

Műhold vevő fm-egysége

TAKÁCS LAJOS
VIDEOTON

ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk áttekinti a műholdvevő belső egységének frekvenciás követelményeit és legfőbb specifikus jellemzőit. Bemutatja egy megvalósított FM-egység áramköri megoldását, indokolva a választott áramköri kapcsolások szükségességét és célszerűségét. A tervezés eredményességét mérési eredmények bemutatásával kívánja a szerző igazolni.

A műholdas televíziós jelátvitel nem a 80-as évek terméke. A 70-es évek eleje már meghozta a kontinensek tv-összeköttetésének lehetőségét. Ez azonban sem egyéni, sem nagyközösségi vételt még nem tett lehetővé. Csak az e célra felállított földi állomások és átjátszó központok voltak képesek a műhold vételére. Európán belüli egyéni és nagyközösségi műholdas műsorvétel alapját az 1977-es ún. WARC (World Administrative Radio Conference) tette le. Ez az egyezmény foglalja magában az üzemi frekvenciasávot, sáv szélességet, orbitális helyzetet, vételi teljesítménysűrűség-fluxust, polarizációt stb.

A továbbiakban összefoglalom az egyezmény legfontosabb műszaki részleteit:

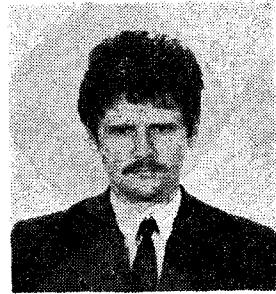
- A vételi frekvenciasáv 11,7—12,5 GHz, amely 40 csatornára van felosztva. Egy csatorna sáv szélessége 27 MHz.
- Minden ország sugárzó műholdja számára kijelölték a geostacionárius keringési helyet, az Egyenlítő síkjában.
- Az egyes országok 5—5 csatornára kaptak használati lehetőséget. Egy csatornában, vagy egy tv-csatornát, vagy 12 hangcsatornát tudnak átvinni.
- A sávon belül, a szomszédos csatornák ellentétes, körpolarizációjúak. Az egyes országok csatornakiosztásánál figyelembe vették ezt és ezzel minimalizálták a vételi interferenciázavart.

Az egyezmény nem írta elő a modulációt, valamint a sugárzási teljesítményt, de azt azonban igen, hogy a sugárnyalábnak a vétel helyén legalább -103 dB W/m^2 teljesítménysűrűség-fluxusa legyen. Ezeket az előírásokat az ún. DBS-műholdak (Direct Broadcast Satellite) teljesítik. Korábban, a direkt sugárzó műholdak üzembe állítását 1984-re tervezték, de elsősorban a vételtechnika kompatibilissé (C-MAC, D_2 -MAC) tétele érdekében és egyéb technikai és jogi problémák miatt 1987. közepén még nem üzemel.

A satelittek vétele akkor válik majd általánossá, ha a műholdak üzembehelyezésével egyidőben meg-

Beérkezett: 1988. 1. 6. (H)

Híradástechnika, XXXIX. évfolyam, 1988. 9. szám



TAKÁCS LAJOS

1981-ben végzett a Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskola Híradási szakán. Jelenleg is első munkahelyén, a Videoton Elektronikai Vállalat TV Fejlesztési

Osztályán dolgozik. Téma területe a televízió hangolóegységek (tuner) fejlesztése. Ebben a témakörben fejlesztő munkát végez a jövő technikáját jelentő műholdas televízió vétel gyakorlati megvalósításában.

jelennek az olcsó egyéni vevőberendezések is. A vevőberendezések árát a mikrohullámú külső egység (az antennával), illetve hang- és videojelek előállítását végző D2—MAC, esetleg a C—MAC-dekóder határozza meg. Az egyedi vevőberendezések árát, célszerűen kialakított rendszertechnikával lehet csökkenteni. Az egyedi vevőberendezésekkel szemben jogos igény, hogy minden csatornát, mindkét polarizációval venni tudjon, a teljes 11,7—12,5 GHz-es tartományban.

Vizsgáljuk meg, hogy melyek voltak azok a műszaki és gazdasági nehézségek, amelyek hátráltatták az ún. teljessávú satelit tuner (belsőegység konverter) létrejöttét annak ellenére, hogy a mikrohullámú egységek eleve lehetővé tették a teljes vételi sáv transzponálását, a 0,95—1,75 GHz-es első KF-sávba.

