

Középfrekvenciás QPSK direkt fázisregenerátor

DENK ATTILA — ORION
DR. RIGYES ISTVÁN — DR. MOLNÁR BÉLA
BME Mikrohullámú Híradástechnika Tanszék



ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk bemutatja a középfrekvenciás QPSK direkt fázisregenerátor működési elvét, ismerteti egy megvalósított regenerátorral szerzett mérési tapasztalatok eredményeit.

1. Bevezetés

Digitális modulációt használó jel továbbításakor, akár kábelben, akár rádió csatornán történik az átvitel, a regeneratív ismétlőállomás alkalmazása a szokásos. Ilyenkor minden ismétlőállomáson visszaállításra kerül az időzítés, amelynek felhasználásával a frissített digitális információ kerül továbbításra. Rádió átvitelnél ez azt jelenti, hogy minden egyes ismétlőállomáson az alapsávig le kell bontani a jelet, mindenhol szükség van demodulátorra, alapsávi jelfeldolgozásra és nagyfrekvenciás (vagy középfrekvenciás) modulátorra. Az előbbi értelemben vett regenerátorral érhető el a digitális átvitel nyújtotta műszaki előnyök maximális kihasználása, ennek ellenére előfordul, hogy a ráfordítás-eredmény egyensúlya szempontjából alkalmazása nem célszerű. Ez az eset valósul meg pl. nagyon nagy sebességű átvitelnél vagy nagyon nagy működési frekvenciájú összeköttetésnél, ahol a zivatarok következtében létrejövő mély fading miatt közel kell telepíteni az ismétlőket egymáshoz; így egy adott vonalon sok állomás található. Az ismétlő költségének csökkentése tehát alapvető az egész lánc gazdaságossága miatt.

A leginkább magától értetődő nem regeneratív ismétlő a lineáris erősítő, amely valóban felhasználásra kerül néha ilyen célra, azonban a műszaki tulajdonságai kedvezőtlenek. Ha több lineáris ismétlő következik egymás után, akkor az eredő átviteli függvényazonos lesz az egyes átviteli függvények szorzatával, M darab azonos ismétlő esetén az M-ik hatvány adja az eredőt, így pl. 10 egyforma lineáris ismétlő esetén az egyes erősítő átvitelében jelentkező 0.5dB-es átviteli ingadozás 5dB-t jelent az eredő átvitelben. Ez azt eredményezi, hogy csökken az eredő sávzélesség és nő a torzítás.

QPSK jel esetén a jeltovábbítás minősége és a felépítés bonyolultsága (vele együtt az ár és a teljesítmény

Beérkezett: 1988. II. 1. (★)

DENK ATTILA

A BME Villamosmérnöki Karán mikrohullámú ágazaton szerzett diplomát 1969-ben. Kezdetben a TKI fejlesztésű mikrohullámú áramkörök honosításában vett részt, majd 1973-tól rendszertechnikai fé-

ladatokkal bízták meg. 1974 végétől mint rendszertechnikai fejlesztési osztályvezető az ORION fejlesztésű rádiórelé berendezések tervezését irányítja. Több folyóiratcikke jelent meg és számos előadást tartott Magyarországon és külföldön.

Dr. FRIGYES ISTVÁN

1954-ben szerzett gyengeáramú villamosmérnöki oklevelet a Budapesti Műszaki Egyetemen, a műszaki tudományok kandidátusa fokozatot 1979-ben érte el. A BHG Mikrohullámú Fejlesztés osztályán volt csoportvezető majd a téma átkerülésekor az Orionban vezette ugyanezt az osztályt. 1973–83-ig a TKI-ban dolgozott mint tudományos osztályvezető, azóta a BME Mikrohullámú Híradástechnika Tanszékén docens. Érdeklődési területe korábban a mikrohullámú antennák és áramkörök elmélete és tervezése, majd az utóbbi min-



tegy 15 évben digitális mikrohullámú átvitel problémái. Az utóbbi években a rendszerek modellezési és jelfeldolgozási kérdéseivel foglalkozik. Társ szerzője több szakkönyvnek és számos hazai és külföldi folyóiratcikke jelent meg.

fogyasztás) szempontjából a jelen dolgozat témáját képező direkt regenerátor [1, 2, 3] a regeneratív ismétlő és a lineáris erősítő között helyezkedik el. Bizonyos esetekben alkalmazásával előnyös kompromisszumot érhetünk el a műszaki paraméterek és a ráfordítás (ár, térfogat, teljesítményfogyasztás) között, ugyanis átvitele jobb mint a lineáris erősítőé, miközben egyszerűbb felépítésű mint a regeneratív ismétlő.

