

Mikrohullámú integrált áramkörök

ETO 621.3.029.6—111;621.372.621;621.373.51

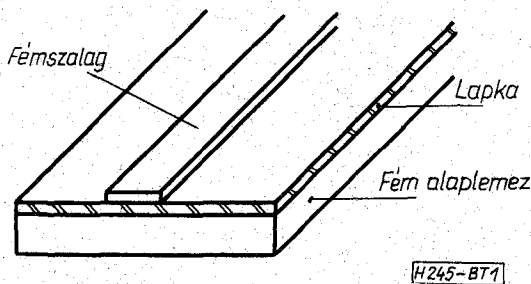
Az integrált áramkörök alkalmazásával a berendezések méretei számottevően csökkenthetők, és a megbízhatóságuk növelhető. Ezek az előnyök a mikrohullámú frekvenciatartományban is jelentkeznek. Problémát okoz itt azonban, hogy a méretcsökkentéssel a csillapítás növekedése jár együtt.

A csillapításnövekedés elsősorban a nagy szelektivitású áramköröknél jelentős. Ezért az integrált áramkörös berendezésekben a nagy szelektivitású mikrohullámú fokozatokat csőtápvonalban vagy koaxiális tápvonalban alakítjuk ki, míg a kisebb szelektivitású fokozatokat szalagtápvonalas vagy mikroszalag-tápvonalas kivitelben készítjük.

Ebben a cikkben először a mikroszalag-tápvonalak tulajdonságaival foglalkozunk, majd áttekintést adunk kísérleti áramköreinkről és technológiai eljárásainkról. A továbbiakban a kidolgozott Gunn-oszcillátorok, vevőkeverők, sáváteresztő szűrők, YIG-szűrők, ferrites cirkulátorok és izolátorok, illesztett lezárók és szélessávú iránycsatolók kerülnek részletes ismertetésre. Az elért eredmények szerint a mikrohullámú integrált áramkörök a berendezésekben jól alkalmazhatók.

A mikroszalag-tápvonalak tulajdonságai

A mikroszalag-tápvonalakat nagy dielektromos tényezőjű lapkán, vékonyréteg-technika segítségével alakítjuk ki. A mikroszalag-tápvonal vázlatos rajza az 1. ábrán látható. Az egyik vezetőt a fémes alaplemez, a másik vezetőt a lapkára felvitt fémszalag képezi [1].



1. ábra. Mikroszalag-tápvonal vázlatos rajza

A lapka dielektromos tényezőjének lehetőleg nagy-nak kell lennie, hogy a hullámhossz jelentősen rövidüljön, és ezáltal az áramkör méretei számottevően csökkenjenek. A lapkák anyaga alumíniumoxid-kerámia vagy gránát struktúrájú ferrit. A kerámia lapkákat a Híradástechnikai Ipari Kutatóintézetben, a gránát lapkákat a Távközlési Kutatóintézetben dolgozták ki. A kerámia lapka relatív dielektromos

tényezője 10, amelynek szórása $\pm 2\%$, veszteségi tényezője pedig $5 \cdot 10^{-4}$. A gránát lapka relatív dielektromos tényezője 15. Ennek szórása szintén $\pm 2\%$, veszteségi tényezője pedig 10^{-3} körül van.

A lapkákat csiszoljuk, majd polírozzuk. A lapkák végső vastagsága $0,8 \text{ mm} \pm 2\%$. Nagy gondot kell fordítani a lapka vastagsági méretének pontos betartására, mivel ez befolyásolja a tápvonal hullámellenállását és elektromos hosszát. Ugyanezekre a jellemzőkre a dielektromos tényezőnek és a szalag méreteinek a szórása is hatással van. A hullámellenállás változása elsősorban az illesztésnél okoz nehézséget, míg az elektromos hossz változása a kihangolást nehezíti meg.

A dielektrikum csak részben tölti ki a mikroszalag-tápvonal terét. A számítások egyszerűsítése érdekében ezért egyenértékű dielektromos tényezőt határozzunk meg. Az egyenértékű dielektromos tényező ismeretében a mikroszalag-tápvonal elektromos jellemzői a dielektrikummal teljesen kitöltött szalagtápvonalakra érvényes összefüggések segítségével kiszámíthatók.

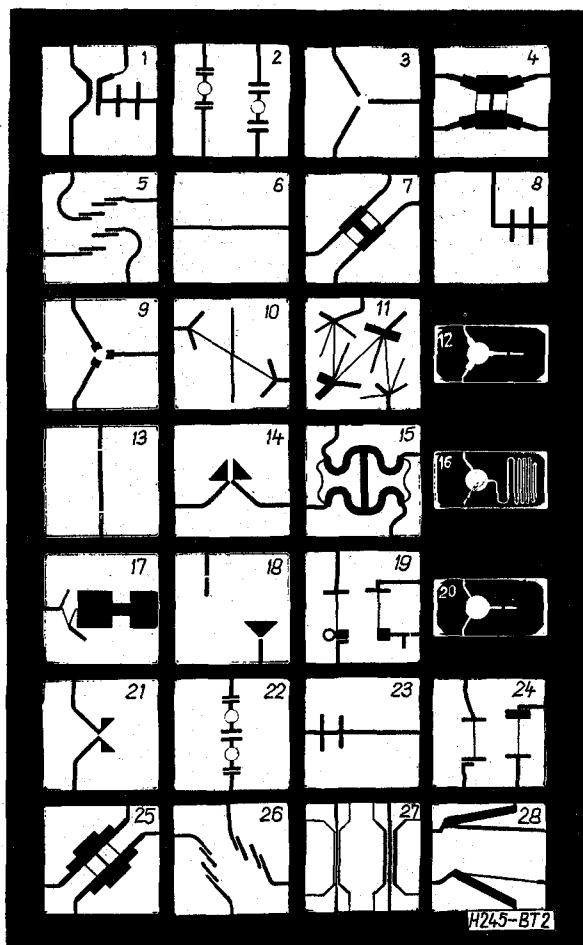
A mikrohullámú integrált áramkörök tervezésénél nehézséget okoz, hogy a gyakorlatban megvalósítható mikroszalag-tápvonalak hullámellenállása csak szűk tartományban mozoghat. Ugyanis a nagy hullámellenállású mikroszalag-tápvonalak elektromos jellemzői nagymértékben függenek a geometriai méretektől, és a tápvonalak csillapítása is jelentős. Ezért 100 ohmnál nagyobb hullámellenállású tápvonalak alkalmazását kerülnünk kell. Kis hullámellenállás esetén viszont a szalag szélességi méretei összemérhetőkké válnak a hullámhosszal, ami a magasabb tápvonal módusok megjelenésével jár együtt. Ezért 20 ohmnál kisebb hullámellenállású mikroszalag-tápvonalakat lehetőleg nem alkalmazunk.

