

Kis fogyasztású 400 MHz-es digitális rádiórelé berendezés korszerű áramköri megoldásokkal

BORS LÁSZLÓ – KINGS ZSOLT – SZABÓ LÁSZLÓ – WEISZ TAMÁS NÉ

Orion Rádió és Villamossági Vállalat
Fejlesztési Leányvállalata

ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk ismerteti azokat a szempontokat, melyek alapján a DRF-04 LC digitális rádiórelé berendezés kifejlesztésre került viszonylag nagy adóteljesítmény mellett kis fogyasztás, frekvenciaszintézeres adó-vevő széles sávú átviteli utat biztosító áramkörökkel. Az offset QPSK modulációs rendszer és a berendezés általános leírása után néhány új áramköri megoldás is bemutatásra kerül. A cikk a berendezés főbb műszaki adatainak ismertetésével zárul.

Bevezetés

Az Orion Rádió és Villamossági Vállalat régóta gyárt kiskapacitású digitális rádiórelé berendezéseket a 400 MHz-es sávra. Ami a berendezések felhasználását illeti, a postai felhasználás mellett elsősorban mint egy technológiai vonal (pl. villamosenergia-hálózat, vasút, olajvezeték stb.) mellé telepített hírközlő lánc kerül szóba. Míg a korábbi berendezésekben az átviendő információ deltamodulált (DM) digitális jelsor volt, a későbbiekben ennek a helyét az impulzuskódmoduláció (PCM) vette át, ahol 30 forgalmi telefoncsatorna jelét 2,048 Mbit/s sebességű digitális jelsor hordozza. A technológiai vonalként való alkalmazásnál gyakori igény a közbülső pontokban az információ egy részének leágaztatása (végződtetése), ill. néhány telefoncsatornának a továbbmenő vonalakba való beiktatása. A digitális átvitel elvéből következően ez könnyen elvégezhető anélkül, hogy a továbbítandó információt illetően veszteséggel kellene számolni. A hagyományos felhasználók részéről az ilyen berendezésekre az elmondottakban túlmenően továbbra is igény van, részben frekvencia gazdálkodási okokból (ebben a sávban kapnak működési engedélyt), részben gazdasági okokból. Szemben a nagyobb mikrohullámú frekvencián (1 GHz felett) üzemelő berendezésekkel, a 400 MHz-es sávban adott költségkeretből több berendezésre tudnak beruházni, mivel a berendezés nagyfrekvenciás áramköreiben nagy mértékben alkalmazhatók a televízió és rádiótelefon áramkörökhez kifejlesztett alkatrészek. Ugyanez elmondható

Beérkezett: 1988. II. 1. (*)



BORS LÁSZLÓ

Egyetemi tanulmányait 1961-ben a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karának híradástechnikai szakán fejezte be.

A BHG-ban a mikrohullámú fejlesztési osztályra került gyártmányfejlesztői feladattal. 1965 óta dolgozik az Orion mikrohullámú fejlesztésének RF laborjában, 1975 óta osztályvezetői beosztásban. 1987 óta az ORION Műszaki-Fejlesztő Leányvállalat mikro-

hullámú fejlesztési főosztályának vezetője. Korábban aktív mikrohullámú áramkörök (oszillátorok, frekvenciaszorzók) fejlesztésével foglalkozott, majd a későbbiekben területe a digitális mikrohullámú rádiórelé berendezések rendszertechnikája és áramköreinek tervezése (jelszintetizátor, fázisdemodulátor), valamint a tervező munka irányítása. A fejlesztési munka eredményeiről több ízben számolt be előadások ill. cikkek formájában.

KINGS ZSOLT

1981-ben végezte el a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karának Híradástechnikai szakát a mikrohullámú ágazaton. Első munkahelye az MTV rögzítéstechnikai laborjában volt, majd 1982 óta az ORION-ban dolgozik a mikrohullámú fejlesztés RF laborjában. Munkaterülete a digitális rádiórelé berendezések különböző elektronikus áramköreinek (KF erősítők, modulátorok, frek-



venszintézerek) fejlesztése.

Jelenleg változatlan tevékenységi körrel az ORION Műszaki-Fejlesztési Leányvállalat mikrohullámú laborjában dolgozik.

a berendezés üzemvitelénél vagy szervizelésénél használatos műszerek egy részéről is.

Fentieket figyelembe véve tűztük ki célul egy új rádiófrekvenciás berendezés kifejlesztését, mely a meglévő és bevált szolgáltatások megtartása mellett olyan korszerű megoldásokat tartalmaz, mely növeli a berendezés megbízhatóságát, könnyebbé teszi a berendezés gyári beállítását, külső telepítését, egyszerűsíti a szervizelését és mindenekezt jelentősen csökkenti a berendezés energiaellátásával kapcsolatos gondokat. Az adóteljesítmény megtartása, sőt növelése mellett a berendezés tervezésénél kiemelt szerepet kapott az energiafogyasztás bekorlátozása olyan értékre, hogy egy RF ismétlőállomást egy egyszerű napszél természeti energiaforrásról üzemeltetni lehessen.

A Kandó Kálmán Híradástechnikai és Műszeripari Technikum hiadástechnikai szakát 1963-ban végezte el. Első munkahelye a BHG mikrohullámú fejlesztési osztálya volt, majd 1965-ben került át az ORION mikrohullámú osztályára gyártmányfejlesztő munkakörbe. Feladata a különböző aktív mikrohullámú áramkörök mechanikus és elektromos konstrukciójának megtervezése, bemérése volt (varaktoros frekvenciaszorzók, erősítők, oszcillátorok). Tevékenységi köre a későbbiekben kiegészült a



digitális rádiórelé berendezések különböző áramköreinek tervezésével (erősítők, fázis-demodulátorok). Jelenleg az ORION Műszaki-Fejlesztési Leányvállalat mikrohullámú fejlesztési laborjában dolgozik.