A cikk második pontja a direkt regenerátor elvi felépítését,

a harmadik pont a megvalósított, javított kivitelű regenerátor konkrét elrendezését,

a negyedik pont a fázis amplitúdó konverter tervezési módját,

az ötödik pont a mérési eredményeket ismerteti.

Rendszertechnikai szempontokat e cikkben nem tárgyalunk — ezek némelyike [3]-ban található.

Diplomáját 1971-ben szerezte a Budapesti Műszaki Egyetem Híradástechnika szakán. Az egyetem elvégzése után először a BME Mikrohullámú Híradástechnika Tanszéken működő Úrkutató Csoportban dolgozott, 1976 óta pedig oktató. 1981-ben szerzett egyetemi doktori fokozatot a QPSK demodulációhoz kapcsolódó témából.



2. Elvi felépítés

A direkt regenerátor nemlineáris jelfeldolgozó egység, amely alapsávi lebontás nélkül biztosítja, hogy a kimenetén megjelenő jel fázisa csak az előírt értékeket (BPSK moduláció esetén 0° és 180° , QPSK modulációnál pedig 0° , 90° , 180° , és 270°) veheti fel. A BPSK regenerátor elvi felépítését az 1. ábra mutatja. A szorzó áramkört követő szűrő a keverési termékek közül az alsó oldalsávot engedti át, míg a felső oldalsávot eltávolítja.

Az áramkör vizsgálatához tételezzük fel, hogy a bemeneti jel egy adott fázisú szinuszhullám

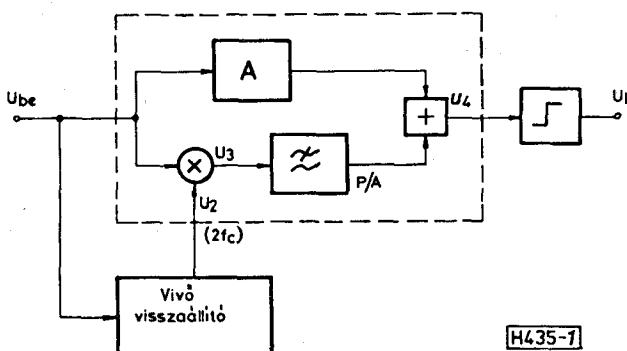
$$U_{be} = U_1 \cos(\omega_c t + \varphi) \quad (1)$$

ahol ω_c a vivőfrekvencia 2π -szerese

U_1 a bemeneti jel amplitúdója.

Ideális (azaz zaj- és torzításmentes esetben) az amplitúdó állandó, tényleges helyzetben ingadozik; φ tartalmazza a fázismodulációt, valamint a fáziszajból és torzításból származó ingadozást.

Az ábrából láthatóan a rendszer működéséhez az szükséges, hogy a vivőfrekvenciás jellel fázismerev kapcsolatban lévő, de kétszeres frekvenciájú jellel összeszorozzuk a bemeneti jelet. A szorzójel kifejezése:



1. ábra BPSK direkt regenerátor elvi felépítése

$$U_2 = U_2 \cos 2\omega_c t \quad (2)$$

A szorzóáramkör után megjelenő jel

$$U_3 = k U_1 \cos(\omega_c t + \varphi) U_2 \cos 2\omega_c t \quad (3)$$

ahol k a szorzó állandója.

Elvégezve a kijelölt műveletet, rendezés után az

$$U_3 = \frac{1}{2} k U_1 U_2 \cos(\omega_c t - \varphi) + \frac{1}{2} k U_1 U_2 \cos(3\omega_c t + \varphi) \quad (4)$$

eredmény adódik. Az összeg második tagját (a felső oldalsávot) a szűrő eltávolítja, ezért a további számítás szempontjából az elhagyható.