A mikrohullámú integrált áramkörökben jelentős veszteséget okoznak a mikroszalag-tápvonalak, ezért ezek csillapításának a csökkentése fontos kérdés. A mikroszalag-tápvonalak csillapítását főleg a vezető felületek simasága határozza meg. Mivel ezek a lapka felületi simaságától függenek, a lapkát igen finoman kell polírozni. Megfelelő polírozással 1 mikronnál kisebb felületi érdességet érünk el. Az ilyen kerámia lapkán kialakított 50 ohmos mikroszalag-tápvonal csillapítása méréseink szerint $0,1 - 0,2 \text{ dB}$ között van hullámhosszanként, ami kedvező érték. A méréseket átmenő típusú félhullámú rezonátorokon (2. ábra 13. lapkája) és egyenes tápvonalakon (2. ábra 6. lapkája) végeztük [3].

Kísérleti áramkörök áttekintése

A 2. ábrán összeállítás látható főbb kísérleti áramköreinkről. Ezek áttekintését a számozás sorrendjében végezzük. Az ábra a kerámiára felvitt vékonyré-

teg-áramköröket mutatja a doboz és a csatlakozók nélkül. Hiányoznak az ábráról a mikroszalag-tápvonalakhoz csatlakozó félvezetők és morzsa alkatrészek. A fehér alapszínű lapkák anyaga alumíniumoxid-kerámia, mérete $25 \times 25 \times 0,8$ mm. A fekete alapszínű lapkák anyaga gránát struktúrájú ferrit, mérete $12,5 \times 25 \times 0,8$ mm.



2. ábra. Kísérleti áramkörök

Az 1. lapkán vevőkeverő diódaáramköre van elhelyezve középen szintfigyelésre szolgáló iránycsatolóval, jobb oldalt pedig aluláteresztő szűrővel. Az utóbbi megakadályozza a mikrohullámú jel kijutását a középfrekvenciás erősítőbe.

A 2. lapkán két különálló átmenő típusú rezonátor látható eltérő paraméterekkel. A csatolt vonalak a ki- és a becsatolást biztosítják.

A 3. lapka egyszerű kivitelű cirkulátorhoz készült. Középre, a vonalak közé, ferrittárcsa kerül.

A 4. lapkán szélessávú iránycsatoló szerepel. A fővonal három csatoló vonallal van a mellékvonallal összekötve. A fő- és mellékvonalon kialakított impedancia-transzformátorok biztosítják, hogy a csatoló tápvonalak szélessége megvalósítható méretű legyen.

Az 5. lapkán csatolt tápvonalakból kialakított két független sáváteresztő szűrő látható eltérő paraméterekkel. A sávszűrők három-rezonátorosak.

A 6. lapkán 50 ohmos egyenes tápvonal van.

A 7. lapkán hibrid látható. A három csatoló tápvonal nagy sáv szélesség elérését biztosítja.

A 8. lapkán egyszerű diódaáramkör van, mely aluláteresztő szűrőt tartalmaz.

A 9. lapka cirkulátorhoz készült. A vonalak közé kerül a ferrittárcsa. A rövid széles vonalak illesztés célját szolgálják.

A 10. lapkán a végén szakadással lezárt leágazó tápvonalakkal kialakított aluláteresztő szűrő látható. A fővonal egyik szakasza igen vékony, vagyis nagy hullámellenállású.

A 11. lapka a 10. lapkánál lényegesen bonyolultabb aluláteresztő szűrőt tartalmaz.

A 12. lapkán ferrites cirkulátorból kialakított izolátor látható. A cirkulátor sáv szélességét impedancia-transzformátoros illesztés növeli. A cirkulátor harmadik kapuját morzsaellenállás zárja le.

A 13. lapkán átmenő típusú félhullámú rezonátor van. A tápvonal két megszakítása képezi a rezonátor be-, illetve kicsatolását.

A 14. lapkán YIG rezonátor áramköre látható. A YIG gömböt a lapka közepére, a két merőleges tápvonal közé kell helyezni.

A 15. lapkán hibrid látható. A fő- és a mellékvonal között három csatoló vonal van. A vonalak görbületei azt a célt szolgálják, hogy az áramkör a lapkán elférjen.

A 16. lapka ferrites cirkulátorból kialakított izolátor. Itt a 12. lapkától eltérően a cirkulátor harmadik kapuját hosszú tápvonal zárja le.

A 17. lapkán impedancia-transzformáló és illesztő-áramkör szerepel.

A 18. lapkán kétféle illesztett lezárás látható.

A 19. lapkán Gunn-diódás oszcillátor áramkörének két változata szerepel. A dióda a legszélesebb vonalakhoz csatlakozik. Az egyenáramot a vékony vonalak vezetik a diódához megfelelő elválasztással.

A 20. lapkán keskenysávú cirkulátorból kialakított izolátor látható.

A 21. lapkán a 14. lapkához hasonló YIG-rezonátor van eltérő paraméterekkel.

A 22. lapka kétrezonátoros sáváteresztő szűrőt tartalmaz. A rezonátorok a 2. lapkán levőkhöz hasonlóak.

A 23. lapkán a 8. lapkától kissé eltérő megoldás, egyszerű diódaáramkör szerepel.

A 24. lapka két Gunn-diódás oszcillátor-áramkör tartalmaz a 19. lapkától eltérő megoldásban.

A 25. lapkán a 4. lapkától kissé eltérő megoldású szélessávú iránycsatoló látható.

A 26. lapka az 5. lapkához hasonlóan csatolt tápvonalakból kialakított két független sáváteresztő szűrőt tartalmaz eltérő paraméterekkel.

A 27. lapka csatolt tápvonalas iránycsatoló kísérletekhez készült.

A 28. lapkán illesztő áramkör két változata szerepel.

Technológiai eljárások

A megtervezett áramkörökről rubylith fólián tízszeres nagyítású, $\pm 25 \mu\text{m}$ pontosságú rajzot készítenk precíziós rajzgép segítségével. Ezt a rajzot tízszeres kicsinyítéssel lefényképezve olyan fotomaszkot nyerünk, amely az áramkört eredeti méreteiben, de

már $\pm 2,5 \mu\text{m}$ pontossággal ábrázolja. A fotomaszk-ról változatlan méretű krómmaszkot készítünk. A krómmaszk előnye a fotomaszkkal szemben, hogy mechanikailag stabilabb és ellenállóbb.

Hordozóként kerámia vagy gránát lapkát használunk. Több lépcsős kémiai tisztítás után a lapka egyik oldalát vákuum-párolgatásos vagy katódporlasztásos eljárással vékony fémréteggel vonjuk be. A réteg vastagsága $1 \mu\text{m}$ körül van, anyaga pedig elektromosan jó vezető (például réz vagy ezüst). A vezető réteget rendszerint nem közvetlenül visszük fel a hordozóra, mivel tapadása nem kielégítő. Ezért a hordozót először igen vékony rétegben valamilyen jól tapadó anyaggal vonjuk be, és erre kerül a vezető vékonyréteg.

