

PCM jelátvitelt biztosító mikrohullámú berendezések bevezetésének néhány problémája. II. rész*

CSERNOCH JÁNOS
ORION

2.4. Több fázisú moduláció (9)

2.4.1. Általános szempontok

A több fázisú modulációt mint említettük MPSK-nak hívják. A moduláció végrehajtása előtt általában két műveletet kell végrehajtani.

- A jelek csoportosítása.
- A jelek átkódolása vonali kódra. (Redundancia létrehozása.)

A jelek csoportosítása

Az első műveletben az összecsoportosítandó jelek mennyisége m attól függ, hogy hány fázisú modulációt kívánunk létrehozni.

- Négyfázisú moduláció esetén (23. ábra) a jeleket kettesével ($m=2$) csoportosítjuk. Az ábra szerinti jelsor esetében ez a következőképpen történik.

Számozás	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Eredeti jelsor	1	0	1	1	0	1	0	1	1	1	0	1
	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow
	1	0	1	1	0	1	0	1	1	1	0	1
	0		1		1		1		1		1	
	1		1		0		0		1		0	
	$2T_B$											
	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

Ebben az esetben tehát $M=2^m=2^2=4$ állapotot tudunk létrehozni. Ezek a következők:

(00) (01) (10) (11)

Látható, hogy az új csoportosításban a csoportok információ időtartama (bitidőtartama) ez eredetinek a kétszerese (T_B helyett $2T_B$). Ennek természetes következménye, hogy a kisugárzott spektrum szélessége az eredetileg a felére zsugorodott. (Az információ sebessége az eredetinek a fele.) A két jelből álló jelcsoportot DIBIT konfigurációnak hívjuk. Ami ennek a DIBIT konfigurációnak a felhasználását illeti két lehetőség van. Ezek röviden összefoglalva a következők:

*Az I. rész a Híradástechnika 1982. 6. számában jelent meg.

- Az alapsávban 4-féle csoportnak megfelelően 4 diszkrét feszültség szintet hozunk létre az alábbi táblázat szerint:

11	+ 3
10	+ 1
01	- 11
00	- 3

- A modulációs módban a vivő amplitúdóját vagy fázisát (0° , 90° , 180° , 270°) 4 állapotra állítjuk be.

- Nyolcfázisú moduláció esetén a jeleket már hármasával csoportosítjuk ($m=3$). Ez az alábbi jelsor esetén a következőképpen történik.

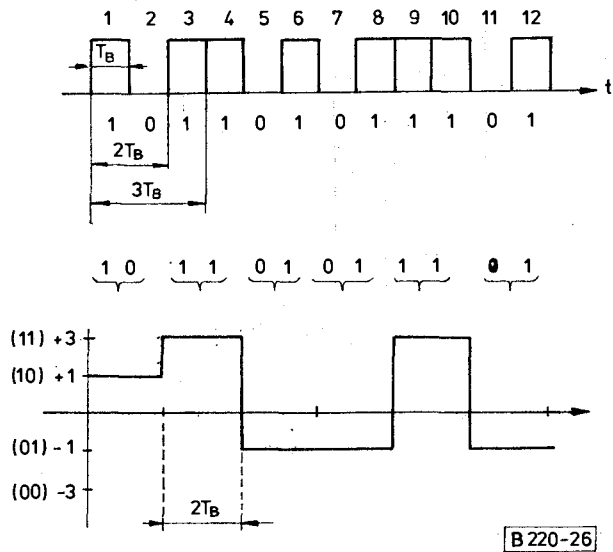
Sorszám	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Eredeti jelsor	1	0	1	1	0	1	0	1	1	1	0	1
	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow	\downarrow
	1	0	1	1	0	1	0	1	1	1	0	1
	1			1			1			1		
	1	0	1	1	0	1	0	1	1	0	1	1
	$3T_B$											

Ennél a modulációs módnál $M=2^m=2^3=8$ állapotot tudunk létrehozni. Ezek a következők:

0 0 0
0 0 1
0 1 0
0 1 1
1 0 0
1 0 1
1 1 0
1 1 1

Az új csoportosításban a csoportok bitidőtartama az eredetinek a háromszorosa, az információsebesség viszont az eredetinek a harmada és a kisugárzott spektrum az eredetinek szintén a harmada. A három jelből álló konfigurációt TRIBIT-nek nevezzük.

A viszonyokat a legáltalánosabb esetekre az alábbi táblázatban foglaltuk össze. Az összehasonlításnál "PSK-jelsor Ny-quist frekvenciájából indulunk ki. Ez



23. ábra. Jelek csoportosítása

$$f_c = \frac{f_B}{2} = \frac{1}{2T_B}$$

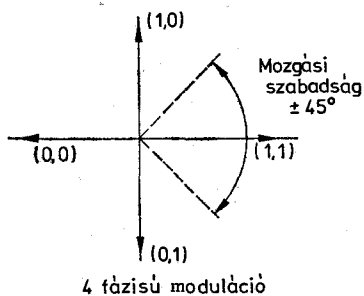
ahol T_B a bitidőtartam és

f_B a bitesebesség
m $M=2^m$ Ny-quist frekvencia

2 PSK	1	2	f_c
4 PSK (dibit)	2	4	$\frac{f_c}{2}$
8 PSK (tribit)	3	8	
16 PSK (quadribit)	4	16	
32 PSK	5	32	

A több fázisú moduláció előnyei természetesen nem ennyire egyértelműek. A kisebb jelsebesség természetes ára a bittévesztés valószínűségének megnövekedése. (24. ábra) A 4-fázisú moduláció egy állapotát jelképező vektor mozgási szabadsága $\pm 45^\circ$. Ez a mozgási szabadság a 8 fázisú moduláció esetén $\pm \frac{45^\circ}{2}$ -re csökken.

Látható, hogy minél jobban növeljük az állapotok számát, annál inkább közelednek azok egymáshoz és annál kisebb fázishiba is elegendő egy bittévesztés létrehozásához.



2.4.2. Redundáns átkódolás (9)

Eddig a bitek mindenfajta konfigurációja a modulált vivő egy-egy fázisállapotának felelt meg. Miután minden fázisállapot egyformán valószínű ezért a kódolás entropiája

$$H = {}^2\log M = {}^2\log 2^m = m$$

Az információátvitelben mint látni fogjuk érdemes bizonyos mértékű redundanciát is bevinni. Ebben az esetben a biteknek több olyan konfigurációja van, ami nem kerülhet átvitelre, illetve aminek a modulált vivő esetén semmilyen fázisállapot nem felel meg.

Ennek a redundanciának több előnye, illetve felhívási lehetősége van.

- Segítségével alakítható az átvinni kívánt jel spektruma. (Sávon kívül spektrumvonalak elnyomása, az egyenáramú komponens megszüntetése az alapsávi jelben)
- Létezésével lehetőséget kapunk arra, hogy az üzemmegszakítása nélkül hibaarányt lehessen mérni.

A 25. ábra egy ilyen redundáns kódolást mutat be. Az eredeti kódszó 4 bitből áll és a továbbítandó kódszó háromelemes ún. ternáris jel. (Az utóbbi értékkészlete három szimbólumból áll.)

Az átkódolás két esete az ábra szerint a következő:

Az eredeti bináris kódszó Ternáris vonali kód

0101	0+10
1001	-1+00

Az átkódolást, melynek a szabályait most mellőzzük 4B (3T-vel jelöljük.) 4 bit (3 ternáris digit) A 4B/3T-vel kapott vonali kód maximális entropiája (minden állapot egyformán valószínű)

$$H_{\max} = {}^2\log 3^3 = {}^2\log 27 = \frac{\log 27}{\log 2}$$

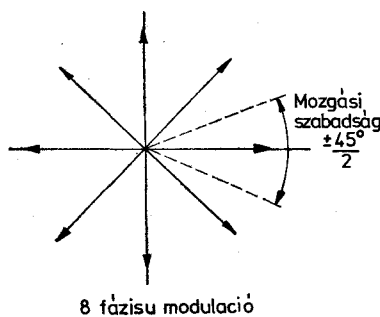
Az eredeti bináris kódszó azaz az átvinni kívánt információ maximális entropiája

$$H = {}^2\log 2^4 = 4.$$

A redundancia

$$R = \frac{H_{\max} - H}{H_{\max}} = 1 - \frac{H}{H_{\max}} = 1 - 0,84 = 0,159$$

$$R = 0,16.$$



B 220-27

24. ábra. Bittévesztés valószínűsége

Ha az eredeti bináris kódszó egy bitjének az időtartama T_B akkor a ternáris jel egy szimbólumának az időtartama $\frac{4}{3} T_B$. Az előbb leírt folyamatot redundáns átkódolásnak nevezzük.

