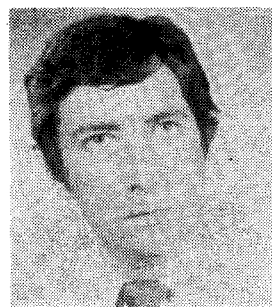


Nagyfrekvenciás FET tranzisztorok és az alkalmazásukkal elért eredmények

DR. LUKÁCS GYÖRGY

Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskola
Híradásipari Intézet



ÖSSZEFOGLALÁS

Az utóbbi években a mikrohullámú tranzisztorok területén jelentős fejlődés volt tapasztalható. Megjelentek a kereskedelmi forgalomban az igen nagy határfrekvenciájú kisszintű, kiszajú, valamint a nagyteljesítményű FET tranzisztorok. A cikk a nagyfrekvenciás FET tranzisztorokkal elért eredményeket tartalmazza. Segítségükkel a mikrohullámú berendezések vevő érzékenysége növelhető, az adó kimenő szintje jelentősen emelhető.

1. Bevezetés

A kiváló technológiai felkészültségű mikrohullámú félvezetőket gyártó vezető cégek ajánlataiban és fejlesztési célkitűzéseikben megtalálhatók a mikrohullámú kis- és nagyszintű FET tranzisztorok is. A legtöbb gyártó egyúttal az alkalmazásokat is vizsgálja.

Gyártástechnológiai vonatkozásban a fejlesztés kiter a megfelelő félvezető anyagok kiválasztására, a szilárd, hőálló, nagyfrekvenciás szempontból is kielégítő kontaktusok és kivezetések kialakítására. Különböző gyártási technológiák és struktúrák segítségével egyre nagyobb határfrekvenciájú félvezetőket sikerül kifejleszteni a kisszintű és nagyszintű alkalmazások számára.

A fejlesztések több irányúak, figyelembe véve az alkalmazástechnikai igényeket. Alapvető törekvés a határfrekvencia növelése. Bipoláris tranzisztorokkal 4–6 GHz-ig lehetséges erősíteni, ennél magasabb frekvencián a FET tranzisztorok egyeduralgok. Másrészt egyik irányban a cél az egyre kisebb zajtényező elérése, másik irányban a nagyteljesítményű eszközök előállítására a lehetséges legnagyobb erősítés mellett.

Az 1. ábrán jól látható a bipoláris és FET tranzisztorokkal felépített egyfokozatú erősítő zajtényező-frekvencia kapcsolata [1]. A fejlődést jól példázzák a 2. ábra 1978-as adatai, ahol a zajtényezők láthatók a frekvencia függvényében különböző cégek tranzisztorainál [2].

A teljesítmény-tranzisztorokkal elért eredmények láthatók a 3. ábrán [3].

Mielőtt részletesen foglalkoznánk az alkalmazási lehetőségekkel, célszerű azokat a technológiai-szerkezeti problémákat megvizsgálni, amelyek a FET tranzisztorok gyártása során előadódnak.

2. Technológiai kérdések

A mikrohullámú FET tranzisztorok legfontosabb alkalmazástechnikai jellemzői kisjelű működésnél a zajtényező, nagyjelű működésnél a diszzipáció.

Bérezett: 1985. II. 6. (#)

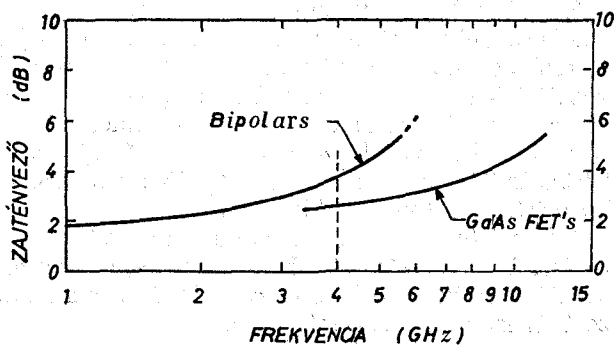
DR. LUKÁCS
GYÖRGY

Oklevelét a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karának híradástechnikai szakán szerezte 1971-ben. Ezt követően az Orion gyárban dolgozott három évig. 1974-től a KKVMF Híradásipari Intézet oktatója, jelenleg docensi be-

osztásban. Főbb kutatási területe az adóberendezésekben használható nagyszintű, nagyfrekvenciás erősítők tervezése. Ebből a témakörből készítette el egyetemi doktori értekezését 1983-ban. Jelenleg impulzus üzemi erősítők és aktív reaktancia kompenzált erősítők fejlesztésével foglalkozik.

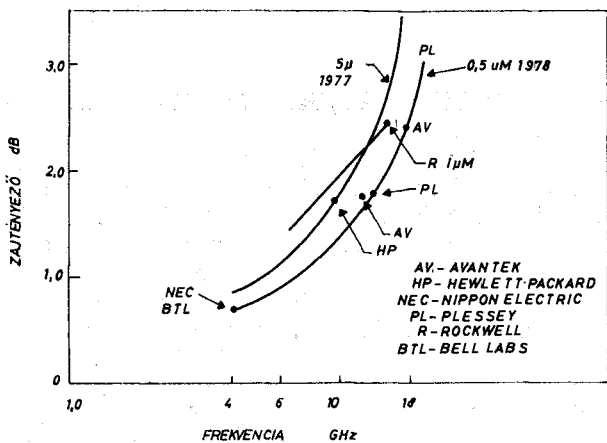
Mind a leadott teljesítmény, mind az elérhető zajtényező szempontjából döntő jelentőségű a gate elektróda kapacitása. A gyártási technológia fő kérdése ennek a lehetséges legkisebb értéken tartása. A 4. ábra egy FET tranzisztor aktív részének felépítését és a szerkezet helyettesítő képét mutatja.

A nagyfrekvenciás működés szempontjából a gate elektródának minél rövidebbnek kell lennie. Ez a követelmény a szubmikronos méretek technikájához vezet. Egy 0,5 μm hosszúságú GaAs FET tranzisztorban a kivezető elektróda felülete hetvenszerese is lehet az aktív gate elektróda felületének. A bemenő kapacitás kis értéken tartása érdekében tehát a kivezető elektróda alatt extrém kis adalékolási szintet valósítanak meg. A kivezetések induktivitása és a kivezető elektróda kapacitása aluláteresztő szűrőt képez, amelynek határfrekvenciája a kialakítástól függően 10–30 GHz között van. Ezért különös jelentősége van az aktív terület és a tokozás kivezetés között kialakított belső felépítésnek.



