behelyettesítve a (12) képletbe, a trigonometrikus átalakítások után a következőket kapjuk:

$$i_d = \frac{1}{2} (a_1 + a_2) \cdot U_m \cdot U_{oszc} \cos(\omega_{oszc} + \omega_m)t + \cos(\omega_{oszc} + \omega_m)t \quad (17)$$

Mivel általában a felső keverési terméket használjuk fel, tehát a második tagot:

$$g_k = S_c = \frac{di_d}{du_m} = \frac{a_1 + a_2}{2} \cdot U_{oszc} \quad (18)$$

g_k és ezzel A_k keverőerősítés tehát valóban széles határok közt függvénye az U_{oszc} -nak.

A képletből még az is látszik, hogy g_k függ a_1 -től, ill. a_2 -től, tehát U_{GS1} -től és U_{GS2} -től. Így a maximális keverőerősítés ezen előfeszültségek helyes megválasztásával érhető el.

Az optimális nyugalmi munkaponti feszültségeket egy bizonyos FET-típusra két módon határoztuk meg.

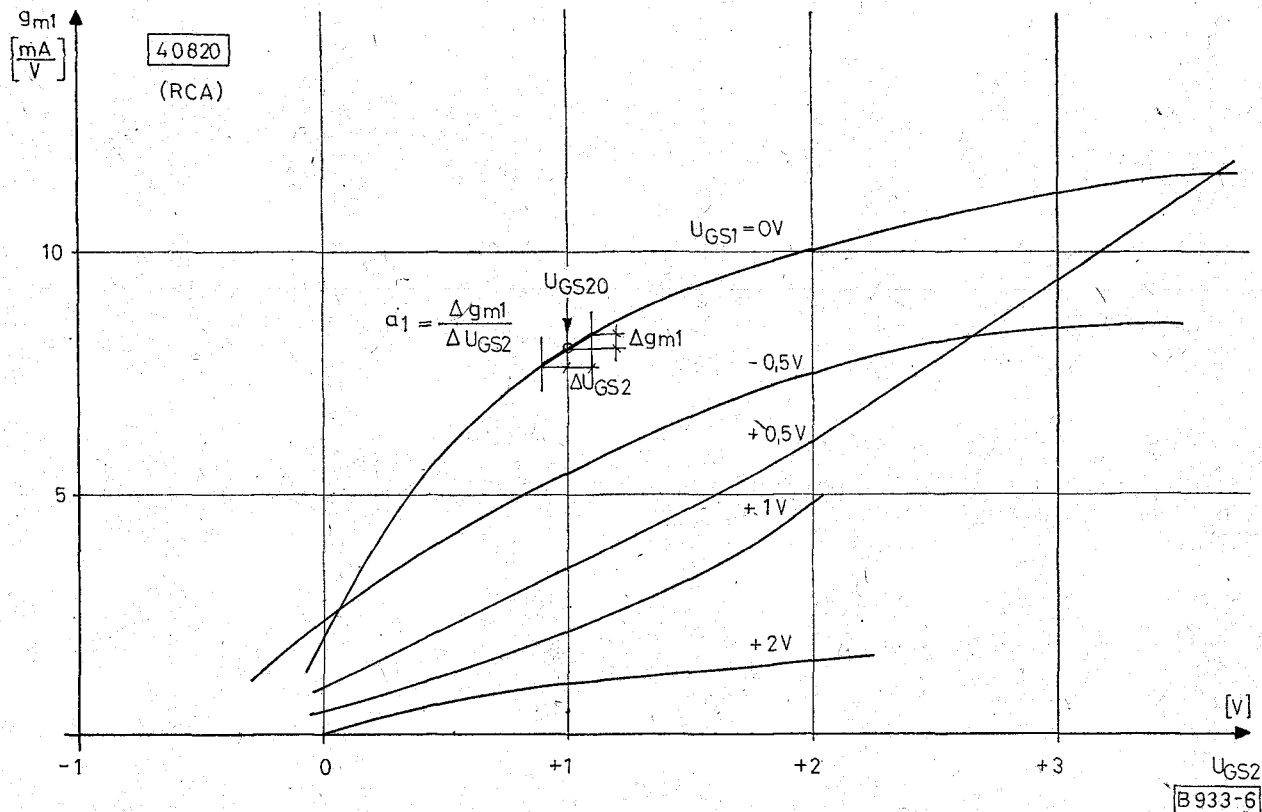
Az egyiknél a katalógus adatait és görbéit felhasználva megszerkesztettük U_{GS10} -al paraméterezve a $g_{m1} = f(U_{GS20})$ görbesereget. A görbék közül könnyen kiválasztható az a hely, ahol g_{m1} változása a legnagyobb, s ez a változás még viszonylag lineáris. Eszerint az adott típusra akkor kapjuk a legnagyobb keverőerősítést, ha a $G1$ elektródát nem feszítjük elő, U_{GS20} -t pedig valahol a +1 V tartományában vesszük föl (lásd a 6. ábrát).