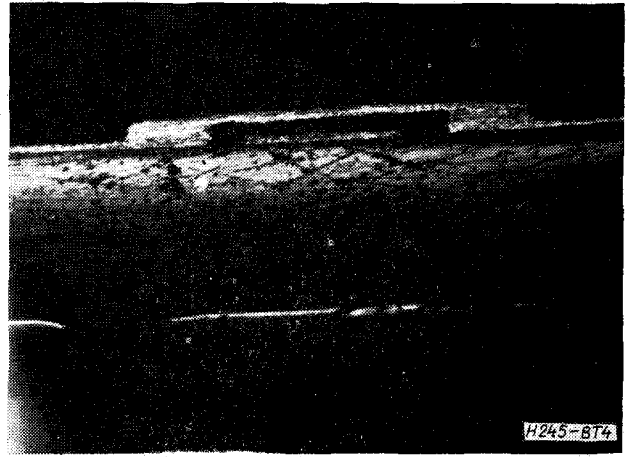
A fémezett lapkára, centrifuga segítségével, ultraibolya fényre érzékeny fotolakkot hordunk fel, amit az áramkör rajzának megfelelő maszkon keresztül megvilágítunk. Az ultraibolyafény hatására polimerizálódó fotolakk jól ellenáll a maratószernek, míg a meg nem világított felületekről a fotolakk leoldható.

A mikrosztrip áramkört ezután kétféle eljárással alakítjuk ki: fotogalvanizálással vagy fotomaratással.

A fotogalvanizálásnál pozitív maszkot használunk. Ekkor megvilágítás és előhívás után a lakk azokat a felületeket hagyja szabadon, ahol vezetőknek kell lennie. E felületekre galvanizálással kb. $30 \mu\text{m}$ vastag vezető réteget viszünk fel. A hordozóról ezután a lakkot, majd az előzetesen párolgatással felvitt vékony fémréteget leoldva nyerjük a kívánt áramkört ábrát.

Fotomaratásnál a párolgatással létrehozott vékony fémréteget először galvanizálással a lapka teljes felületén kb. $30 \mu\text{m}$ -ig megvastagítjuk, s ezután vonjuk be fotolakkal. A megvilágításhoz negatív maszkot használunk. Előhívás után a lakk azokat a felületeket fedi le, ahol vezetőknek kell lennie. A le nem fedett felületekről kémiai maratással távolítjuk el a fölösleges fémet, s így kapjuk meg a kívánt áramkört ábrát.

Az áramkörti elemek geometriai mérete, valamint a pontossági igény dönti el, hogy melyik technológiai alternatíva felhasználása célszerű. Fotomaratással



4. ábra. Áthidalás keresztmetszete

durvább, fotogalvanizálással finomabb, $10 \mu\text{m}$ alatti pontosságú vezetőelek érhetőek el. Finomabb struktúrák esetén pólusváltós galvanizálással biztosítható a kívánt pontosság.

Az ismertetett technológia továbbfejlesztésével rendkívül kis méretű koncentrált ellenállás, induktivitás és kapacitás kialakításával is foglalkoztunk.

A 3. ábrán interdigitális kondenzátor látható. A vezető felületek fehér színűek, a hordozó szürke. A kondenzátor egyes ágainak vonalszélessége $50 \mu\text{m}$. Mint az ábrán látható, a vonalszélek pontossága néhány μm . A kondenzátor teljes mérete $2 \times 2,5 \text{ mm}$, kapacitása $2,5 \text{ pF}$, üzemi feszültsége pedig 100 V .

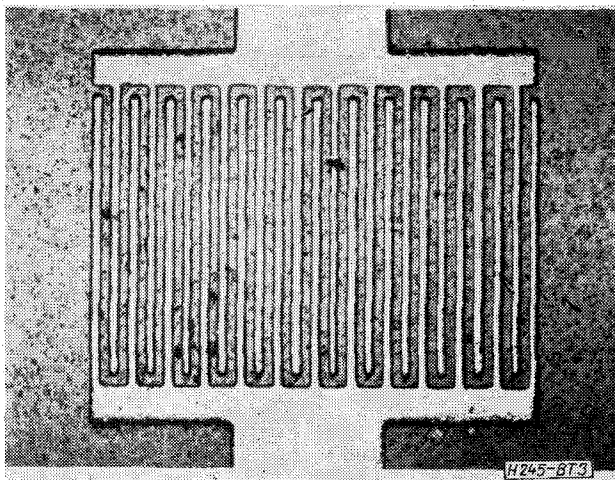
A 4. ábrán légszigetelésű áthidalás keresztmetszete látható. A metszet a lapka síkjára merőlegesen készült. Az egyik mikroszalag-tápvonal az ábra síkjára merőleges, a másik pedig az ábra síkjában van. A két tápvonal kereszteződésénél az érintkezést az áthidalással kerüljük el. Ilyen áthidalásokra például spirális induktivitás belső végének a kivezetésénél és külféle tápvonal-kereszteződéseknél van szükség,

Gunn-oszcillátorok

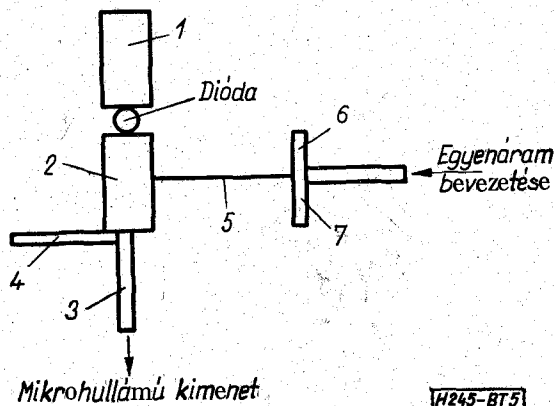
Gunn-oszcillátort mikroszalag-tápvonalas és csőtápvonalas kivitelben készítettünk. A mikroszalag-tápvonalas oszcillátor lényegesen kisebb méretű, mint a csőtápvonalas oszcillátor. A mikroszalag-tápvonalas megoldásnak a jósági tényezője is kisebb, és ezért az FM zaja nagyobb a csőtápvonalas elrendezéshez viszonyítva. Ennek megfelelően enyhébb zajkövetelmény esetén a mikroszalag-kivitelű, szigorúbb zajkövetelmény esetében pedig a csőtápvonalas Gunn-oszcillátort lehet alkalmazni.

A mikroszalag-kivitelű oszcillátor elrendezése az 5. ábrán látható. A Gunn-dióda az ábra síkjára merőlegesen helyezkedik el, és két mikroszalag-tápvonalhoz csatlakozik. Az 1. tápvonal a végén szakadással van lezárva, ennek feladata a dióda kihangolása. A 2. tápvonal végéhez a 3. kimenő tápvonal és a 4. illesztő tápvonalcsonk csatlakozik. A tápvonalcsonk hosszának és a diódától való távolságának, valamint a tápvonalak hullámellenállásának megválasztásával a terhelés értéke állítható be.