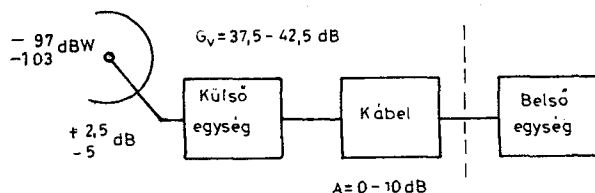
Első okként kell megemlíteni az olcsó, megfelelő átfogású, kis soros veszteségi ellenállású diódák hiányát. Második helyen szerepel a szintén olcsó, nagy f_T -vel rendelkező erősítő elemek hiánya. Harmadik tényként lehet felhozni a széles frekvenciasávúval való idegenkedést, mely sáv éppen átmenet a mikrohullámú tartomány és a diszkrét elemekkel még kialakítható UHF-sáv között.

DBS FM belső egység tervezése

Bemeneti jelszint és zaj

Az FM-egység bemeneti jelszintjének vizsgálatához az 1. ábrán látható blokkvázlatot használok fel.

- Maximális bemenőszint (P_{max})



H422-1

1. ábra. A külső- és belső egységek blokkvázlata

A P_{\max} . értékét, a DBS-hez használható max. 2 m átmérőjű parabola teljesítmény-sűrűség fluxusa; a legjobb vételi lehetőség; a külső egység teljesítmény-erősítésének lehetséges felső értéke; a csillapítás nélküli összeköttetés a külső és belső egység között határozza meg. Tehát: $P_{\max.} = -22$ dBm.

— Minimális bemenőszint ($P_{\min.}$)

A $P_{\min.}$ értékét — értelemszerűen a — másik szélső érték adja. Tehát a 90 cm antenaátméről-höz tartozó teljesítmény, a legrosszabb vételi lehetőség, a külső és belső egységet összekötő kábel 10 dB-es csillapítása, a külső egység teljesítmény-erősítésének lehetséges minimális értéke.

$P_{\min} \approx -51$ dBm

— A vétel vizuális minőségére jellemző érték a C/N viszony. A WARC '77 egyezményben ezt az értéket 14 dB-ben szabták meg. A MAC létrejöttével ezt 16 dB-re módosították. Vegyünk -103 dBW teljesítménysűrűséget, -5 dB rossz vételi körülményekhez tartozó értéket, 6 dB zajtényezőjű külső egységet, így a C/N viszony:

$$C/N = P_v - 10 \lg k - 10 \lg T_s - 10 \lg B$$

ahol:

$P_v = -103$ dBW,

$k =$ Boltzmann-állandó: $1,371 \cdot 10^{-23}$ [WS/k]

$T_s = 6$ dB-es külső egységhez tartozó zajhőmérséklet,

$T_s = T_v + \alpha \cdot T_a + (1 - \alpha)290 = 1142,4$ [°K],

$B = 27$ MHz

tehát:

$$C/N = 16,3 \text{ dB.}$$

A C/N = 8 dB-es PLL rendszerű FM-demodulátor küszöbhez tartozó teljesítmény:

$$P_v = -116,3 \text{ dBW,}$$

amelyből a belső egység, C/N = 8 dB-es értékéhez tartozó bemenőszint értéket lehet meghatározni.

$$P_{\min} = P_v + 37,5 - 10 = -88,8 \text{ dBW} \approx -59 \text{ dBm}$$

A belső egység bemenő szintjének határát a fenti számítások alapján -20 dBm és -60 dBm közé választják, amelyből 30 dB-t az AGC szabályoz, 10 dB-t pedig a későbbiekben használt PLL-demodulátor saját belső szintszabályozója.

— Belső egység zajtényezője

Induljunk ki a jól ismert láncbakapcsolt fokozatok eredő zajtényezőjéből:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1}$$

Vegyünk egyik fokozatnak a külső egységet és a belső egységet, valamint a kábelcsillapítást a másiknak.

$$F = F_1 + \frac{F_2 \cdot A - 1}{G_v}$$

Tegyük fel, hogy a belső egység zajtényezője 12 dB, ekkor az eredő zajtényező:

$$F = 6 + \frac{12 \cdot 10 - 1}{10^2} = 7,2 \text{ dB}$$

vagyis elhanyagolható zajnövekedés adódik. Tehát a konstrukciónál a zajtényezőt a többi fontosabb paraméterek javára háttérbe szoríthatjuk. Az FM-demodulátor kimenetén megjelenő jel/zaj viszony értéke az irodalomból ismert képletből

$$S/N = C/N + i0 \log \left[\frac{3}{2} \cdot \left(\frac{f}{f_{\text{mod}}} \right)^2 \cdot \frac{B}{f_{\text{mod}}} \right] + k$$