HS71-1

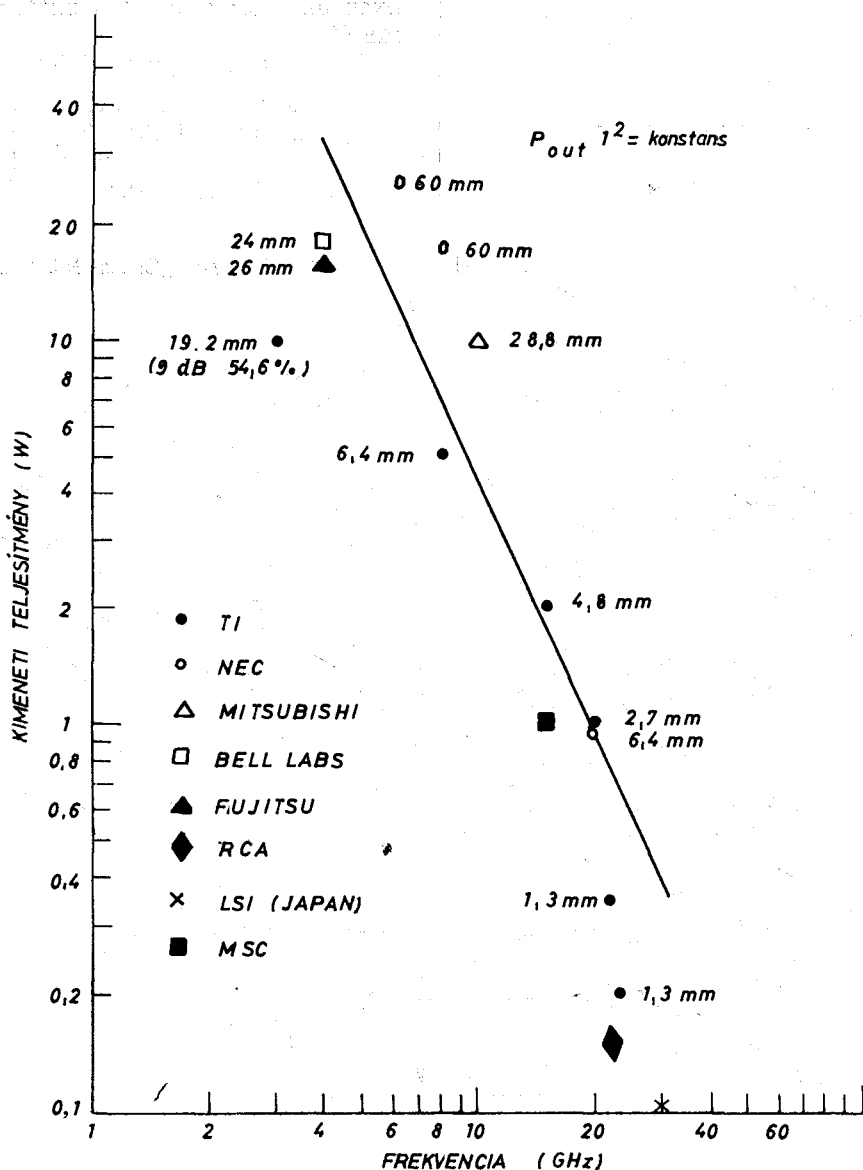
1. ábra. Bipoláris és FET tranzisztorokkal felépített erősítő zajtényező-frekvencia kapcsolata



[H97-2]

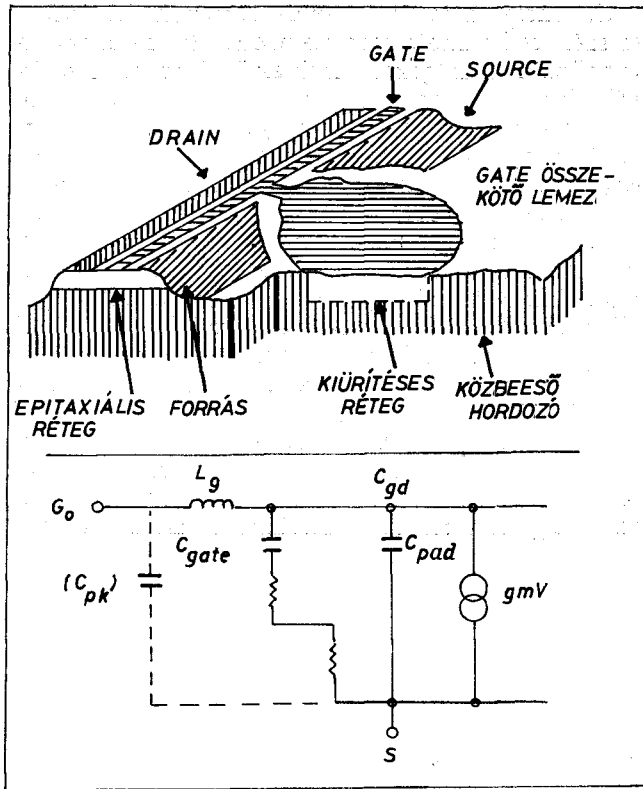
2. ábra. Különböző cégek által gyártott FET tranzisztorok legjobb zajtényezői

Ugyancsak a nagyfrekvenciás szempontból rövidre és szélesre készített gate elektróda okozza azokat a termikus nehézségeket, amelyek FET tranzisztoroknál fellépnek. Többszörös gate elektródájú FET tranzisztoroknál — ez az eset a nagyteljesítményű tranzisztoroknál — a számítás bonyolultabb, mert az egymás melletti gate elektródák között hő kicserélődés jöhet létre. Az elmondottakkal szorosan összefügg a FET tranzisztorok megbízhatósága is. Különösen nagyjelű működésnél a rövid ideig tartó csúcsertékek miatt bekövetkező kiégés súlyos probléma. A kiégés elkerülése érdekében a gate elektróda anyagát kell jól megválasztani. Ebből a szempontból az arany alkalmasabb anyag, mint pl. az alumínium. A tönkremenetelre vonatkozóan a következő energiaadatok jellemzőek 0,5 μm hosszú és 300 μm széles gate esetén alumínium anyagnál 0,3 erg, arany anyagnál 4 erg. Másrészt a Fujitsu és a NEC cég kutatásai kimutatták, hogy elektromos és mechanikai megbízhatóság



[H97-3]

3. ábra. Különböző cégek által gyártott FET tranzisztorok legnagyobb kimeneti teljesítményei



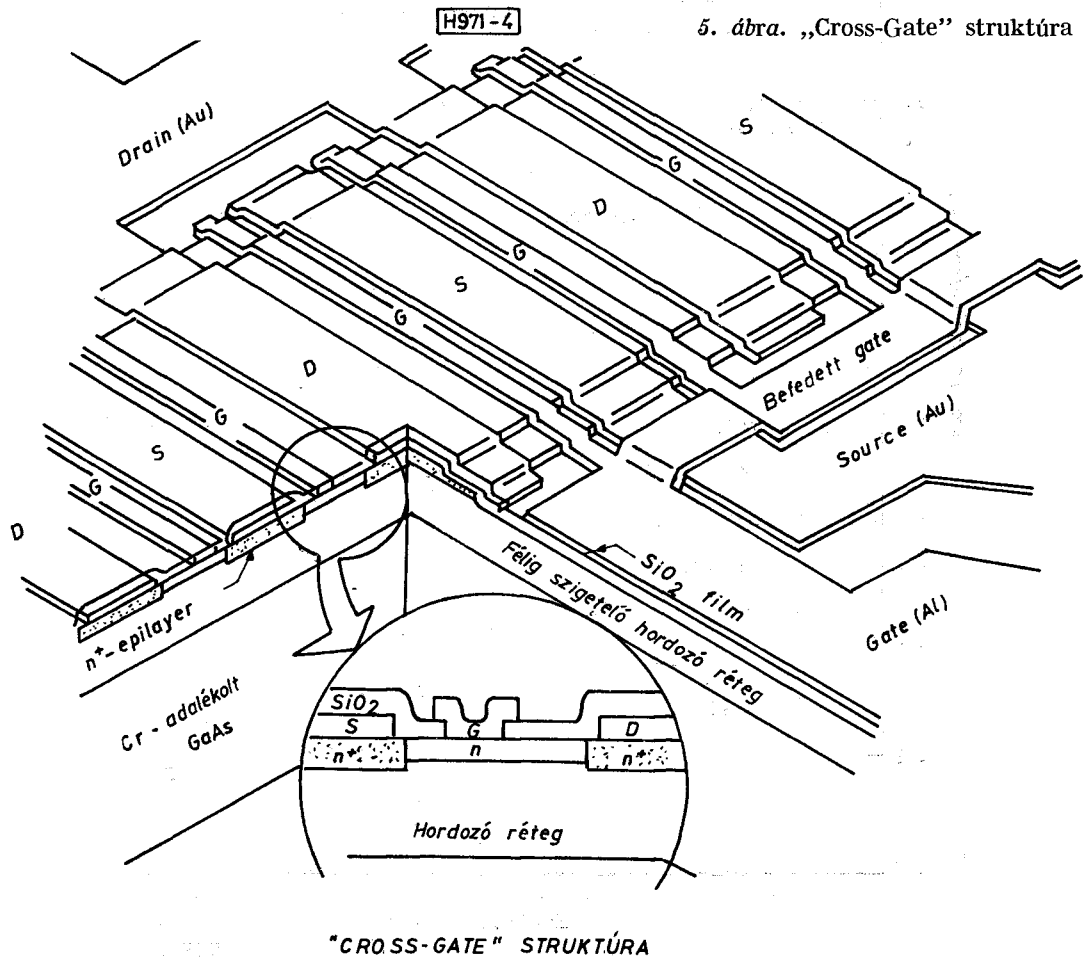
4. ábra. A FET tranzisztor felépítése és helyettesítő képe

szemponjtából az AL/GaAs Schottky barrier gate rendszer a legjobb.