A jelfeldolgozás a BPSK direkt regenerátorban két ágon történik, az 1. ábrán felül ábrázolt rész egyszerűen egy A tényezővel jellemzett lineáris átvitel (csillapítás vagy erősítés). A két ág jelének összegzése után az

$$U_4 = \frac{1}{2} k U_1 U_2 \cos(\omega_c t - \varphi) + A U_1 \cos(\omega_c t + \varphi) \quad (5)$$

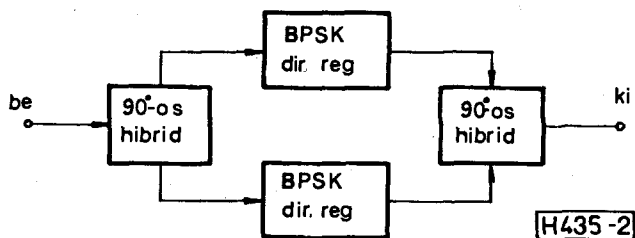
jelet kapjuk. Abban a speciális esetben, amikor a két ág átvitele azonos, ami azt jelenti, hogy

$$A = \frac{1}{2} k U_2 \quad (6)$$

az eredő jel (5) és (6) alapján az

$$U_4 = A U_1 [\cos(\omega_c t - \varphi) + \cos(\omega_c t + \varphi)] = 2 A U_1 \cos \varphi \cos \omega_c t \quad (7)$$

formában írható fel. Az eredményből kiolvasható, hogy az 1. ábrán szaggatottan bekeretezett rész egy fázis-amplitúdó konverternek (P/A) tekinthető, mivel kimeneti jelének fázisa állandó, a bemeneti jel fázisának a hatása állandó bemeneti amplitúdó esetén $\cos \varphi$ -vel arányos kimeneti amplitúdóban jelentkezik. A fázis-amplitúdó konvertert követő limiteret úgy vehetjük figyelembe, hogy a kimeneti jel amplitúdóját állandónak vesszük, fázisát pedig a limiter bemeneti jelének fázisával vesszük azonosnak. Az előbbieket alapján a kimeneti jele a



2. ábra QPSK direkt regenerátor elvi felépítése

$$U_{ki} = \begin{cases} U_0 \cos \omega c t & \text{ha } |\varphi| \leq \frac{\pi}{2} \\ -U_0 \cos \omega c t & \text{ha } \frac{\pi}{2} < |\varphi| \leq \pi \end{cases} \quad (8)$$

végeredmény adódik.

Láthatóan az elrendezés az előbb részletezett idealizáló feltételek mellett megvalósítja a BPSK direkt regenerálást, ugyanis a kimeneti jel azonos az ideális regeneratív ismétlő kimeneti jelével. Ez a kijelentés csak a fázisokra vonatkozik, az időzítés frissítése nem történik meg a direkt regenerátorban.

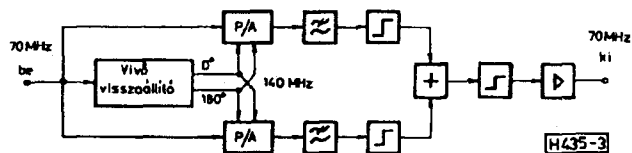
Az előzőekben a BPSK modulációhoz tartozó direkt regenerátorral foglalkoztunk, a QPSK-jel esetén használható direkt regenerátor két BPSK regenerátorból képezhető ki, ahogyan a 2. ábra mutatja.

3. Gyakorlati felépítés

Az ORION GTT 2000/1020 – 34 berendezésnél felmerült a direkt regenerátor alkalmazásának lehetősége. A megvalósítás középfrekvencián, 70 MHz-en történt. A direkt regenerátor előző pontban tárgyalt elvi felépítése hátrányos tulajdonságú a középfrekvenciás gyakorlati megvalósítás szempontjából. Hátrányos az, hogy széles sávú 90°-os fázistoló szükséges a felépítéséhez, továbbá kedvezőtlen a viszonylag összetett rendszer létrehozása a szimmetriahibák miatt is.