$C/N = 16$ dB

$f = 25$ MHz

$f_{\text{mod}} = \text{max. } 5$ MHz

$B = 27$ MHz

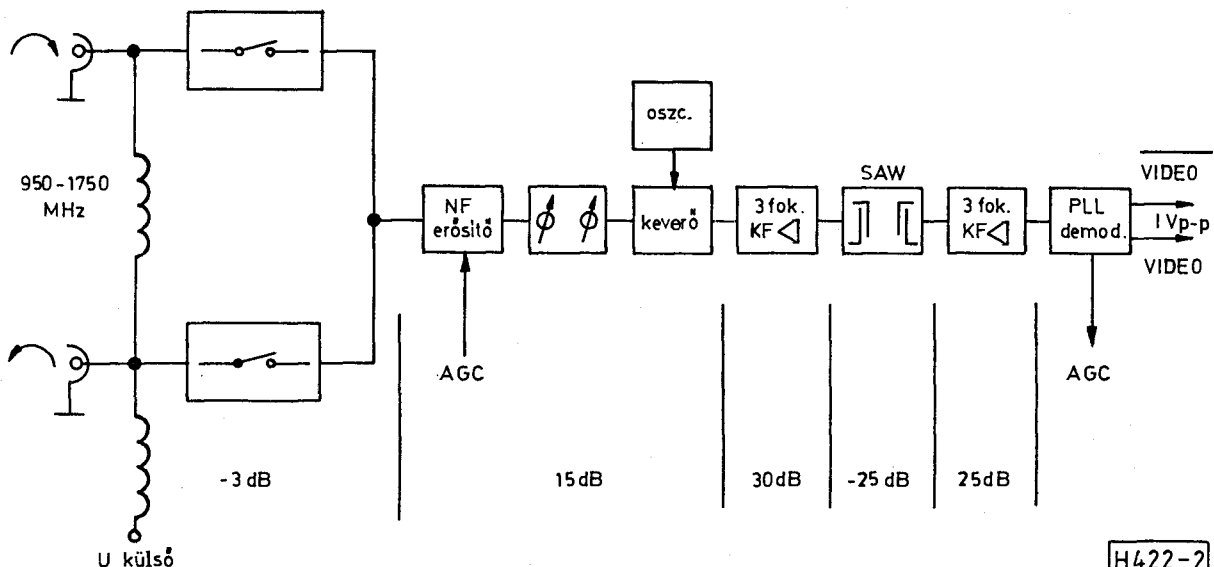
$k = 13,2$ dB (a preemphasisból adódó állandó)

A számolt S/N érték 52,3 dB-re adódik. Ugyanerre, 8 dB-es C/N viszony esetén, 44,3 dB-es érték adódik. Ez a jel/zaj viszony már látható zavart okoz.

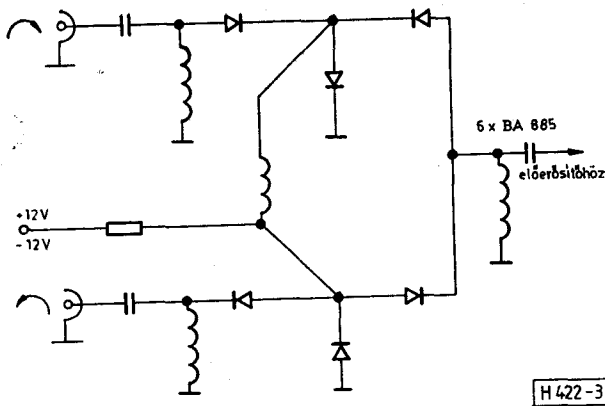
FM-egység felépítése

Az egység felépítését a 2. ábrán követhetjük nyomon.

Az egységnek két bemenete van, amely képes fogadni a külső egység által szétválasztott jobb és balsodrású polarizációval adott jeleket. Ezeket a bemeneteken keresztül tápláljuk a külső egységet, természetesen megfelelő nagyfrekvenciás elválasztással.



2. ábra. FM-egység felépítése



3. ábra. Bemeneti kapcsoló áramkör

Additív keverést használunk. 6 fokozatú KF-erősítő egység a demodulátornak kellően nagy szintet biztosít (cca. -20 dBm). A felületi hullámszűrő magas beiktatási csillapítását és az illesztéséből adódó veszteséget, a 6 fokozatból, 3 fokozat kompenzálja. A három tranzisztor és a felületi hullámszűrő igen jelentős árnövekedést okoz, azonban beépítése szükséges, hiszen hasonló szelektivitású átviteli görbét $L-C$ elemekkel nem tudunk kialakítani. A PLL demodulátornak két, ellentétes polaritású kimenete van, szabványos video jel nagysággal. A demodulátor AGC kimenetét használjuk fel az előerősítő fokozat szabályozására.