A másik módszernél a katalógus által ajánlott mérőkapcsolást felépítve (7. ábra) méréssel határoztuk meg az optimális előfeszültségeket. A két módszerrel nem meglepő módon néhány tized voltot belül megegyező eredményt kaptunk.

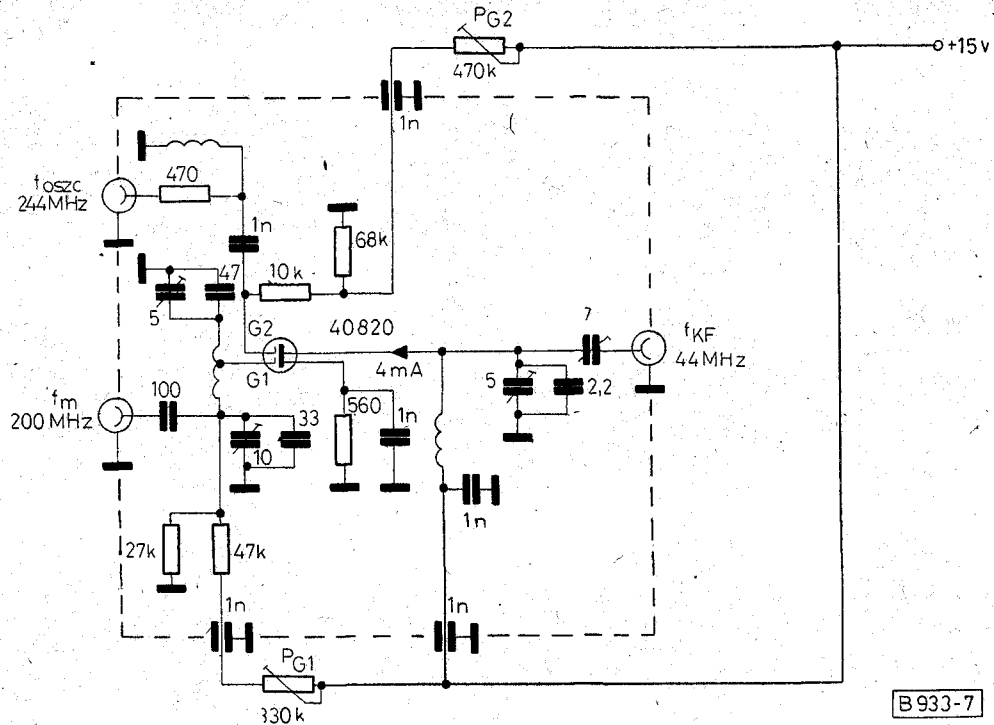
Eszerint tehát erősítőként való alkalmazásban (lineáris üzemmód) kb. +4 V-os U_{GS20} -t kell választani, keverőként pedig kb. +1 V-ot. Ez a munkapont a különböző FET-típusoknál csekély mértékben változhat.

Mivel ezt az U_{GS20} munkapontot az oszcillátorjel szimmetrikusan modulálja, a MOSFET az oszcillátorjel pozitív féperiódusaiban teljesen nyitva van, míg a negatív féperiódusban zárva. Ez a meredekség lineáris modulációját eredményezi.

A keverőerősítés oszcillátorjeltől való függését könnyebb megállapítani mert a katalógusok általában megadják, de egyszerűen meghatározható méréssel is. A 8. ábrán a BF 900 típusú MOSFET (Texas I.) relatív (bipoláris tranzisztorhoz viszonyított) keverőerősítését láthatjuk az oszcillátorfeszültség függvényében $U_{GS20} = 0,8$ V-nál. Eszerint 0,9 V-os oszcillátorfeszültségnél a keverőerősítés kb. azonos a hi-



6. ábra. Egy dual-gate MOSFET $g_{m1} = f(U_{GS2})$ karakterisztikája



B933-7

7. ábra. RCA mérőkapcsolás

poláris tranzisztoroknál megszokott értékkel, nagyobb; 2,5...3 V-os oszcillátorjelnél kb. +8 dB nyereség adódik a MOSFET javára.

