

Digitális jel átviteli tulajdonságainak javítási lehetőségei a 400 MHz-es sávban

ROZVÁNYI IVÁN
ORION

ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk a tévesztés-többszöröződés kiküszöbölésének lehetőségeivel foglalkozik 400 MHz-es berendezésben és rámutat az egyoldalsávú amplitúdómoduláció előnyeire.

Bevezetés

A 400 MHz-es frekvenciatartomány közismerten nem szerencsés digitális átvitelre, elsősorban az emberi tevékenységből származó zajok (a továbbiakban a rövidség kedvéért "ipari zajok") miatt. Ennek ellenére több postaigazgatóság használja ezt a frekvenciasávot kiscsatornaszámú digitális rádiórelé rendszerekben vagy engedélyezi a használatát önálló, a postai hálózattól független digitális hírközlőlánc kiépítésére. A felhasználást indokolhatja a viszonylag alacsony ár, a helyi infrastruktúrába való jobb beilleszkedés és a magasabb frekvenciatartományok tényleges vagy perspektivikus telítettsége. Így a piaci igény ilyen berendezésekre várhatóan még éveken át megmarad.

Az ipari zaj hatása

Az ipari zajok által okozott tévesztések annyiban különböznek a termikus zaj által okozottaktól, hogy időben erősen változnak, csoportosan jelentkeznek és a vevőszint növelésével sokkal lassabban csökkennek, mint a termikus zaj által okozott tévesztések. Az utóbbi sajátságra vonatkozó számszerű adatok: termikus zajnál durván 1,5 dB vevőszint emelkedés okoz egy nagyságrend javulást a hibaarányban, ipari zaj esetén 6-8 dB-lel kell növelni a vevőszintet ahhoz, hogy a hibaarány egy nagyságrendet javuljon. Erre vonatkozó méréseink és egy CCIR jelentés [1] eredményeit az 1. ábra mutatja. Mint látható, a mért görbék - a berendezéstípus és a mérési körülmények különbözőségéből adódóan - kvantitativ eltérnek a CCIR által közöltől, de a görbék meredeksége egyértelmű egyezést mutat.

A tévesztések többszöröződésének csökkentése

A PSK modulációt alkalmazó digitális berendezéseknél általánosan alkalmazott önszinkronizáló szkremblerezés és differenciális kódolás a tévesztéseket megháromszorozza ü. megkétszerezi, összesen tehát meghatszorozza. Ez a tévesztés-hatszorozás termikus zajjal zavart összeköttetésben a fentiek szerint kb. 1 dB-lel, tehát jelentéktelen mértékben rontja a hibaarány-vevőszint görbét. Ugyanez a tévesztés-többszöröződés azonban ipari zajjal zavart összeköttetésnél 4-5 dB



