

# 16-QAM modulátorok és demodulátorok

KENDROVICS ÁGNES—DR. KOVÁCS JÁNOS—DR. SZABÓ ZOLTÁN  
Távközlési Kutató Intézet



## ÖSSZEFOGLALÁS

Nagysebességű digitális jelek átvitelénél a 16-QAM a leggyakrabban alkalmazott modulációs mód. A cikk bemutatja a 16-QAM néhány fontos tulajdonságát, tárgyalja a modulátor és demodulátor áramkörök lehetséges felépítését. Végül egy megvalósított modulátor és demodulátor jellemzőit ismerteti.

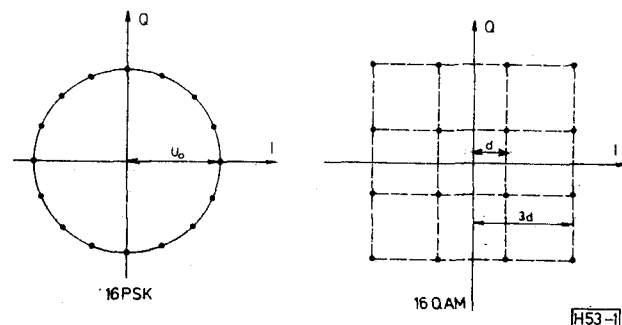
## 1. Bevezetés

Nagysebességű digitális mikrohullámú berendezésekben a rendelkezésre álló sáv szükségessé teszi a sávot jól kihasználó modulációs módok alkalmazását. Főként M-PSK vagy M-QAM moduláció jöhet számításba, ahol  $M=2^n$  formában írható fel, amennyiben  $n$  bitet fogunk össze egy szimbólum-má [1].

Az alábbi táblázatban néhány fontosabb modulációs módot tüntettünk fel. Az  $f_b/B$  érték a sávkihasználás mértékét jelzi.

n	PSK	QAM	$f_b/B$
1	2-PSK		1
2	4-PSK	4-QAM	2
3	8-PSK		3
4	16-PSK	16-QAM	4
5	32-PSK		5
6	64-PSK	64-QAM	6

A 140 Mbit/s sebességű jelek átvitelére 40 MHz-es sáv áll rendelkezésre,  $f_b/B=3,5$ ; a táblázatból látható, hogy  $n=4$ , azaz 16 állapotú moduláció alkal-



1. ábra. A 16-PSK és a 16-QAM jelkészlet

Beérkezett: 1985. IV. 17. (□)

KENDROVICS  
ÁGNES

1980-ban szerzett oklevelet a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karának mikrohullámú ágazatán. 1980 óta a

Távközlési Kutató Intézet dolgozója. Tématerülete a közepes és nagysebességű digitális jelátvitel, elsősorban a jelek modulálása és demodulálása.

mazható. A 16-PSK és a 16-QAM jelkészlete az 1. ábrán látható.

A két modulációs mód közötti választás alapja az elérhető hatékonyság és az áramköri bonyolultság lehet. Az 1. ábra alapján a jelkészlet egyes pontjai között a távolságot könnyen kiszámíthatjuk. Az egyes pontok közti távolságot jelölje  $D_p$  16-PSK esetén és  $D_Q$  16-QAM esetén.

$$D_p = \frac{2\pi U_0}{16} = \frac{\sqrt{2}\pi}{8} \sqrt{P_0},$$

ahol  $P_0$  a teljesítmény

$$D_Q = 2d = \frac{2}{3} \sqrt{P_{cs}} = \frac{2}{\sqrt{5}} \sqrt{P_0},$$

ahol  $P_{cs}$  a csúcsteljesítményt,  $P_0$  az átlagteljesítményt jelöli.

A 16-QAM hatékonysága jobb, az áramköri bonyolultság közel azonos, így a 16-QAM terjedt el a gyakorlatban. Már több, megvalósított 140 Mbit/s sebességű berendezés létezik.

A cikkben az irodalom alapján összefoglaljuk a 16-QAM modulátor és demodulátor fontosabb kérdéseit.