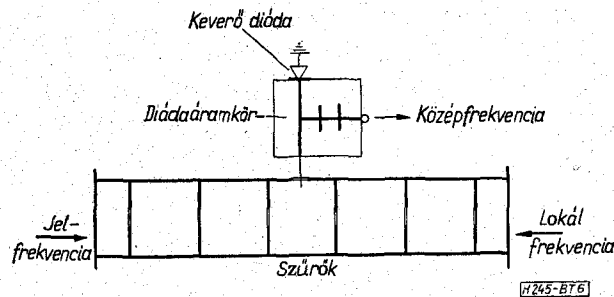
A Gunn-diódához az egyenfeszültséget a nagy hullámellenállású 5. tápvonallal vezetjük, amely kis



3. ábra. Interdigitális kondenzátor felülnézete



5. ábra. Gunn-diódás oszcillátor áramköre



6. ábra. Vevőkeverő vázlatos rajza

impedanciájú pontra csatlakozik. A nagyfrekvenciás jelnek az egyenáramú oldal felé való kiszivárgását a 6 és 7 tápvonalcsonkok tovább csökkentik. A Gunn-dióda hűtést kívánó vége az alapelemhez csatlakozik, amely jó hőelvezetést biztosít. A stabilizált tápegység szintén integrált kivitelű. Az oszcillátor nagyfrekvenciás áramkörének további változatai láthatók a 2. ábra 19. és 24. lapkáján.

Az oszcillátor 8 GHz-en 10 mW kimenő teljesítményt szolgáltat. Nagy előnye, hogy kis méretű és viszonylag olcsó. Hátránya azonban, hogy csak kis mértékben hangolható és jósági tényezője is kicsi. Az utóbbi következményeként az FM zaj viszonylag nagy, vizometrikus súlyozással mérve 70 dB-lel van a jel szintje alatt.

A zaj csökkentése érdekében csőtápvonalas kivitelű Gunn-oszcillátort is kifejlesztettünk. Ennél a megoldásnál a Gunn-dióda téglalap keresztmetszetű csőtápvonalban van elhelyezve, továbbá az egyik oldalán írisz, a másik oldalán pedig tologatható rövidzár van a csőtápvonalban. Az üregrezonátor méreteinek és a dióda helyzetének megfelelő megválasztásával elértük, hogy az oszcillátor FM zaja igen kicsi.

A frekvencia stabilizálását az oszcillátorba épített hőmérséklet-szabályozó egység biztosítja. Ez az oszcillátor környezeti hőmérsékletét közel állandó értéken tartja, és így jelentősen lecsökkenti a frekvenciának mind a dióda, mind pedig az üregrezonátor hőmérsékletfüggése következtében előálló változásait.

A csőtápvonalas kivitelű oszcillátor 8 GHz-es, 30 mW kimenő teljesítményt szolgáltat és ± 300 MHz széles sávban áthangolható. FM zaja vizometrikus súlyozással 85 dB-lel van a jel szintje alatt, a frekvencia stabilitása pedig $\pm 5,10^{-5}$.

Vevőkeverő

Kifejlesztettünk vevőkeverő áramkört a 8 GHz-es frekvenciasávra. Ebben a mikroszalag-tápvonalas és a csőtápvonalas kivitel kombinációját alkalmaztuk. A nagy szelektivitású szűrőket csőtápvonalban, a kis szelektivitású diódaáramkört pedig mikroszalag-tápvonalban alakítottuk ki.

Az áramkör felépítését vázlatosan a 6. ábra mutatja. A csőtápvonalban kialakított jelfrekvenciás szűrő utolsó ürege közös a lokálfrekvenciás szűrő

utolsó üregével. Ebből a közös üregből szondával csatlakozunk ki a jelfrekvenciás és a lokálfrekvenciás teljesítményt a diódaáramkör számára. A szűrők ilyen kialakítása a tükröfrekvencián reaktáns lezárást biztosít a dióda részére, ami a keverési veszteség csökkenését eredményezi.

A mikroszalag-tápvonalas diódaáramkör a generátor-impedancia megfelelő beállítását, a keverő dióda kihangolását és a középfrekvenciás erősítőhöz való csatlakoztatását biztosítja. A keverő dióda és a középfrekvenciás erősítő közé aluláteresztő szűrő van iktatva, amely gátolja a mikrohullámú jelek kiszivárgását a középfrekvenciás erősítő felé. A középfrekvenciás erősítő szintén integrált áramkörös kivitelben készült. A diódaáramkör kísérleti változatai a 2. ábra 1., 8. és 23. lapkáján láthatók.

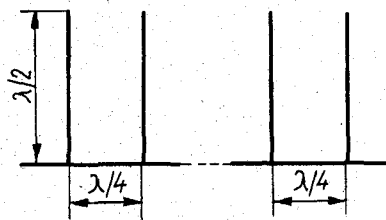
A vevőkeverő eredő zajtényezője 8 dB a jelfrekvenciás szűrő csillapítása nélkül. Mivel a középfrekvenciás erősítő zajtényezője 3 dB, a keverési veszteség 5 dB-nek adódik, ami kedvező érték az alkalmazott Schottky-Barrier-dióda esetén. A dióda keverési vesztesége ugyanis ohmos tükröfrekvenciás lezárás mellett, katalógusadatok szerint 6 dB, tehát a reaktáns tükröfrekvenciás lezárással a keverési veszteség 1 dB-es csökkentését értük el.

Sáváteresztő szűrők

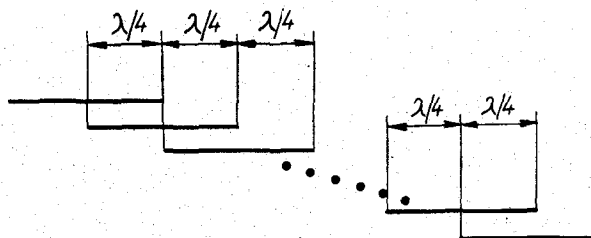
Mikroszalag-tápvonalból kialakított sáváteresztő szűrők az irodalomban általában kétféle felépítésben találhatók. Az egyik esetben a szűrő félhullámú nyitott csonkok és közöttük levő negyedhullámú vonalszakaszok segítségével van kialakítva. Ezt mutatja a 7a ábra. Szelektívebb átviteli karakterisztika megvalósításához itt néhány ohm hullámellenállású csonkokat kellene alkalmazni, amelyek mikroszalag-tápvonalakkal már nem valósíthatók meg. Ezért ezzel az elrendezéssel csak 10%-nál nagyobb relatív sávzsélességű szűrők készíthetők.

A másik esetben a szűrő negyedhullámú csatolt vezetékpárokból van kialakítva, amint ez a 7b ábrán, illetve a 2. ábra 5. és 26. lapkáján látható. Ez a típus az előbbinél kisebb relatív sávzsélességű szűrők megvalósítására alkalmas. Nagyobb relatív sávzsélesség elérése ugyanis szorosan csatolt vezetékpárokat kívánna, ami toleranciaérzékeny elrendezést eredményezne.

