

SZERKESZTŐ BIZOTTSÁG

BHG

Laczkó Endre  
Bernhardt Richárd  
Dr. Eisler Péter  
Dr. Gosztöny Géza  
Honti Ottó  
Klug Miklós  
Tölgyesi László

ORION

Jakubk Béla  
Csernoch János  
Froemel Károly  
Sass Károly  
Szabó Károly  
Szász Gerő

TERTA

Bánsági Pál  
Baján Tibor  
Bendek Elek  
Halmi Gábor  
Hutter Mihály

## PCM jelátvitelt biztosító mikrohullámú berendezések bevezetésének néhány problémája. I. rész

CSERNOCH JÁNOS  
ORION

### • Bevezetés

A digitális jelátvitel a vezetékes hírközlésben történő átvitelhez hasonlóan a vezeték nélküli hírközlésben is egyre terjed. Ez a térhódítás ami lassan az analóg hírközlés rovására is megy természetesen újabb műszaki és tudományos problémákat vet fel, melyek megoldása feltétlenül szükséges. A jelen dolgozatban ezen problémák egy részére vetünk néhány pillantást a rendelkezésre álló irodalom alapján.

### 1. Általános szempontok

#### 1.1. Hullámterjedési és berendezés vázlattervezési szempontok

Az analóg összeköttetések digitalizálása két kényszerítő körülmény figyelembevételével történhet.

- Egyrészt olyan berendezéseket, illetve rendszereket kell kifejleszteni, melyek összeférhetőek (kompatibilisek) ugyanazon átviteli utat használó analóg berendezésekkel, annak érdekében, hogy a rendelkezésre álló infrastruktúra rentábilis legyen és a digitalizálást minden nagyobb zökkenő nélkül végre tudjuk hajtani.
- Másrészt a lehetőségekhez képest ötletes műszaki megoldásokkal csökkenteni kell azt a csekély kapacitáskülönbséget, mely az analóg átvitel javára fennáll.

Ami a mikrohullámú összeköttetésen átvinni kívánt adatsebességet illeti a 2, 8, 34 és 140 Mbit/sec-as adatsebesség jöhet számításba. A mikrohullámú jelátvitelre természetesen a már meglévő frekvenciaterveket és RF-csatornákat kell használni.

Adott esetben az átvihető kapacitást figyelembe véve sokszor kompromisszumot kell kötni.

A 4 GHz-es frekvenciasáv, melyet analóg átvitel esetén 1260 TF csatorna átvitelére alkalmaznak a

3,4–3,8 GHz-es, illetve a  
3,8–4,2 GHz-es

frekvenciasávot foglalja el. Ebben a frekvenciasávban már elég jó iránykarakterisztikájú antennák készíthetők. Mindkét frekvenciaterv két 200 MHz-es félsávot foglal magában félsávonként 6–6 RF csatornával. (3+3 csatorna ellentétes polarizáció alkalmazásával.) Az RF-csatornák egymástól való távolsága 29 MHz. A frekvenciasáv hullámterjedési szempontból normális állomás telepítési körülmények között nem kritikus. Általában szelektív fading fordul elő. Ennek mélységét és gyakoriságát új kritikusnak látszó nyomvonal kitűzése esetén terjedési mérésekkel kell tisztázni.

Digitális berendezéssel ebben a frekvenciasávban 960 TF-csatornát visznek át  $2 \times 34$  Mbit/s adatsebességgel 8 állapotú modulációval. A kapacitás csökkenés ennélfogva kisebb mint 25%. Ha a mikrohullámú összeköttetés adóteljesítményét 1 W-nak választjuk akkor 3,2 m átmérőjű antenna és  $2 \times 60$  m tápvonalhossz figyelembevételével, 46 km-es hosszú RF-szakaszon a fading tartalék 42 dB-nek adódik. ( $10^{-4}$  hibaarány)

Természetesen az analóg és a digitális berendezések összeférhetőségét (kompatibilitását) minden tekintetben biztosítani kell, beleértve azt az esetet is, amikor két digitális csatorna egy analóg csatornát fog közre. Tapasztalat szerint ha mind a digitális, mind az analóg mikrohullámú adó teljesítménye 1 W akkor 25 dB-es polarizációs elválasztás mellett a jel/zaj viszony romlása egy analóg TF-csatornában nem több mint 1 dB.