A teljesítmény FET-ek létrehozásával kapcsolatosan a gyártási technológia is jelentősen eltér a kis teljesítményű FET-ektől. A magasabb frekvenciára való törekvés a gate elektróda hosszának csökkenését követeli meg, viszont $0,5 \mu\text{m}$ -nél rövidebb gate elektródáknál a gyárthatóság és a reprodukálhatóság képezi a fő problémát. Ugyanakkor a nagy teljesítmény tűrési igény nagy gate felületet igényel. A megoldás nyilvánvalóan az, hogy a gate szélességet kell növelni. A gate szélesség növelése azonban hátrányos tulajdonsággal jár. Csökken a bemeneti és kimeneti impedancia ami az áramköri illesztések megvalósításánál rendkívül nagy nehézségeket jelent. Mindezeket figyelembe véve a kompromisszumos megoldást az interdigitális struktúra jelenti. Egy ilyen ún. „Cross-Gate” struktúra látható az 5. ábrán [4].

Ezen struktúra gyártási folyamata a következő:

- Epitaxiális réteg kialakítása a következő módon: egymást követően egy félig szigetelő közbeeső réteget és egy kénnel adalékolt N típusú réteget növesztenek egyetlen technológiai lé-



5. ábra. „Cross-Gate” struktúra

„CROSS-GATE” STRUKTÚRA

H971-5

pésben egy krómmal adalékolt félig szigetelő alakra.

- Kétlépéses felületalakítás során maratással létrehozunk egy aktív felületet.
- N^+ réteg kialakítása a source és drain elektródák alatt. Cél a csatlakozási és soros ellenállás csökkentése, valamint a source-drain átütési feszültség növelése.
- AuGe/Au réteg felvitelével ohmos drain és source elektródát hoznak létre. Az érintkezési ellenállás kisebb mint 10^{-6} ohm cm^2 .
- Felvisznek egy SiO_2 filmréteget amely a belső vezető réteget elszigeteli a source-tól.
- Schottkybarri er gate-et hoznak létre Al felvitellel. Ezt követően az Al-gate elektródát a kereszt irányú source elektródától elválasztják.
- A véglegesen elkészített szeletet polírozzák és 100 μm vastagra maratják le a FET termikus ellenállásának csökkentése érdekében.
- Az összeszerelésre ún. földelő lemez módszert (sheet-grounding method) alkalmaznak. Ez a módszer csökkenti a közös source kivezetések induktivitását.

Lényege az, hogy több source-gate-drain réteget hoznak létre egymás mellett és párhuzamosan kapcsolják őket. Ezzel igen nagy eredő gate szélesség érhető el, viszont a be- és kimeneti impedancia nem nő jelentősen. Természetesen ettől eltérő egyéb technológiai kialakításokkal is folynak kísérletek a teljesítmény-frekvencia-hatásfok-erősítés komplex probléma mind jobb megoldására. A jelenleg elért legnagyobb gate szélesség 60 mm, amely 25 W-os tranzisztort eredményez 6 GHz-en. A legjobb hatásfok $54,6\% / (P_{ki} - P_{be}) / (P_{DC}) / 9$ dB erősítés és 10 W kimeneti teljesítmény esetén (Texas I.). A legnagyobb elért frekvencia 30 GHz, 100 mW kimenő teljesítmény mellett [3].

A technológiák általában 0,5–1,4 W/mm teljesítménytűrést biztosítanak a gate szélesség függvényében. A javulást különböző technológiai módszerekkel érik el. Így például igen jó hatású az ún. π -gate kialakítás, ahol egy gate szalagot és több gatet alkalmaznak. A 6. ábrán a kimeneti teljesítmény és hatásfok látható a drain-source feszültség függvényében a gate szélességgel paraméterezve. Jól látható, hogy a gate szélesség kétszeresére növelése közel kétszeres kimeneti teljesítményt, ill. hatásfokot eredményez.

A nagyobb teljesítmények elérésére egyéb, részben technológiai megoldások is születtek. Ilyenek a belső illesztésű FET-ek, és a monolitikus erősítők gyártása. Ezekről részletesebben a későbbiekben lesz szó.

3. Kis szintű (kis zajú) alkalmazások

A kisjelű—kiszajú alkalmazások alapjainak nagyon jó összefoglalását találjuk az [1] irodalomban. Ebben a szerzők megállapítják, hogy 10 GHz-en 3 dB-es zajtényezőt először MESFET tranzisztorokkal értek el és az elméletileg még jobb is lehetne. Megvizsgálták azokat az okokat, amelyek az elméleti érték elérését nem tették lehetővé. Ezek az eszköz technológiájával és belső felépítésével függnek össze.

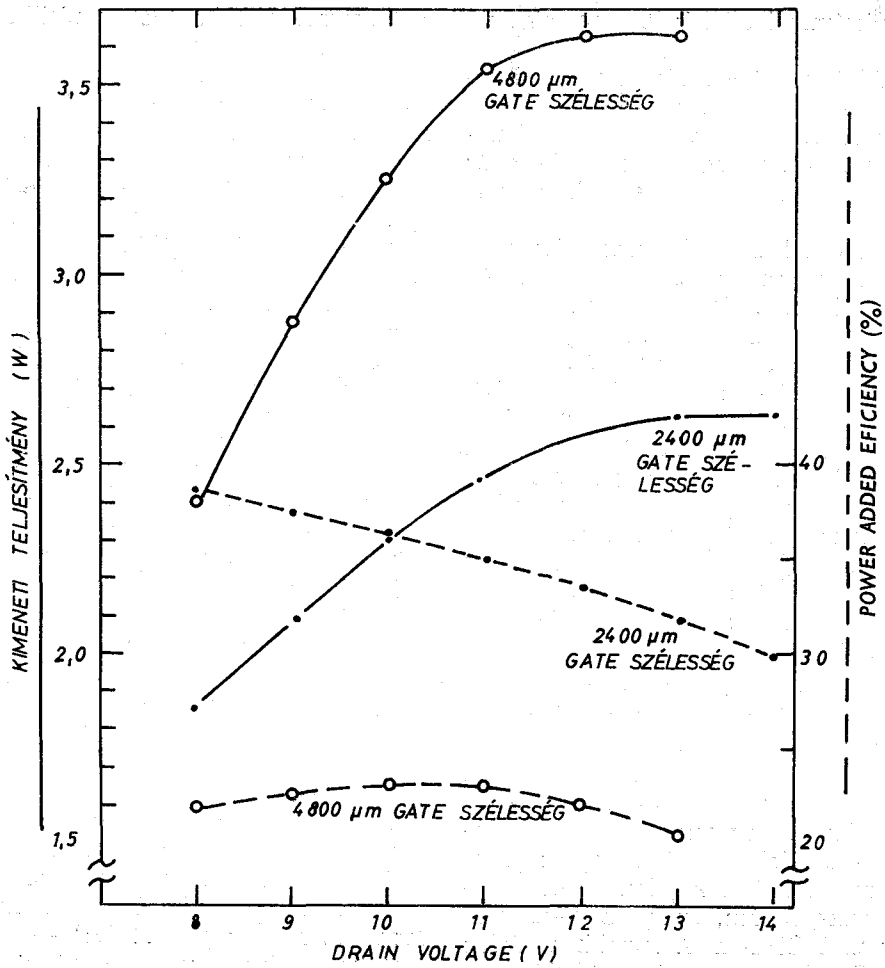
A szerzők által javasolt modellben figyelembe veszik a töltéshordozók mobilitásának változását. Lényegében arról van szó, hogy a mikrohullámú FET tranzisztorokban a gate elektróda mérete miatt a vezető csatornában az alkalmazott feszültségek mellett olyan nagy térerősség lép fel, amely a töltéshordozók sebességének telítését eredményezi. Példaként vegyünk 1 μm távolságot és 3 volt feszültségesést, ekkor a kiadódó 30 kV/cm térerősség körülbelül tízszerese annak az értéknek, amelynél a sebesség telítődése megkezdődik. Itt jegyezzük meg, hogy GaAs anyagnál — ellentétben a Si-mal — a hőmérséklet csökkenésével nem következik be a töltéshordozók mozgékonyosságának csökkenése, ezért a zajtényező javítására igen vonzó lehetőség az áramkör hűtése. A modellből számított diagramok láthatók a 7. ábrán. Ezekből kiderül, hogy a zajtényező javítása a gate hosszúság csökkentésével, valamint a gate és source elektródák kivezető kontaktusellenállásainak csökkentésével lehetséges. Az 1978-as évi IEEE Mikrohullámú Szemináriumon a Cornell Egyetem munkatársai olyan modellt adtak meg, amely egyaránt alkalmas analízisre és számítógépes tervezésre.