Polarizációs kapcsoló

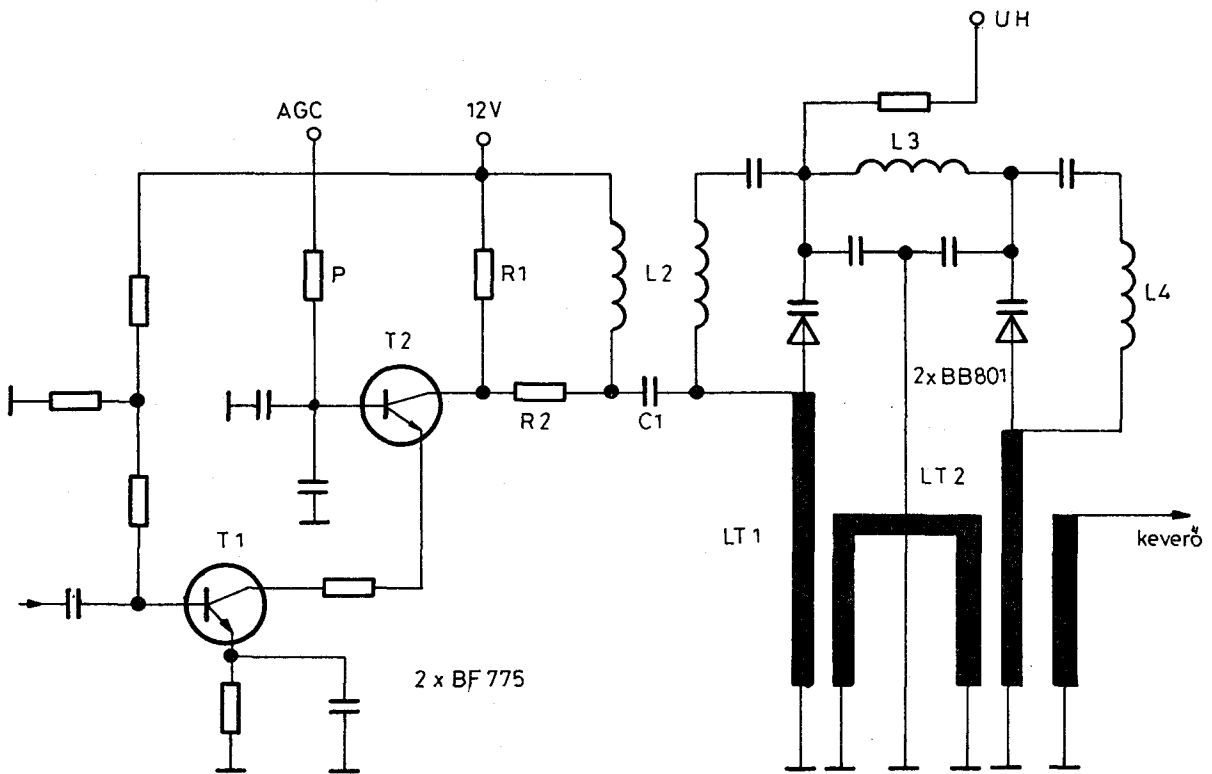
A külső egységből lejövő 2 kábel, az ellentétes körpolarizációjú jelet kapcsolja a belső egységre. A két jelet az interferencia-zavar elkerülése végett szét kell választani legalább 30 dB-el. A kapcsolási elrendezés (3. ábra) két T -kapcsolást mutat. Kis zárókapacitású és differenciális ellenállású kapcsoló diódát ajánl a SIEMES, hagyományos kivitelben a BA 389, chip kivitelben a BA 85 típusúakat. A maximális beiktatási csillapítás (-3 dB) 1700 MHz tájékán van, ugyanakkor itt mutat legkisebb csillapítást a lezárt bemenet. A diódák kapcsolásához pozitív és negatív feszültség szükséges, a lehető legjobb lezárás eléréséhez.

Előerősítő, sávszűrő

Előerősítőnek a tuner technikában használatos erősítő eszközöket már nem használhatjuk, hiszen azok f_T -je 2 GHz, vagy annál kisebb.