2.4.3. Négyfázisú moduláció (26. ábra)

A szóbanforgó moduláció 4 PSK-nak vagy QPSK-nak jelöljük. (Quadri-phase shift keying) A módszer a már ismert quadratura moduláció elvét használja fel.

A két modulátorra jutó vivő

$$U_1(t) = U_v \cos \omega_v t$$

$$U_2(t) = U_v \cos \left(\omega_v t - \frac{\pi}{2} \right) = U_v \sin \omega_v t$$

A moduláló jelek és szimbólumok közötti összefüggést az alábbi táblázat szemlélteti. (A moduláló feszültség normálisan értendő.)

Szimbólumok	Fázisállapot	Moduláló feszültség (V) (NRZ jel)
A B	φ [rad]	A(t) B(t)
0 0	0	$-\frac{1}{2}$ $-\frac{1}{2}$
0 1	$\frac{\pi}{2}$	$-\frac{1}{2}$ $+\frac{1}{2}$
1 1	π	$+\frac{1}{2}$ $+\frac{1}{2}$
1 0	$\frac{3\pi}{2}$	$+\frac{1}{2}$ $-\frac{1}{2}$

Mint már említettük a moduláció előtt a bináris jelsort egy soros-párhuzamos átalakító segítségével A és B DIBIT jelpárrá alakítjuk és ezt a DIBIT jelpárt egy itt most nem részletezett átkódolás után a táblázatban közölt A(t) és B(t) jelekre formálják. (27. ábra)

A ring modulátor kimenetén megjelenő modulációs termék

$$U_A(t) = K \cdot A(t) U_1 t = A t U_v \cos \omega_v t$$

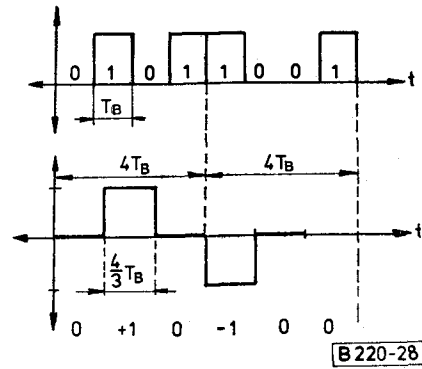
$$U_B t = K \cdot B t U_2 t = B t U_v \sin \omega_v t$$

Itt is feltétlenül meg kell említenünk a QPSK-t kísérő amplitúdó-moduláció tényét. Ha az eredő modulációs termék fázisa $\pm 180^\circ$ -ot változik akkor 100%-os amplitúdó-moduláció, ha pedig csak $\pm 90^\circ$ -ot változik akkor pedig 3 dB-es szintcsökkenés lép fel. Ezt a következőképpen láthatjuk be.

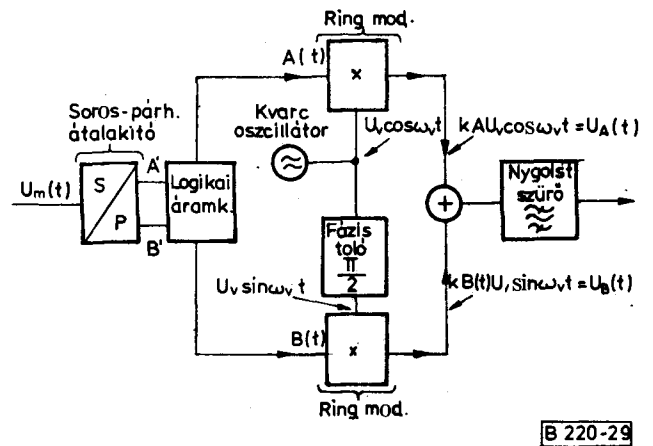
$$\text{Induljunk ki az } A(t) = +\frac{1}{2} \text{ B}(t) = +\frac{1}{2} \text{ állapotából.}$$

Az eredő feszültség a modulátor kimenetén ebben a fázisállapotban

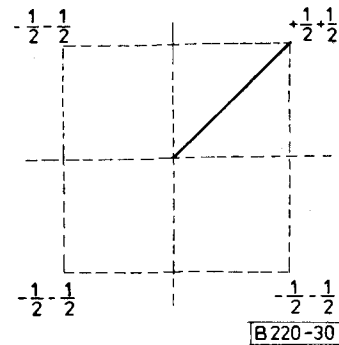
$$U(t) = \frac{1}{2} U_v (\cos \omega_v t + \sin \omega_v t) = \frac{\sqrt{2}}{2} U_v \cos \left(\omega_v t - \frac{\pi}{2} \right)$$



25. ábra. Redundáns kódolás



26. ábra. Kvadratura moduláció



27. ábra. Lehetséges fázisállapotok

Ha mindkét komponens fázisa egyidőben 180° -ot ugrik, akkor az ugrás pillanatában a modulációs termék amplitúdója zérus lesz, és így 100%-os moduláció áll elő. Ha csak az egyik komponens fázisa ugrik 180° -ot (az eredő fázisa ilyenkor csak 90° -ot ugrik) akkor a modulációs termék amplitúdója a fázisugrás pillanatában $\frac{\sqrt{2}}{2} U_v$ -ről $\frac{1}{2} U_v$ -re ugrik és így 3 dB-es szintcsökkenés áll elő. A viszonyokat a 28. ábrán szemléltetjük.

A QPSK-t lehet közvetlenül mikrohullámon is realizálni. Egy ilyen megoldást 29. ábra tüntet fel.

A blokkvázlat által feltüntetett megoldás működését magyarázni nem szükséges.

Az eddig ismertetett négyfázisú modulációt direkt modulációnak nevezzük.

A négyfázisú jel demodulálásánál ugyanazok a problémák lépnek fel mint a kétfázisú moduláció esetén. Itt is kétféle demodulációt különböztetünk meg:

- Koherens demoduláció,
- Differenciál demoduláció.

A következőkben most ezeket tekintjük át:

a) Koherens demoduláció esetén első lépésben helyre kell állítani az adóval koherens referencia vívót, majd ezt a vívót annyira kell zajmentessé tenni, amennyire csak lehet. A második lépésben egyértelműen fel kell ismerni a modulált vívó négy állapotát a helyreállított referencia vívóhoz képest.

Egy demodulátor blokkvázlatát a 30. ábra mutatja. (10) A kapcsolatban a vívóvisszállító áramkört követő fázistolóval a referenciavívó abszolút fázisa állítható úgy, hogy a vett A_v és B_v DIBIT-pár elemei egymástól minél jobban szeparálhatók legyenek. A 90° -os fázistoló a quadratura demodulációhoz szükséges. A fázisdiskriminátor kimenetén a demodulált jel jelenik meg. Az alapsávi jeleket a felesleges zajkomponensektől és az egyéb zavaró jelektől aluláteresztő szűrőkkel tisztítjuk meg.

Könnyen beállítható, hogy amint 2PSK esetén a frekvencia kétszerezésével, úgy 4PSK esetén a frekvencia négyszerezésével lehet a középfrekvenciás jel fázisát modulátlanná tenni.