Mindkét változat nehezen hangolható, mivel a mikroszalag-tápvonalaknak csak elektromos hosszúsága változtatható, és ez nem elegendő a kívánt átviteli karakterisztika beállítására. A megfelelő hango-



a)



b)

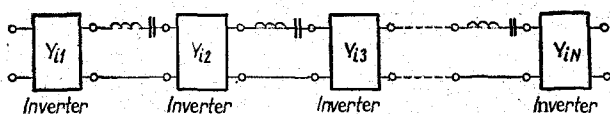
H245-BT7

7. ábra. Mikroszalag-tápvonalas sáváteresztő szűrők két fő típusa: a) tápvonalcsontos szűrő, b) negyedhullámú csatolt tápvonalas szűrő



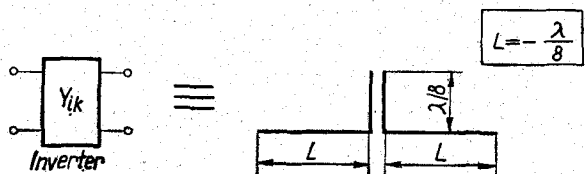
H245-BT8

8. ábra. Nyolcadhullámú csatolt tápvonalas szűrő



H245-BT9

9. ábra. Sáváteresztő szűrő inverteres helyettesítő kapcsolása



H245-BT10

10. ábra. Inverter megvalósítása

lášhoz változtatni kellene a mikroszalag-tápvonalak szélességi méretét vagy a csatolt tápvonalpárok távolságát, ami viszont a gyakorlatban nem lehetséges.

Ezen hátrányok kiküszöbölésére olyan sávszűrő áramkört fejlesztettünk ki, amely jól hangolható, és kisebb területű lapkán is elfér [9]. A szűrő nyolcadhullámú csatolt tápvonalpárokból és közöttük negyedhullámú tápvonalakból van kialakítva. A szűrő elvi felépítését a 8. ábra mutatja.

A szűrőt az alábbiak szerint terveztük: a hálózatelméletben kidolgozott módszerek alapján meghatá-

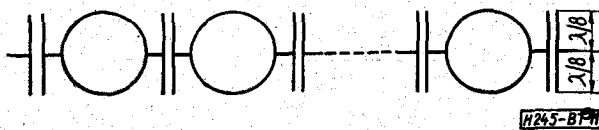
roztuk az előírásokat teljesítő sáváteresztő alapszűrő kapcsolását. Az alapszűrő létrakapcsolású négy pólus, amely soros ágaiban soros rezgőkört, párhuzamos ágaiban párhuzamos rezgőkört tartalmaz. Ezt a kapcsolást átalakítottuk egy olyan hálózattá, amely változatlan terhelt jósági tényezőjű soros rezgőkörből és inverterekből van kialakítva (9. ábra). Az inverterek Y_{ik} admittanciáját a mikrohullámú szűrők tervezése számára kidolgozott eljárás segítségével számítottuk ki.

A soros rezgőkörök félhullámú mikroszalag-tápvonalakkal valósíthatók meg. Az egyes invertereket egy nyolcadhullámú csatolt tápvonalpárból és két nyolcadhullámú tápvonalból képeztük ki (10. ábra). Az inverter admittanciája a kívánt értékre a csatolt tápvonalpár vezetőinek távolságával állítható be. A 10. ábrán levő elrendezés csak abban az esetben viselkedik inverterként, ha a mikroszalag-tápvonalak L -lel jelölt hosszát negatív nyolcadhullámúra választjuk. A csatolt tápvonalpárok közötti tápvonalszakaszok hosszát úgy kapjuk meg, hogy az inverterek negatív nyolcadhullámú szakaszait összevonjuk a soros rezgőköröket megvalósító félhullámú tápvonalakkal. Ily módon a csatolt tápvonalpárok közé negyedhullámú tápvonalszakaszokat kell helyezni.

Szűrőelrendezésünk tehát a 7b ábrán látható megoldáshoz hasonlóan félhullámú rezonátorokból épül fel. Esetünkben azonban ezek a rezonátorok csak nyolcadhullám hosszúságú szakaszon vannak egymással csatolásban.

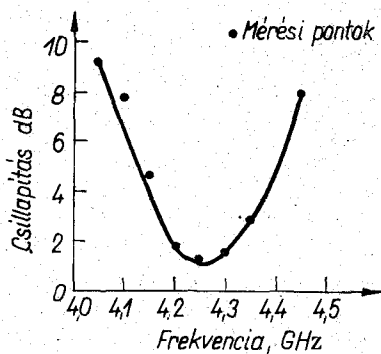
A szűrő hangolását a csatolt tápvonalpárok végeire és a negyedhullámú tápvonalszakaszok közepére helyezett hangolóelemekkel végezzük. A csatolt tápvonalpároknál levő hangolókkal a rezonátorok közötti csatolást, a negyedhullámú tápvonalszakaszokban levő hangolókkal pedig a rezonátorok rezonanciafrekvenciáját tudjuk beállítani a kívánt értékre.

A rezonancia-frekvencia hangolását intezívebbé tehetjük azáltal, hogy a negyedhullámú mikroszalag-tápvonal egy részét kettéosztva körgyűrűt képezzünk



H245-BT11

11. ábra. Megvalósított nyolcadhullámú csatolt tápvonalas szűrő



H245-BT12

12. ábra. Áteresztő csillapítás a frekvencia függvényében

ki, majd a hangolót a gyűrű belsejébe helyezzük. A csatolt tápvonalpárok távolságát nagyobbra vehetjük, ha két nyolcadhullámú tápvonalpárt alkalmazunk. Az említett szempontok szerint kialakított szűrőt a 11. ábra mutatja. A hangolóelemek végükön fémezett dielektromos rudak, amelyek a gyűrűk síkjára merőlegesen mozgathatók.

A 11. ábrán bemutatott szűrőt kétrezonátoros kivitelben valósítottuk meg (lásd a 2. ábra 22. lapkáját). A szűrő átteresztősávjának középső frekvenciáját 4250 MHz-re, 3 dB-es pontjainak távolságát 210 MHz-re választottuk. Az átteresztősáv középső frekvenciáján mérhető csillapítás 1,6 dB-re adódott. A mért csillapítás-karakterisztikát a 12. ábra mutatja. A tervezéskor elvégzett számítások és a mérések eredményei jó egyezést mutatnak.

YIG-szűrő

A YIG egykristályból nagy terheletlen jósági tényezőjű és egyben kisméretű rezonátort készíthetünk. A rezonátor magnetosztatikus alapmódusának rezonancia-frekvenciáját homogén mágneses térrel állíthatjuk be.