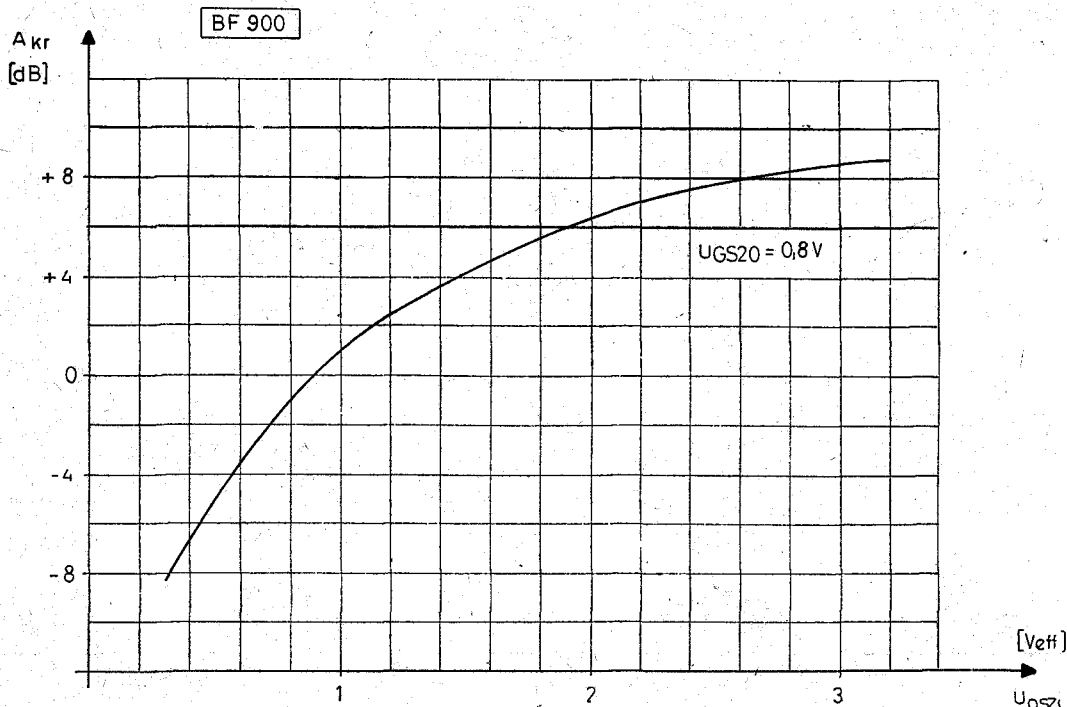
Ha a problémát másik oldalról közelítjük meg, és a relatív keverőerősítést az U_{GS20} függvényében vesszük föl, U_{OSZC} -cal paraméterezve (9. ábra), az előbbiekkal megegyező eredményt kapunk: $U_{GS20} \cong 1$ V és $U_{OSZC} \cong 3$ V tartozik a maximális keverőerősítéshez.

A dual-gate MOSFET-ekkel felépített keverőknek

ezenkívül jobb a keresztmodulációja, mint a bipoláris tranzisztoroké. A jobb keresztmodulációs tulajdonságok elérése érdekében a G1 elektródát is elő lehet feszíteni egy kicsit (kb. 0,4...0,8 V-ra).