Áramköri szempontból a vívóvisszállító leg-egyszerűbb megoldását 35 MHz és 70 MHz-es közép-frekvenciáknál 31. ábra mutatja. (10)

Hátránya a megoldásnak az, hogy még 35 MHz-es és 70 MHz-es középfrekvencia esetén a 140 MHz, illetve 280 MHz-es diszkriminátorok még megvalósíthatók, ugyanakkor nagyobb sebességű rendszerek esetén ez a megoldás igen drága lenne. Célszerű olyan megoldást találni, ahol elmarad a frekvencianégyszerezés és az ezzel járó fáziszaj-növekedés.

— Az ún. remodulációs vívóvisszállító kapcsolók ezekkel a hátrányokkal nem rendelkeznek. (A remoduláció szűk értelemben egy demoduláció utáni újabb modulációt jelent.) A szóbanforgó kapcsolás részletes működése a következő: Az 1. sz. fázisdiskriminátor bemeneteire a következő feszültségek jutnak (32. ábra). (10)

A PCM-jelsorral modulált jel

$$KU_m(t) \cdot U_v \cos \omega_v t.$$

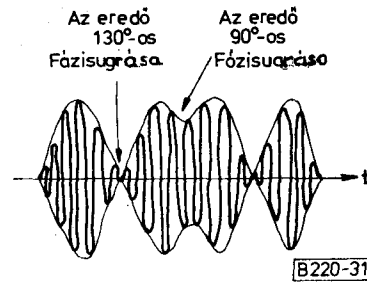
A helyreállított vívó (bizonyos fázishibával)

$$U_v \cos (\omega_v t + \varphi).$$

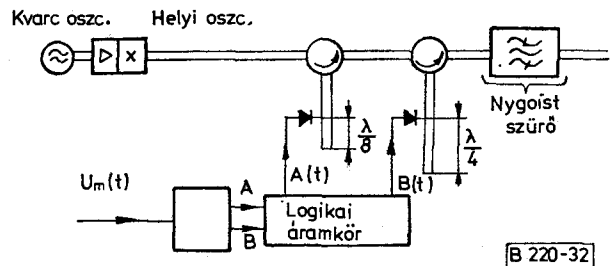
Ugyanezen fázisdiskriminátor kimenetén az $U_m(t)$ demodulált PCM-jelsor jelenik meg.

Az újramodulálási termék a modulátor kimenetén

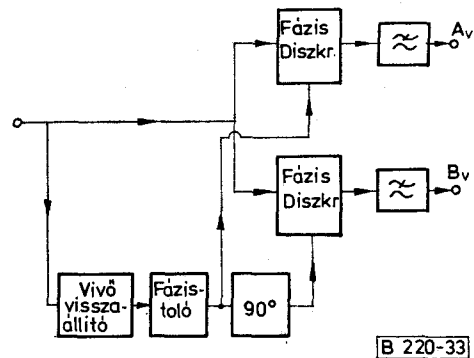
$$KU_m(t) \cdot U_v \cos (\omega_v t + \varphi).$$



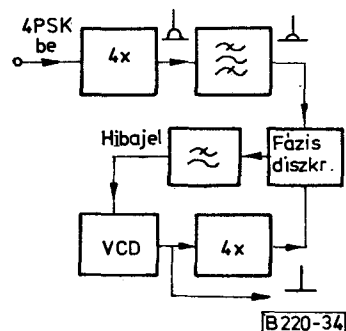
28. ábra. QPSK-t kísérő amplitúdó moduláció



29. ábra. Moduláció mikrohullámon



30. ábra. Négyállapotú koherens demodulátor



31. ábra. Frekvencianégyszerezős vívóvisszállító

A 2. sz. fázisdiskriminátor kimenetén ennek megfelelően a fázishibával egyenesen arányos hibafeszültség jelenik meg.

— Az ún. inverz modulációs eljárás esetén (33. ábra) az 1. sz. fázisdiskriminátor az előző eljárásnál már megismert azonos feladatkört tölt be

(10). A különbség itt abban áll, hogy az újramoduláció végterméke a vivőt tartalmazza és a 2. sz. fázisdiszkriminátor modulálatlan jeleket hasonlít össze. A modulátorba nem a VCO-modulálatlan jelet vezetik be, hanem a vett PCM-jelet. Ennek következtében PCM-jelel ellentétes értelemben inverzen modulálódik és a modulátor kimenetén egy

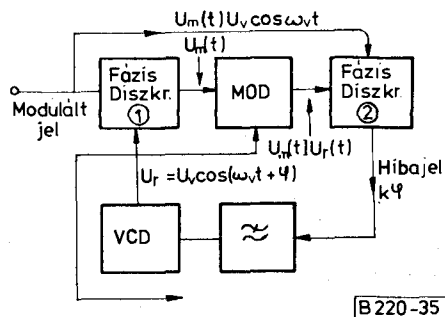
$$U_p \cos(\omega_p t + \varphi_1)$$

állandó fázisú jel jelenik meg. Végeredményben a 2. sz. fázisdiszkriminátor ezt hasonlítja össze a VCO-jelével és ebből képezi a hibajelet a VCO számára. Mind a három vivővisszaállító kapcsolás esetén a feszültséggel szabályozható oszcillátor fázisának itt is négy stabil állapota van. (A VCO frekvenciájának négyszerezése miatt.) Ennek következtében az adó oldalon a differenciális kódolásra és a vevő oldalon a differenciális dekódolásra ennél a megoldásnál is szükség van. A következőkben a differenciális kódolás és dekódolás műveletét tekintjük át DIBIT-párok esetén.

Az adóoldali kódoló blokkvázlatát a 34. ábra és a vevőoldali dekódoló blokkvázlatát a 35. ábra mutatja.

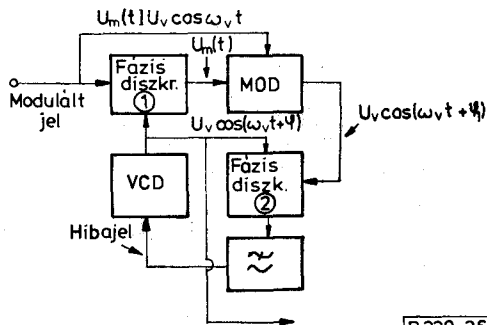
A differenciális kódoló bemenetére kerülő PCM-jelfolyam pulzusait jelöljük most $A' + B'$ -el. Egy bit időrése ebben a jelfolyamban legyen T_B . A jelfolyamot az S/P soros-párhuzamos átalakító A' , B' DIBIT-párrá alakítja át. (Ebben a jelfolyamban egy bit időtartama most már $T = 2T_B$. Ezt követően egy összegző áramkör a kettes számrendszerben összeadja az A' , illetve B' és tőle egy bitidőtartammal előtte járó A_3 és B_3 jeleket. Az így kapott eredő jeleket a Gray kódolóra viszik.

A Gray kódolás segítségével csökkenthetjük az adó kisugárzott spektrumában a Nyquist frekvenciánál nagyobb komponenseket.



B 220-35

32. ábra. Remodulációs vivővisszaállító

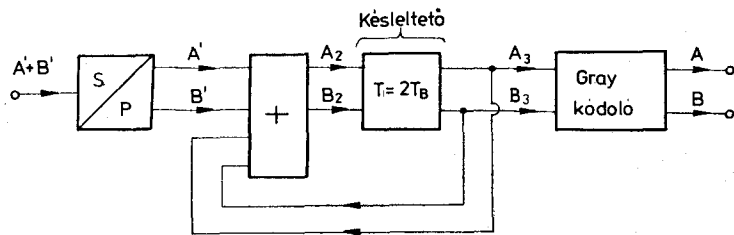


B 220-36

33. ábra. Inverz modulációs eljárás

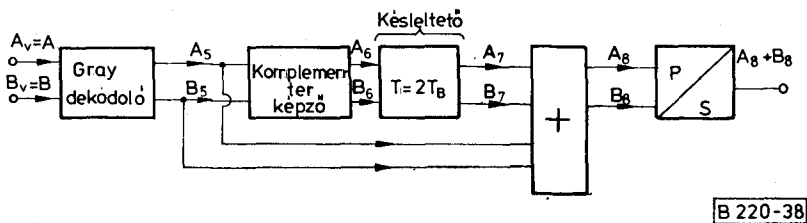
Az elmondottakat az alábbi táblázat szemlélteti. (A DIBIT-párban az alsó érték $2^0 = 1$ -et jelenti)