A 2. ábra 14. és 21. lapkája egyrezonátoros sávátteresztő YIG-szűrő elrendezést mutat. A gömb alakú YIG-rezonátort a két egymásra merőleges szalagvonal metszéspontjában helyezzük el. A YIG-gömb a kerámia lapka síkjára merőleges irányú homogén mágneses tér hatására a magnetosztatikus rezgési alapmódos rezonancia-frekvenciájának környezetében csatolást létesít az egymásra merőleges szalagvonalak között. A szorosabb csatolás eléréséhez mágneses térmaximumot kell létrehozni a YIG-rezonátor környezetében. Ezt a két háromszög alakú fóliadarabbal érjük el.

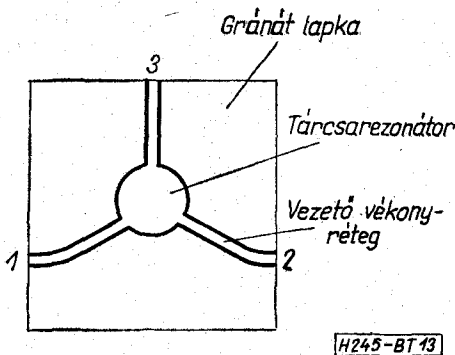
A szűrő sáv szélessége a 8 GHz-es frekvenciasávban 60 MHz, átteresztő-csillapítása 8 dB. A statikus mágneses tér nagyságának állításával a szűrő átteresztőtartományát változtatni lehet a 7,9–8,5 GHz frekvenciasávban.

Az átteresztő-csillapítás csökkentésére másik YIG-szűrő konstrukciót is kidolgoztunk. Ez három — a Távközlési Kutatóintézetben készített — YIG-rezonátort tartalmaz. A szűrő áthangolható a 4 GHz-től 8 GHz-ig terjedő frekvenciatartományban, az átteresztősáv szélessége 40 MHz, az átteresztő-csillapítás 3 dB.

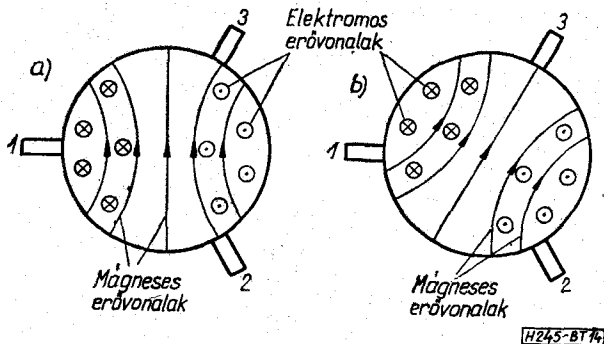
Ferrites cirkulátorok és izolátorok

A mikroszlag-tápvonalas Y-cirkulátorok két fő kiviteli formában készülhetnek: vagy a teljes cirkulátor ferrimágneses hordozón van kialakítva, vagy a cirkulátor rezonátoraként működő ferrimágneses tárcsát dielektrikum hordozón kialakított lyukban helyezzük el.

Az első változat előnye, hogy lényegesen egyszerűbb technológiát igényel, hátránya, hogy kis dielektromos veszteségű anyagot kell alkalmazni. Mivel a rendelkezésünkre álló, a HIKI által készített alumina hordozók dielektromos veszteségei nem sokkal kisebbek, mint a TKI-ban kifejlesztett gránát-



13. ábra. Egyszerű Y-cirkulátor



14. ábra. Tárcsarezonátor alapmódusának erővonalképe: a) polarizáló mágneses tér nélkül, b) polarizáló mágneses tér jelenlétében

anyagoké, ezért ferrites eszközeink az első változatban készültek.

Az izolátorokat a cirkulátorok egyik kapujának lezárásával valósítottuk meg.

A 13. ábrán egy egyszerű Y-cirkulátor ferrimágneses hordozója látható a felvitt vezetőelrendezéssel. A középső, tárcsa alakú rész a lapjaira merőleges irányú polarizáló mágneses térben van, és rezonátorként működik.

A tárcsarezonátor alapmódusának elektromágneses tere abban az esetben, amikor nincs polarizáló mágneses tér a 14a ábrán látható. A megfelelő nagyságú polarizáló mágneses tér megjelenésekor a ferrimágneses anyag aszimmetrikus tenzor permeabilitása folytán az elektromágneses tér 30°-kal elfordul a polarizáló mágneses tér értelmétől függő irányban (lásd a 14b ábrát). Ekkor — mint ez a 14b ábrán látható — a 3. kapuba torkolló szalagtápvonal nem gerjesztődik, mivel ott az elektromos térerősség nulla, illetve a mágneses térerősségnek nincs transzverzális komponense. A tárcsarezonátor mindkét esetben az 1. kapun keresztül kapja gerjesztését.

A tárcsa elektromágneses terének elfordulását az okozza, hogy a ferrimágneses anyagban az elektromágneses tér két ellenkező irányban forgó, egyforma amplitúdójú tere bomlik, amelyekre nézve az anyag effektív permeabilitása eltérő, és így különböző lesz a két módus rezonancia-frekvenciája [7]. A cirkulátor működési frekvenciája az egyik irányban forgó tér rezonancia-frekvenciája alatt, míg a másik irányban forgó tér rezonancia-frekvenciája felett van. A beállítás olyan, hogy az egyik irányban forgó tér 30°-ot késik, a másik irányban forgó tér pedig 30°-ot

siet a gerjesztő térhez képest, és így jön létre az eredő tér 30°-os elfordulása. A 14b ábra erővonalképe a két forgó tér eredője.

A szalagtápvonalas Y-cirkulátorok méretezésének elméleti alapjait Bosma [5] dolgozta ki. A mikroszalagtápvonalas cirkulátorok tervezéséhez is jól bevált módszert Fay és Comstock munkái [8] adnak. Mi az ő módszerük alapján terveztük cirkulátor-elrendezéseinket.

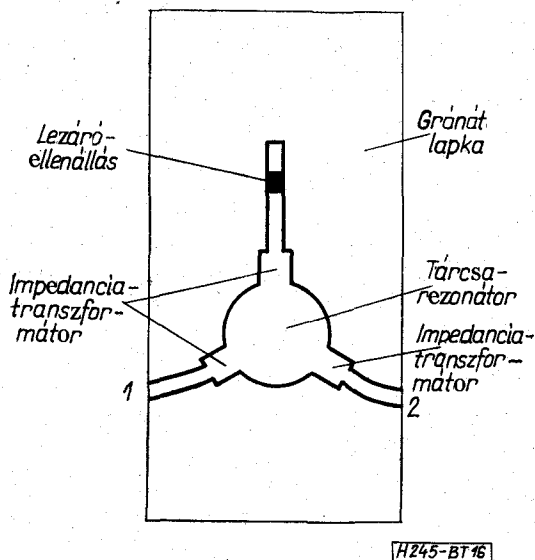
A méretezés adott anyag esetén a tárcsarezonátor átmérőjét, a negyedhullámú illesztő tápvonalszakaszok hullámellenállását és a polarizáló mágneses teret adja meg. Ez utóbbi finom beállítása kísérletekkel történik. A cirkulátorokat 50 ohmos csatlakozásra terveztük Roome és Hair [10], illetve Schneider [11] munkái alapján.