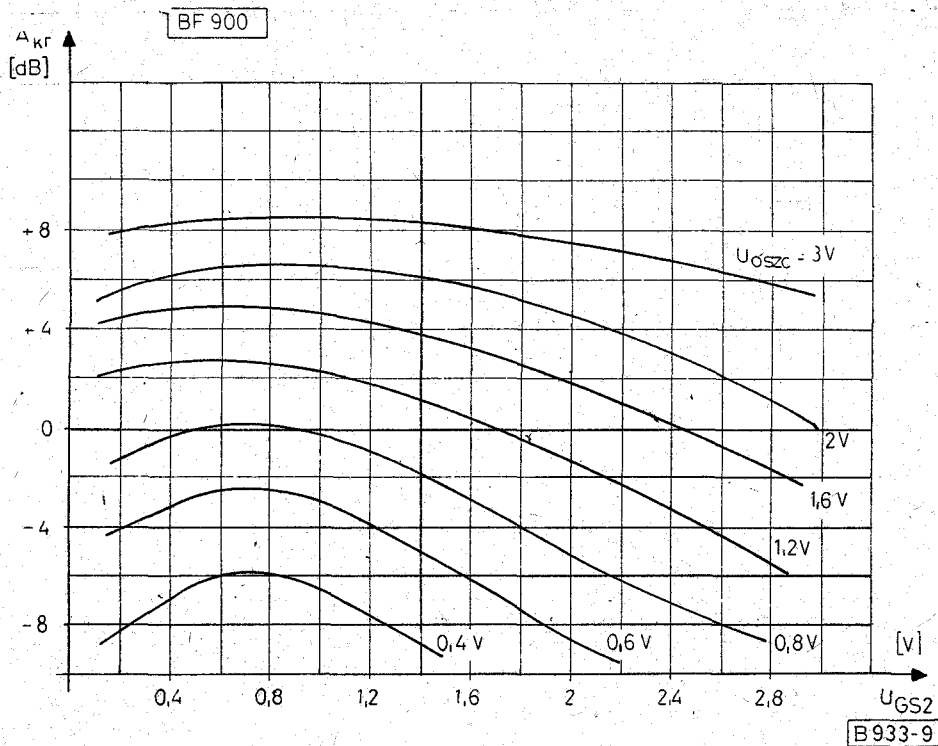
4. Szélessávú keverőkapcsolás BF 905-tel

A fenti elméleti megfontolásokat felhasználva kifejlesztettünk, és megépítettünk egy szélessávú keverőkapcsolást dual-gate MOSFET-tel.



8. ábra. A relatív keverőerősítés az oszcillátorfeszültség függvényében

B933-8



9. ábra. A relatív keverőerősítés U_{GS2} függvényében

A cél olyan viszonylag kis zajú, szélessávú keverőkapcsolás létrehozása volt, amelyet újfejlesztésű alapátjátszóink vevőkeverőjeként 40–860 MHz-ig (I–V. TV-sáv), sávonkénti minimális változtatással alkalmazhatunk. Második követelmény volt, hogy a keverő rendelkezzen valamennyi keverőerősítéssel is. Az eddigiek során alkalmazott keverőink ugyanis vagy passzívak voltak (balance modulátor, mikrohullámú diódás keverő), vagy aktív tranzisztorosak. Az előbbieket, bár elég kis zajúak (a zaj lényegében csak a veszteségből adódik), tetemes keverési veszteséggel (6–8 dB) rendelkeztek, s ezt a bemeneten elvesztett szintet a későbbiekben nehéz pótolni. Ezenkívül minimálisan két változatra volt szükség a VHF és UHF sávokra. Aktív keverőink a keverési tulajdonságok (pl. keresztmoduláció, keverőerősítés) minél jobb kihasználása érdekében keskenysávúak voltak.

Megfelelő dual-gate MOSFET-tel — a típus kiváló nagyfrekvenciás tulajdonságait felhasználva — sikerült „strip-line” technikával olyan keverőkapcsolást kifejleszteni, amely a fentiekben vázolt követelményeknek eleget tesz. A célra legalkalmasabb MOSFET-nek a Texas I. gyártmányú n csatornás, kiüritéses BF 905 típus bizonyult. Ez a típus, mint általában az újabb MOSFET-ek már monolitikusan integrált gate-vedődiódákat is tartalmaz. 1000 MHz-ig alkalmazható. Ez néhány adatából is kiderül:

- $C_{bc} \cong 2$ pF,
- $C_{ki} \cong 1$ pF,
- $C_{GD} = 0,02$ pF,
- $F = 4$ dB/1000 MHz.

Maximális keverőerősítést természetesen illesztett transzformátoros, szűrős be- és kimenetek esetén kapnánk. Ezzel 8–10 MHz sáv szélesség (egy tv-

csatorna) mellett kb. 8–10 dB-es keverőerősítést lehet elérni.

Mivel azonban a bemenetnek szélessávúnak kell lenni, nem tartalmazhat hangolt kört vagy illesztőkört. Ezek ugyanis ilyen széles sávban nem realizálhatók. A konkrét keverőkapcsolást a 10. ábrán láthatjuk. Ebből rögtön kitűnik, hogy valójában csak a bemenet (RF és L0) szélessávú, hiszen a keverőnek mindig ugyanarra a középfrekvenciás sávra (kép KF: 38,9 MHz) kell lekeverni az RF jelet.