Az előbb vázolt problémák megoldása érdekében az általunk megvalósított rendszerben a felépítést az előbbieken részletezethez képest módosítottuk. A módosított áramkör egyszerűsített blokk-sémáját a 3. ábra mutatja.

A regenerátorban három felé hasad a jelút, kialakítva ezzel a vivővisszaállító egység bemeneti jelét, va-



3. ábra A megvalósított középfrekvenciás QPSK direkt regenerátor elvi felépítése

lamint a négyfázisú fázisregeneráláshoz szükséges kvadratúra jelfeldolgozást. Mindegyik ágban egy fázis-amplitúdó konverter (P/A), szűrő és limiter helyezkedik el. A két csatorna jele végül összegződik, majd ismét limiterre kerül. Mint láttuk az előző pontban, a rendszer működése lényegében azon a jelenségen alapszik, hogy a fázis-amplitúdó konverter a bemeneti jel fázisváltozását amplitúdó változássá alakítja át. A mindkét ágban elhelyezkedő limiterrek az amplitúdó változást lecsökkentik, így eredőben lecsökken a fázishiba.

A megvalósított középfrekvenciás regenerátorban elhagytuk a szélessávú 90°-os fázistolókat, helyette a vivővisszaszállító kimeneti jelében alkalmaztunk 180°-os fázistolást. (A vivővisszaállítóból felhasznált jel a vivőhöz képest kétszeres frekvenciájú, ezért a fázistolásnak is kétszeresnek kell lennie.) A fázis-amplitúdó konverterben alkalmazott szorzó (keverő) áramkör szimmetrikus lokál jellel is vezérelhető, amelyet kihasználva, a két keverő közötti fázistolás biztosításához az is hozzájárul, hogy a keverők szimmetrikus lokál bemeneteit keresztbe kötöttük.

A keresztkötés következtében a 180°-os fázistolás a vivővisszaállító kimenetek pontos fázistolásától függetlenül létrejön, másszóval a keverők között a működés által megkívánt 180°-os fázistolás létrehozása szempontjából nem kritikus a vivővisszaállító kimeneti jelei között lévő fázistolás.

A fázis-amplitúdó konverter kialakításánál is módosítottuk az elvi felépítést úgy, hogy az egész részegység lényegében egy keverő áramkörből áll, amelynek részletes leírása a következő pontban található.

A fázis-amplitúdó konverterben lévő keverő áramkör a számunkra hasznos 70 MHz-es alsó oldalsávon kívül létrehozza a 210 MHz-es felső oldalsávet is. A felső oldalsáv eltávolításáról a mindkét ágba elhelyezett aluláteresztő szűrők gondoskodnak.

A fázis-amplitúdó konverterek működéséhez szükség van a vivőjel kétszeresére, mint referencia jelre. Ez a 140 MHz-es jel a vivővisszaállító egységből származik. A limiterrek után a két csatornában a bemeneti fázismodulált jel kvadratúra komponensei jönnek létre, azzal az eltéréssel, hogy a limiter hatása következtében az eredetihez képest kisebb fázishibájú (regenerált) jelet kapunk.