ROZVÁNYI IVÁN

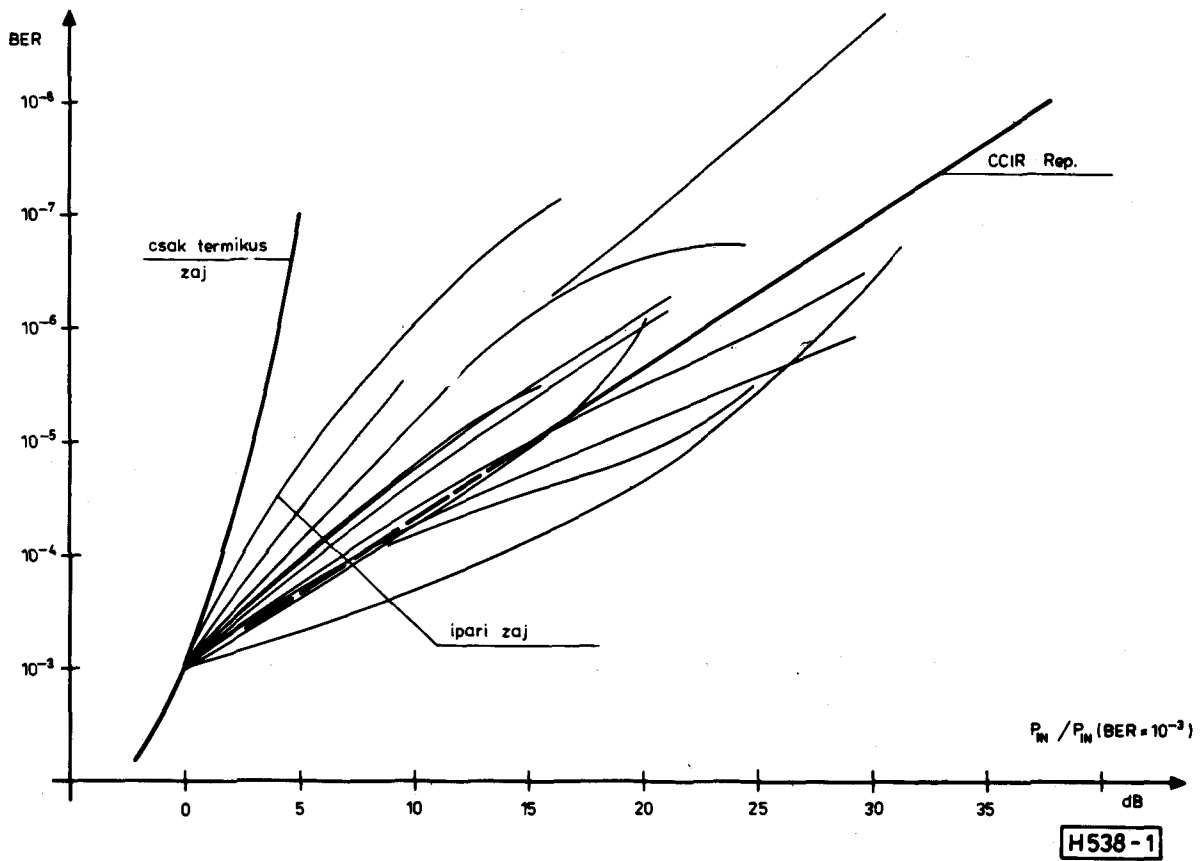
Oki. fizikus /ELTE/, 1956-tól először a BHG-ban dolgozott, majd 1965-től az ORION Rádió és Villamossági Vállalatnál foglalkozik a mikrohullámú átvitel témakörével. Érdeklődési területe elsősorban a digitális rádiórelé rendszerek.

romlást jelent. Utóbbi esetben tehát célszerűnek látszik az alapsávi digitális áramkörök komplikálása árán csökkenteni a tévesztés-hatszorozást, mert ez árban, fogyasztásban várhatóan előnyösebb, mint az adóteljesítmény vagy az antenna-nyereség növelése.

A tévesztés-háromszorozódás megszüntetésére ismert megoldás az önszinkronizáló szkrembler helyett reset szkrembler alkalmazása. Ennek elméleti hátránya, hogy az átvitel nem bit-sorozat független. Gyakorlatilag azonban ez nem jelent hátrányt, mert jelen alkalmazásban csak CCITT szerinti szabványos primer PCM jelsor átvitele jön szóba. A szkremblerező jel hossza max. egy kerettel egyezhet meg, két keret hosszúságú szkremblerező jel téves szinkronizáláshoz vezethet. A megoldás kétségkívül áramköri többletet jelent: szabványos primer PCM berendezéshez való csatlakozás esetén mind adó, mind vevőoldalon keretszinkron kereső áramkört kell beépíteni a rádiófrekvenciás részbe a szkrembler ill. a deszkrembler fázisának beállítására. Egyben gondoskodni kell arról, hogy a vevőoldali keretszinkron keresés ne késleltesse a PCM berendezés beszinkronizálását. Ez úgy oldható meg, hogy a vevőoldal addig, amíg nem találja meg a keretszinkront, deszkremblerezés nélkül továbbítja a vett jelsort a PCM berendezés felé. Így a beszinkronizálás a PCM berendezésben és a deszkrembler beállítása a vevőben gyakorlatilag egyszerre következik be. Bár ma már a szinkronkereső áramkör egy IC tokban kapható, mégis gazdaságosabb lenne a fentiek alapján a reset szkrembler és deszkrembler áramkört a PCM berendezésben elhelyezni, ez azonban speciális, a CCITT ajánlástól eltérő primer PCM berendezést jelentene.