WEISZ TAMÁSNE

Egyetemi tanulmányait a Kijevi Műszaki Egyetemen végezte. 1959-ben került a BHG mikrohullámú fejlesztési osztályára gyártmányfejlesztőként. 1965 óta az ORION mikrohullámú fejlesztési osztályán dolgozik, 1980 óta csoportvezetői beosztásban. A digitális rádiórelé berendezések nagyfrekvenciás aktív és passzív áramköreinek fejlesztésével foglalkozik, mint pl. keverők, erősítők, mikro-



hullámú szűrők. Jelenleg változatlan beosztásban az ORION Műszaki-Fejlesztési Leányvállalat mikrohullámú fejlesztési laborjában dolgozik.

Ilyen berendezés fejlesztése a vállalatnál folyamatban van és várhatóan a közeljövőben rendelkezésre fog állni.

A korábbi tapasztalatok birtokában igyekeztünk számot vetni azokkal a problémákkal is, melyek oka nem a berendezésben keresendő, de egy 400 MHz-es rádiórelé összeköttetésnél fennállnak. Miről is van szó tulajdonképpen?

Telepítési tapasztalatokból ismert, de szakirodalom [1] is foglalkozik vele, hogy ipari környezetben telepített berendezések első számú közellensége nem a vevő termikus zaja, hanem a különböző ipari tevékenységből eredő zavar sugárzásnak a 400 MHz-es sávba eső spektruma. Mindez azt követeli meg, hogy a berendezésnek — a rendelkező energiaforrást is figyelembe véve — lehető nagy adóteljesítménnyel és az adott sávban realizálható nagy nyereségű antennákkal kell rendelkeznie. Az elmondottakon túlmenően ezt még az is indokolja, hogy sok esetben nem állnak rendelkezésre olyan méretű antennatornyok, melyek az adott terepen az első Fresnel-zóna által megkívánt antenna magasságot biztosítanak. Így az

összeköttetés tervezésénél a részlegesen fedett Fresnel-zónákból adódó járulékos szabadtéri csillapítás növekedéssel kell számolni. (Pl. 400 MHz-en 50 km szakasztávolságnál az első Fresnel-zóna legnagyobb sugara 95 m. [2])

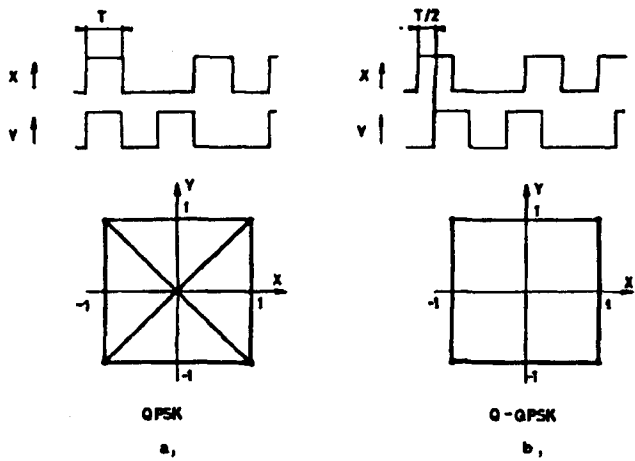
1. DRF-04 LC rádiófrekvenciás berendezés rendszere, felépítése

A bevezetőben említettek alapján az elsődleges tervezési cél a „kis fogyasztás — nagy adóteljesítmény” elv követése volt. A fogyasztás csökkentésénél a következő lehetőségek jönnek szóba: 1. kismennyiségű alkatrész bázis, 2. jó hatásfokú tápegység, 3. modulációs rendszer.

Vizsgáljuk meg sorban a lehetőségeket. Ami az alkatrészeket illeti, az alapsávi digitális és analóg áramkörökben (pl. jelfeldolgozó blokk, szolgálati csatorna) alkalmazott félvezetők CMOS alapú integrált áramkörök. A rádiófrekvenciás nagyszintű erősítők „C”-osztályú üzemmódban működő típusúak. Az alkalmazott tápegységek, melyek egyen-egyen rendszerű inverterek, kapcsolóüzemben működnek átlagosan 80% feletti hatásfokkal.

A megválasztott modulációs rendszerről érdemes néhány szót ejteni. Digitális átvitelről lévén szó az adott 2,048 Mbit/s bit sebességet figyelembe véve itt is a szokásos négyállapotú fázismoduláció kerül alkalmazásra. Ez biztosítja a rendelkezésre álló frekvenciasáv jó kihasználását egyszerű áramköri realizálás mellett. Ami eltér a korábban alkalmazott megoldásainktól, az a modulációs eljárásnak egy olyan változata, melynél a kvadratúra amplitúdó modulátor (QAM) bemenetére a bejövő soros digitális jelsorból olyan két fele sebességű párhuzamos dicit jelsort képezünk, melynél az elemi jelek élhelyzete $T/2$ -vel egymáshoz képest el van tolvá. (T a dicit elemi jelek szélessége, ahol $T = 1/1,024 \cdot 10^6$ s.)