Áramköri kísérleteket folytattunk 34 Mbit/s sebességű 16-QAM modulátor-demodulátor megvalósítására. Ez a munka egy 140 Mbit/s sebességű 16-QAM berendezés előkísérleteit jelenti.

## 2. A 16-QAM rendszer főbb jellemzői

Átlagteljesítmény:

$$P_0 = \frac{1}{4} \left[ \frac{(\sqrt{2}d)^2}{2} + \frac{2(\sqrt{10}d)^2}{2} + \frac{(\sqrt{18}d)^2}{2} \right] = 5d^2.$$

Csúcsteljesítmény:

$$P_{cs} = 9d^2.$$

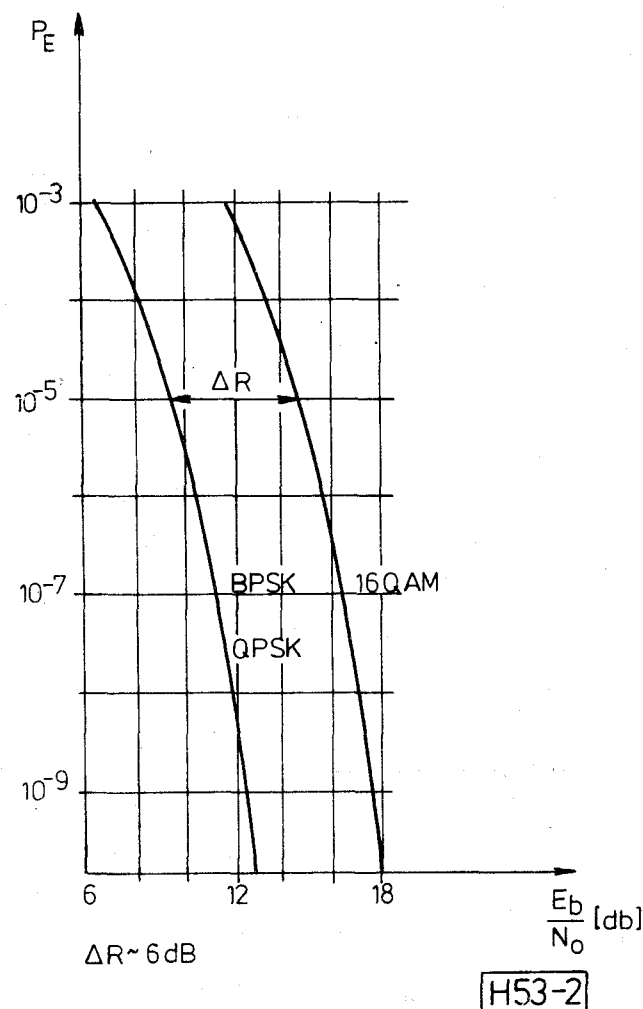
A hibaarány meghatározására több, közelítő kifejezés [1], [3] és görbe [2], [3] található az irodalomban. Az egyes rendszerek közötti összehasonlítást az

$E_b/N_0$  (bitenergia/zaj-spektrális sűrűség) alapján kiszámított hibaarány szerint végezhetjük el.  $E_b = P_{cs} T_b$ , ahol  $P_{cs}$  a csúcsteljesítmény és  $T_b$  a bitidő. Ezekből a görbékkel leolvasható különbség adja meg a szükséges adóteljesítmények közti különbséget. A hibaarány görbét különböző modulációk esetén a 2. ábra mutatja.

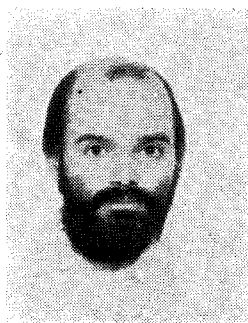
A görbékkel leolvasható, hogy kb. 6 dB különbség van a BPSK és QPSK, ill. 16 QAM között. A hatékonyság ennyivel romlik, ez az ára a sávszélességben elérhető nyereségnek.

A nagysebességű jelek átvitelénél a többutas terjedésből származó fading már nem tekinthető az átviteli sávon belül frekvenciafüggetlennek. Így az átvitel során adaptív kiegyenlítőkre van szükség. Ennek a tervezése komoly műszaki feladat [4].