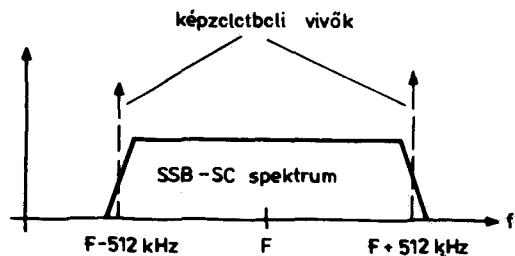
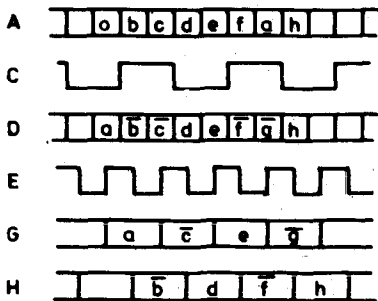
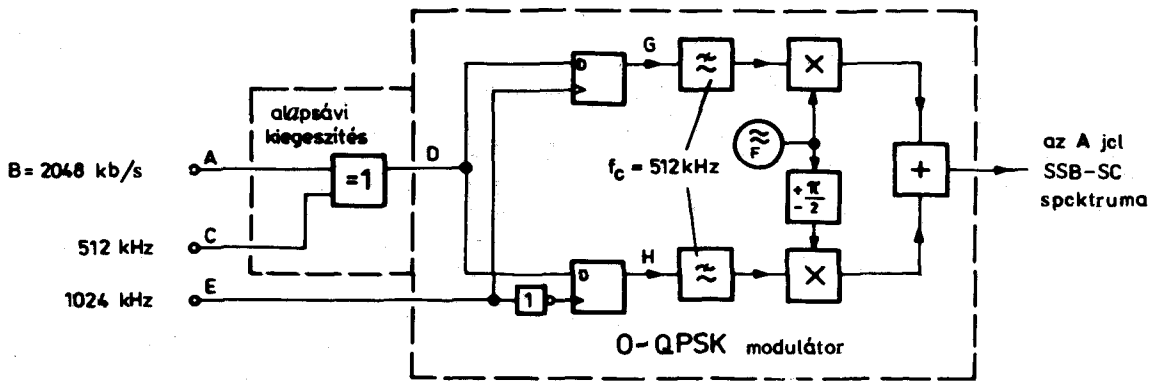
A differenciális kódolásból származó tévesztés-kétszereződés megszüntetésére ugyancsak a jelsorban lévő szinkron kódszó figyelése ad lehetőséget. Ha ugyanis nem használunk adóoldalon differenciális kódolást és vevőoldalon előállítjuk a koherens demoduláláshoz visszanyert vivő diszkrét fázisbizonytalanságából származó összes lehetséges demodulált jelsort, akkor - tévesztésmentes esetben - valamelyikben meg kell talál-

Beérkezett: 1989. V. 2. (•)