A modulációs eljárás neve: offset QPSK moduláció, melyet a továbbiakban O-QPSK-val jelölünk [3], [7]. Kvadratúra amplitúdó modulációt feltételezve a modulált vivő pillanatnyi fázisát és amplitúdóját az ún. fázis síkban szemléltethetjük. Az 1. ábra mutatja a különbséget a hagyományos QPSK (a. ábra) és az O-QPSK (b. ábra) között. A moduláló jelsorokról feltételezzük, hogy a „0” és „1” bináris értékek előfordulási valószínűsége azonos, továbbá a két jelsor statisztikailag egymástól független. A lényeges különbség a két fázisdiagram között, hogy a normál QPSK esetében 180° fázisugrás is van, mikor a pillanatnyi amplitúdó az origón áthaladva a zérus értéket is felveszi. Ezzel szemben offset modulációnál (O-QPSK) egyidejűleg a két modulálójel nem megy át a zérus értéken. Az el-



1. ábra Kvadratúra amplitúdó moduláció fázisdiagramja a) QPSK modulációval; b) O-QPSK modulációval

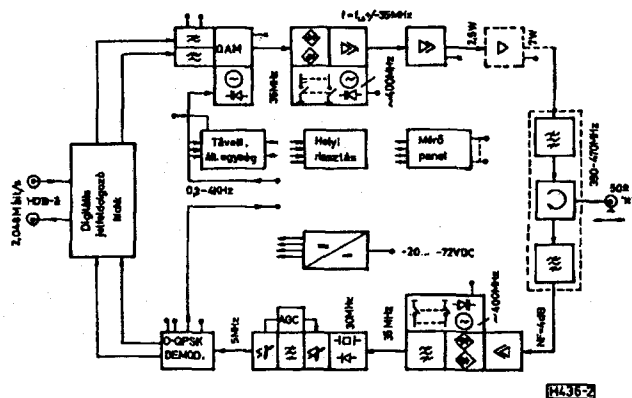
mondottakból következik, hogy O-QPSK esetében a modulált jel amplitúdója mindössze 3 db-ot változik (30%-os AM) a QPSK-nál lévő 100% AM-mel szemben. (Megjegyzendő, hogy a berendezésben a modulátorra egy-egy jelformáló szűrő után már sávkorlátolt moduláló jelek kerülnek, ezért az elvi ábrán lévő helyzethez képest van számszerű eltérés, de az alapvető különbség a két eljárás között ebben az esetben is teljesül.) Az elvi megfontolások gyakorlati következménye az, hogy QPSK esetében az adó nagyfrekvenciás nagyteljesítményű fokozataiban előálló nemlineáris torzítás miatt célszerű „A”-osztályú erősítőket használni, mikor is 25%-nál kisebb egyenáramú hatásfokkal számolhatunk csak. Ezzel szemben offset-modulációnál 60–70%-os egyenáramú hatásfokú eszközöket lehet alkalmazni. Az elkészült berendezéseken O-QPSK modulációval összehasonlító összeköttetés méréseket végeztünk lineáris és „C”-osztályú adóerősítőkkel és adott bithibaaránynál kb. 1 dB eltérést (romlást) kaptunk. A lineáris rendszerhez képest, ami az elért célkitűzéseket (fogyasztás pl.) tekintve jónak mondható.

A DRF-04 LC berendezés adó-vevőjének tömbvázlatát mutatja a 2. ábra. Adásirányban a digitális jelfeldolgozó blokk tartalmazza többek közt a interface áramkört, a scramblert, a soros-parallel átalakítót, valamint a mod 2 szerinti differenciális kódoló párt. (A soros-parallel átalakító egyúttal biztosítja a két párhuzamos dibit jelsor éleinek megfelelő időbeli eltolását.) A QAM modulátorban a bejövő jelsorok útjába iktatott jelformáló szűrők a négyzetjellel ugrásaiból közelítőleg „felemelt koszinusz” jellegű válaszfüggvényt állítanak elő oly módon, hogy a szomszédos időrésekben ne hozzanak létre szimbóluminterferenciát. (A távolabbi időrésekben a kimenőjelnek az állandósult értéktől való eltérése elhanyagolható.) A modulátorhoz szükséges 35 MHz-es KF-oszcillátor jelét egy PLL hu-

rokban kvarckristállyal stabilizált, frekvenciában modulálható VCO szolgáltatja. (Itt történik a berendezésben lévő 0,3–4 KHz-es alapsávi szolgálati csatoma csatlakoztatása az RF adó irányában). Az O-QPSK-ban modulált 35 MHz-es jelet a tükröreinyomós adókeverő teszi át a 400 MHz-es sávba. Az adókeverő lokáloszcillátorát egy 10 KHz-es raszter felbontású frekvenciaszintézer biztosítja. (Későbbiekben az áramkör részletesebben leírjuk.) A kisszintű 400 MHz-es sávba eső kimenőjelből a széles sávú, „C”-osztályú végerősítő kimenetén nyerjük a 2,5 W ill. 7,0 W adóteljesítményt. Az adósűrűrből, közösítő cirkulátorból, vevősűrűrből álló szűrőváltó fogja össze az adó és vevő jeleit a közös antenna kimenetéhez. (Jelenleg fejlesztés alatt áll egy nonreciprok eszközt nem tartalmazó, diplexeres váltó is különböző adó-vevő frekvenciatávolságokra.) A vevőkben a kis zajú RF előfokozat után ugyancsak tükröreinyomós keverő van (down-converter változat), melynek lokáloszcillátora az adólokáléval megegyezően frekvenciaszintézeres rendszerű. A következő egységben a 35 MHz-es I. KF-et 5 MHz-es II. KF-re keverjük le és egy nagy dinamikájú AGC-zett erősítővel állítjuk elő a bemenőjelet a koherens fázisdemodulátor részére.