Ez a modell kétdimenziós analízist tesz lehetővé, amelyben mind a diffúziós folyamatot, mind a Gunn-tartomány kialakulását figyelembe veszik. A módszer kombinálja az eredeti Schockley elméletet a nagy adalékoltaságú félvezetők Gunn-effektusával. Ennek a publikációnak az eredményei elsősorban a fizikai működés megértése szempontjából jelentősek. Ugyancsak az 1978. évi IEEE Mikrohullámú Szemináriumon ismertettek egy 14 GHz-es kiszajú MESFET erősítőt, amelyet a műholdas távközlésben alkalmaznak. A munka végső célja a lehető legkisebb zajtényezőjű vevő felépítése a 14–14,5 GHz-es sávra. Erre a célra az egyetlen FET-ből álló fokozatok kaszkád kapcsolását találták legalkalmasabbnak.

Ezt a következők indokolják:

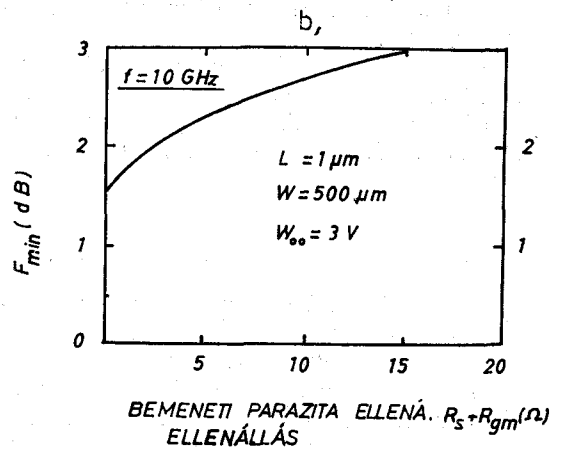
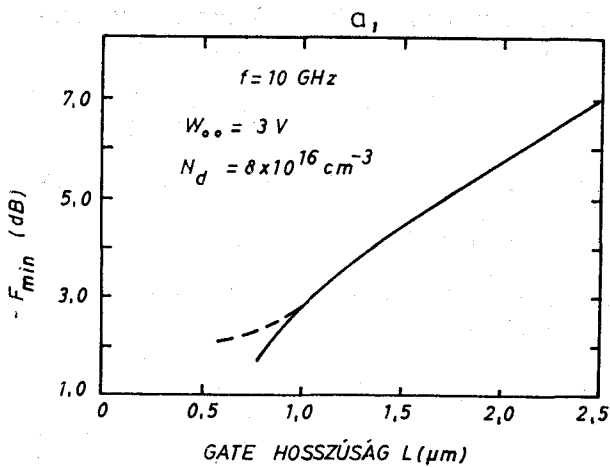
- Egyetlen tranzisztor határozza meg az első fokozat zajtényezőjét, így kiválasztható a legmegfelelőbb példány.
- A bemeneti és kimeneti illesztő áramkör egyszerű ütközési csillapítás mérésével optimalizálható.
- Az ilyen módon felépített fokozatok S paraméterei közvetlenül mérhetők, ami különösen akkor jelentős, ha a számítógépes tervezés által adott eredményeket és a gyakorlati mérési eredményeket akarjuk összehasonlítani.

Ezek a szempontok azért tanulságosak, mert rámutatnak arra, hogy az áramkör felépítése lényeges módon befolyásolhatja a fejlesztő munka hatékonyságát. A munkában alkalmazott FET tranzisztor NEC 388. Háromfokozatú erősítővel 17 dB erősítést értek el a 14–14,5 GHz sávban 3,5 zajtényezővel. Alacsony zajú erősítő tervezésével foglalkozik az [5] irodalom. Az elkészült erősítő széles sávú. 4,5 dB zajtényezővel rendelkezik a 8–12 GHz-es sávban 7 dB erősítés mellett. A bemeneti állóhullámarány 1,6–2 közötti a kimeneti állóhullámarány 1,2–1,7 között változik. Más irodalmi hivatkozásban ugyancsak erre a frekvenciasávra 5,5 dB zajtényezőjű több-



H971-6

6. ábra. Gate szélességgel paraméterezett kimenő teljesítmény és hatásfok



H971-7

7. ábra. A zajtényező függése a gate hosszúságától és a bemeneti parazita ellenállásoktól

fokozatú erősítő ismertetését találjuk. Az erősítés értéke $20 \text{ dB} \pm 1,3$ míg az állóhullámarány a be- és kimeneten egyaránt 2,5-nél nem nagyobb.

Igen jó eredmények érhetők el dual-gate MESFET tranzisztorokkal is. Kétfokozatú dual-gate FET erősítővel a 4–8 GHz-es sávban 20 dB erősítést értek el [6]. Az erősítő $V_{G1} = -1 \text{ V}$, $V_{DS} = 4 \text{ V}$ esetén a $V_{G2} + 1 \text{ V}$ -ről -2 V -ra történő változása közben 60 dB erősítés dinamikával rendelkezett.

Monolitikus kialakítású egyfokozatú dual-gate FET erősítővel a 4,5–8 GHz-es sávban 3,5–5 dB erősítést mértek. Igen jó lehetőség a zajtényező optimalizálására a dual-gate FET erősítő V_{G2} feszültségének változtatása. A 8. ábra diagramjain a zajtényező és erősítésváltozás látható a V_{G1} függvényében V_{G2} paraméter mellett, illetve V_{G2} függvényében [7].

A V_{G2} -vel optimalizált kétfokozatú erősítővel 1,2 dB zajtényezőt és 16,7 dB erősítést értek el 2 GHz-en, míg 12 GHz-en zajtényező 3,2 dB, az erősítés 12,6 dB volt.