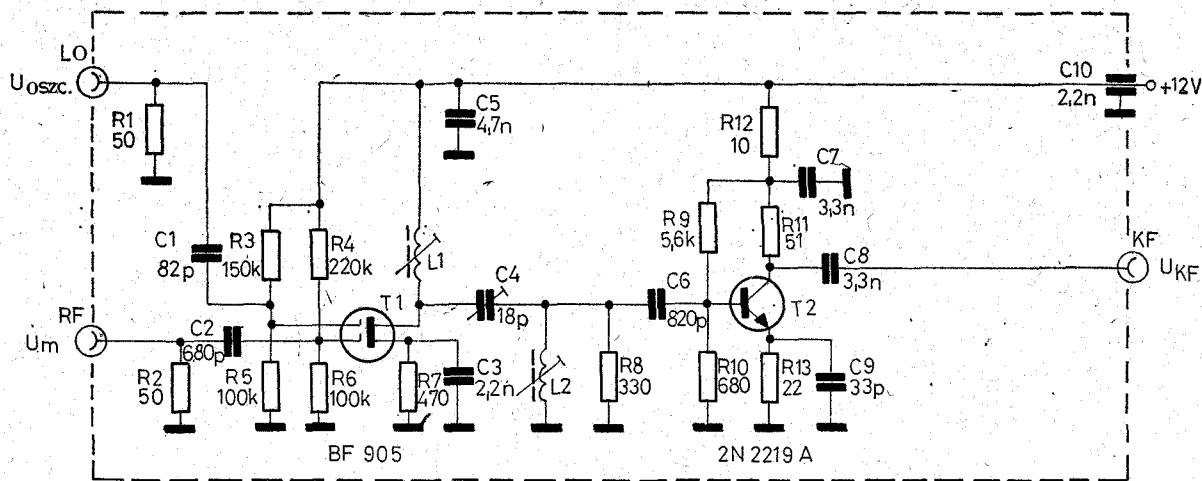
A keverő 50 ohmos lezárások között működik. A bemeneti illesztést a csatlakozóra közvetlenül ráforrasztott 50 ohmos ellenállások valósítják meg. A magasabb frekvenciás sávoknál az RF bemenet jobb illesztésére az 50 ohmos ellenállással párhuzamosan kompenzáló induktivitást kell elhelyezni, amely a bemenő kapacitással alakotnak rezonanciát alkot. Így sávonként $r \cong 1,2$ állóhullámarány érhető el.

A kimeneti illesztés két lépésben van megvalósítva, egyrészt passzív körökkel, másrészt tranzisztoros illesztőkör biztosítja az 50 ohmos kimenetet. Az illesztőkörben alkalmazott induktivitások a kimenő-ill. bemenő kapacitással alkotnak rezonáns kört.

Stabilitási okokból az előfeszültségek a következőkre adódtak: $U_{G10} = 3,8$ V; $U_{G20} = 4,8$ V; $U_{S0} = 3,5$ V; tehát: $U_{GS10} = 0,3$ V, $U_{GS20} = 1,3$ V. A keverő erősítése 8 MHz-es KF-sáv szélesség mellett 2...5 dB. A kapcsolás 900 MHz-ig alkalmas keverésre.

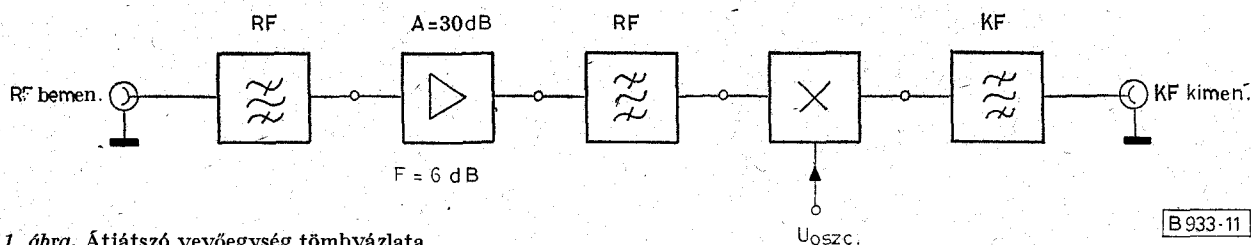
5. Alkalmazás

A keverőkapcsolás önmagában $F = 12$ dB-es zajtényezővel rendelkezik, ami a teljes vevőegységben azáltal csökken, hogy a keverőt kiszajú, nagyeroési-