Alacsonyán fekvő frekvenciatervek (2 GHz, 4 GHz, 6 GHz) digitális átviteli célokra való felhasználásánál, legtöbb esetben sajnos az a probléma lép fel, hogy ezek a sávok már telítve vannak analóg összeköttetésekkel.

A 11 GHz-es sáv ma viszonylag még szabad és ezen a sávon a 140 Mbit/sec-os jelsebesség az érvényes frekvenciatervet tekintve átvihető. A szóbanforgó frekvencia tervek a 10,7–11,7 GHz-es frekvenciasávot foglalja magában két félsávval és félsávonként 8-8 frekvenciát tartalmaz. A szomszédos RF-csator-

nák egymástól frekvenciában való távolsága 40 MHz. A frekvenciában legközelebb eső adó-vevő távolság 90 MHz.

Az elmondottakat figyelembe véve ezzel a jelsebességgel ezen a frekvenciasávon már digitális gerincvonalat tudunk létesíteni. (A 8 RF-csatornán összesen  $8 \times 1920 = 15360$  TF csatornát vihetünk át.)

A berendezés vázlattervezése alkalmával a tapasztalat szerint figyelembe kell venni azt, hogy a második moduláció 140 MHz-es középfrekvencián történik és 8 fázisú. Az adóteljesítményt 10 W-nak kell megválasztani amit csak haladóhullámú erősítőcső alkalmazásával érhetünk el.

A hibaarány romlásának egy részét ebben a frekvenciasávban a fading okozza. A fadingnek itt már mindkét komponense az esőcsillapítás is, és a többutas-terjedés is fellép.

Az alábbiakban táblázatosan összefoglaljuk egy Párizs környékére vonatkozó csőcsillapítás-statisztika felvételének eredményeit. (5)

#### Elhalkulás mértéke [dB]

Távolság [km]	Év idő hányada: $10^{-3}$	
	$10^{-4}$ (50 perc)	$10^{-5}$ (5 perc)
5	1,4	5,3
10	2,2	11,3
15	3,0	14,8
20	4,0	15,5
30	5,2	21,3
40	6,5	24,8
50	7,9	26,5

Ami a többutas-terjedést illeti annak ebben a tartományban is két oka lehet:

- a földről való visszaverődés,
- anomális törésmutató-változás a felső légrétegekben.

A fading  $A_{MRES}$  [dB] mélysége és előfordulási időhányada tekintetében a tapasztalat szerint nyugat Európában a Morita összefüggés használható

$$E_M = kQ\varphi_0^B [6\text{Hz}] d_{RF}^{3,5} [\text{km}] \text{ nom log } \frac{A_{MRES}[\text{db}]}{10}$$

ahol:

$$k = 1,4 \cdot 10^{-8}$$

$$B = 1$$

$$Q = 1$$

$\varphi_0$  [GHz] a frekvencia HGz-ben

$d_{RF}$  [km] az RF szakasz hossza

Az összefüggés az év legrosszabb hónapjára vonatkozik és figyelembeveszi a föld felszínéről történő visszaverődéseket.

Digitális átvitel szemszögéből nem is annyira az elhalkulás mélysége, mint annak szelektivitása az érdekes. Az elhalkulás ezen fajtája ellen tér-diverzítási vétellel és a vevőben elhelyezett fáziskiegyenlítővel lehet védekezni.

Ebben a frekvenciatartományban a mélyfading mellett bizonyos de-polarizációs jelenségek is fellépnek. A kérdés ma még a tanulmányozás stádiu-

mában van. Az NDK-ban a 11 GHz-es frekvenciatartományban már több terjedésmérést végeztek a Calau–Kölberg-i szakaszon. (Rundfunk und Fernsehtechnisches Zentralamt. Aussenstelle Kolberg)

A mérés alkalmával az RF-szakasz 56 km hosszú és az első Fresnel-zóna szabad volt. A mérés kiértékelésének főbb eredményeit az alábbiakban foglaljuk össze. (1) (2) (3) (4)

- A 0,1%-os időhányadra vonatkozó elhalkulás átlagértéke egy teljes évre vonatkoztatva –24 dB (Az egyik hónapban ez az érték a –34 dB-t is elérte.)