A bejövő jelsor	$A' + B'$	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
		↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓
Szétválasztott DIBIT-pár	A'	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	B'	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1



B 220-37

34. ábra. Adóoldali differenciális kódoló. Gray kódolóval



B 220-38

35. ábra. Vevőoldali differenciális dekódoló. Gray dekódolóval

$$\left. \begin{array}{l} \text{DIBIT-pár} \\ \text{összerendezve} \end{array} \right\} + \left\{ \begin{array}{l} (A') \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \\ (B') \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \\ (A_3) \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \\ (B_3) \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \\ \parallel \ \parallel \ \parallel \ \parallel \ \parallel \ \parallel \\ (A_2) \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \\ (B_2) \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \end{array} \right.$$

** A három fölötti számoknak csak az utolsó két bitjét jelöljük.

$$\begin{array}{l} \text{A Gray kódolt jel } A=A_3 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \\ B=A_3\bar{B}_3+\bar{A}_3B_3 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \end{array}$$

A vevő oldalon a demodulátor után először a Gray dekódolás következik, majd a jel ezután a komplementer képzőre kerül. Ez itt azt jelenti, hogy az (A_5, B_5) DIBIT-pár az (A_6, B_6) DIBIT-pár egymásnak komplementerje az alábbi táblázat szerint

A_5	B_5	A_6	B_6	
0	0~0	0	0~4	0+4=4
0	1~1	0	1~3	1+3=4
1	0~2	1	0~2	2+2=4
1	1~3	0	1~1	3+1=4
0	0~4	0	0~0	4+0=4

A többi lépés most már viszonylag könnyen követhető. Az elmondottakat a következő táblázat szemlélteti.

$A_5=A$	0	0	1	1	0	0
$B_5=A\bar{B}+\bar{A}B$	0	1	0	1	0	1
$\left. \begin{array}{l} A_6 \\ B_6 \end{array} \right\}$ komplementer	0	1	1	0	0	1
	0	1	0	1	0	1
A_7	0	1	1	0	0	
B_7	0	1	0	1	0	
$\left(\begin{array}{l} A_8 \\ B_8 \end{array} \right) = \left(\begin{array}{l} A_5 \\ B_5 \end{array} \right) + \left(\begin{array}{l} A_7 \\ B_7 \end{array} \right)$	1	1	1	1	1	1

Az előbb ismertett adóoldali logikát és a direkt modulátort együttvéve jelátmenet modulátornak nevezzük. Jelmenet-modulációt más logikával is megvalósíthatjuk. A moduláció elvét és lefolyását az alábbi táblázat tartalmazza.

Dibit-pár	Vivő fázisváltozása					
A B	(radián)					
0 0	0					
0 1	$\frac{\pi}{2}$					
1 1	π					
1 0	$3\frac{\pi}{2}$					
Információ (dibit-pár)	0	1	11	01	01	00
Fázis	0	π	$3\frac{\pi}{2}$	0	0	

A feltüntetett logika az átkódolást a következő egyenletek alapján végzi:

$$\begin{aligned} P_i &= AB\bar{P}_{i-1} + \bar{A}\bar{B}P_{i-1} + A\bar{B}Q_{i-1} + \bar{A}B\bar{Q}_{i-1} \\ Q_i &= A\bar{B}\bar{P}_{i-1} + \bar{A}BP_{i-1} + AB\bar{Q}_{i-1} + \bar{A}\bar{B}Q_{i-1} \end{aligned}$$

A logikai egyenletekben P_i és Q_i egy adott pillanatban felvett fázisállapotot és P_{i-1} , Q_{i-1} $2T_B$ idővel felvett fázisállapotot jelöl.

A P_i -nek és Q_i -nek P_{i-1} és Q_{i-1} -hez viszonyított fázisváltozását az alábbi igazságtáblázat tartalmazza (36. ábra):

Dibit pár		P_i	Q_i
A	B	P_{i-1}	Q_{i-1}
0	0	\bar{P}_{i-1}	P_{i-1}
0	1	\bar{P}_{i-1}	\bar{Q}_{i-1}
1	1	Q_{i-1}	\bar{P}_{i-1}
1	0	Q_{i-1}	P_{i-1}

b) Differenciál-demoduláció (9)

A differenciál demoduláció blokkvázlatát a regenerátorral együtt a 37. ábra tünteti fel. Itt is mint a kétfázisú esetben a modulált vivő két egymásutáni állapotát hasonlítják össze. Ez az eljárás is az egymásutáni állapotok különbségét adja és csakis jelátmenet moduláció esetén használható. Természetesen az A B dibit-párnak megfelelően itt két demodulátort alkalmaznak. Most ennek a működését tekintjük át. A két késleltetést úgy állítják be, hogy

$$\omega_v T_1 = 2k\pi - \frac{\pi}{4},$$

$$\omega_v T_2 = 2k\pi + \frac{\pi}{2}.$$

A közvetlen jel az 1. sz. szorzóáramkör előtt

$$U_{11}(t) = U_v \cos(\omega_v t + \Phi_1).$$

A késleltetett jel

$$U_{21}(t) = U_v \cos(\omega_v t + \omega_v T_1 + \Phi_2).$$

A közvetlen jel a 2. sz. szorzóáramkör előtt

$$U_{12}(t) = U_v \cos(\omega_v t + \Phi_1).$$

A késleltetett jel

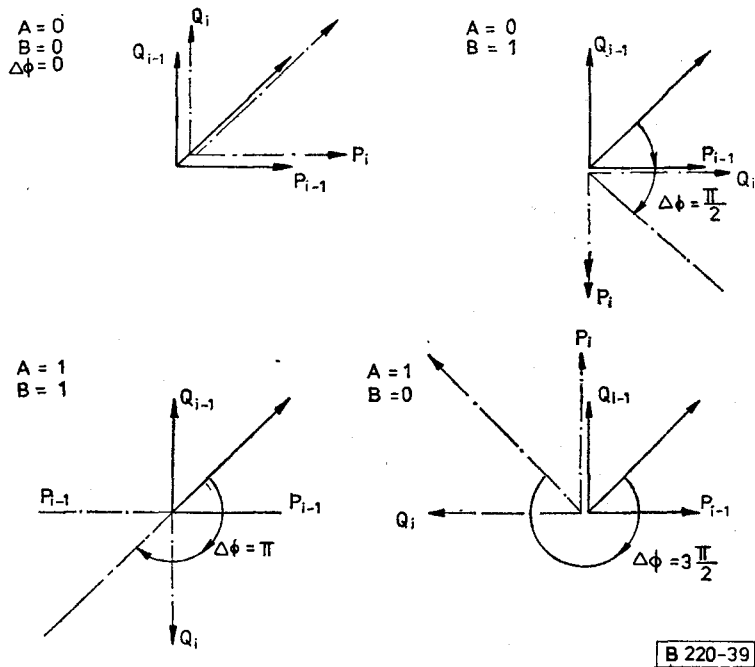
$$U_{22}(t) = U_v \cos(\omega_v t + \omega_v T_2 + \Phi_2).$$

A jel a 2. sz. szorzó áramkör kimenetén

$$\begin{aligned} U_{ki2}(t) &= kU_{12}(t)U_{22}(t) = \\ &= kU_v^2 \cos(2\omega_v t + \omega_v T_2 + \Phi_1 + \Phi_2) + \\ &\quad + kU_v^2 \cos\left(\Phi_2 - \Phi_2 + \frac{\pi}{4}\right). \end{aligned}$$

A jel az 1. sz. szorzó áramkör kimenetén

$$\begin{aligned} U_{ki1}(t) &= kU_{11}(t)U_{12}(t) = \\ &= kU_v^2 \cos(2\omega_v t + \omega_v T_1 + \Phi_1 + \Phi_2) + \\ &\quad + kU_v^2 \cos\left(\Phi_2 - \Phi_1 - \frac{\pi}{4}\right). \end{aligned}$$