Az AEG Telefunken műholdas tv-összeköttetésnél haladóhullámú csöves erősítő meghajtására ugyancsak dual-gate FET tranzisztorokból álló erősítőt használt. Az AGC létrehozásához megspóroltak egy PIN csillapító fokozatot, mivel a bejövő szint változása függvényében az erősítő elemek V_{G2} feszültségeit változtatták. Ezzel kb. 25 dB erősítés dinamikát értek el [8].

A kisszintű alkalmazásoknál meg kell említenünk a FET oszcillátorokat is. Plessey GAT 4 típusú tranzisztorral 50–60 mW teljesítményt értek el a 9–10 GHz-es sávban 20% hatásfok mellett. Gunn-oszcillátorokkal összehasonlítva a vivőtől 1–100 kHz frekvenciátávolságnyra levő sávban 3 dB zaj ja-

vulást mértek. Egyéb mérési eredmények is azt mutatják, hogy a FET oszcillátorok zaja valamivel jobb mint a Gunn-oszcillátoroké és lényegesen kedvezőbb mint az Impatt diódás oszcillátoroké.

Sor került kisszintű FET-eknek egyéb kevésbé fontos de jó eredményeket mutató alkalmazására is.

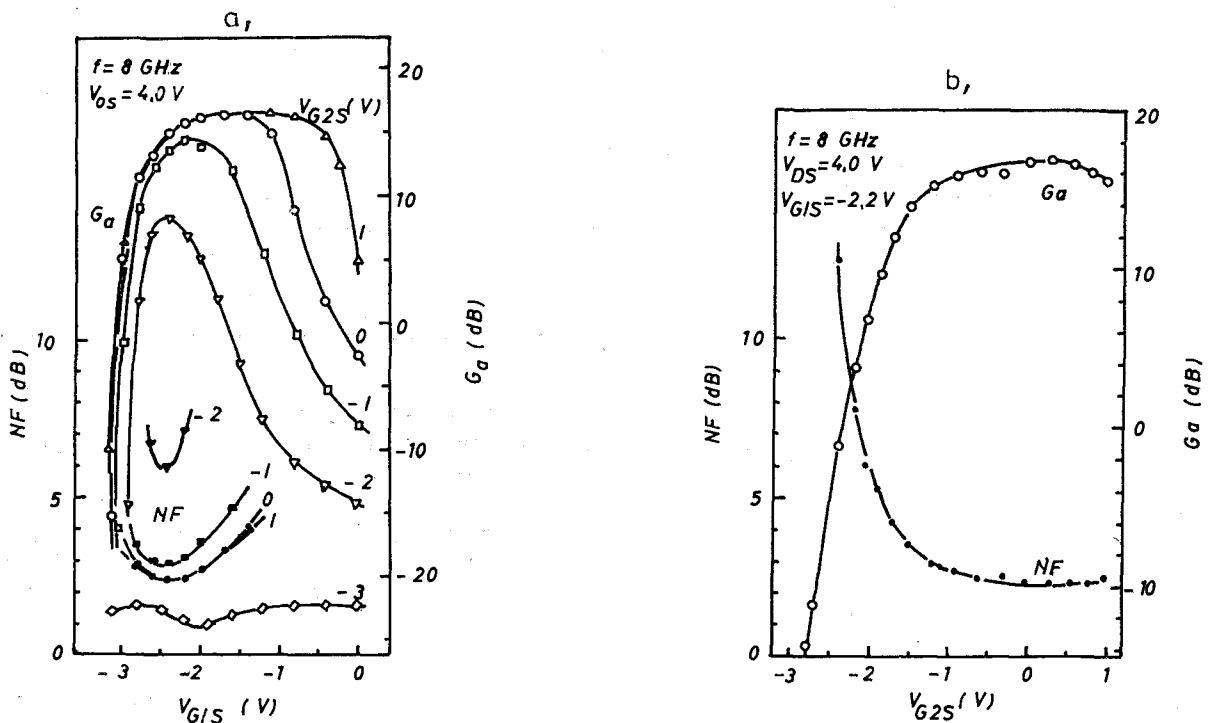
23 GHz-en 6 dB, 27 GHz-en 8 dB zajtényezőjű reflexiós típusú erősítőt készítettek GaAs MESFET segítségével. A reflexiós működés érdekében a gate-source kaput megszüntették. Az erősítő csótápvonalas kivitelben készült.

Dual-gate MESFET-tel jó hatásfokú sokszorozó is építhető. Egy irodalmi adat szerint kétszerező üzemben 8 dB konverziós erősítés érhető el 12 GHz-en, míg háromszorozó üzemben 3 dB erősítés ugyancsak 12 GHz-en.

Megemlítésre érdemes még, hogy GaAs FET tranzisztorokkal ma már igen nagy frekvenciájú digitális integrált áramköröket is felépítenek. Egy 1981-es adat szerint 4,1 GHz határfrekvenciájú NAND kaput készítettek.

4. Nagy szintű alkalmazások

Mint azt a technológiai fejezetben ismertettem nagyteljesítményű FET-eket nagyfrekvencián igen nagy gate szélesség mellett lehet megvalósítani. A nagy gate szélességet egyéb — már ismertetett — okok miatt több néhány száz μm szélességű gate cella összekapcsolásával érik el. Leginkább egy kereszt-szövésű (cross-gate) technikát alkalmaznak (lásd: 5. ábra). Ilyen technológiával a Fujitsu cég 26 mm gate szélességű tranzisztort is gyárt katonai célra [9].



[H971-8]

8. ábra. A zajtényező függése a V_{G1} és V_{G2} -től

Ezen tranzisztorok jellemző helyettesítő képe látható a 9. ábrán.

A helyettesítő kép alapján felírható az erősítés (max. available gain) értéke:

$$f_T \approx \frac{g_m}{2\pi C_{gs}}$$

$$MAG = \left(\frac{f_T}{f}\right)^2 \cdot \frac{1}{4g_{ds}(R_g + R_i + R_s + \pi f_r L_s) + 4\pi f_T C_{dg}(2R_g + R_i + R_s + 2\pi f_r L_s)}$$

f a működési frekvencia, g_{ds} a drain vezeték. Az összefüggés szerint az erősítés 6 dB/oktáv meredekséggel csökken és valamennyi helyettesítőképp elem — a meredekség kivételével — fordított arányban áll az erősítéssel. A kimeneti teljesítmény a frekvencia négyzetével fordítottan arányos. Ez látható a 10. ábrán a legjobb teljesítmény-gate szélesség arányokkal együtt.

Egy fokozatú erősítők esetében igen nagy sáv-szélességek valósíthatók meg. 1 W kimenő teljesítmény mellett a 7–13 GHz-es sávban 5 ± 1 dB erősítést értek el 22% hatásfokkal.

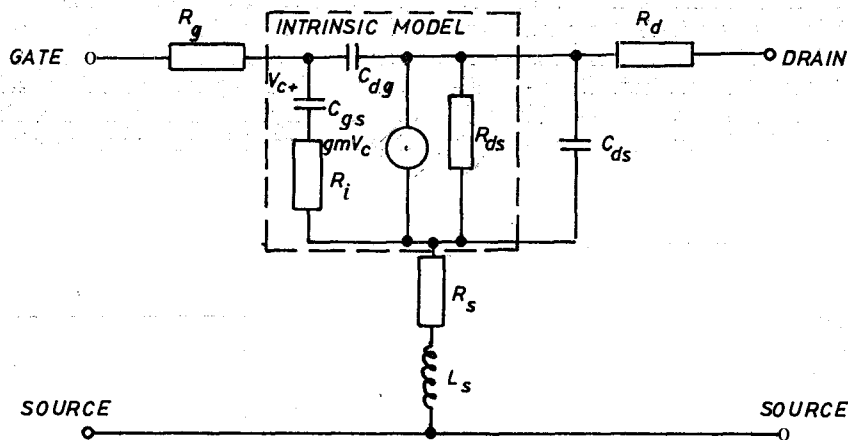
Több fokozatú erősítőkkel nagy teljesítményerősítés és kimeneti teljesítmény érhető el szolidabb sáv-szélesség mellett. Egy 6 fokozatú erősítővel 42 ± 1 dB erősítés mellett 8 W kimenő teljesítményt értek el 6,25–7,75 GHz-es sávban. Az erősítő kimeneti fokozata 4-utas teljesítményösszegző (combiner) kapcsolásban adta le ezt az igen nagy teljesítményt.