1. ábra. Szakaszcsillapítás és bit-hibaarány összefüggése

2. ábra. SSB-SC spektrum előállítás a kétszintű AM rendszerben



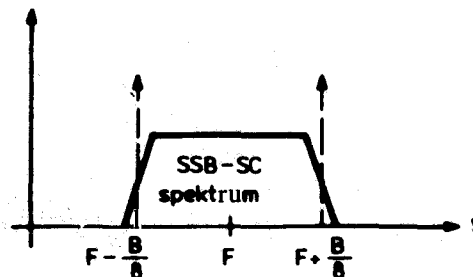
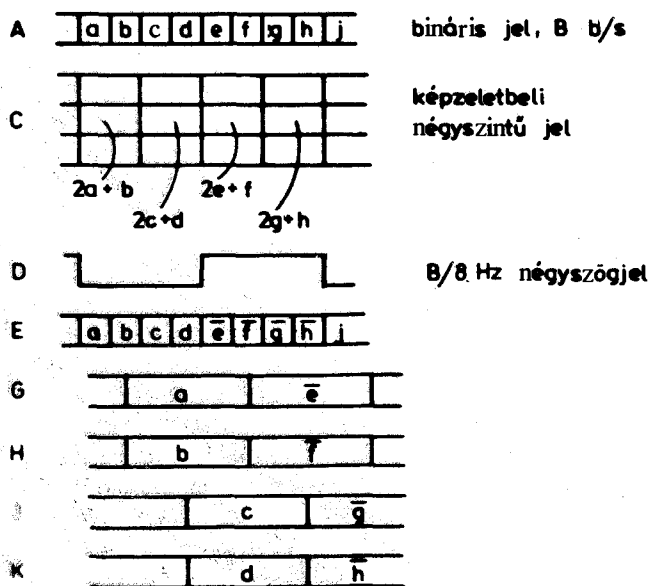
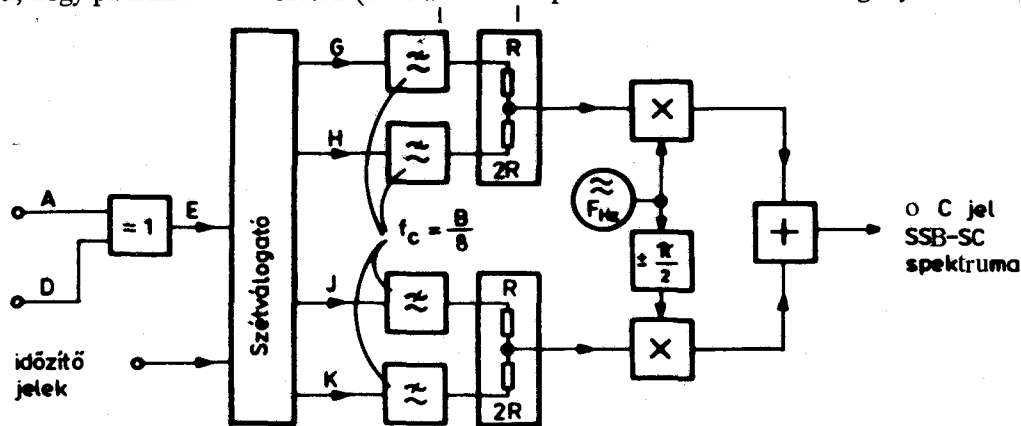
nunk az azonosítóként használt PCM szinkron kód-
szót. Nyilván ez a helyes vivő-fázissal demodulált jel-
sor, ezt kell a PCM berendezés felé kiadni. Például a
leggyakrabban használt 4PSK esetén ez a megoldás át-
kódoló áramkörök, 4 db kódszó felismerő áramkör
és egy - eléggé összetett - döntési sémát megvalósít
áramkört igényel, de megszünteti a tévesztés-kétszere-
ződést. A megoldás gyakorlati hátránya, pontosabbar
alkalmazási lehetőségének szűkítése, hogy csak vi-
szonylag lassú, nagyidőállandójú vivővisszanyerő
áramkörrel használható. A helyes vivőfázis megállapít-
ására és korrigálására ugyanis szabványos PCM jelsor
esetén csak 250 μ s-onként, vagyis 512 bitenként van
leggyakrabban lehetőség, így a vivő egyszeri diszkrét
ciklus- csúszása (4PSK esetén $\pm 90^\circ$ vagy 180°) átlago-
san száz vagy kétszáz bittévesztést okoz. (Ugyanez a
ciklus-csúszás differenciális kódolásnál csak egy vagy
pár bittévesztés többletet okoz.) Ezt a megoldást nyil-
ván csak akkor érdemes alkalmazni, ha a vivő ciklus-
csúszásából származó tévesztések száma legalább egy
nagyságrenddel kisebb, mint a normál tévesztések szá-
ma. Ez azt jelenti, hogy pl. BER = 10^{-3} esetén (ahol a

másodpercenkénti tévesztések száma kétezer), vivő
ciklus- csúszásnak egy másodpercnél ritkábban szabad
csak előfordulnia. Ez a követelmény nehezen elégíteth-
tő ki analóg szolgálati csatornát használó rendszerben,
viszont egyszerűen megvalósítható külön szolgálati
csatornát nem használó vagy bitinverzálást alkalmazó
berendezéseknél.

Az amplitúdómoduláció előnyei

A differenciális kódolás előbbieken leírt megszünte-
tésére a digitális jelsor SSB-SC modulációs átvitele
látszik áramkörileg a legegyszerűbbnek. Ennél a vivő
 180° fázisbizonytalansággal nyerhető ki vevőoldalon,
így a demodulált jel vagy az adóoldali jelsor, vagy an-
nak invertáltja. Ez a tény nagymértékben leegyszerűsíti
a vevőoldali kódszó felismerő és döntő áramkörö-
ket, de egyszerűsítheti a demodulátort is, mert a de-
moduláláshoz itt elég egy vivő jel és egy szorzó áram-
kör, nem kell két egymástól 90° -kal eltérő vivőt előállít-
tani két szorzó áramkörrel.