A ferritanyag kiválasztásánál fő szempont, hogy a szükséges telítési mágnesezettség mellett az anyag dielektromos vesztesége és a rezonancia vonalszélessége kicsi legyen, továbbá, hogy az anyag telítési mágnesezettsége minél kevésbé legyen hőfokfüggő. Az alkalmazható anyag telítési mágnesezettségének a működési frekvenciával arányos felső határa van (rezonancia alatti beállításnál), de a szükségesnél kisebb telítésű anyag alkalmazása is kerülendő, mert csökkenti a cirkulátor elérhető sávzélességét.

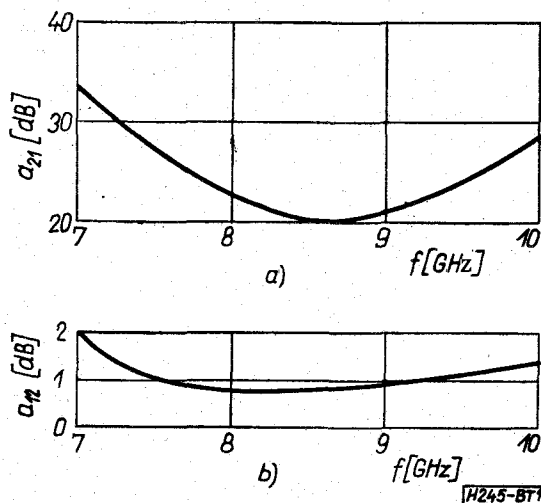
A számított értékek a kísérletekkel kapott optimális paraméterekkel jó egyezést mutattak. A kísérletek alapján a cirkulátor középrészének átmérőjét kb. 16%-kal csökkenteni, a negyedhullámú szakaszok hosszát pedig néhány százalékkal rövidíteni kellett. Ennek nyilvánvalóan a számításba nem vett szórt terek, illetve szórt kapacitások az okai.

Az izolátorokat a cirkulátorok egyik kapujának a lezárásával alakítottuk ki. A lezárást kisméretű 50 ohmos párologtatott ellenállással valósítottuk meg. Az ellenállást szakadással lezárt, közelítőleg negyedhullámú hosszú tápvonalszakasz követte, amely az ellenállás végére rövidzárát transzformált.

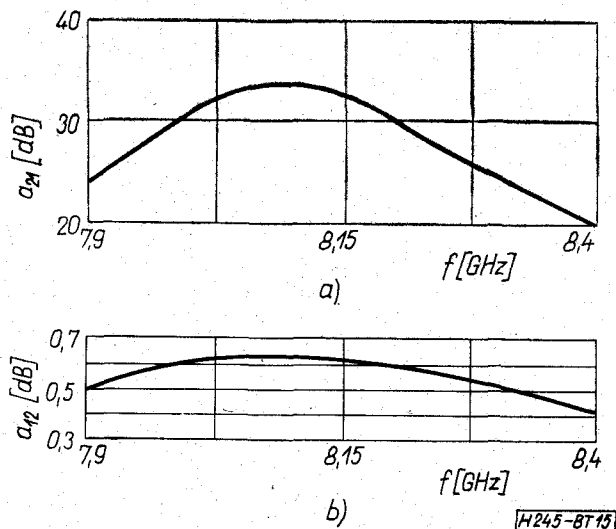
Az izolátorokat és a cirkulátorokat gadolíniummal és alumíniummal helyettesített gránát hordozó lapkán alakítottuk ki. A telítési mágnesezettség 1200



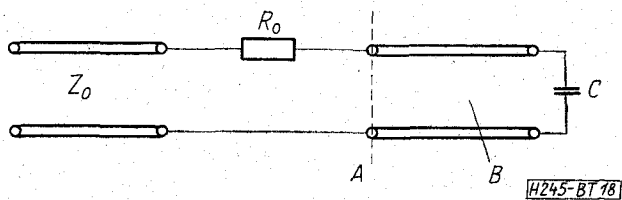
16. ábra. Szélessávú izolátor áramköri elrendezése



17. ábra. Szélessávú izolátor jelleggörbéi a frekvencia függvényében: a) zárócsillapítás, b) áteresztő-csillapítás



15. ábra. Keskenysávú izolátor jelleggörbéi a frekvencia függvényében: a) zárócsillapítás, b) áteresztő-csillapítás



18. ábra. Illesztett lezáró helyettesítő kapcsolása

Gauss volt. A polarizáló állandó mágneses teret bárium ferrit mágnespogácsákkal hoztuk létre.

A 15. ábra a 13. ábrán látható elrendezésnek megfelelő egyszerű izolátor záró (α_{21}) és áteresztő (α_{12}) csillapítását adja meg a frekvencia függvényében. Az izolátor áteresztő iránya az 1 kaputól a 2 kapu felé mutat.

A 16. ábrán negyedhullámú impedancia-transzformátorokkal megvalósított szélessávú izolátor elrendezése szerepel. Ennek jelleggörbéit a 17. ábra mutatja. A sávzélesség itt lényegesen nagyobb.

Illesztett lezáró

A mikroszalag-tápvonal illesztett lezárását — technológiai okokból — a 18. ábra szerinti elrendezéssel tudjuk kényelmesen megvalósítani. Az R_0 koncentrált kivitelű ellenállást a lezárandó tápvonal Z_0 hullámellenállásával megegyező értékre választjuk, míg a B tápvonal elektromos hossza negyed hullám. Így az A síkban a sávközépi frekvencián rövidzárat kapunk. A B tápvonal nyitott végének szórt kapacitását a C elemmel vesszük figyelembe.

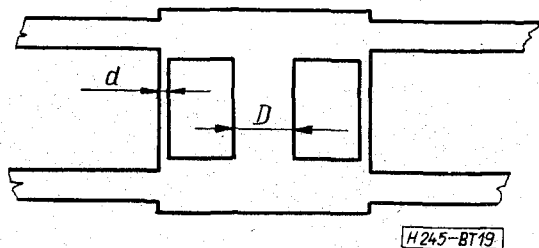
A lezáró működési frekvenciasávját a B tápvonal bemenő impedanciájának meredeksége határozza meg. Minél szélesebb frekvenciasávban kicsi e tápvonalszakasz bemenő impedanciája a hullámellenállalioz képest, annál szélesebb frekvenciasávban lesz a lezáró kis reflexiójú.

Két változatot valósítottunk meg. Az egyik változatban B tápvonalként homogén tápvonalszakaszt választottunk, így az $r=1,2$ állóhullámarányhoz tartozó relatív frekvenciasáv 25%-os volt. A másik változatban a B tápvonal inhomogén, ami a működési frekvenciasáv 30%-os növekedését eredményezte.