A 16-QAM lényegében négyszintű kvadratúra amplitúdómoduláció. Ezért az átviteli rendszerben levő erősítők linearitása és AM/PM konverziója a berendezés tervezésénél lényeges kérdés [5], [6]. A 2-PSK és a 4-PSK modulációs módoknál ezek a szempontok csak nagyon kis szerepet játszanak. A további tervezési szempontok ugyanazok, mint PSK rendszerekben, nevezetesen:



2. ábra. Hibaaránygörbék PSK és QAM moduláció esetén



DR. KOVÁTS JÁNOS



DR. SZABÓ ZOLTÁN

1980-ban villamosmérnöki, 1983-ban híradástechnikai szakmérnöki diplomát szerzett a BME Villamosmérnöki Kar híradástechnika szakán. 1984-ben műszaki doktori címet szerzett. 1980 óta a Távközlési Kutató Intézet dolgozója, jelenleg tudományos munkatárs. Fő szakmai kutatási területe a digitális jelátvitel. Ezen belül elsősorban közepe és nagy sebességű digitális modulációt tartalmazó jelek koherens detekciójával foglalkozik.

1959-ben végezte el a Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Kar gyengeáramú szakát. Először a BHG-ban, majd az ORION-ban, 1975 óta a Távközlési Kutató Intézetben dolgozik. Digitális mikrohullámú berendezések különböző áramköreinek, elsősorban modulátor, demodulátor áramköreinek a fejlesztésével és rendszertechnikai kérdésekkel foglalkozik. A témakörben több publikációja jelent meg. 1980-ban kandidátusi fokozatot szerzett, e témában írt értekezésével.

- interszimbol interferencia,
- interchannel interferencia,
- a demoduláláshoz szükséges referenciajel zaja és fázishibája,
- a vevőoldali órajel jittere, illetve a mintavétel helyének pontossága,
- a modulátor fázis- és amplitúdóhibája.

Ezeket a kérdéseket itt nem vizsgáljuk, hanem az irodalomra utalunk [5], [6], [7], [8].

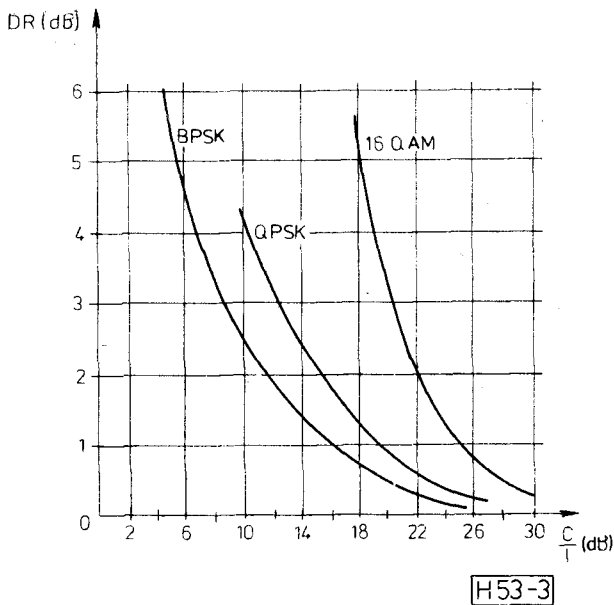
A 16-QAM rendszer mind a zajra, mind a különféle hibákra jóval érzékenyebb, mint a PSK. Ezt néhány összehasonlító ábrával szemléltetjük. A 3. ábra az interferencia által okozott romlást mutatja különféle modulációs módok esetén. A modulátor pontatlansága és a referenciajel fázishibája miatt létrejövő statikus fázishiba hatását az összeköttetés minőségére a 4. ábra mutatja 4-PSK, illetve 16-QAM átvitelénél [15].