Az SSB-SC spektrum előállítása minimális, csak
alapsávi áramköri többletet igényel az O-QPSK mo-



3. ábra. SSB-SC spektrum előállítása négyzintű AM rendszerben

H538-3

dulációhoz viszonyítva: pl. kétszintű AM-hez csupán egy szokásos O-QPSK modulátorra menő jelsorban periodikusan két egymás utáni bitet invertálni kell, a következő két bitet változatlan polaritással kell továbbítani. így előállítható tetszés szerint a képzeletbeli, szabványos PCM jelsor esetén F-512 kHz frekvenciájú, alsó vivő felső oldalsávja, vagy a képzeletbeli, F+512 kHz frekvenciájú, felső vivő alsó oldalsávja (lásd 2. ábrát). Hasonlóan valósítható meg 16 QAM helyettesítésére négyzintű AM rendszer (lásd 3. ábrát; az ábra az igényes sávkorlátozáshoz FIR szűrőt feltételez, analóg aluláteresztő szűrőből áganként 1-1 db kell csak).

Mivel a fentiek szerint a sávkorlátozott bináris jel SSB-SC spektruma azonos egy (az átkódolás miatt másik) bináris jelsor O-QPSK spektrumával, a vett jel dekódolása történhet egy szokásos O-QPSK demodulátorral, de ebben az esetben az O-QPSK demodulátor kimenő jelét egy ugyanolyan egyszerű átkódolásnak kell alávetni, mint amit modulátor oldalon alkalmaztunk. Áramkörileg azonban egyszerűbb egy hagyományos SSB-SC demodulátor, ahol a visszaállított virtuális vivővel szorozzuk meg a vett jelet és így közvetlenül kapjuk meg a demodulált bináris jelsort. A demodulált jelsor polaritása természetesen mindkét módszernél bizonytalan a virtuális vivő 180o-os fázisbizonytalansága miatt.

A fenti megfontolásokban a magyar nyelvű szakirodalomban [2] is ismertetett megoldásoknak speciális esetünkre való alkalmazási lehetőségeit kívántuk bemutatni.

Függelék

Annak belátására, hogy az előzők szerint előállított jel valóban a kívánt SSB-SC jel, tekintsük a megfelelő analóg SSB-SC modulátor tömbvázlatát (4. ábra).

Az $\omega = 2\pi f$, $\omega' = 2\pi B$ és $\Omega = 2\pi F$ jelölésekkel, ha

$$f < \frac{B}{2}, \text{ akkor}$$

$$A = a \cos(\omega t + \varphi),$$

$$G = a [\cos(\omega t + \varphi)] \cos \frac{\omega' t}{4} = \frac{a}{2} \cos\left[\left(\omega + \frac{\omega'}{4}\right)t + \varphi\right] + \frac{a}{2} \cos\left[\left(\omega - \frac{\omega'}{4}\right)t + \varphi\right]$$

Mivel az első tag frekvenciája magasabb a szűrő határfrekvenciájánál,

$$I = \frac{a}{2} \cos\left[\left(\omega - \frac{\omega'}{4}\right)t + \varphi\right]$$

Hasonlóan:

$$H = a [\cos(\omega t + \varphi)] \sin \frac{\omega' t}{4} = \frac{a}{2} \sin\left[\left(\omega + \frac{\omega'}{4}\right)t + \varphi\right] + \frac{a}{2} \sin\left[\left(\omega - \frac{\omega'}{4}\right)t - \varphi\right]$$

$$J = \frac{a}{2} \sin\left[\left(\omega - \frac{\omega'}{4}\right)t + \varphi\right],$$