Ultraszélessávú erősítők készítésére is sor került. 600 μm gate szélességű eszközzel 300 mW kimeneti teljesítményt produkáltak a 2–18 GHz-es sávban. A teljes sávban az erősítés 4 ± 1 dB volt. 3 dB-es hibrid segítségével kiegyenlített erősítővel 1 W teljesítményt állítottak elő a 2–18 GHz-es sávban a Texas cég fejlesztői.

Nagyteljesítményű FET oszcillátorok vonatkozásában sikerült 100 mW kimeneti teljesítményt produkálni 26,6 GHz-en és 160 mW-ot 12 GHz-en.

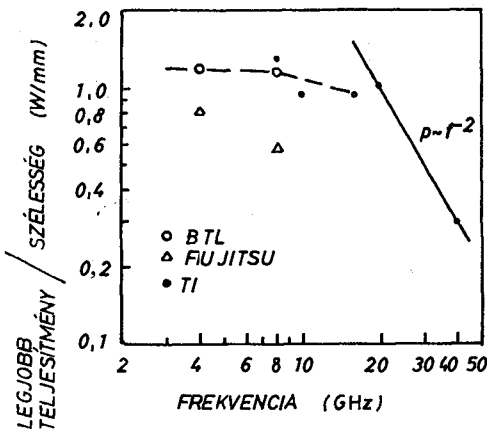
Az előzőekben említett adatok az addigi legjobb eredményeket mutatták, de kevésbé utaltak az alkalmazott gyártási megoldásokra. A továbbiakban néhány jellemző technológiai-gyártási megoldással készült erősítőkkel elért eredményeket ismertetek:

9–10 GHz-es sávú erősítőt ismertet egy közlemény [10]. Teljesítményösszegzők segítségével 5 W kimeneti teljesítményt értek el 41 dB erősítés mellett. A hatásfok 8,3%, az intercept point 46,8 dBm, az



H971-9

9. ábra. „Cross-gate” struktúrájú FET tranzisztor helyettesítő képe



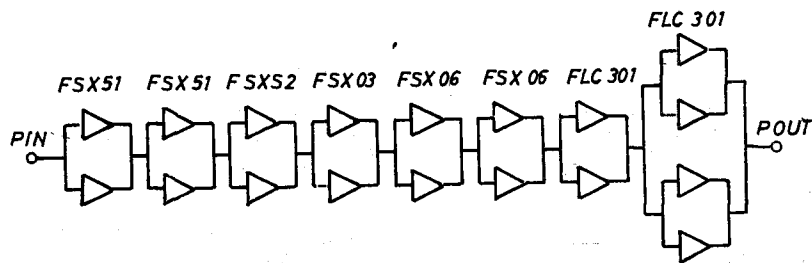
H971-10

AM–PM konverzió pedig $1,6$ °/dB volt. A 11. ábrán az erősítő felépítése látható. A 12. ábrán a kimeneti fokozat teljesítményosztója (combiner) látható a veszteségekkel együtt.

A teljes összegzési veszteség 1,3 dB. Az ábrán látható, hogy egy 3 dB-es hibrid 0,2 dB veszteséget, az összekötő vonal ugyancsak 0,2 dB veszteséget jelent. Itt az összekötő vonal hossza 18 mm volt. A fázis differencia miatti veszteség az összegzőknél 0,05 dB.

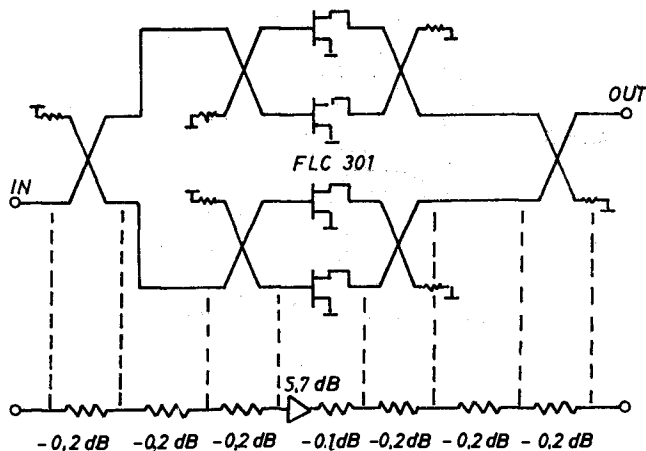
Külön kell beszélnünk a belső illesztésű FET-ekkel készült erősítőkről. Ezeket elsősorban K és K_u sáv-

10. ábra. Kimeneti teljesítmény—frekvencia kapcsolat



H971-11

11. ábra. 41 dB erősítésű 5 W-os erősítő felépítése



H971-12

12. ábra. A végfokozat bemeneti és kimeneti teljesítményosztója

ban célszerű használni, ahol a teljesítmény FET-ek chip szélessége összemérhetővé válik az elosztott paraméterű illesztő hálózatban terjedő jel hullámhosszával [11]. Ugyanakkor a széles gate miatt a bemeneti impedancia igen kis értékű. Ezért a különböző parazita reaktanciák kiegyenlítése a FET-hez kapcsolódó külső illesztéssel nehezzé válik. A széles sávú realizálás tehát nem megoldható. A probléma kisszintű alacsony zajú eszközök esetében nem jelentkezik, mivel a bemeneti impedancia nem csökken le olyan mértékben, mint a nagy gate szélességű teljesítmény FET-eknél.

A probléma megoldható koncentrált illesztő elemek használatával. Mivel ezek az elemek igen kis méretűek, célszerű azokat a tranzisztoron belül megvalósítani. Egy vizsgált belső illesztett FET esetben a chipen belül 4 gate cella kapcsolódik párhuzamosan [12]. Egy cella tipikus telítési árama 200–220 mA. A teljes gate szélesség 3 mm. A belső illesztésű FET helyettesítő képe a 13. ábrán látható.

A bemeneten koncentrált soros induktivitás és párhuzamos kapacitás illeszt. Az induktivitás 10–30 μm átmérőjű aranyzárból készült. A kapacitás 0,1 mm vastag kerámia substráton helyezkedik el. Relatív dielektromos állandója 39. A további illesztést egy $\lambda/4$ hosszú vonal biztosítja. Egy kisebb frekvenciás eszköznél (14 GHz-en) a $\lambda/4$ hosszú vonalat

elhagyták. A kimeneti illesztő hálózatot elosztott paraméterű elemekkel valósították meg 0,25 mm vastag kerámián. Az eszközzel (NE 8698) 1,25 W kimeneti teljesítményt értek el a 17,7–18,5 GHz-es sávban $3 \pm 0,5$ dB erősítés és 12,5% hatásfok mellett.

Egy másik alkalmazásban két chip együttes belső illesztésére került sor. Egy chip szélessége 3 mm volt. Az illesztő hálózat azonos a 14. ábrán láthatóval, azzal a különbséggel, hogy $\lambda/4$ -es illesztő vonalat nem használtak. Az eszközt 11 és 12 GHz-re illesztették. A kimeneti teljesítmény frekvencia karakterisztika a 14. ábrán látható.

Mint az ábráról leolvasható pl. 11 GHz-en 2 chipes eszközzel kb. 2 W kimeneti teljesítményt mértek 4 dB erősítés mellett. Készítettek 4 chipes belső illesztésű eszközt is, amelynél a teljes gate szélesség 12 mm volt. Itt a kimeneti teljesítmény 11 GHz-en 4 W 3,4 dB erősítés mellett.