36. ábra. Négyfázisú jelátmenet-moduláció

A jel az 1. sz. aluláteresztő kimenetén

$$U_{dem1}(t) = KU_v^2 \cos\left(\Phi_2 - \Phi_1 - \frac{\pi}{4}\right) = KU_v^2 \cos\left(\Delta\Phi - \frac{\pi}{4}\right).$$

A jel a 2. sz. aluláteresztő kimenetén

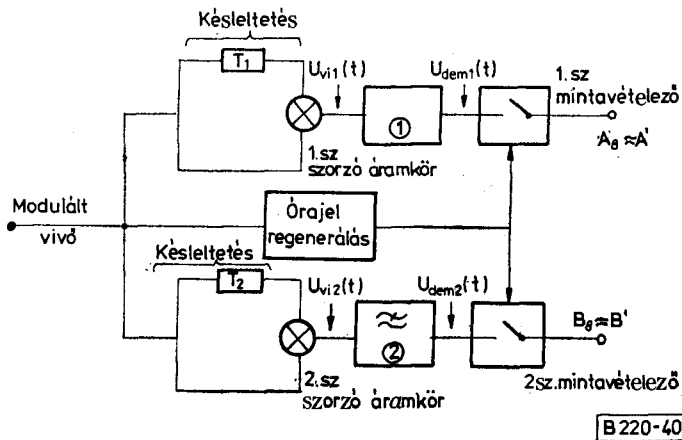
$$U_{dem2}(t) = KU_v^2 \cos\left(\Phi_2 - \Phi_2 + \frac{\pi}{4}\right) = KU_v^2 \cos\left(\Delta\Phi - \frac{\pi}{4}\right).$$

	U_{dem1}	U_{dem2}	A	B	Φ rad
	+	+	0	0	0
	+	-	0	1	$\frac{\pi}{2}$
	-	-	1	1	π
	-	+	1	0	$3\frac{\pi}{2}$

Befejezésül most bemutatjuk egy PCM-jelfolyam átvitelét jelátmenet moduláció és differenciál demoduláció párosításban. A bejövő jelsort most is szándékosan az előző példában vett jelsorral azonosnak vesszük. A folyamat könnyebb megértése érdekében közöljük a demodulátor igazság táblázatát:

A modulátor oldal

A bejövő jelsor	$A' + B'$	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
Sztérválasztott	A'	0	↓	0	↓	0	↓	0	↓	0	↓
Dibit-pár	B'	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1



37. ábra. Négyfázisú differenciál-demoduláció

Dibit-pár	$\begin{pmatrix} A' \\ B' \end{pmatrix}$	0	0	0	0	0	0
összerendezve		1	1	1	1	1	1
Fázisállapot [rad]		0	$\frac{\pi}{2}$	π	$\frac{3\pi}{2}$	0	$\frac{\pi}{2}$
Moduláló	$\begin{pmatrix} A \\ B \end{pmatrix}$	0	0	1	1	0	0
Dibit pár		0	1	1	0	0	1

Megkaptuk az előző példában szereplő moduláló jelsort.

Demodulátor oldal

Fázisváltozás $\Delta\Phi$ [rad]	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$
Vett jelsor $\begin{pmatrix} A_8 \\ B_8 \end{pmatrix}$	0	0	0	0	0
	1	1	1	1	1

2.4.4. 8 Fázisú moduláció (8PSK)

Ennél a modulációnál a hullám 8 diszkrét fázisállapottal rendelkezik, melyek egymástól 45° -al különböznek. A moduláció mechanizmusát a legegyszerűbb módon vektorpárok felvételével érthetjük meg (38. ábra).

A két vektor pár a következő:

$$U_1(t) = U_v \cos \omega_v t$$

$$U_2(t) = U_v \cos \left(\omega_v t - \frac{\pi}{2} \right) = U_v \sin \omega_v t$$

$$U_3(t) = U_v \cos \left(\omega_v t - \frac{\pi}{4} \right)$$

$$U_4(t) = U_v \cos \left(\omega_v t - \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{4} \right) = U_v \sin \left(\omega_v t - \frac{\pi}{4} \right)$$

A szorzó áramkör kimenetén megjelenő modulációs termékek a következők:

$$U_\alpha(t) = K\alpha(t)U_1(t)$$

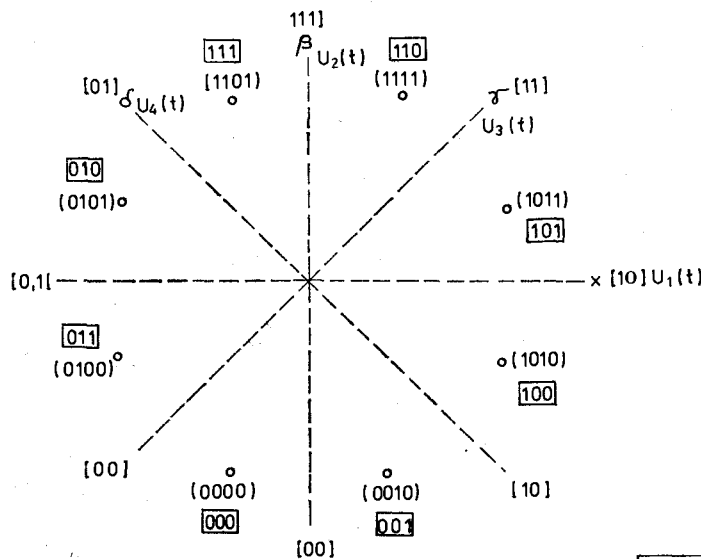
$$U_\beta(t) = K\beta(t)U_2(t)$$

$$U_\gamma(t) = K\gamma(t)U_3(t)$$

$$U_\delta(t) = K\delta(t)U_4(t).$$

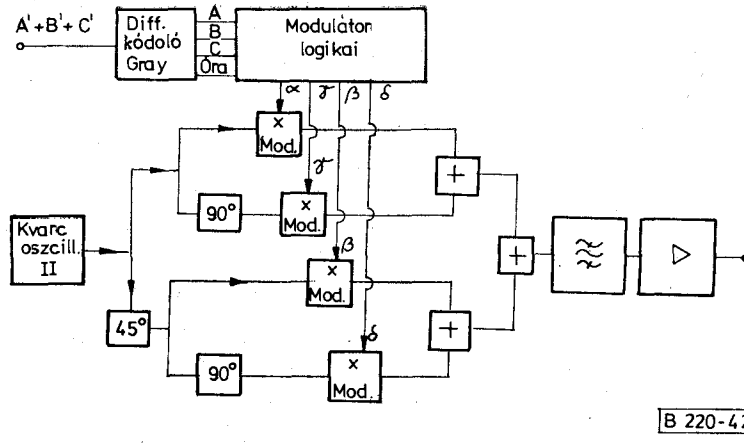
Az $\alpha(t)$, $\beta(t)$, $\gamma(t)$, $\delta(t)$ modulációs NRZ-feszültségek értékkészlete két diszkrét feszültségből áll. $\pm \frac{1}{2}V$ A viszonyokat a következő táblázattal tekinthetjük át:

Szimbólumok	Fázis állapot φ [fok]	Moduláló feszültség			
		$\alpha(t)$	$\beta(t)$	$\gamma(t)$	$\delta(t)$
1 0 1 1	0	$+\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$
1 1 1 1	$\frac{\pi}{4}$	$+\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$
1 1 0 1	$\frac{\pi}{2}$	$+\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$
0 1 0 1	$3\frac{\pi}{4}$	$-\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$
0 1 0 1	π	$-\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$
0 0 0 0	$5\frac{\pi}{4}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$
0 0 1 0	$3\frac{\pi}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$
1 0 1 0	$7\frac{\pi}{4}$	$+\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$



B 220-41

38. ábra. Nyolcfázisú moduláció lehetséges állapotai



39. ábra. Nyolcfázisú moduláció

B 220-42

A táblázatból világosan látható, hogy egy fázis-állapotnak megfelelő kódszó 4 bitből áll. Mivel a négy bittel kifejezhető esetek száma $2^4=16$ és mi ezek közül csak 8 esetet engedünk meg ezért 4 bittel ebbe a modulációs eljárásba bizonyos redundanciát vinnénk be. A $8=2^3$ esetet 3 bitből álló kódszóval is kialakíthatunk, ezért célszerű a közvetlen 8 PSK előtt egy átkódolást végrehajtani, az alábbi táblázat szerint.