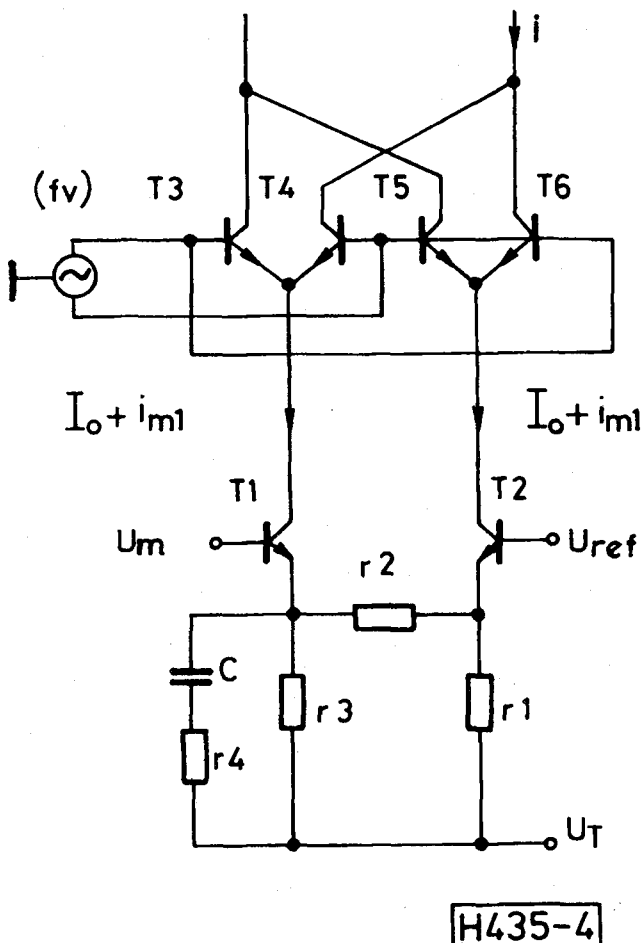
A két ág jelének összegzésével adódik a négyfázisú direkt regenerált jel. A regenerált jel ismét egy limiterre kerül, majd a végerősítőn átvezetve kapjuk a berendezés kimeneti jelét.

A limiterrek kialakítása tranzistoros differenciál erősítővel történt. A két ághoz tartozó limiter kissé eltérő felépítésű, mivel a két ág szimmetria hibáinak csökkentése érdekében az egyikben szintszabályozási lehetőséget is biztosítani kellett. A szintszabályozást

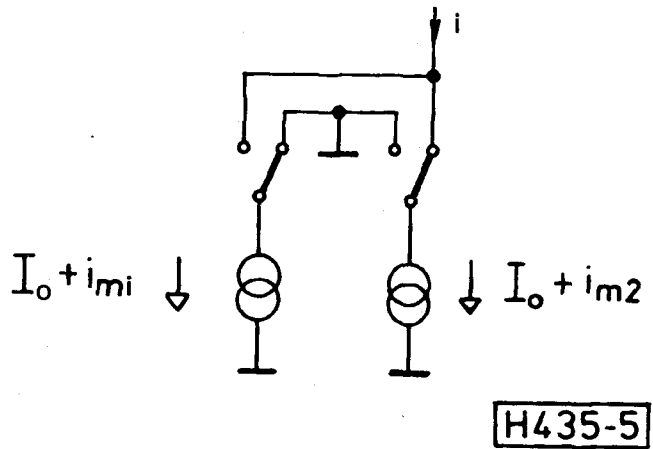
egyszerűen az emitterben lévő ellenállás változtatása biztosítja. A két csatorna jele a limiter tranzisztorok közös kollektor ellenállásán összegződik.

4. Fázis-amplitúdó konverter

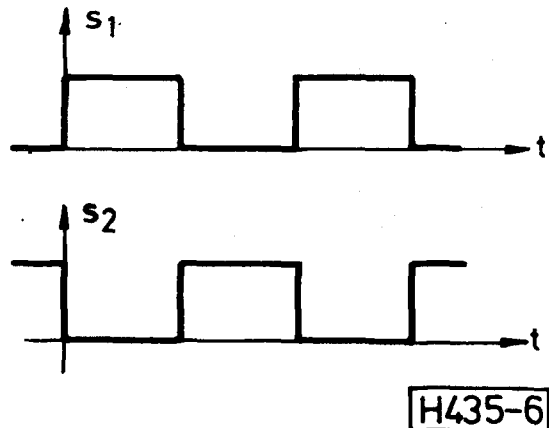
A részegység működése azon alapszik, hogy a széles körben használt integrált áramkörös keverő áramkör (a mi esetünkben az SO42 IC) előnyös műszaki paraméterekkel átalakítható fázis-amplitúdó konverter áramkörre, ugyanis megfelelő áramköri módosítással elérhető, hogy az eredő átvitel megegyezzen a fázis-amplitúdó konverter átvitelével. A fázis-amplitúdó konverter áramkör ilyen kialakításának előnye az egyszerű felépítés, valamint a megbízható működés. A konverter vizsgálatát a keverő IC 4. ábrán mutatott elvi kapcsolási elrendezése alapján végezzük el. A fázis-amplitúdó konverter kialakítása lényegében úgy történik, hogy a keverőt megfelelő módon aszimmetrikussá tesszük a keverőhöz tartozó egyik áramgenerátor emitterkörében lévő C és r4 elemek felhasználásával. Ez nem érinti az egyenáramú beállítást, de az elem-