A BE 775-ös tranzisztort kaszkádba kapcsolva használtuk. Így, a dual gate MOS FET-hez hasonlóan a ki- és bemenőimpedancia állandó marad szabályzaskor ugyanakkor a visszahatást az erősítő kimenetéről a bemenetre, nem az erősítő eszköz határozza meg, hanem az egyéb, szerelésből adódó kapacitások (4. ábra).

A T_2 kollektorában, az alsó frekvenciasávban (950 MHz) történő jelentősebb erősítőnövekedés megakadályozásáért R_1 párhuzamos (330 Ohm) és R_2 soros (10 Ohm) ellenállást kellett használni.



4. ábra. Előerősítő-fokozat és sávszűrő

A C_1 kondenzátorral csatlakozik az erősítő fokozat a belső egység egyik sarkalatos pontjára, a sávszűrőre, amely szalagvonal struktúrájú. A frekvenciaátfogás az UHF sávval azonos 1,84, azonban a frekvencia kétszeres, valamint az ott használt varaktor diódák (BB 505, 221) kezdő kapacitása olyan nagy (2,2 pF), hogy a hozzátartozó induktivitás a gyakorlatban kivitelezhetetlen és hangolhatatlan. Továbbá ezeknek a diódáknak az önrezonancia-frekvenciája 2 GHz körül van.

1984-ben jelent meg labor minta szinten a SIE-MENS BB 801 típusú varaktor dióda, amely átfogásban, kezdő kapacitásban, soros veszteségi ellenállásban és önrezonancia frekvenciában is megfelel a belső egység követelményeinek. A dióda chip kivitelű SOT-23-as tokban került forgalomba. Kezdő kapacitása 1 pF, végkapacitása 9 pF, soros ellenállása 1 Ohm. A rezonáns kör az 5. ábrán látható.

$$C_E = \frac{C_v \cdot C_p}{(C_v + C_p) - \omega^2 L_v C_v \cdot C_p}$$

$L_v = 2 \text{ nH}$	
$C_v = 9 \text{ pF}$	$f = 950 \text{ MHz}$
1 pF	$f = 1750 \text{ MHz}$
$C_p = 6,2 \text{ pF}$	
$C_{E1} = 3,67 \text{ pF}$	$f = 950 \text{ MHz}$
$C_{E2} = 0,82 \text{ pF}$	$f = 1750 \text{ MHz}$

A kapacitás értékekből adódik az L induktivitás értéke:

$$L = 10 \text{ nH.}$$

Frekvenciaátfogás:

$$\frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \sqrt{\frac{C_{\max}}{C_{\min}}} = 2,11.$$

A szükséges 1,84-es értéknél 15%-kal nagyobb, azonban a csatlakozásnál és az alkatrészek elhelyezésekor törvényszerűen keletkező szórt kapacitások miatt az átfogás lecsökken. Különösen érzékeny a sávszűrő a sáv felső végén, hiszen itt amúgy is kicsi az eredő kapacitás (0,82 pF) és a szórt kapacitás itt már összemérhető vele. A gyakorlati kialakításnál az átfogás a kívánt érték alá csökken, amit egy újabb induktivitás beiktatásával korrigálunk.

A 4. ábrán ezek az induktivitások az L_2, L_4 . A velük sorban levő kapacitások csak egyenfelesültség-leválasztásra szolgálnak.

Az irodalomból ismert képletek alapján vizsgáljuk meg, vajon a varaktor dióda alkalmas-e megfelelő tükörszelektivitású sávszűrő kialakítására? Egyben indoklást próbálok adni, miért 480 MHz-es KF-et használunk.

$$IR = 1 + \left(\frac{Y \cdot Q_L}{2} \right)^4$$

ahol

$$Y = \frac{f_0 + 2f}{f_0} = \frac{f_0}{f_0 - 2f}$$

IR a tükörszelektivitás,

Q_L a rezgőkör jósága, csak a varicap veszteségét figyelembevéve,

f_0 a vételi frekvencia,
 f a KF-frekvencia.

	950 MHz	1750 MHz
IR (dB) KF=134 MHz	65,6	109,6
IR (dB) KF=480 MHz	103,5	152,1
Q_L	18,6	129,9

A kiszámított tükörszelektivitásban csak a varaktor dióda veszteségét vettem figyelembe, azonban köztudott, hogy a rezgőkört még terheli az erősítő kimenő impedanciája, a keverő, valamint az egyéb nem koncentrált veszteségek. A számított tükörszelektivitás értékek természetesen irreálisak, hiszen nem professzionális berendezéseknél max. 60–70 dB-es szelektivitást lehet elérni. A képlet pedig a sávszűrőt f_0 -tól a végtelenig növekvő csillapításnak feltételezi.