Az 5 MHz-es KF erősítő tartalmazza a keskenysávú KF-szűrőt, mely a zaj vágása mellett a vevő közeli szelektivitásáról is gondoskodik. A fázisdemodulátor tartalmazza a vivőkinyerő áramkört is, melyet a következő pontban külön is részletezünk.

Az alapsávi szolgálati csatorna vevőoldali részére a demodulátor PLL-jéből vesszük ki a jelet. A demodulátorból a két – átviteli torzítások miatt dzsitteres – négyzetjelsor a regenerátoregységbe kerül, ahol az órajelet kinyerik a jelsor regenerálása céljából. A digitális jelfeldolgozó blokk vevőoldali részében van a differenciális dekódoló, valamint descrambler áramkör. A regenerált, dekódolt 2,048 Mbit/s jelsor a berendezés HDB-3 interface pontján áll elő, melyet vagy a primer PCM multiplex berendezéshez vagy RF ismétlőállomáson a továbbmenő digitális adó bemenethez



2. ábra DRF-04 LC RF adó-vevő blokkvázlata

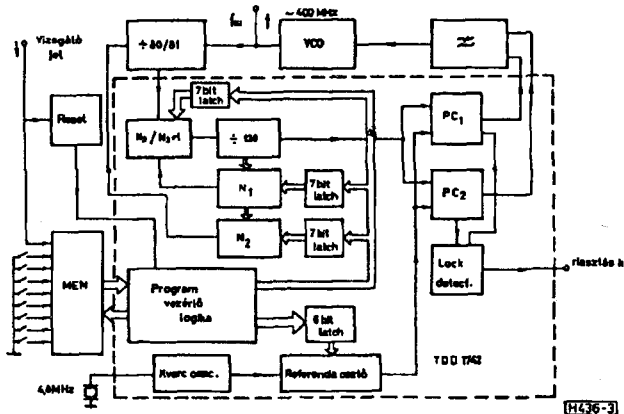
lehet csatlakoztatni. A DRF-04 LC berendezés egy átfogásban -20-72V egyenfeszültségű áramforrásról táplálható. A mechanikusan hordkeret konstrukciójú berendezés részét képezi még az omnibusz rendszerű szolgálati csatorna, mely a szolgálati beszéd és a kódolt távellenőrző jelek átvitelére szolgál és független a forgalmi információtól. (Utóbbi áramkörök nincsenek feltüntetve a 2. ábra tömb vázlatán.)

2. Áramköri megoldások

Ebben a pontban ismertetjük röviden azokat a főbb áramköröket, melyekkel a bevezetőben említett célkitűzéseket kívántuk teljesíteni.

2.1 Frekvenciaszintézeres RF lokáloszcillátor

A 400 MHz-es sávban (390-470 MHz), ahol nincsenek nemzetközileg elfogadott frekvenciakiosztások, a különböző felhasználói igények rugalmas kielégítését egy olyan frekvenciaszintézeres áramkör biztosítja, melynél a 400 MHz-es VCO leosztott jelét egy 4,8 MHz-es kvarckristály jelével hasonlítjuk össze 10 KHz-en. A szintézer elvi felépítését mutatja a 3. ábra, ahol a rendszer lelkét alkotó több funkciós programozott osztó belső felépítését is feltüntettük. A memóriába mintegy 250 frekvencia égethető be, melyből 8 rövidzár segítségével a kívánt érték beállítható. A VCO-val egy félsávot (40 MHz) lehet biztonsággal átfogni. Az adó- és a vevőlokáloszcillátor azonos felépítésű. Felhívjuk a figyelmet a vizsgálójel bemenetre. A berendezésben lévő mérőpanelen egy kapcsolót átállítva az adó- és vevőlokáloszcillátor egy mérőfrekvenciába megy át és a szűrőváltó rendszeren keresztül az adó jele visszahurkolódik a saját vevőjébe, így a saját berendezésen belül az RF átviteli út öntesztelése lehetséges. Lehetőség van a vezérlőjelnek távparancs segítségével való működtetésére is.



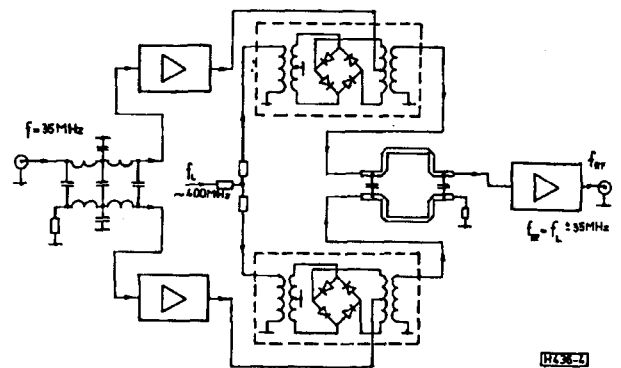
3. ábra Frekvencia-szintézeres RF lokáloszcillátor