4. ábra A keverőből kialakított fázis-amplitúdó konverter elvi felépítése



5. ábra A keverő áramkör helyettesítő képe



6. ábra A kapcsoló jelek időfüggvénye

értékek megfelelő megválasztásával az átvitel azonosá válik a fázis-amplitúdó konverter átvitelével.

Egy valóságos szorzóáramkör csak az egyik jelle lineáris. A továbbiakban az áramkör elvi leírásánál „m” indexszel jelöljük azt a jelet amelyikre nézve a linearitás fennáll és „v”-vel amelyikre nem. A direkt regenerátor szempontjából a 70 MHz-es modulált jelle kell biztosítani a linearitást, míg a 140 MHz-es lokál jelle ez nem szükséges.

Amennyiben a 4. ábrán feltüntetett T3 . . . T6 tranzisztorokat megfelelően nagy szinttel vezéreljük, úgy azok kapcsolóüzemben fognak működni és a T1 és T2 tranzisztorokból álló áramgenerátorok áramait felváltva kapcsolják a két kimenetre. Az áramgenerátorok árama egy egyen- és egy váltókomponensből áll. Az egyenkomponens mindkét generátor esetén azonos, a váltókomponens eltérő nagyságú és fázisú.

Az eredő helyettesítő kép az 5. ábrán látható, míg a kapcsolókhoz tartozó kapcsoló függvényt a 6. ábra mutatja. Az eredő áram a két részáram eredője

$$i = s_1 (I_0 + i_{m1}) + s_2 (I_0 + i_{m2}) \quad (9)$$

Átalakítva:

$$i = (s_1 + s_2) I_0 + s_1 I_{m1} + s_2 I_{m2} \quad (10)$$

Mivel minden időpillanatban igaz, hogy

$$s_1 + s_2 = 1 \quad (11)$$

az eredő áram felírható a következő formában

$$i = I_0 + s_1 I_{m1} + s_2 I_{m2} \quad (12)$$

is. A váltóáramok között a jelfrekvenciás meghajtó kör kényszerkapcsolatot hoz létre, tehát kifejezhetők egy közös mennyiség részeként.

$$I_{m1} = x I_m \quad (13)$$

$$I_{m2} = -(1-x) I_m \quad (14)$$

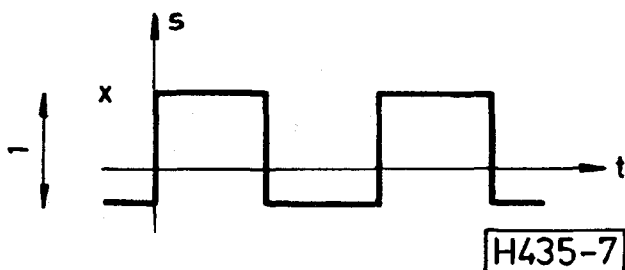
Az egyenleteket úgy írjuk fel, hogy az áramok fázisa ellentétes legyen. A (13) és (14) megkötések figyelembevételével az eredő áram (12) kifejezése a következőkre módosul

$$I = I_0 + I_m [s_1 x - s_2 (1-x)] \quad (15)$$

A kifejezésből kiolvasható, hogy az eredő áram létrejötte szempontjából a moduláló jel szorozódik a 7. ábrán bemutatott függvénnyel. A szorzójel Fourier sorának első két tagja:

$$S_0 = x - \frac{1}{2} \quad (16)$$

$$S_1 = \frac{2}{\pi} \quad (17)$$



7. ábra Az eredő kapcsolójel időfüggvénye

Az előbbieken alapján az eredő áram váltókomponensének időfüggvénye az

$$\begin{aligned} I &= I_m (S_0 + S_1 \cos \omega_m t + \dots) \\ &= I_m \cos \omega_m t (S_0 + S_1 \cos \omega_m t + \dots) \end{aligned} \quad (18)$$

formában írható fel. Elvégezve a kijelölt szorzásokat átalakítás után az

$$\begin{aligned} i &= I_m S_0 \cos \omega_m t + \\ &\quad \frac{1}{2} I_m S_1 \cos (\omega_v + \omega_m) t + \\ &\quad \frac{1}{2} I_m S_1 \cos (\omega_v - \omega_m) t + \dots \end{aligned} \quad (19)$$

kifejezést kapjuk.

Az összeg első tagja a modulált jel közvetlen átjutását, a harmadik tag pedig az alsó oldalsáv megjelenését fejezi ki. A fázis-amplitúdó konverter működéséhez az szükséges, hogy a közvetlen átjutás legyen azonos az alsó oldalsávval, amihez teljesülnie kell az

$$S_0 = \frac{1}{2} S_1 \quad (20)$$

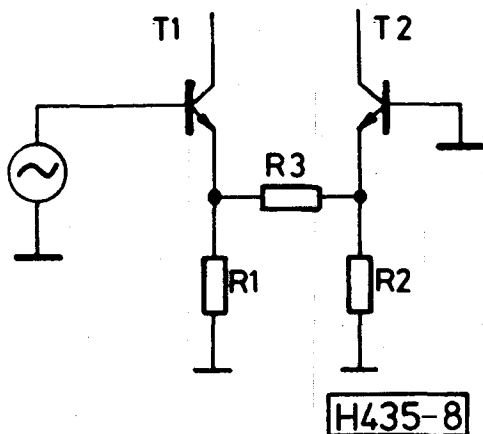
feltételnek. A (16) és (17) összefüggések figyelembevételével a (20) feltételi egyenlet az

$$x = \frac{\pi + 2}{2\pi} = 0.8183 \quad (21)$$

numerikus értékhez vezet.

Az asszimmetrikus áram létrehozása érdekében az áramgenerátorokat is asszimmetrikussá kell tenni, úgy, ahogyan azt a 4. ábrán már jeleztük. Az áramgenerátorok váltóáramú képe a B. ábrán látható. A továbbiakban feltesszük, hogy az alkalmazott ellenállások értéke lényegesen meghaladja az emitter impedancia nagyságát. Ez a közelítés jogos, mivel az emitter impedancia közepes áram esetén ohm nagyságrendű. A tranzisztorok árama arányos az emitterekben lévő vezetésekkkel, tehát az áramok arányát kifejező aránypár:

$$\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} \right) \frac{1}{R_3} = x : (1-x) \quad (22)$$



8. ábra Az áramgenerátorok váltóáramú helyettesítő képe

Az aránypár megoldása

$$\frac{R_3}{R_i} = 3,504 \quad (23)$$

Az összefüggés alapján méretezett keverő áramkör minden egyéb kiegészítő elem nélkül megvalósítja a fázis amplitudó konverter funkcióját.

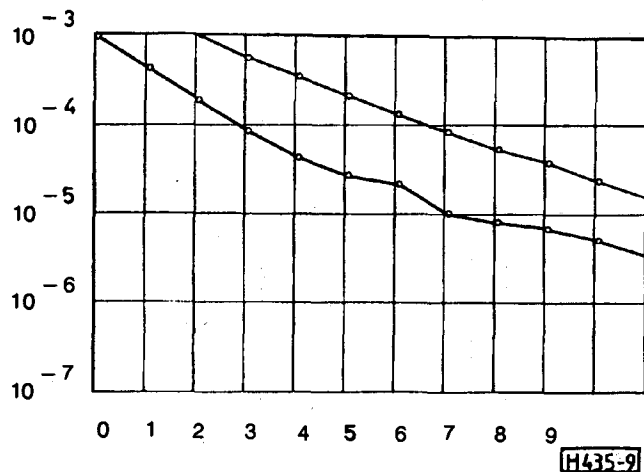
5. Mérési eredmények

A megvalósított direkt regenerátor berendezés két egységből áll, egy vivóvisszaállító egységből és egy jelfeldolgozó egységből. A vivóvisszaállító egység azonos az ORION GTT 2000/1020-34 berendezésben alkalmazott vivóvisszaállítóval, azon átalakítást csak annyit végeztünk, amennyit a segédjelek kivezetése igényelt.