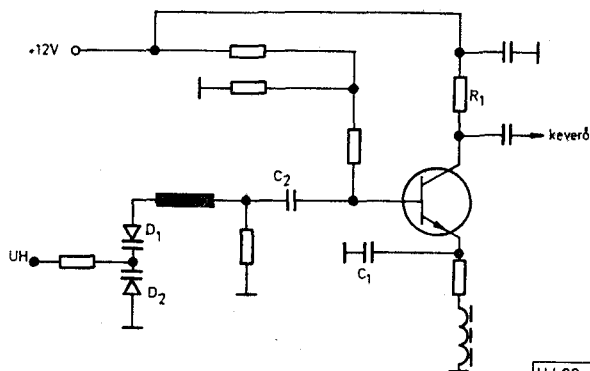
Könnyen beláthatjuk, és a számítások is alátámasztják, hogy a 480 MHz-es középfrekvencia választása tükörszelektivitás szempontjából előnyös, hiszen így kb. 10–15 dB-es növekedést értünk el. Nem utolsó sorban, a tükörfrekvencia még a sáv legalsó részén sem „talál” be a hasznos sávban. Így zárt, jó árnyékolási csillapítással rendelkező rendszerben a vevő tükörfrekvencián nem zavarható.

Oscillátor

Az oszcillátor topológiája alapvetően eltér az UHF technikában megszokottól (5. ábra).

A konstrukcióban az emitter követők jól ismert gerjedékenységi hajlamát használtuk ki. A begerjedős, a C_1 és D_2 földpontjának egy szigeten való kialakításával értük el. A visszacsatolás nem okoz átfogáscsökkenést, hiszen nem a rezonáns körből direkt, vagy induktíve csatoltuk vissza a jelet. A kapcsolás felveti a kérdést, vajon miért kellett két soros diódát használni? Több tényező is indokolja:

- Felső keverést használunk, valamint magas KF-frekvenciát (480 MHz). A kiadódó oszcillátor frekvencia 1430 MHz–2230 MHz-ig terjed. Ilyen magas frekvenciához nehéz hangolható induktivitást találni.
- Két diódával megvalósított rezgőkörben jobb az $L-C$ viszony, így magasabb a rezonancia-



5. ábra. A belső egység oszcillátora

H422-5

-impedancia, amit a bázis követel is emitter kapcsolásban.

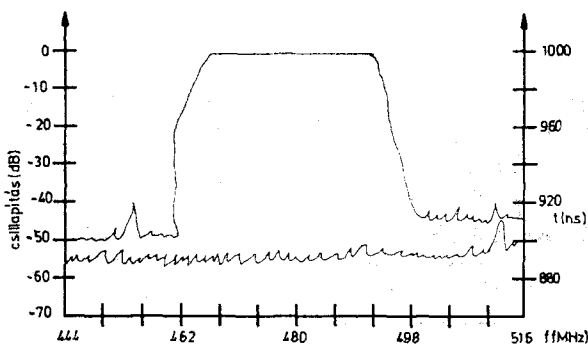
— A sorba kapcsolt diódák megosztják az oszcillátor feszültségét, így kevésbé fordulhat elő az oszcillátor jel öndetekálásának kedvezőtlen jelensége.

A tranzisztor kis kollektor-impedanciára dolgozik (33 ohm), így lehet a Miller kapacitás bázisban kifejtett átfogáscsökkentő hatását kivédeni. A kapcsolásban a padding kondenzátor szerepét a C_2 (3,3 pF) kapacitás tölti be. A C_1 és C_2 kondenzátorok T_k -ját negatívra kell választani, mivel az oszcillátor frekvenciája növekvő hőmérsékletre, negatív irányba vándorol. Nem lehet, de nem is érdemes az oszcillátor hőmérséklet-stabilitását 3—4 MHz-nél jobbra csinálni, hiszen AFC használata esetén annak behúzási tartománya 5 MHz körül van. Amennyiben frekvencia-szintézeres rendszert használunk, úgy a hőmérséklet-stabilitás problémája tárgyatlanná válik.