### 3. A 16-QAM modulátor

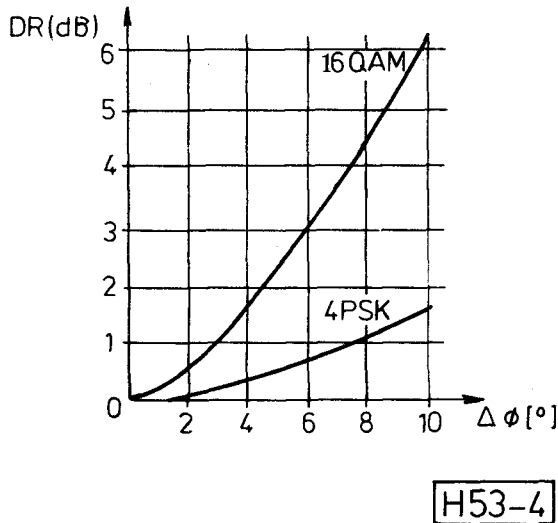
A modulátor megvalósítására kétféle módszer létezik, ezek a következők:

- kvadratúra amplitúdómodulátor,
- két 4PSK modulátor jelének összegzése megfelelő amplitúddal és fázissal. Ez megvalósítható középfrekvencián vagy mikrohullámon 4PSK modulátorral.

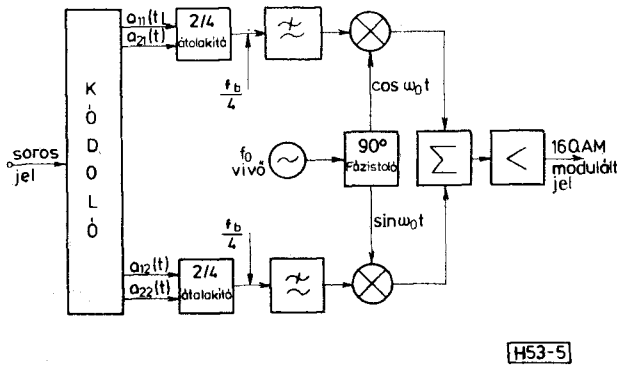
A kvadratúra amplitúdómodulátor blokkvázlatát az 5. ábrán láthatjuk. Az  $f_b$  frekvenciájú bináris for-



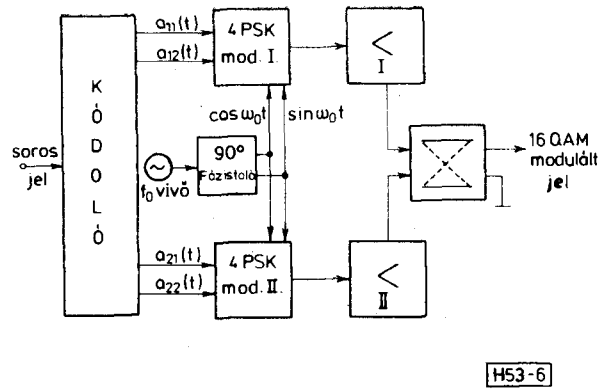
3. ábra. Interferencia hatása az átvitelre



4. ábra. Statikus fázishiba hatása az átvitelre



5. ábra. A kvadrátúra amplitúdómodulátor felépítése



6. ábra. A mikrohullámú 16-QAM modulátor elvi vázlata

rásjelet két bináris szimbólumsorozattá konvertáljuk, majd ezeket  $M=16$  esetben  $L=4$  szintű alapsávi sorozattá alakítjuk át. A szorzás után a két csatorna jele egymással kvadraturában lesz, és ezek összegezésével jön létre a 16 állapot. Az áramkör középfrekvencián valósítható meg. A megoldás hátránya, hogy kis AM/PM konverziójú lineáris erősítőre és lineáris szorzóáramkörre van szükség.

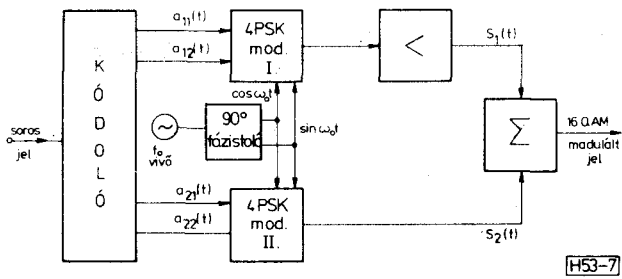
A 16 jelpont rácsalakban helyezkedik el a kétdimenziós jeltérben (8. ábra). Az ábrán jól látható, hogy a 16 pont valóban két 4PSK összegzésével jön létre.