2.2 Tükörelnyomásos adó- és vevőkereső

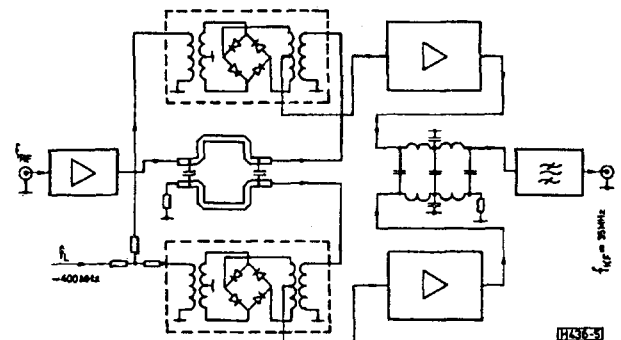
A szintézeres lokáloszcillátor tulajdonságait csak akkor tudjuk kihasználni, ha a frekvenciaváltáskor a jelútban lévő többi áramkör sem kíván utánhangolást. Annak érdekében, hogy a keverőben ne kelljen hangolt szűrővel a nem kívánt oldalsávot levágni, tükörelnyomásos keverőket alkalmazunk az adóban (up-converter) és a vevőben (down-converter). Mint ismeretes [4] egy ilyen keverő realizálásához egy kisfrekvenciás (KF) és egy nagyfrekvenciás (RF) hibrid valamint két ellenütemű keverő kell. Tökéletes kioltáshoz a sávban a felsorolt elemeknek elegendően széles sávúaknak kell lenniük. A 4. ábra az adókeverő, az 5. ábra pedig a vevőkeverő elvi felépítését mutatja. Az adott áramköröknél a KF hibridet egy koncentrált paraméterű elemekből álló, míg az RF hibridet nyomtatott induktivitásból és chip-kondenzátorokból álló kvázikoncentrált hibrid alkotja [5], [6]. Az alkalmazott keverők balansz keverő modulok. A valóságos áramkörök frekvencia függése miatt a vivő működési sávjában a nemkívánt modulációs oldalsáv és lokáljel 13-15 dB-lel nyomható el a hasznos jelhez képest. Ez az adóoldalon elegendő ahhoz, hogy a továbbhaladó áramkörökben nem okoz gondot, a kimeneti adószűrő pedig a megmaradt részt gyakorlatilag teljesen eltávolítja.

2.3 Szolgálati csatorna moduláció átvitele

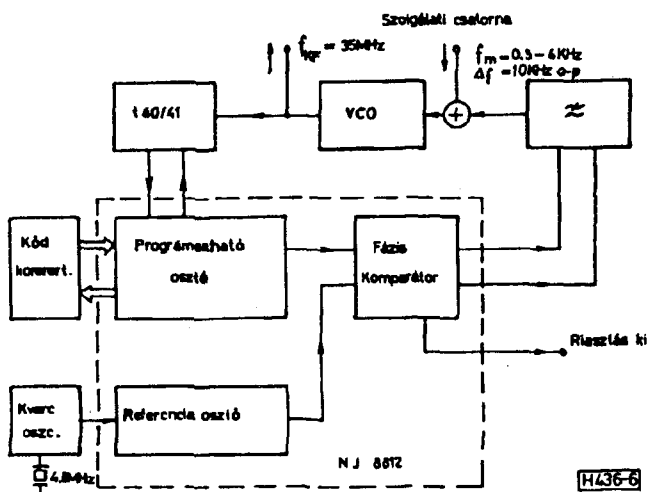
A DRF-04 LC berendezésben a forgalmi információtól független szolgálati csatorna átvitele a vivőhullám



4. ábra Tükörelnyomásos vevőkeverő



5. ábra Tükörelnyomásos vevőkeverő

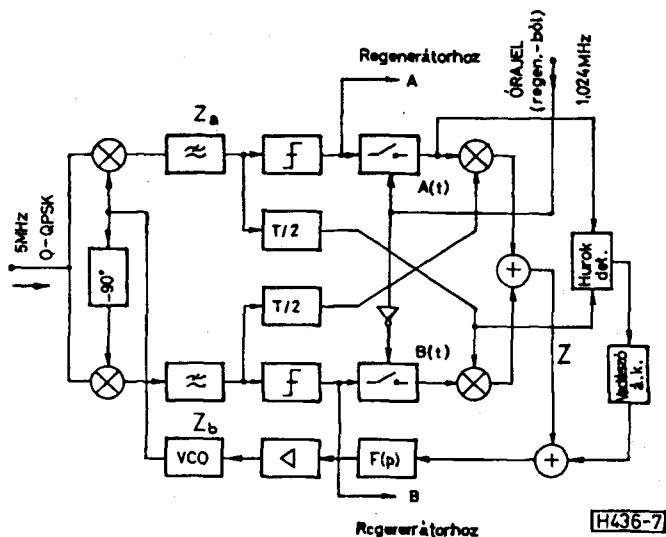


6. ábra FM-ben modulálható KF lokáloszcillátor

FM-ben való modulálásával történik. A hagyományos megoldás, az adólokáloszcillátor modulálása itt azzal a gondjal járna, hogy a lokáloszcillátor VCO feszültség – frekvencia karakterisztikáját lineárisra kellene tenni, hogy a láncon a halmozódó löketváltozási hiba ne legyen túl nagy. Mindez az áramkört elbonyolítaná és a frekvencia átfogását csökkentené. Ehelyett a 35 MHz-es fázismodulátor KF lokáloszcillátora van erre a feladatra kiválasztva. Ha ezen a helyen szokványos kristályvezérelt oszcillátort használnánk, akkor a névleges frekvencia kb. 10^{-5} -szörösének megfelelő FM-löketet tudnánk csak elérni, ami 1 KHz-nél kisebb értéket jelentene. Mivel az elegendően nagy vevőoldali jel/zaj miatt 10 KHz o-p frekvencialöket szükséges, a 35 MHz-es KF lokáloszcillátort egy olyan VCO alkotja, melynek a frekvenciastabilitásáról egy PLL gondoskodik, ahogy ezt a 6. ábra mutatja. A kívánt lökettel a VCO-t könnyen lehet modulálni, ugyanakkor a szabályzó hurok sávzélessége a visszaszabályozást megakadályozza. A PLL-ben alkalmazott LSI integrált áramkör tartalmaz sok olyan funkciót, mely lehetővé teszi, hogy az áramkört viszonylag kevés kapcsolási elemről lehet összeállítani. Mivel a 35 MHz-es KF lokáloszcillátor szolgáltatja a KF lokáljelet a fázismodulátor (QAM) részére, a kettős modulációt tartalmazó adó KF jelét a már említett adókeverő teszi át az RF vevő sávba. Az adó lokálfrekvenciát változtatva a modulációs jellemzők nem változnak. (Az adólokáloszcillátor FM modulációja esetén a lokálfrekvencia átállításakor a löketet általában utána kellene állítani.)