Keverő, erősítő

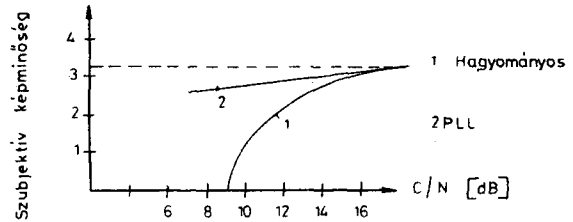
A sávszűrő, valamint az oszcillátor jelét a keverő tranzisztor bázisába vezetjük. A jól ismert additív keveréssel állunk szemben. A keverő tranzisztor földelt emitteres kapcsolásban dolgozik. A keverő meredekség állandó értéken tartását az oszcillátor konstans amplitúdója biztosítja az egész sávban. A keverő igen érzékeny a gerjesztésre, ezért a kollektor-köri elemek elhelyezése gondos megfontolást igényel. A keverő tranzisztor egy induktív csatolású sávszűrőn alakítja ki a KF-jelét. Sáv szélessége 40 MHz, minimális (1 dB) tetőingadozás mellett. A sávszűrőt egy 3 fokozatú erősítő fokozat követi. Ez a három fokozat csak kb. 5 dB-el erősít nagyobbat, mint a felületi hullámszűrő csillapítása. A SIEMENS OFW 6950 480 MHz-es felületi hullámszűrője Európában egyedülálló. Átviteli- és futásidő karakterisztikája a 6. ábrán látható.

Illesztéssel és megfelelő földelésekkel sikerült a reflexióból adódó hullámosságot 1 dB alá csökkenteni. A további 3 fokozatú szélessávú erősítő fokozat 25 dB-es erősítésével adódik ki a belső egység min. 40 dB eredő erősítése.



H422-6

6. ábra. OFW 6950 átviteli és futásidő karakterisztikája



H422-7

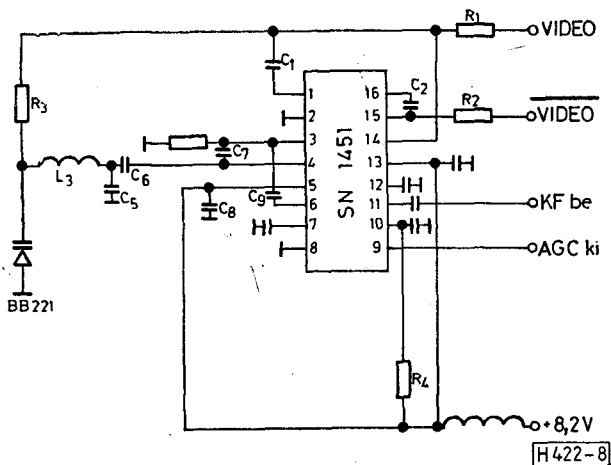
7. ábra. A hagyományos- és a PLL-demodulátor karakterisztikája

PLL FM-demodulátor

A fáziszárt hurok alapelveiből következik, hogy amennyiben a fáziszár fennáll, akkor a VCO minden pillanatban követi a fázis összehasonlítására adott jel pillanatnyi frekvenciaváltozását. Nyilvánvalóan olyan szabályozó feszültsége kell a VCO bemenetére, amely azt minden pillanatban, a bejövő jel pillanatnyi frekvenciájának „leutánzására” kényszeríti. Ahhoz, hogy a szabályozó jel megegyezzen az FM-jel moduláló jelével, a VCO szabályozó-karakterisztikájának lineárisnak kell lennie. Lineáris karakterisztikát lehet elérni még extrém nagy frekvencialöketnél is. A PLL-demodulátor alkalmazását a nagy linearitás mellett, az ún. FM-küszöb kiterjesztése (7. ábra) indokolja.

Hagyományos FM-demodulátor demodulációs küszöbértéke kb. 11 dB C/N viszony, míg PLL-demodulátornál ez az érték 8 dB, és a C/N értékének növekedésével, a szubjektív képminőség lineárisan növekszik.