A mikrohullámú 16-QAM modulátor könnyen megvalósítható, mivel a négyállapotú fázismodulátor már kifejlesztett, viszonylag egyszerű áramkör [9]. Ennél a megoldásnál fontos követelmény, hogy a két modulátort valamint a két erősítőt azonosra kell tervezni. Az áramkör vázlatos felépítését a 6. ábra mutatja. A bemenő NRZ adatsorozatot soros/párhuzamos átalakítóval két szinkron sorozattá alakítjuk. Az így létrejött kódolt jelek vezérlik a 4PSK-I és a 4PSK-II modulátort. A modulátorok kimenetét nemlineáris erősítővel erősítjük. Ez azért tehető meg, mert a jelet az összegzés előtt erősítjük megfelelő szintre, ahol még nincs amplitúdómoduláció.

A KF-4PSK modulátort tartalmazó elrendezés [10] működési elve azon alapul, hogy a 16-QAM jel előállítható két 4PSK modulátorjelének összegzésével. Az összegzésnél biztosítani kell a megfelelő amplitúdó és fázis viszonyokat. Két egyforma 4PSK modulátort alkalmazva az összegzés előtt az egyik ágban 6 dB-lel csillapítani vagy erősíteni kell a jelet (7. ábra).

#### 4. A 16-QAM demodulátor

Elnyomott vivőjű digitális rendszerekben a demoduláláshoz szükséges referenciajelet a vett jeltől állítjuk elő.  $M$ -PSK moduláció esetén a referenciajel  $M$ -edik hatványra emeléssel kapható meg. A vivővisszaállítás és a demodulálás egymástól függetlenül hajtható végre. 16-QAM esetében ez azonban nem lehetséges. A referencia (vivő) előállítása a demodulálással egyszerre, egyetlen hurokban valósul meg. Ez hátrányos, mivel a döntés során fellepő késleltetés



7. ábra. Középfrekvenciás QPSK modulátorokból kialakított 16-QAM modulátor

kedvezőtlen hatással van a hurokstabilitásra és csökkenti a befogási tartományt.

A 16-QAM jel demodulálására többféle eljárás létezik [11], [12], [13], [14]. A 9. ábrán alapsávi jelkezelést alkalmazó megoldást láthatunk [13]. A 16-QAM jelkészletben a pontok fele a QPSK jelkészlet pontjaival megegyezik (ezeknek a pontoknak a fázisa  $45^\circ + k90^\circ$ , ahol  $k=0, 1, 2, 3$ ). Ekkor a QPSK alapsávi jelkezelés alkalmazható. Ezeket a pontokat a fázisfelismerő áramkör azonosítja, és engedélyezi a mintavételt. Ellenkező esetben – amikor a pontok „rossz” fázisban vannak a mintavevő-tartó tartás állapotba kerül. Az áramkör kizáró vagy kapukkal és ECL Master-Slave tárolóval valósítható meg.

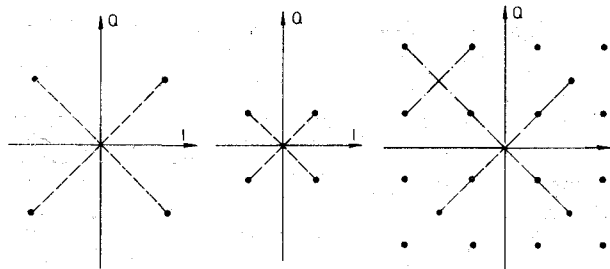
$$g(\varphi, \Delta) = K_m \sum_{i,j} (i \sin \varphi + j \cos \varphi) \{ Q[\Delta(2 - i \cos \varphi + j \sin \varphi)] + Q[\Delta(-i \cos \varphi + j \sin \varphi)] + Q[\Delta(-2 - i \cos \varphi + j \sin \varphi)] \}$$

ahol  $\Delta = \sqrt{\frac{\rho}{5}}$  és  $\rho$  a jel-zaj viszony. Továbbá  $K_m$  konstans, és  $i, j \in \{-3, -1, 1, 3\}$ ; valamint  $Q(x)$  a hibaintegrál:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp(-y^2/2) dy,$$

alakban írható fel.