2.4 Adatjel felhasználásán alapuló koherens fázisdemodulátor

A négyállapotú fázismodulációt tartalmazó jel spektruma a vivő helyén nem tartalmaz vonalas spektrumot, aminek a felhasználásával a modulált vivőből az alapsávi jelsort helyre lehetne állítani. QPSK esetében



7. ábra Adatjel felhasználásán alapuló koherens fázisdemodulátor

általában egy negyedfokú nemlinearitás segítségével lehet az $n \cdot 90$ fok ($n = 0, \pm 1, \pm 2$) fázisugrásokból a vivőt előállítani, melynek zaját egy PLL hurok tisztítja meg. O-QPSK esetében sávkorlátolt átvitelt feltételezve megmutatható, hogy nem minden fázisváltozás hoz létre T idő alatt $n \cdot 90$ fokot.

A kinyert vivő kellő „megtisztításához” a PLL hurok-szűrő sávzélességét kell a QPSK-hoz képest szűkíteni. Kis bitszámot és járulékos analóg FM modulációt (szolgálati csatorna átvitele) feltételezve a demodulátor PLL hurokból csak kis löketű analóg FM jelet lehetne kiszedni, amivel a kívánt kb. 40 dB feletti jel/zaj érték nem lenne biztosítható. A DRF-04LC berendezésben alkalmazott vivőkinyerő áramkör nem igényli a PLL hurok sávjának leszűkítését ahhoz, hogy a kinyerhető referencia vivő elegendően jó jel/zaj viszonytal rendelkezzen. A másodrendű követő hurok hibajele nem a fázisváltozások négyszerezett értékéből kialakuló jelre szabályoz, hanem a lekevert alapsávi jelsort hasonlítja össze időrekenként a demodulált és mintavételezett (t. k. regenerált) jelsorral, továbbiakban adatjellel. Az adat-vezérelt vivőkinyerővel működő koherens fázisdemodulátor felépítését a 7. ábra mutatja. Mivel ez az eljárás kevésbé közismert, röviden kitérünk a hurok mechanizmusának ismertetésére. Megmutatjuk, hogy behúzott állapotban a másodrendű hurok működését leíró szabályzó feszültség (hibajel) – fáziseltérés görbét, másszóval a fázisdetektor karakterisztikát $\sin\phi$ jellegű összefüggés jellemzi, mely független a pillanatnyi jeltartalomtól és még viszonylag nagy P_E bithibaarány [9] mellett is az áramkör működik. Mindehhez a bináris modulációra és a szimbólum jelformát leíró időfüggvényre vonatkozóan feltevéseket teszünk, melyek azonban a valóságban teljesülnek. Továbbá feltételezzük, hogy a berendezés regenerátorában levő órajelgenerátor „ha-

marabb" hozzászinkronizál a demodulált jelsorok órajelehez, mint maga a demodulátor PLL összeáll. Más szóval a demodulátor szempontjából úgy számolhatunk, hogy mintavételezés céljára T időreseként ($T =$ moduláló jelsorban levő elemi jel szélessége) egy időzítő jelsor rendelkezésre áll (1. a T . ábrát).

Tételezzük fel egyelőre, hogy elég nagy a vivőre vonatkoztatott jel/zaj (C/N). A modulátor bemenetén – normalizált amplitúdóval számolva – az 0–QPSK-ban modulált ω körfrekvenciás vivőhullám az alábbi módon írható le:

$$U_i = \sqrt{2} \cdot [a(t)\sin\omega t - b(t)\cos\omega t], \quad (1)$$

ahol

$$a(t) = \sum_{(n)} a_n x(t - nT) \quad (2)$$

$$b(t) = \sum_{(m)} b_m x(t - mT - T/2)$$

Az a_n, b_m bináris változókra vonatkozóan az alábbi, gyakorlatban teljesülő kikötéseket tesszük:

$$\begin{aligned} a_n b_m &= +1 \dots p = 1/2 \\ &= -1 \dots p = 1/2 \\ E(a_i a_j) &= 1, \text{ ha } i = j \\ &= 0, \text{ ha } i \neq j \\ E(a_i b_j) &= 0 \end{aligned} \quad (3)$$

A (3) összefüggésben E a bináris változókra vonatkozó statisztikai várható értéket jelöli.

A sávkorlátolt átvitelt a következő szinuszos átmenetű szimbólum jelformával vesszük figyelembe:

$$x(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left(1 + \cos \frac{\pi}{T} t\right), & t \in [-T, T] \\ 0, & |t| > T \end{cases} \quad (4)$$