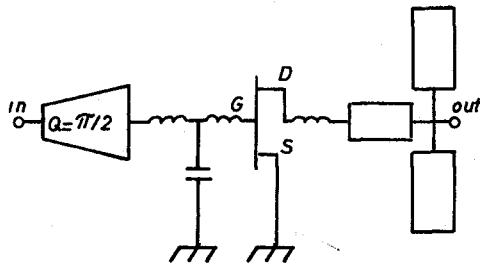
Ismét másik cikk [13] 10 W-os belső illesztésű GaAs teljesítmény tranzisztort ismertet. Az erősítés 3 dB a 9,5–10,3 GHz-es sávban, a hatásfok pedig 14%. Az eszköz a következő felépítésű: négy chipet tartalmaz mindegyik chip három cellából épül fel és minden cella tizenként gate-ujjal rendelkezik. egy ujj szélessége 200 μm , hosszúsága 1 μm . Így összesen 28,8 mm széles a gate. A bemeneten három soros induktivitásból és két párhuzamos kapacitásból álló létrakapcsolás biztosítja az illesztést, míg a kimeneten két soros induktivitás és két párhuzamos kapacitásból épül fel az illesztőhálózat.

Tanulságos a 15. ábra ahol Smith diagramon látható, hogy a gate szélesség növelése hogyan csökkenti a FET eszköz bemeneti és kimeneti impedanciáját. Ez indokolja, hogy már a C sávban is célszerű belső illesztésű nagy teljesítményű FET-eket készíteni.

Két chip-et tartalmazó 11 200 μm teljes gate hosszúságú eszközzel 2,5 W kimeneti teljesítményt értek el a 4,2–7,2 GHz-es sávban 5,5 dB erősítés mellett a [25] irodalmi hivatkozás szerint.

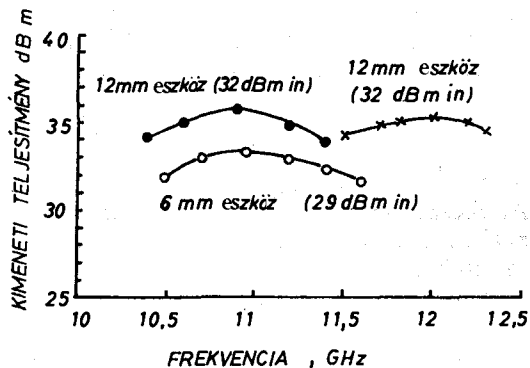
Összefoglalva elmondhatjuk, hogy nagy sáv szélességet, valamint nagy kimeneti teljesítményt együttesen belső illesztésű eszközzel lehet elérni. Tehát a gyártó cégeknek tulajdonképpen hibrid áramköröket kell előállítaniuk igen kis méretben és az eszköztervezés során valójában áramkörtervezést is kell végezniük.

A belső illesztésű FET-ek mellett igen jelentős fejlődés tapasztalható a monolitikus teljesítményerősítők terén is, elsősorban az X sávban.



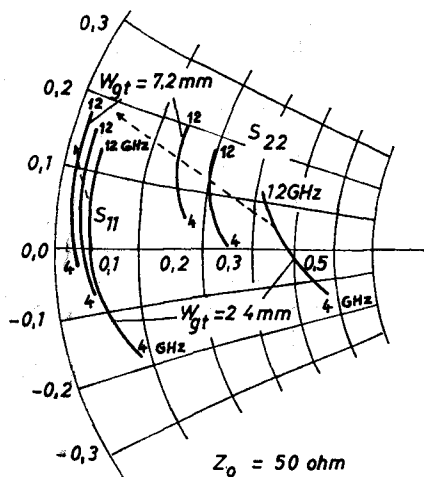
H971-13

13. ábra. Belső illesztésű FET helyettesítő képe



H971-14

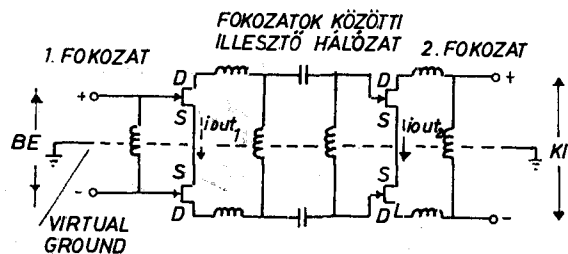
14. ábra. Belső illesztésű FET-tel készült erősítő $P_{kt}(f)$ karakterisztikája



H971-15

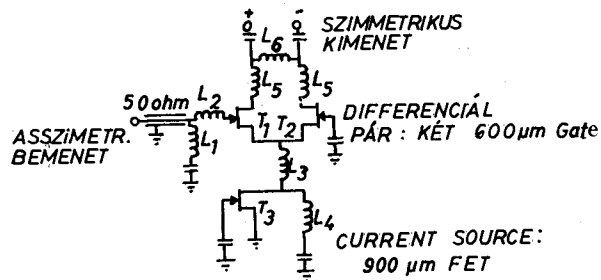
15. ábra. Az S_{11} és S_{22} paraméter a gate szélesség függvényében

Ma már rendelkezésre állnak megfelelő anyagok és fejlett technológia az illesztő hálózatok kialakítására egy hibrid áramkörön belül. Lehetővé válik több fokozatú erősítők elkészítése igen kis méretekben. Csökken ezzel az áramkör súlya és nagy sorozatú gyártás esetén a költségek sem haladják meg a hagyományos FET erősítők gyártási költségeit. Több cikk ismertet monolitikus erősítőket. Egy kétfokozatú



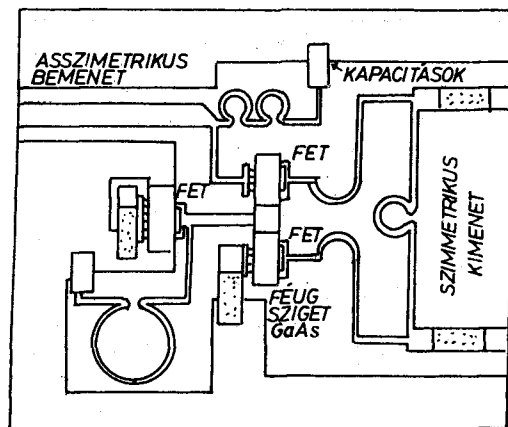
H971-16

16. ábra. Kétfokozatú ellenütemű erősítő kapcsolási rajza



MINDEN KAPACITÁS DC LEVÁLASZTÓ ≈ 10 pF

Q,



CHIP. MÉRETEK 2 mm x 2,4 mm

b,

H971-17

17. ábra. Differenciál erősítő kapcsolási rajza és geometriája

ellenütemű erősítő kapcsolási rajza látható a 16. ábrán.

A bemeneti fokozat két 600 μ m gate szélességű tranzisztort tartalmaz. A soros induktivitások és kapacitások monolitikusan integráltak az alaplapon, míg a sönt induktivitások 25 μ m vastag arany-szállból készültek. A kimeneti fokozat két 1200 μ m gate szélességű tranzisztorttal épül fel. Az erősítő 1,4 W

kimeneti teljesítménnyel rendelkezik 12,4 dB erősítés mellett a 8,5–9,5 GHz-es sávban. Egy monolitikus kialakítású differenciális erősítő kapcsolási rajza, valamint az erősítő geometriája látható a 17. ábrán.