A karakterisztika  $90^\circ$ -onként periodikus és a fázishibának páratlan függvénye. A 12. ábra néhány  $\Delta$  értéknél mutatja a karakterisztika menetét. Zaj nélküli esetben ( $\Delta \rightarrow \infty$ ) a karakterisztika töréspontos lesz, hiszen ekkor:  $Q(x) = 0,5 - 0,5 \operatorname{sgn}(x)$ . A másik ha-



8. ábra. A 16 jelelem kialakulásának szemléltetése

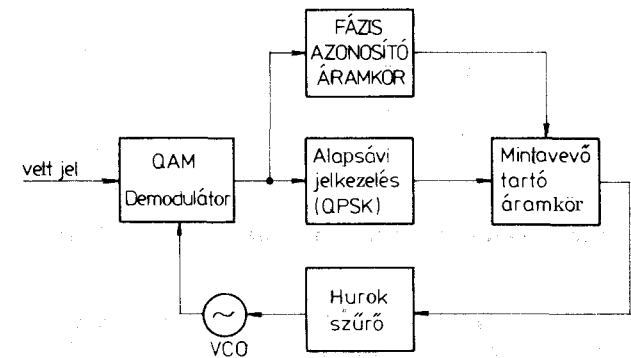
A remodulátorral történő szinkron demodulálás elvét mutatja a 10. ábra [11]. Az áramkör lényegében két QPSK demodulátorból, és az első demodulátor jelének újramodulálására használt kvadratura modulátorból áll. A második QPSK demodulátor bemenő jelét a bejövő modulált jel és a remodulátor kimenő jelének különbsége adja. Ugyanezen jelekből állítja elő a fázisdetektor a VCO-t vezérlő hibajelet.

A kvázi-döntésvisszacsatolt hurkot alkalmazó megoldást [12], [14] irodalmak tárgyalják. A demodulátor működési elvét a 11. ábra szemlélteti. Az amplitúdódöntést komparátorokból kialakított négyszintű kvantálókkal valósították meg. A kvantált jeleket a kvadratura csatorna demodulált jeleivel megszorozva, különbségképzés után kapjuk a hibajelet, amely a hurokszűrőn keresztüljutva a VCO-ra kerül. Az áramkör analízisét a [12] irodalom részletesen tárgyalja. A döntésvisszacsatolt hurokra a PLL klasszikus alapegyenletének alakjában az alábbi egyenletet írja fel:

$$\dot{\varphi}(t) = \dot{\Theta}(t) - KF(p) [Ag(\varphi, \Delta) + N(t, \varphi)],$$

ahol  $\varphi$  a fázishiba,  $\Theta$  a bejövő jel fázisa,  $F(p)$  a hurokszűrő transzfer függvénye,  $A, K$  konstansok.

A  $g(\varphi, \Delta)$  ekvivalens fázisdetektor karakterisztika nemcsak a fázishiba, hanem a jel-zaj viszony függvénye is, és a következő alakban írható fel:

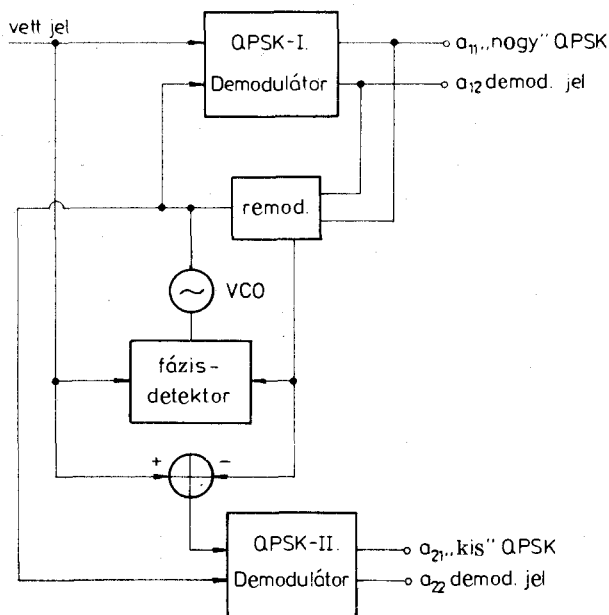


9. ábra. Szinkron demodulátor alapsávi jelkezeléssel

táresetben, amikor a jel-zaj viszony nulla, azaz  $\Delta=0$ , a karakterisztika  $\sin(4\varphi)$  alakú. Az ábrából látható, hogy több nemkívánatos stabil pont is létezik. A zaj növelésekor a karakterisztika „elkenődik”, és így a nemkívánatos pontoknál fellépő meredekség csökken.

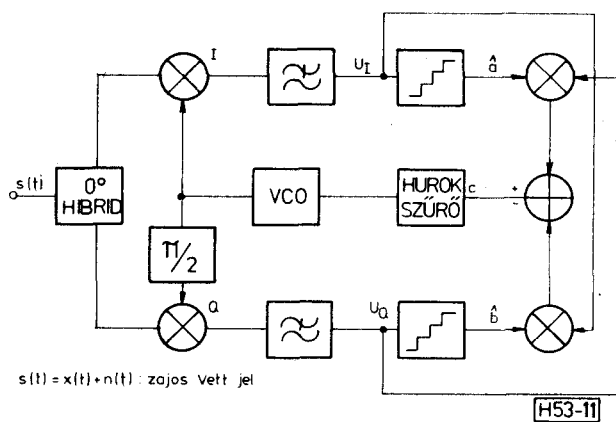
### 5. Megvalósítás, mérések

Az áramkörök fejlesztése során elkészült egy 140 MHz középfrekvencián 34 Mbit/s bitsebességen működő modulátor és demodulátor áramköri laborminta.



H53-10

10. ábra. Remodulátor típusú szinkron demodulátor

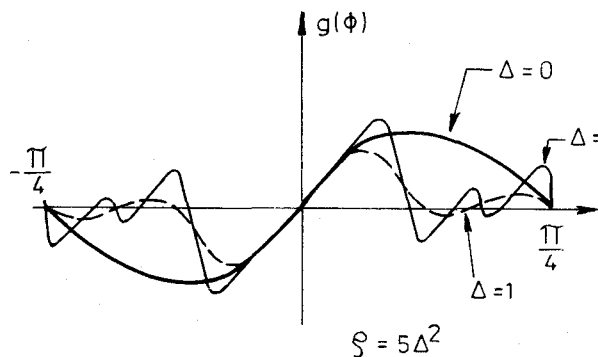
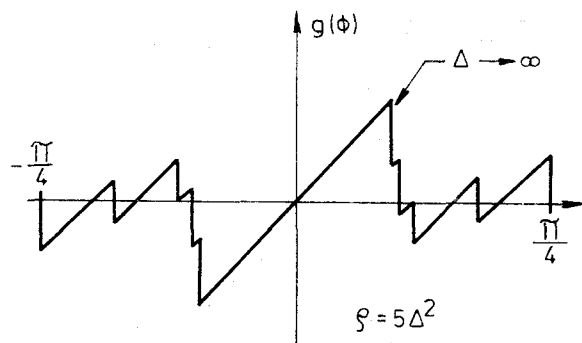


H53-11

11. ábra. A kvázi-döntésvisszacsatolt demodulátor elvi vázlatja

A realizálásnál a 7. és a 11. ábrán bemutatott modelleket vettük alapul. Szorozóként ring-modulátorokat használtunk. A szorozók és a hibridek MCL gyártmányúak. A kvantáló áramkört három, párhuzamosan kapcsolt komparátorból ( $\mu\text{A} 760$ ) valamint ellenállásos összegző hálózatból alakítottuk ki. Az alapsávi szorzást TEXAS gyártmányú lineáris négyzetes szorozóval valósítottuk meg. A különbségképző hurokerősítő MOTOROLA  $\mu\text{A} 733$  volt. Hurokszűrőként a szokásos RC „lag-lead” szűrőt alkalmaztuk. A VCO-t varaktoros hangolású tranzisztoros Clapp-oszcillátorral realizáltuk.