A továbbiakban tételezzük fel, hogy a hurok behűtött állapotban van és a VCO Φ fázishibával rendelkezik a bejövő jel vivőjéhez képest. A T . ábrán lineáris szorzókat feltételezve az aluláteresztő szűrők kimenetén az alábbi alapsávi jelsorok állnak elő:

$$z_a(t) = a(t)\cos\Phi + \ddot{o}(t)\sin\Phi \quad (5)$$

$$z_b(t) = a(t)\sin\Phi - b(t)\cos\Phi$$

Zérus hiba ($\Phi = 0$) esetén az egyik kimeneten az $a(t)$ míg a másik szűrő kimeneten a $-b(t)$ jelsor áll elő (1. a T . ábrát). A komparátorok kimenetén kapott – rendszerint a jeltorzulás és zaj miatt ingadozó élhelyzetű (dzsitteres) – demodulált négyszögjelsorokat vezetjük a regenerátorokba. A regenerátorból visszavezetett órajelekkel a dzsitteres négyszögjelsort időreseként jelközépen mintavételezve kapjuk az elvileg dzsittermentes adatjelsorokat:

$$A(t) = \sum_{(n)} \hat{a}_n g(t - nT) \quad (6)$$

$$B(t) = \sum_{(n)} \hat{b}_n g(t - nT - T/2),$$

ahol

$$g(t) = \begin{cases} 1, & \text{ha } t \in [0, T] \\ 0 & \text{egyébként} \end{cases} \quad (6.a)$$

Az a_n , ill b_m felülvonással jelzett szimbólumok max. döntési valószínűséggel az a_n, b_m szimbólumoknak felel meg. A döntés kritériuma a mintavétel pillanatában a null-komparátor bemenetén levő jel előjele. Látni kell, hogy a döntő áramkör még az ideális fázishelyzethez képest $\pm 45^\circ$ fázishibán belül is jó döntést hoz.

Véges nagyságú zaj esetén (Gaussi jelleget feltételezve) sem lehet kizárni azonban, hogy a pillanatnyi zajamplitúdó hatására a döntés téves lehet. Annak a valószínűsége, hogy helyes döntés születik, az alábbi várható értékkel adható meg:

$$E(\hat{a}_n a_n) = E(\hat{b}_n b_n) = (1 - P_E) - P_E = 1 - 2P_E \quad (7)$$

Tegyük fel, hogy a demodulátor bemenetén olyan nagy a zaj, hogy a bit hibaarány $P_E = 10^{-2}$ (már az átviteli rendszerben megszakadt az összeköttetés) a (6)-ban definiált valószínűség még mindig $0,98 = 1$. Ugyanakkor a különböző időréshez tartozó lineáris változókra valamint a különböző jelsorokhoz tartozó bináris változókra vonatkozóan itt is teljesülnek a (3)-as összefüggések.

A fázisdetektor karakterisztikát meghatározhatjuk bármely kiválasztott időrésben mint a $z(t)$ hibafüggvény várható értékének az időbeli átlagát:

$$U(\Phi) = \frac{1}{T} \int_{nT - T/2}^{nT + T/2} E[z(t, \Phi)] dt, \quad (8)$$

ahol

$$z = A(t)z_b(t - T/2) + B(t)z_a(t - T/2) \quad (9)$$

A (9)-ben levő (2) és (6) összefüggésekben definiált végtelen sorokat tartalmazó összefüggés jelentősen leegyszerűsödik, ha csak a kiválasztott n-edik idő-résbe eső tagokat vesszük figyelembe. (8)-ban $t_1 = t - nT$ helyettesítéssel az új $[-T/2, T/2]$ integrálási tartományt $[-T/2, 0]$ és $[0, T/2]$ résztartományokra bontva kapjuk

$[-T/2, 0]$ -ban:

$$E[z(t, \Phi)] = \sin\Phi \cdot [E(\hat{a}_n - 1a_{n-1})x(t+T/2) + E(\hat{b}_n - 1b_{n-1})x(t)] = \sin\Phi(1 - 2P)[x(t+T/2) + x(t)] \quad (10)$$

és hasonlóképpen $[0, T/2]$ -ben

$$E[z(t, \Phi)] = \sin\Phi \cdot (1 - 2P_E)[x(t-T/2) + x(t)] \quad (11)$$

Elemi átalakítások után a (8)-ban levő integrál át-megy a következő formába:

$$U(\Phi) = (1 - 2P_E)\sin\Phi \frac{1}{T} \int_0^{T/2} [x(T/2 - t) + x(-t) + (t + T/2) + x(t)] dt \quad (12)$$

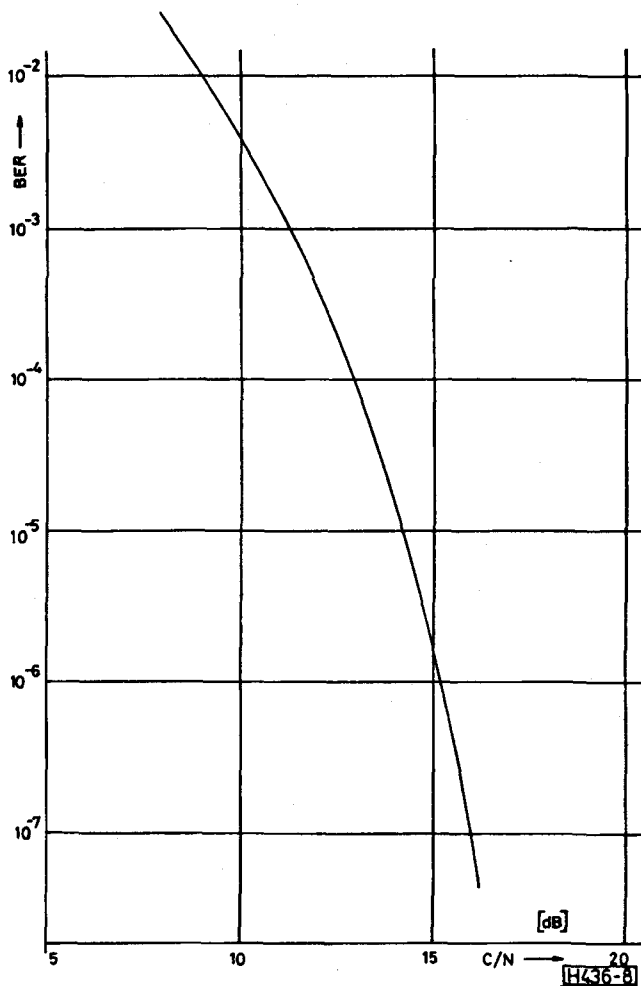
$x(t)$ helyébe a (4)-ben megadott szimbólum jelformát helyettesítve:

$$U(\Phi)(1 - 2P)(1 + \frac{2}{\pi})\sin\Phi = K \cdot \sin\Phi \quad (13)$$

ahol $K = \text{const.}$

ahol $(1 - 2P_E) \approx 1$ helyettesítéssel élhetünk. A (13) formula adja meg a VCO-ra jutó szabályzójelnek a Φ fázishibától való függést, mely független a pillanatnyi jeltartalomtól és nagy mértékben független a zajtól is.

A (13)-ban adott formulával jellemzett hurok előnye a negyedfokú nemlinearitást tartalmazó hurokkal szemben, hogy nem áll fenn a névleges vívőfrekvencia $4/T$ környezetében a hamis behúzás jelensége [8], ezért viszonylag egyszerű hurokdetektor és vadászó áramkör segítségével lehet a behúzási tartományt megnövelni. (Mért t eredmény: KF hurokban ± 300 KHz, RF hurokban min. ± 200 KHz, mely egy nagyságrenddel nagyobb mint az adó- és vevőlokáloszcillátorok frekvencia változása.) A demodulátorra jellemző bit hibaarány karakterisztika a 8. ábrán látható, az előírt löketű analóg FM modulációjú szolgálati információ egyidejű átvitele mellett mérve.



8. ábra Demodulátor bit hibaarány karakterisztika

3. Főbb műszaki adatok

Frekvenciasáv	390 – 470	MHz
Bitsebesség	2,048	Mbit/s
Digitális interface	HDB – 3 (CCTT G. 703)	

Adó

Adóteljesítmény	min. 2,5/7	W
Adólokáloszcillátor típusa	frekvencia-szintézer	
Frekvenciaraszter	10	KHz
Frekvenciastabilitás	$2 \cdot 10^{-5}$	
Moduláció	offset QPSK	
Modulátor	QAM	
Modulátor frekvencia	35	MHz
Szolgálati csatorna moduláció	FM	
Frekvencialöklet	10	KHz _{o-p}
Frekvenciasáv	0,3 – 4	KHz

Vevő

Felépítés	szuperheterodin kétszeres transzponálással	
Zajtényező	max. 4	db
Lokáloszcillátor	frekvenciaszintézer	
Frekvenciaraszter	10	KHz
Frekvenciastabilitás	$2 \cdot 10^{-5}$	
I. KF frekvencia	35	MHz
II. KF frekvencia	5	MHz
KF sávszélesség (-3 dB)	1,5	MHz
AGC átfogás	50	dB
Demodulátor típusa	adatvezérelt PLL	
Demodulátor KF jel/zaj küszöb (BER = 10^{-3})	13	dB
Vevő RF küszöbszint (BER = 10^{-3})	-94,5	
Szolgálati csatorna pszof. jel/zaj (1 RF szakasz)	min. 45	dB
Szűrőváltó		
Beiktatási csillapítás adófrekvencián	max. 3	dB
vevőfrekvencián	max. 2	dB
Szűrő típusa, rezonátorszám	comb-line, 5 rez.	
Zárósávi csillapítás		
fo ± 40 MHz	min. 65	dB
fo ± 70 MHz	90	dB

Feszültségellátás

Tápfeszültség tartomány	-20...-72	V DC
Fogyasztás (P = 2,5/7 W) végállomás	max. 45/60	W
ismétlőállomás	max. 75/105	W

Klimatikus követelmények

Hőmérséklet tartomány	0... + 50	°C
Relatív légnedvesség (25 °C)	max. 95	%

IRODALOMJEGYZÉK

- [1] „Reference Data for Radio Engineers” 5. Edition, Chap. 27, Howard W. Sam Co., Inc., Indianapolis, 1970.
- [2] Brodhage, H., Hornuth, W.: „Planung und Berechnung von Richtfunkverbindungen”, Siemens Aktiengesellschaft, Berlin München, 1977.
- [3] Frigyes I., Szabó Z., Ványaj P.: „Digitális mikrohullámú átviteltechnika”, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1980
- [4] Margulis, A.: „Integrated Single – Sideband Modulators Implemented on Soft Substrates”, MSN, September 1985, pp. 81 – 90.
- [5] Chen Y. Ho: „Design of Lumped Quadrature Couplers,” Microwave Journal, Sept. 1979, pp. 67 – 70.
- [6] Akszenov, A. E.: „Napravlennij otvetvitelj na szoszredotoc-sennüh induktivnüh i jomkosztnüh elementah”, Radiotekhnika, 1976. no. 2, 54 – 59 (Orosz nyelven)
- [7] Fehér, K.: „Digital Communications. Satellite Earth Station” Englewood Cliffs, 1983.
- [8] Simon, M. K.: „False Lock Performance of Quadrphase Receivers”, IEEE COM – 27, No. 11. Nov. 1979,
- [9] Lindsay, W. C., Simon M. K.: „Telecommunication Systems Engineering”, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N. J., 1973.

Lapunk példányonként is megvásárolható:

az V., Váci utca 10. és

az V., Bajcsy-Zsilinszky út 76. sz. alatti

hírlapboltokban