Két 600 μm gate szélességű tranzisztor differenciális erősítőként kapcsolódik egymáshoz. Az egyik gatet leföldelték RF szempontból. Így a másik bemeneti impedancia kétszerese a 600 μm gate szélességű FET-ének. Ez előnyös a bemeneti illesztés vonatkozásában. Az áramgenerátor funkciót betöltő harmadik tranzisztor gate szélessége 900 μm . Az L_4 induktivitás párhuzamos rezgőkört képez a drain-source kapacitással és nagy impedanciát biztosít a differenciális erősítő számára. Az elkészült erősítő 8,2 GHz-e 6 dB-t erősített. Kimeneti teljesítménye 100 mW volt. Az áramkör elsősorban az aktív kiegyenlítés alkalmazásának lehetőségét mutatja.

Monolitikus erősítőket ismertet a [15] irodalom is. Az egyik három a másik négy láncba kapcsolt FET-et tartalmaz. A négyfokozatú erősítő 800 mW kimenő teljesítményt produkált 32 dB erősítés mellett 8,7 GHz-en.

A további ismertetés helyett többet mond az alábbi táblázat, amely összefoglalja az 1981 márciusáig publikált legérdekesebb monolitikus teljesítményerősítők főbb adatait [15].

Monolitikus teljesítményerősítők adatai

Típus	Adatok	Chip méret (mm)	Gyártó
Egyfokozatú	9,5 GHz, 0,5 W 4 dB	5 × 6,25	Baytheon
Egyfokozatú 4 utas összegzés	9,5 GHz, 2 W, 4 dB	4,75 × 6,13	Raytheon
Kétfokozatú ellenütemű	9 GHz, 1,4 W 12,3 dB	2 × 2	TI
Egyfokozatú	8,2 GHz, 0,1 W, 5 dB	2 × 2	TI
Három- fokozatú	9,2 GHz, 0,4 W, 23 dB	1 × 4	TI
Négyfokozatú	8,9 GHz, 1 W 27 dB	1 × 4	TI
Kétfokozatú	5,5–11 GHz, 0,6 W, 6 dB	2 × 5	Westinghouse
Három- fokozatú	2–7 GHz, CG—CS—CD, 8 dB	—	Rockwell

Az adatok alapján elmondható, hogy a monolitikus erősítők gyártása is — a belső illesztésű FET-ekhez hasonlóan — a jövőbe előtérben fog kerülni és várható, hogy nemsokára több cég ajánlatában is szerepelni fog. Jelenleg ilyen erősítőket csak egy-két cég forgalmaz ipari alkalmazásra.

Két érdekes alkalmazástechnikai eredménnyel szeretném zárni a nagyszintű alkalmazásokról szóló ismertetést.

A Fujitsu cég munkatársai 7 GHz-es FM adó működését ismertették. A rendszer alkalmas 960 telefoncsatornának megfelelő sáv szélességű információ átvitelére. Hőmérséklet kompenzált diszkriminátorral biztosították az $5 \cdot 10^{-5}$ -es frekvenciastabilitást.

Az áramkör két fő része: a modulátor és a teljesítményerősítő. A modulátor nagyfrekvenciás cszcillátora földel drain elektródájú FET tranzisztorból áll, amelynek gate elektródája nagy jóságú rezoná-

torhoz csatlakozik. Ennek a rezonátornak egyben az is a szerepe, hogy kis szinten tartsa az FM zajt. Az üregrezonátor melléküregében helyezkedik el a moduláció létrehozó dióda. A rezonátornak a gate elektródához és a moduláló diódához való csatlakozása változtatható.

A modulátor kimenőszintje 22 dBm, a teljesítményerősítőé 30,5 dBm. A modulátor meredeksége 4,5 MHz/V. Az intermodulációs torzítást a modulátor üregrendszer beállításával optimalizálták.

Érdekes alkalmazás a pulzus modulált FET üzem, amely a CW üzemmél nagyobb kimenő teljesítményt eredményez. Természetesen ma már pulzus amplitúdó modulált rendszereket hírközlési célra nemigen készítenek, de speciális rendszereknél (pl. zavaró adók, műszerek) alkalmazható.

A nagyfrekvenciás FET-et kétféleképpen lehet kapcsolgatni; vagy a gate feszültséget, vagy a drain-source feszültséget. A gate feszültség kapcsolgatásával 20 dB kimeneti jelváltozás érhető el, miközben a gate feszültség egy és kb. hét volt között változik. A kapcsolási sebesség kevesebb mint 15 ns.

Pulzálts üzemben a drain-source feszültség jelentősen megnövelhető, szemben a CW üzemmel. Bár a kimenő teljesítmény ilyen esetben nem nő lényegesen az erősítés növekszik mintegy 1,5 dB-lel, ha a drain-source feszültséget kétszeresére növeljük. Ha a drain-source feszültséget kapcsolgatjuk a maximális kimeneti teljesítmény kb. 3 dB-t növelhető. Itt figyelembe kell venni, hogy a drain áram néhány amper is lehet és ezért a kapcsolási sebességet nem lehet túlzottan megnövelni. A drain áram felfutása kb. 50 ns, míg a lefutása 120 ns időt vesz igénybe.

A drain-source feszültség kapcsolásával MSC 88 010 tranzisztorral — ahol a gate szélesség 6 mm — 8 GHz-en a kimeneti teljesítményt 3,1 W-ra lehetett növelni, szemben a CW üzemi 2,2 W-tal. Ez esetben a drain-source feszültség 9 V volt, 14 V drain-source feszültség esetén további 1,7 dB-es javulást lehetett elérni és a kimenő teljesítmény 4,6 W-ra növekedett.

I R O D A L O M

- [1] Pucel, R. A., Massé, D. J., Krumm, C. F.: Noise Performance of Gallium Arsenide Field-Effect Transistors. (IEEE of STC. 1976 April.)
- [2] Cooke, H. F.: Microwave Field Effect Transistors in 1978. (Microwave Journal 1978. April.)
- [3] Tserng, H. Q.: Advances in Microwave GaAs Power FET Device and Circuit Technologies (11th European Microwave Conf. 1981.)
- [4] Fujitsu Technical Note (I.) Reliability data and failure modes of Fujitsu GaAs Power FETs. (Issue No. FG-002.)
- [5] Tucker, R. S.: Low-Noise Design of Microwave Transistor Amplifiers (IEEE Trans. on MTT. 1975. Aug.)
- [6] Goel, I., Volkstein, H.: A 4–8 GHz Dual-Gate MESFET Amplifier (Electronics Letters 1978. March.)
- [7] Furutska, T., Ogawa, M., Kawamura, N.: GaAs Dual-Gate MESFETs. (IEEE Trans. On. ED. 1978. June.)
- [8] Ohm, G., Czech, J.: Dual-gate GaAs FETs for microwave variable-gain amplifiers (Electronics Industry 1980. March.)
- [9] Dilonzo, J. V., Wisemann, W.: GaAs Power MESFET's, Design, Fabrication, and Performance. (IEEE Trans on MTT. 1979. May.)

- [10] Fukuden, N., Fshiyama, N., Arai, Y.: A 9—10 GHz 5 Watt GaAs FET Amplifier (11th European Microwave Conference 1981.)
- [11] Sone, J., Takayama, Y.: K-Band High-Power GaAs FET Amplifiers (IEEE Trans. on MTT. 1981. April.)
- [12] Sone, J., Takayama, Y.: Ku- and K-Band Internally Matched High-Power GaAs FET Amplifiers. (Electronics Letters 1979. August.)
- [13] Mitsui, Y. and *at al.*: 10 GHz 10 W Internally Matched Flip-Chip GaAs Power FETs. (IEEE Trans. on MTT. 1981. April.)
- [14] Honjó, K., Takayama, Y., Higashisaka, A.: Brod-Band Internal Matching of Microwave Power GaAs MESFET's (IEEE Trans. on MTT. 1979. Jan.)
- [15] Tserng, H., Sokolov, V.: Monolithic Microwave GaAs Power FET Amplifier (Microwave Journal 1981. March.)