A megépített áramkörökön méréseket végeztünk. Az oszcilloszkópon megjelenített szemábrákon a négy szint közötti távolság nem egyezett pontosan meg. Ezt a modulátor és demodulátor áramkörökben alkalmazott hibridek  $1-2^\circ$ -os fázishibája,  $0,5-1$  dB-es amplitúdóhibája, továbbá áramköri nemlinearitások okozhatják.



H53-12

12. ábra. A 11. ábra szerinti áramkör fázisdetektor karakterisztikája különböző jel-zaj viszony esetén

Megmértük a befogási-benntartási tartományt. A kapott 80, illetve 100 kHz-es értékek meglehetősen kicsik. Ennek fő oka a hurokban fellépő késleltetés. Ennek csökkentése érdekében gyorsabb komparátorok alkalmazása válik szükségessé. A befogási tartomány növelése ezen kívül valamilyen külső befogás-növelő módszerrel (sweep, diszkriminátor) is elérhető.

A végleges áramköröket 140 Mbit/s sebességre kell elkészíteni. Ehhez csupán kisebb módosítások szükségesek: A már említett gyors komparátor (ECL) alkalmazása itt már elkerülhetetlen. Nagyobb gondot kell továbbá fordítani az amplitúdó és a fázis finombeállítására.

## I R O D A L O M

- [1] Frigyes—Szabó—Ványai: Digitális mikrohullámú átviteltechnika. Műszaki Könyvkiadó, 1980.
- [2] Feher: Digital communications. Prentice-Hall, 1983.
- [3] Foselmini—Gitlin—Weinstein: On the selection of a two-dimensional signal constellation in the presence of phase-jitter and Gaussian noise. BSTJ No. 6, 1973.
- [4] Frigyes: Frekvenciadiverziti alkalmazása nagysebességű digitális átviteli rendszerekben. Mikrohullámú Szeminárium közleményei, 16–20., 1985.
- [5] Thaler—Michelfeit: Characterization and performance comparison of high linearity RF power amplifiers for 16-QAM digital radio system, Proc. of ICC Conf. 1983 25, 6. 1–25. 6.5.

- [6] *Amadesi—Mora—Pattini*: Including nonlinear amplifier and predistorter in a bandlimited 16-QAM system. Proc. of ICC Conf. 1983 25, 7. 1—2. 7.5.
- [7] *Borgne*: Comparison of 16, 32, 64, 128 QAM modulation schemes for digital radio systems. ICC 83 Conf. Rec. 1.7. 1—1. 7.5.
- [8] *Kováts—Szabó*: 16-QAM demodulátor tervezése. TKI tanulmány, 1984.
- [9] *Morais—Feher*: NLA—QAM a method for generating high power QAM signals through nonlinear amplification. IEEE COM-30, No. 3., 1982.
- [10] *Washio—Shimamura—Komiyama—Takimoto*: 1,6 Gb/s 16-level superposed APSK MODEM with baseband signal-processing coherent-demodulation, IEEE MTT-26, No. 12, 1978.
- [11] *Miyauchi—Seki—Ishio*: New techniques for generating and detecting multilevel signal formats. IEEE COM-24 No. 2., 1976.
- [12] *Simon—Smith*: Carrier synchronization and detection of QASK signal sets. IEEE COM-22, No. 2. 1974.
- [13] *Horikawa—Murase—Saito*: Design and performance of a 200 Mbit/s 16-QAM digital radio system. IEEE COM-27, No. 12. 1979.
- [14] *Moss—Beyer*: Universal carrier recovery for APK signals. Proc. of the IEEE Vol. 71, No. 7. 1983.
- [15] *Saito—Horikawa—Yamamoto*: 16 QAM carrier recovery PLL for service channel transmission using FSK additional modulation, IEEE COM-30, No. 8. 1982.