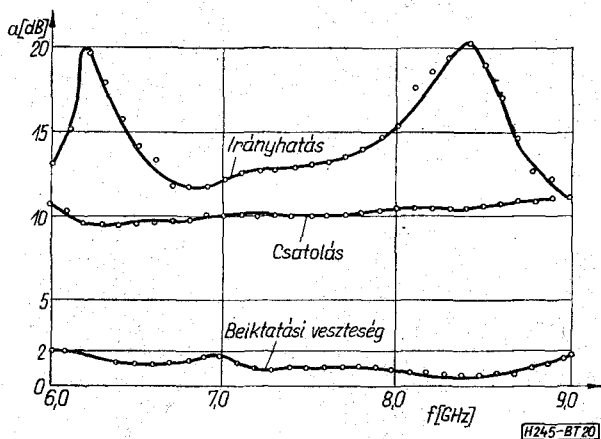
Szélessávú irányesatoló és hibrid

Mikroszalag kivitelű irányesatoló tervezésére több út kínálkozik. Az egyik szokásos elrendezés csatolt tápvonalakat alkalmaz. Ilyen megoldásban szoros csatolást nehéz elérni, mert ehhez a tápvonalakat egymáshoz nagyon közel kell helyezni, ami a gyártási túrések miatt bizonyos mértékig lehetséges.

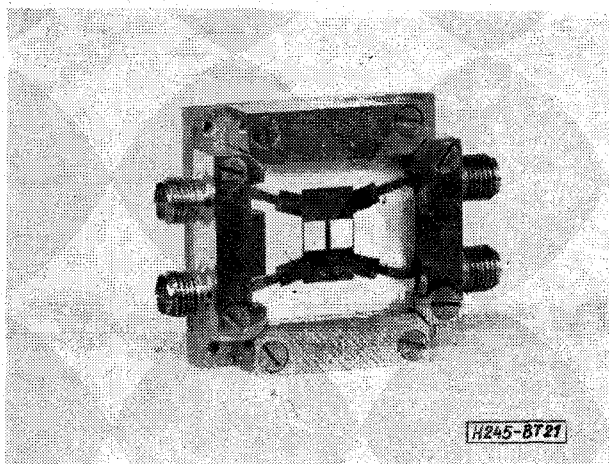
A másik, gyakran alkalmazott elrendezésben a csatolást a 19. ábrán látható módon, ún. csatoló tápvonalak segítségével állíthatjuk be. Szoros csatolásnál



19. ábra. Szélessávú irányesatoló elrendezése



20. ábra. Szélessávú irányesatoló jelleggörbéi a frekvencia függvényében



21. ábra. Dobozba szerelt irányesatoló miniatúr koaxiális csatlakozókkal

itt a D szalagszélesség összemérhetővé válik a hullámhosszal, így az elágazás lényegesen módosítja az áramkör elektromos tulajdonságait: megváltozik a csatoló tápvonal hullámellenállása és elektromos hossza. Ezt a csatoló tápvonalak alkalmas módosításával kompenzálni tudjuk. Laza csatolásnál viszont a d szalagszélesség megvalósíthatatlanul kicsi lesz. Ezen úgy segíthetünk, hogy az egész irányesatoló impedanciaszintjét lépcsős transzformátorok segítségével lecsökkentjük. Ezáltal elérhetjük, hogy a legnagyobb hullámellenállás is kisebb lesz 100 ohmnál

A 20. ábra mutatja az így tervezett 10 dB-es irányesatoló mért görbéit. A csatolás igen széles frekvenciasávban közel állandó.

Az irányesatoló végleges kivitelét a 21. ábra mutatja. A kerámia lapkán levő mikroszalag-tápvonalas áramkört fémdobozba szereltük, ennek fedele az ábrán nem látható. A doboz oldalain helyeztük el a miniatúr, 50 ohmos koaxiális csatlakozókat, amelyek belső vezetője a mikroszalaggal fémesen érintkezik.

Készítettünk hibridet is mikroszalag-tápvonalas kivitelben. Ez a 2. ábra 7. lapkáján látható. A csatolás és a beiktatási csillapítás együttesen 3,5 dB, ami azt jelenti, hogy a teljesítmény feleződik és még 0,5 dB csillapítás adódik. A teljesítmény feleződése a 7,9–8,5 GHz-frekvenciasávban $\pm 0,2$ dB eltéréssel következik be. Az irányhatás ugyanakkor 13 dB felett van.

Következtetések

Összefoglalva megállapíthatjuk, hogy a kidolgozott mikrohullámú integrált áramkörök jól alkalmazhatók. Ezek az áramkörök részben felhasználásra kerültek egy 24 FDM vagy 32 PCM csatornát átvivő mikrohullámú berendezésben. A berendezés méretei ezáltal lényegesen lecsökkentek.

I R O D A L O M

[1] Assadourian, F.—Rimai, E.: Simplified theory of microstrip transmission systems. Proc. IRE, 1952. dec. 1651—1657. old.
 [2] Bársony P.: Szalagtápvonalas Y-cirkulátor. Híradástechnika, 1967. máj. 138—143. old.

- [3] *Berceli, T.*: Attenuation measurements on microstrips. IMEKO-Symposium on Microwave Measurement, Budapest, Hungary, 1972. máj. 10—13.
- [4] *Berceli T.—Bíró V.—Hammer G.—Reiter Gy.*: Integrált mikrohullámú áramkörök fejlesztése. Mikroelektronikai Alkatrész Ankét, Szombathely, 1971. szept. 20.
- [5] *Bosma, H.*: On stripline Y-circulation at UHF. IEEE Trans. MTT. 1964. jan. 61—72. old.
- [6] *Caulton, M.—Hughes, J. J.—Sobol, H.*: Measurements on the properties of microstrip transmission lines for microwave integrated circuits. RCA Rev., 1966. szept. 377—391. old.
- [7] *Csurgay Á.—Markó Sz.*: Mikrohullámú passzív hálózatok. Tankönyvkiadó, Budapest, 1965.
- [8] *Fay, C. E.—Comstock, R. L.*: Operation of the ferrite junction circulator. IEEE Trans. MTT. 1965. jan. 15—27. old.
- [9] *Reiter Gy.*: A proposed microwave filter construction. Microelektronik 4. R. Oldenbourg, München—Wien, 1970. 210—222. old.
- [10] *Roome, G. T.—Hair, H. A.*: Thin ferrite devices for microwave integrated circuits. IEEE Trans. MTT. 1968. júl. 411—420. old.
- [11] *Schneider, M. V.*: Microstrip lines for microwave integrated circuits. Bell System Techn. Journal, 1969. máj.—jun. 1421—1444. old.
- [12] *Sobol, H.*: Applications of integrated circuit technology to microwave frequencies. Proc. IEEE, 1971. aug. 1202—1213. old.