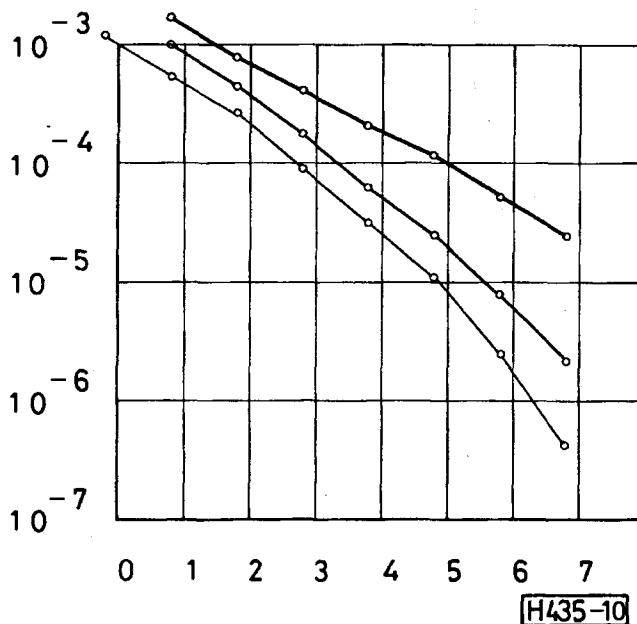
Az elkészült direkt regenerátor hatékonyságának vizsgálatára az Orion Mikrohullámú Rendszertechnika Osztályán méréseket végeztünk üzemi körülmények között. A direkt regenerátor három szakaszra felépített mikrohullámú digitális átviteli lánc középső szakaszában helyezkedett el.

Az első szakasz csillapításának változtatásával mérésre került az eredő rendszer hibaaránya. A mért értékeket a 9. ábra mutatja (a nagyobb hibaarány tartozik az direkt regenerátor nélküli rendszerhez). A 10. ábra egy laboratóriumi mérési összeállítás eredményeit tartalmazza. A mérési összeállításban KF erősítő, demodulátor és KF sávszűrő szerepelt a direkt regenerátoron kívül. Sávszűrőt az erősítő is tartalmazott, sávzélessége 20Mz volt, hasonlóan a különálló mérőszűrőhöz.

A 10. ábra egyes görbéihez tartozó jelutak (a hibaarány csökkenő sorrendje szerint):



9. ábra Mikrohullámú összeköttetés hibaarány értékei a relatív jel-zaj viszony függvényében



10. ábra Hibaarány értékei a relatív jel-zaj viszony függvényében (laboratóriumi mérés)

- erősítő — sávszűrő
- erősítő — direkt regenerátor — sávszűrő
- erősítő

A mérési adatok alapján levonhatjuk azt a következtetést, hogy a direkt regenerátor hatékony módon javíthatja egy digitális mikrohullámú lánc eredő minőségét.

IRODALOMJEGYZÉK

- [1] Matheis, Riris: Performance degradation of two-link binary CPSK systems including a direct phase regenerator; Electr. Letters, 1982 Aug. 14, Vol. 16 No 17, pp. 15-18
- [2] Komaki, Akeyama, Kurita: Direct phase regenerator of a 400 Mbit/s QPSK signal at 1.7GHz; IEEE Trans Vol. COM-27 No. 12, 1979 Dec. pp. 1829-1836
- [3] Frigyes, Molnár: Improvements in QPSK direct phase regenerators, 1987 SBMO Int. Microwave Symp. Proc. Vol II, pp 1041-1096, 1987 július 27-30, Rio de Janeiro