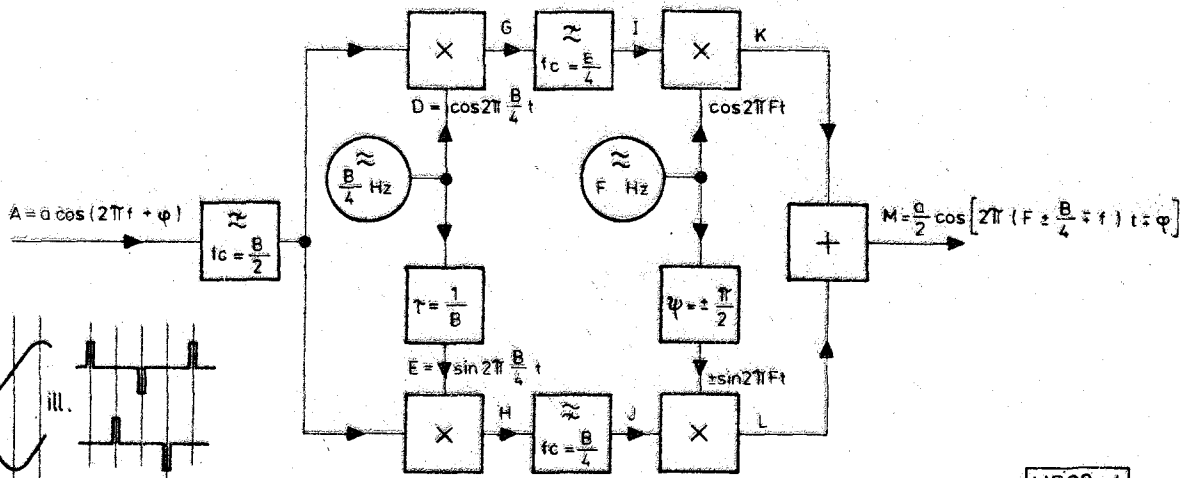
$$K = I \cdot \cos \Omega t = \frac{a}{4} \cos\left[\left(\Omega + \omega - \frac{\omega'}{4}\right)t + \varphi\right] +$$

$$+ \frac{a}{4} \cos\left[\left(\Omega - \omega + \frac{\omega'}{4}\right)t - \varphi\right],$$

$$L = \pm J \cdot \sin \Omega t = \pm \frac{a}{4} \cos\left[\left(\Omega + \omega - \frac{\omega'}{4}\right)t + \varphi\right] \pm$$

$$\pm \frac{a}{4} \cos\left[\left(\Omega - \omega + \frac{\omega'}{4}\right)t - \varphi\right],$$

$$M = \frac{a}{2} \cos\left[2\pi\left(F + \frac{B}{4} - f\right)t - \varphi\right] \text{ vagy}$$



4. ábra. Analóg SSB-SC modulátor tömbvázlata

H538-4

$$\frac{a}{2} \cos[2\pi(F - \frac{B}{4} + f)t + \varphi]$$

Mint látható, a kimenő jel a ψ fázistolás előjelétől függően az $F+B/4$ képzeleti vivőhöz tartozó alsó oldalsáv vagy az $F-B/4$ képzeletbeli vivőhöz tartozó felső oldalsáv.

A kimenő jelet nem befolyásolná, ha a szinuszos D és E jelet keskeny, alternáló előjelű mintavevő impulzusokká "négyzetösíténénk", vagyis ha a

$$D = \sum_{i=0}^N C_i \cos 2\pi(2n+1) \frac{W}{4} t$$

és

$$E_{(0)} = D(t - \frac{1}{W})$$

jeleket alkalmaznánk.

Az $f < \frac{B}{2}$ megszorítást $f \leq \frac{B}{2}$ -re

változtathatjuk, ha kikötjük, hogy $f = \frac{2}{2}$ esetén csak

$\varphi = n \frac{\pi}{2}$ lehet (a bemenő szűrő fázistolását nullának feltételezve).

Legyen ezek után a bemenő jel egy B bitsebességű bináris jelfolyam, melynek fázisa olyan, hogy az aluláteresztő után az egyes impulzusok $\sin x/x$ alakú válaszfüggvényének maximuma essék egybe vagy a D vagy az E jel mintavevő impulzusával. Így a G jel a bináris jelfolyam minden pl. páros sorszámú impulzusát tartalmazza váltakozva invertált értékkel, a H jel a páratlan sorszámúakat ugyancsak váltakozva invertáltan. Ez viszont megegyezik a 2. ábra szerinti alapsávi átkódolással.

IRODALOMJEGYZÉK

- [1] CCIR Report Doc. 9/68-E
27 June 1972
Experimental results of PCM radio-relay system in the 400 MHz band
- [2] Frigyes - Szabó - Ványai: Digitális mikrohullámú átviteltechnika
Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1980