	A	B	C
1 0 1 1	1	0	1
1 1 1 1	1	1	0
1 1 0 1	1	1	1
0 1 0 1	0	1	0
0 1 0 0	0	1	1
0 0 0 0	0	0	0
0 0 1 0	0	0	1
1 0 1 0	1	0	0

Az A, B, C jeleket a PCM-jelfolyamatban eredetileg megtalálható A', B', C' jelekből differenciál kódolással, és Gray kódolással állítjuk elő (39. ábra). Az α , β , γ , és δ jeleket viszont a modulátor logika állítja elő. A modulátor kimenetén elhelyezett KF-sávszűrő a már ismertetett módon a kisugárzott spektrumot alakítja ki.

A demodulátor oldalon a frekvencianyolcsorozás a rendszert áramkörileg már túlzottan elbonyolítaná. Ezért a vivőhullámot inverz modulációval kell visszaállítani. A demodulált α_v , β_v , γ_v és δ_v jelekből (melyek elvben rendre megegyeznek a modulátoroldali α , β , γ , ill. δ jelekkel) a demodulátor logika az A_v , B_v , és C_v jeleket állítja elő. Ezeket a jeleket differenciált dekódolás, majd Gray dekódolás után bizonyos esetekben már közvetlenül a multiplex berendezésbe vezethetjük (40. ábra).

Az inverz modulációval kapott vivőhullámot az öt kísérő zaj miatt közvetlenül nem lehet felhasználni. A vett KF-spektrumban a vivő környezetében levő zaj itt is igen nagy mértékben csökkenthető fázishurok alkalmazásával. A fázishurok feszültség-hangolt oszcillátorral (VCO) működik és a már szo-

kásos kivitelű. A különbség az eddigi megoldásokkal szemben a kereső oszcillátorban van. Ez egy kb 100 Hz frekvenciájú oszcillátor, mely nem szinkronizált állapotban változtatja a VCO frekvenciáját. Ha a rendszer a szinkronizált állapotot eléri, egy negatív visszacsatolás a kereső oszcillátor kereső feszültségét több nagyságrenddel lecsökkenti. A kereső feszültség dekódolásával a fázishurok szinkronizált állapotát lehet jelezni, illetve távjelezni. A demodulált δ_v jel segítségével lehet itt nem ismertetendő módon az órajelet is visszanyerni. Az órajelet szinkronizációját egy helyi kvarc-oszcillátor biztosítja.

Ha a vivő vagy az órajelet kiesik a szinkronból, akkor egy a demodulátor logikában elhelyezett áramkör az A_v , B_v és C_v jelek kiadását megakadályozza és a szóbanforgó jeleket egy állandó jelhármas helyettesíti. Ezzel megakadályozzuk azt, hogy az A_v , B_v és C_v jelek helyén tetszőleges jelkombinációk jöjjenek létre és ezzel megszűnjenek a szolgálati összeköttetés impulzusai is.

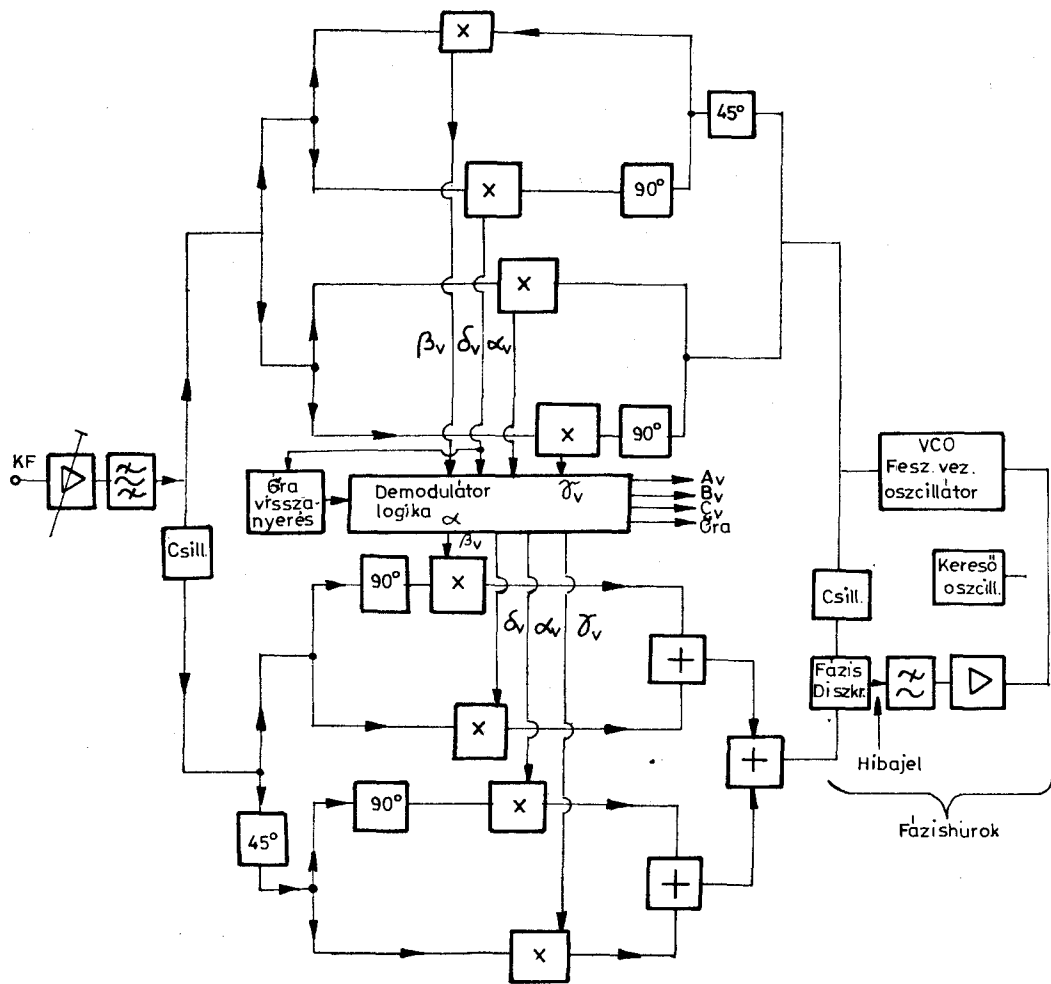
A modulátor kimenetén és a demodulátor bemenetén elhelyezett középfrekvenciás szűrők alakítják ki az átviteli csatorna szelektivitását, mivel a mikrohullámú szűrők szelektivitása közismerten gyengébb.

A középfrekvenciás szűrők feladatai a következők:

- A modulátor oldalon elhelyezett szűrő behatárolja a kisugárzott spektrumot és ezzel a szomszédos csatornára gyakorolt interferenciák lehetőségét a minimumra csökkenti.
- A demodulátor oldalon elhelyezett szűrő egyrészt optimalizálja a jel/zaj viszonyt a mintavételezés időpontjában, másrészt csökkenti a szomszédos csatornáktól származó interferenciát.