Ilyen vevőkhöz fejlesztette ki a PLESSEY az SN 1451-es integrált áramkört. Komplet PLL-demodulátorként képes 300—1000 MHz-es bemenőjeleket demodulálni, 8 dB-es FM-küszöbvel. Szabványos ($1 V_{p-p}$) pozitív és negatív video kimenettel rendelkezik. Szembetűnő a kapcsolás kevés alkatrész igénye (8. ábra). A KF-erősítő jelét az IC 11. számú pontjára vezetjük. A szimmetrikus bemenet egyik (12) kivezetésének hidegítésével, könnyebben illeszthető asszimmetrikus bemenet-höz juthatunk. A VCO hangolása BB 221-es diódával történik. 1 V feszültség változáshoz 14 MHz frekvencia-változás tartozik. Ezt a frekvencia-átfogást az L_3 , C_5 , C_6 rezonáns elemek megfelelő értékeivel állítottam be. Az oszcillátor visszacsatoló kondenzátora C_7 . A VCO jele C_9 -es kapacitáson jut a fázisdetektor bemenetére (6). A fázisdetektor kimenetén a moduláló jel jelenik meg, amely felerősítve és limitálva, majd aluláteresztő szűrőn át vezetve kerül a pozitív és negatív összetett videojel a kimenetre. A pozitív videokimenetről az R_3 ellenállás zárja a PLL hurkot, értékét alacsonyra kell venni, hogy a diódával alkotott $R-C$ időállandó elég kicsi legyen. 1 kOhmos értékkel 10^{-8} sec adódik, így még 5 MHz-es moduláló jel sem szenved fázistolást. A limitált erősítő negatív visszacsatolását a C_1 , C_2 végzi. Az IC 9-es pontja a kisáramú AGC-kimenet, amelyet egy emitterkövető segítségével az előerősítő szabályozására használnak. Az AGC a minimális bemenőszintnél 15 dB-el nagyobb bemenőjelnél aktív vizsgálódik és 0 V-ig leszabályozható.



8. ábra. PLL-demodulátor

Elért eredmények:

Mint említettem, a teljes satellite tuner szalagvonal technikával, túlnyomó többségében SMD alkatrészekkel épült fel. A konstrukció kialakításánál lényeges szempont volt, az olcsóság, a paraméterek kedvező értéktartása mellett. Az elkészült mintapéldányon az alábbi paramétereket lehetett mérni:

f GHz	UH V	Erősítés dB	AGC dB	Tető- ferdeség, dB	Tükör- sz., dB	Zaj dB
0,95	0,5	45	36	2	49	7,1
1,2	4,7	43	34	2	47,5	8,3
1,4	9,7	43	36	1,5	50	8,8
1,6	16,1	45	36	2,5	61	9,2
1,75	27,8	41	31	2	58	9,7

Látható, hogy a mérési eredmények megfelelnek a célkitűzésnek. Az erősítés igen egyenletes, a maximális változás 4 dB a teljes 800 MHz szélességű vételi sávban. Ezt a hangolt körök kis száma (2 kör) és a jelentékeny csillapítás eredményezte. Többek között ezért nem éri el a tetőferdeség a 3 dB-es határértéket sem. A nagy csillapításnak azonban ára van, ami jól látszik a tükröselektivitások értékéből, hiszen a mért értékek jóval elmaradnak a korábban számolt elméleti értékektől.

A zajszám folyamatosan növekszik a frekvencia növekedésével, amely ellentétes az UHF sávi tunerek viselkedésével. Ez elsősorban abból adódik, hogy a szalagvonal rezonátorok vesztesége rontja a körjóságot. Második okként a tranzisztorok határfrekvenciájához való közelítés említhető meg, amely önmagában zajnövelő körülmény.

A létrehozott satellite tuner összességében megfelel a várakozásoknak. Megalkotásával létrejött egy olyan fokozat, amely teljes sávban dolgozza fel a külső egység jelét.

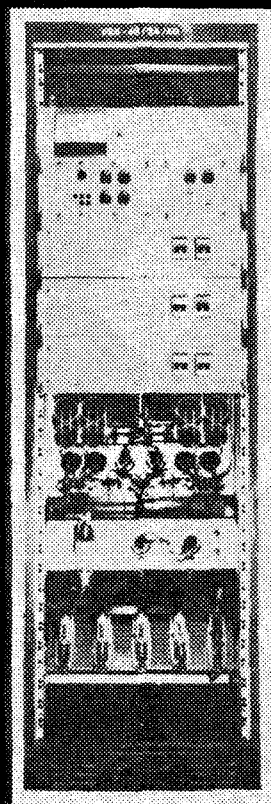


A
BHG

**Híradástechnikai
Vállalat**

áramellátó berendezések

gyártmánycsoportján belül, széles típusválasztékban gyárt elektronikus szabályozású félvezetős kivitelű berendezéseket és rendszereket, – híradástechnikai áramellátó berendezéseket, egyenirányítókat, stabilizált tápegységeket, akkumulátortöltőket. Egyenirányító berendezéseink automatikus szabályozással, felügyelet nélküli kivitelben készülnek.



BHG

Bp. 1509 Pf.: 2. XI. Fehérvári út 31.
Tel.: 813 300 – Telex: 22-5933