10. ábra. Szélessávú keverőkapcsolás BF 905 típusú dualgate MOSFET-tel

B 933-10



11. ábra. Átjátszó vevőegység tömbvázlata

B 933-11

tésű erősítő és szűrő előzi meg. Ezzel a teljes vevőegység zajtényezője az egész sávban kevesebb, mint 7 dB. A keverőt ezenkívül KF szűrő követi, amely nemcsak a szükséges amplitúdómenetet biztosítja, hanem a kimeneten még bizonyos szinten megjelenő oszcillátorjelet is kiszűri. A kapcsolás így biztosítja a jó zajtényezőt, kellő erősítést és szelektivitást mellett (lásd a 11. ábrát).

Ezzel a keverőfelépítéssel lehetővé vált, hogy a teljes vevőegységet különálló modulokból építsük fel, különválasztva a szélessávú (erősítő, keverő) és a hangolt, csatornafüggő (szűrők) modulokat. Az, hogy ezek a modulok külön mérhetők, a gyártásban, bemérésben nagy előnyt jelent az eddigi hangolt, „egybeépített” rendszerrel szemben. Üzembe helyezés utáni csatornaváltáskor csak a szűrőket kell áthangolni, ill. cserélni. Előre behangolt szűrőkkel gyors áthangolásra nyílik lehetőség, s azzal, hogy nem az egész egységet cseréljük, árban jelentős megtakarítás érhető el (lásd hibajavítás is).

6. Mérési tapasztalatok

A keverő bemérése rendkívül gyorsan végrehajtható. A kimenő passzív illesztőkörrel a megfelelő KF sávban egyenes átvitelt állítunk be.

Egy tényezőt azonban nem szabad figyelmen kívül hagyni, s ez a szélessávúság. Ha ugyanis szélessávú wobblerral történik a bemérés (pl. Bohde u. Schwarz gyártmányú Polyskop III műszerrel), akkor — különösen az alacsonyabb frekvenciákon — hamis eredményt kaphatunk.

A keverő — bemenete szélessávú lévén — nemcsak kever, hanem csekély mértékben a KF sávot is erősíti, s ez meghamisítja a mérést, mivel a két görbe

(a keverési termék és a direkt út görbéje) nyilvánvalóan egybeesik.

A másik probléma a kimenetből adódik. Ez ugyanis csak a tv-jel szempontjából hangolt, keskenysávú, mivel a 8 MHz-es sávzélességet 0 dB-es esés mellett biztosítja (ebben a sávban tökéletes az illesztés). Ugyanakkor a KF sávon felül a kimenőkör a direkt útra lankásan eső görbét ad. Ez azt jelenti, hogy most a keverőn direkt úton átjutó, s az illető oszcillátorfrekvencia által meghatározott csatornába eső bemenőjel esik egybe a KF jellel, mivel a wobbler szélessávú bemenete a KF görbét ugyanide rajzolja fel (s ez az eső jelleg miatt zavaróbb).

A probléma két úton oldható fel:

Az egyik megoldás az, hogy a sorozat beméréséhez speciális célszűrőket alkalmazunk: a bemeneten felüláteresztőt, a kimeneten aluláteresztőt, melyek keresztezési frekvenciája közvetlenül a KF sáv fölött van. Ezzel biztosíthatjuk, hogy hamis jel ne juthasson át a keverőn.

A másik megoldásnál pedig a bemérésnél egy, már kész, behangolt KF szűrőt és egy behangolt bemenőszűrőt használunk fel.

I R O D A L O M

- [1] Dr. Kovács Ferenc: Félvezetők nagyfrekvenciás alkalmazása Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1973.
- [2] Schürmann, J.: Sperrschicht- und MOS-FET-Schaltkonzepte Funktechnik No. 22. 1976. S. 720—723.
- [3] Schwahn, H.: Das FET-Kochbuch. Theorie und Anwendung von Feldeffekt-Transistoren. Texas Instruments Deutschland GmbH, München, 1977.
- [4] RCA Solid State Databook Series. Linear Integrated Circuits and MOS Devices. RCA Corporation, USA, 1972.
- [5] Preliminary Data Sheet of the Dual-Gate MOS-FET BF 905 Texas Instruments Deutschland GmbH, München, 1977.