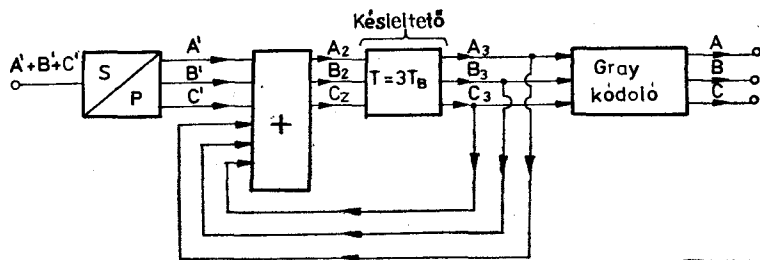
Az adóoldali kódoló blokkvázlatát a 41. ábra és a vevőoldali dekódoló blokkvázlatát a 42. ábra mutatja.

A differenciál kódoló bemenetére kerülő PCM-jelfolyam pulzusait jelöljük $A'+B'+C'$ -al. Egy bit időérése ebben a jelfolyamban legyen T_B . Ezt a jelfolyamot egy S/P soros párhuzamos A' , B' és C' TRIBIT jelcsoporttá alakítjuk át. (Az új jelfolyamban egy bit időtartama $T=3 T_B$).



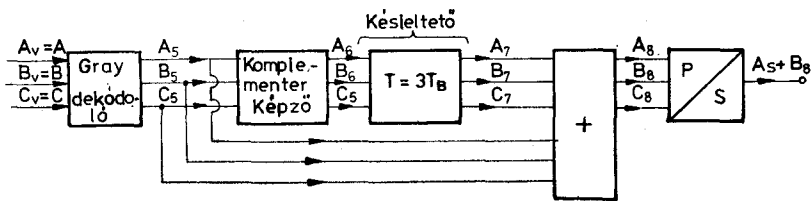
B 220-43

40. ábra. Demodulátor inverz modulációval



B 220-44

41. ábra. Adóoldali differenciál-kódolás. Gray kódolóval



B 220-45

42. ábra. Vevőoldali differenciál-dekódolás. Gray dekódolóval

Ezt követően egy összegező áramkör a kettős számrendszerben összeadja az A' , B' illetve C' és a tőle egy $T=3 T_B$ -bitidőtartammal előtte járó A_3 , B_3 , illetve C_3 jeleket. Az így kapott jeleket a Gray kódolóra viszik. Ennek szerepét a 4-fázisú modulációnál ismertettük, így erre mi most nem térünk ki.

Az elmondottakat az alábbi táblázat szemlélteti. A TRIBIT-párban a legalsó érték $2^0=1$ -et a középső érték $2^1=2$ -öt és a legfelsőbb érték $2^2=4$ -et jelent.

[** A hét fölötti számoknak csak az utolsó három bitjét jelöljük.]

A bejövő jelsor	$A'+B'+C'$	0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0
Szétválasztott	A'	0
TRIBIT-jel-		1
csoport		0
Szétválasztott	B'	1
TRIBIT-jelcsoport		0
összerendezve		1
A késleltetett	C'	0
TRIBIT [kezdetben]		1
000-t feltételezve]		0
	A ₃	0 1 0 1 0
	B ₃	1 0 1 0 1
	C ₃	0 1 0 1 0
	A ₂	0 1 0 1 0
	B ₂	1 1 0 1 0
	C ₂	0 1 1 0 0

Meg kell jegyezni, hogy a táblázatban megadott teljesítménynövelés csak elméleti érték. A gyakorlatban a szükséges teljesítménynövelés dB-ben kifejezett értékét a tapasztalat szerint úgy kapjuk meg, hogy a táblázatban leírt dB értéket kettővel szorozzuk.

A demodulátor oldalon (42. ábra) először a Gray dekódolás következik, majd a jel ezután a komplementer képzőre kerül. Ez azt jelenti, hogy az A_5 , B_5 , C_5 TRIBIT-ek és az A_6 , B_6 , C_6 TRIBIT-ek egymás komplementerjei az alábbi táblázat szerint.

A_5 B_5 C_5	A_6 B_6 C_6	
0 0 0 ~ 0	0 0 0 ~ 8	0+8=8
0 0 1 ~ 1	1 1 1 ~ 7	1+7=8
0 1 0 ~ 2	1 1 0 ~ 6	2+6=8
0 1 1 ~ 3	1 0 1 ~ 5	3+5=8
1 1 0 0 ~ 4	1 0 0 ~ 4	4+4=8
1 0 1 ~ 5	0 1 1 ~ 3	5+3=8
1 1 0 ~ 6	0 1 0 ~ 2	6+2=8
1 1 1 ~ 7	0 0 1 ~ 1	7+1=8
0 0 0 ~ 8	0 0 0 ~ 0	8+0=8

A többi lépés most már viszonylag könnyen követhető. Az elmondottakat az alábbi táblázat szemlélteti.

$A_5=A$	0 0 1 0 1
$B_5=\bar{A}\bar{B}+\bar{A}B$	0 1 1 0 1
$C_5=\bar{A}C+\bar{A}\bar{C}$	0 0 1 1 0

$\begin{pmatrix} A_6 \\ B_6 \\ C_6 \end{pmatrix}$	0 1 0 1 0
	0 1 0 1 1
	0 0 1 1 0
$\begin{pmatrix} A_7 \\ B_7 \\ C_7 \end{pmatrix}$	0 1 0 1
	0 1 0 1
	0 0 1 1
$\begin{pmatrix} A_8 \\ B_8 \\ C_8 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_5 \\ B_5 \\ C_5 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} A_7 \\ B_7 \\ C_7 \end{pmatrix}$	0 1 0 1
	1 0 1 0
	0 1 0 1

látható, hogy visszakaptuk az eredeti jelsort.

2.4.5. Több fázisú modulációk összehasonlítása

A több fázisú modulációkat a legegyszerűbben az ún. jelállapot-koordinátadiagram alapján hasonlítjuk össze. Ezen a diagramon a modulált vivő összes lehetséges amplitúdó- és fázisállapotát tüntetjük fel (43. ábra). Ezenkívül feltüntetjük a modulációs kódot a Nyquist sáv szélességet, a jelsebesség-hatásfokot és az elméleti adóteljesítményt.

A jelsebesség-hatásfok az információsebesség mértékszámának és a Nyquist frekvenciának a hányadosa.

Az összehasonlításnál azonos információsebességet és hibaarányt tételezünk fel.

Az egyes modulációs módok összehasonlítása alkalomával a következő megállapításokat tehetjük.

- Az UHF- vagy SHF-adó által kisugárzott spektrum elfoglalt sávszélessége annál keskenyebb minél komplexebb az alkalmazott modulációs mód.
- A sávszélesség csökkentésének bizonyos mértékű ára (8 és annál több állapot esetén) az UHF- és az SHF-adó kisugárzott teljesítményének szükségszerű növelése. Meg kell jegyezni, hogy a táblázatban megadott teljesítménynövelése csak elméleti érték. A gyakorlatban a szükséges teljesítménynövelés dB-ben kifejezett értékét a tapasztalat szerint úgy kapjuk meg, hogy a táblázatban leírt dB-értékeket kettővel szorozzuk.
- Míg a 2, 4, 8 állapot esetén (A, B, C eset) a vivőnek csak a fázisa hordozza az információt, addig a 9, 16 állapot esetén (D és E eset) az információt a vivő amplitúdója is, és a fázisa is hordozza.
- 9 állapotú modulációval bizonyos redundanciákat hozunk létre. A viszonyokat egy táblázatban foglaljuk össze.

$H = {}^2\log 2^{B_{sz}}$ az eredeti bináris jelfolyam maximális entropiája. (Minden állapot egyformán valószínű);

B_{sz} = az eredeti bináris kódozóban levő elemek száma;

$H_{max} = {}^3\log 3^{T_{sz}}$ a ternáris jelfolyam entropiája;

T_{sz} = a ternáris kódszóban levő elemek száma;

$R = \frac{H_{max} - H}{H_{max}}$ a redundancia;

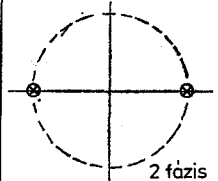
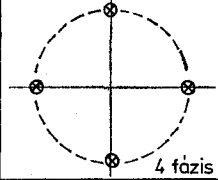
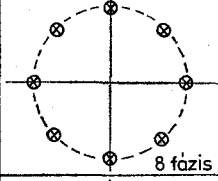
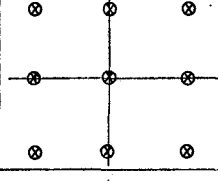
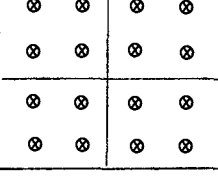
T_T = A ternáris jel egy szimbólumának időtartama.

	B_{sz}	T_{sz}	H	H_{max}	R	T_T			
	3	B/2	T	3	2	3	3,170	0,054	$\frac{3}{2} T_B$
	4	B/3	T	4	3	4	4,755	0,159	$\frac{4}{3} T_B$
	7	B/5	T	7	5	7	7,925	0,117	$\frac{7}{5} T_B$

A táblázatban az egyes kifejezések jelölése

T_B = egy bit időtartama az eredeti bináris jelfolyamban az átkódolás előtt;

Befejezésül kiértékeljük a digitális jelátvitelre szolgáló frekvenciaterveket a mai állapotnak megfelelően. Az 1. táblázatban helyszűke miatt a következő jelöléseket vezetjük be:

Jel-állapot koordináta diagram	Modulációs kód képzési módja	Nyquist sav KF -án	JH = Jelsebesség hatások	Elméleti adó teljesítmény
	Fázis ugrás vagy fázis állapot 0, π a, Direkt moduláció b, Jelátmenet moduláció	$B_N = B$ $B = 2f_c = f_B$	1	P_0
	Két bit-nek dibit párokra való csoportosítása A, B a, Direkt moduláció b, Jelátmenet moduláció (Kvadratura moduláció)	$B_N = \frac{B}{2}$	2	P_0
	Három bit-nek tribit csoportokra való egyesítése A, B, C	$B_N = \frac{B}{3}$	3	$P_0 + 3,3 \text{ dB}$
	Csoportosítások 3 B / 2 T 4 B / 3 T 7 B / 5 T (Három színű kvadratura moduláció)	$B_N = \frac{B}{3}$	27...3	$P_0 + 4,4 \text{ dB}$
	Négy bitnek quadribit csoportokra való egyesítése A, B, C, D (Négy szintű kvadratura moduláció)	$B_N = \frac{B}{4}$	4	$P_0 + 6,5 \text{ dB}$

B 220-46

43. ábra. Jelkoordináta diagram

f_B = a jelsebesség;
 n_{RF} = Egy felsávban levő RF-csatornák száma;
 IH = Jelsebesség hatásfok;
 (információsebesség/Nyquist frekvencia);
 N = egy RF-csatornán átviendő TF-csatornák száma;
 B_N = Nyquist sáv;
 B_{SP} = Spektrum kitöltési tényező a Nyquist sávban $B_{SP} = \frac{B_N}{N}$ KHz/TF simplex TF-csat;

$N_{TOT} = n_{RF}N$ A felsávban átvihető TF-csatornák száma;
 B_{TOT} = Spektrum kitöltési tényező a frekvenciaterv által rendelkezésre bocsátott teljes Δf_{TERV} frekvenciasávban $B_{TOT} = \frac{\Delta f_{TERV}}{n_{RF}N}$;
 $C_{TOT} = 2 \cdot f_B \cdot n_{RF}$ a teljes átviteli kapacitás Mbit/s. (A táblázatban szereplő számok kikerekített értékek.)

1. táblázat

4 GHz ($\Delta f_{TERV} = 400$ MHz) Moduláció		n_{RF}	B	B_N	IH	B_{SP}	B_{TOT}	C_{TOT}	N_{TOT}
típusa	[Mbit/s]		[MHz]	$\left[\frac{\text{bit/s}}{\text{Hz}}\right]$	$\left[\frac{\text{KHz/TFcsat}}{\text{szimplex}}\right]$	$\left[\frac{\text{KHz/TFcsat}}{\text{TFcsat}}\right]$	Mbit/s		
4 fázisú	6	$2 \times 34,368$	34,368	2	35,8	69,4	824,8	5 760	
11 GHz ($\Delta f_{TERV} = 1000$ MHz) Moduláció		n_{RF}	B	B_N	IH	B_{SP}	B_{TOT}	C_{TOT}	N_{TOT}
	[Mbit/s]		[MHz]	$\left[\frac{\text{bit/s}}{\text{Hz}}\right]$	$\left[\frac{\text{KHz/TFcsat}}{\text{szimplex}}\right]$	$\left[\frac{\text{KHz/TFcsat}}{\text{TFcsat}}\right]$	[Mbit/s]		
4 fázis	6	139,264	69,632	2	36,3	86,8	1671,2	11 520	
8 fázis	8	139,264	46,421	3	24,2	65,1	2228,2	15 360	
16 állapot	11	139,264	34,816	4	18,1	47,3	3063,8	21 120	
13 GHz ($\Delta f_{TERV} = 500$ MHz)		n_{RF}	B	B_N	IH	B_{SP}	B_{TOT}	C_{TOT}	N_{TOT}
	[Mbit/s]		[MHz]	$\left[\frac{\text{bit/s}}{\text{Hz}}\right]$	$\left[\frac{\text{KHz/TFcsat}}{\text{szimplex}}\right]$	$\left[\frac{\text{KHz/TFcsat}}{\text{TFcsat}}\right]$	[Mbit/s]		
4 fázis	8	34,368	17,184	2	35,8	130,2	549,9	3 940	
4 fázis	6	$2 \times 34,368$	34,368	2	35,8	86,8	824,8	5 760	

I R O D A L O M

- [1] Dr. U. Kühn, KDT, Kolberg und E. Kube KDT: Messung der Übertragungssicherheit mit Frequenzdiversity bei 11 GHz an einer Richtfunkstrecke mit optischer Sicht. Nachrichtentechnik – 17 (1967) H. G.
- [2] Dr. U. Kühn: Messung des Fadingverhaltens bei horizontaler und Vertikaler Polarisation und der Depolarisation an einer 11 GHz – Richtfunkstrecke Nachrichtentechnik – 21 (1971) H. 1.
- [3] Dr. U. Kühn: Ausbreitungsuntersuchungen innerhalb der optischen Sicht bei 1,2–8,1 und 11 GHz sowie vergleichende Messungen mit linearer und cirkularer Polarisation.
- [4] Dr. U. Kühn: Ausbreitungsuntersuchungen bei 11 GHz im Bereich des Radiohorizontes. Technische Mitteilungen des RFZ. 16. Jahrgang Heft 4/1972
- [5] O Toutan – Y. Delcourte: Faisceaux Hertzien numeriques á grande capacité 140 Mbit/s dans la bande 10,7–11,7 GHz. Commutation – Transmission N° 3 1980
- [6] M Camand – M. Lods: Faisceau Hertzien FHN 13–06 á 2×34 Mbit/s dans la bande 12,75 á 13,25 MHz commutation – Transmission N° 3 1980
- [7] Verre: Lo numerisation du réseau interurban français. Commutation – Transmission. N° 3 1980
- [8] Marc Mathieu: Télécommunication par faisceau Hertzien. Dunod technique.
- [9] Philippe Magne: Digital Microwave Link. bT. DFH. PHM No 2346. August 1977
- [10] Lajkó Sándor, Dr. Lajtha György: PCM a távközlésben Műszaki Könyvkiadó, Budapest 1978 (Frigyes István 2,7 sz. fejezet).
- [11] Jürgen Sommer: Neve PCM – Messgerate. Schiele – Schön Berlin
- [12] L. Bors: A Digital Radio Relay Equipment with Efficient Frequency Band Utilisatipn. Budavox. Telecommunication Review 1979. 1.
- [13] L. Bors: Time – Domain Syntesis of Band Limited Baseband Signals for Digital Radio, Proc of the 6th Colloquium on Microwave Communication Vol 1. CST – 5/31 Akadémiai Könyvkiadó Budapest 1978.
- [14] L. Bors: Low-Capacity Digital Radio Relay Equipment family.