Ezt az értéket egy 240 MHz-es frekvencia-diverzítási csak 5 dB-lel javította, ami nem elegendő. A kapott eredmények kellemetlenebbek, mint ahogy ez a Morita összefüggés alapján várható lenne.

- A polarizáció – diverzítási, teljesen hatástalan.
- Itt is megfigyelték a kisugárzott hullám bizonyos mértékű depolarizációját.

Hosszantartó esőzés alkalmával max. 10 dB-es csillapítást és rövid ideig tartó zivatar jellegű esőzés alkalmával max. 30 dB-es csillapítást is mértek.

Az elmondottakból nyilvánvaló, hogy 11 GHz-es új digitális vonalak kitzése alkalmával feltétlenül terjedési mérést kell végezni.

A 13 GHz-es frekvenciatartományban az eső által okozott csillapítás a 11 GHz-es frekvenciatartományhoz viszonyítva már igen nagy értéket vehet fel. (6) A frekvenciatartomány 12,75 GHz-től 13,25 GHz-ig terjed. (CCIR Avis 497 – 1). Ebben a frekvenciatartományban RF-csatornánként vagy 34 Mbit/s-os jelsebességet (480 csatorna) vagy  $2 \times 34$  Mbit/s-os jelsebességet visznek át ( $2 \times 480 = 960$  csatorna)

A frekvenciaterv 34 Mbit/s-os jelsebesség esetén felsávonként 8 RF-csatornát tartalmaz és a csatornák egymástól frekvenciában való távolsága 28 MHz. (A teljes átviteli kapacitás  $8 \times 480 = 3840$  TF csatorna)

$2 \times 34$  Mbit/s-os jelsebesség esetén a frekvencia tartomány 6 RF-csatornát tartalmaz és a csatornák egymástól frekvenciában való távolsága 35 MHz. (A teljes átviteli kapacitás  $6 \times 960 = 5760$  TF-csatorna.)

Miután a nagy esőcsillapítás miatt az átlag RF-szakasztávolság itt 23 km, az ebben a frekvenciatartományban kifejlesztett berendezések igen alkalmasak ún. csillagkonfiguráció létrehozására. Csillagkonfiguráció esetén a különböző városi telefonközpontok egy ún. csomóponti állomáson keresztül tartják egymással a kapcsolatot.

A csomóponti állomáson történik a primer, a szekunder és esetleg a terciér csoportok cseréje. A szomszédos RF-szakaszoktól való védelmet ilyen esetben az antennák iránykarakterisztikája és a keresztpolarizációs csillapítás biztosítja.

13 GHz-es új nyomvonal vagy hálózat kitzése esetén terjedési mérés végzése feltétlenül szükséges, mert a rendelkezésre álló terjedési tapasztalat mennyisége igen csekély.

Végezetül meg kell említeni, hogy a 140 Mbit/s-nál nagyobb jelsebesség átvitelére előreláthatólag a

19 GHz-es frekvenciasávot jelölik ki mely 2 GHz széles (177–19,7 GHz).

Az RF-szakaszok átlagos távolsága előreláthatólag itt 5–7 km lesz.

## 1.2. A mikrohullámú adó spektruma (12)

A Fourier analízisből ismert az a tény, hogy egy  $\tau$  impulzushosszúságú és  $U_0$  amplitúdójú impulzus Fourier spektruma folytonos és matematikailag

$$a(f) = \frac{U_0 \tau}{\pi} \cdot \frac{\sin \pi f \tau}{\pi f \tau} = \frac{U_0 \tau}{\pi} \cdot \frac{\sin \pi \frac{f}{f_0}}{\pi \frac{f}{f_0}} \dots 1,4/1$$

alakban fejezhető ki  $\frac{1}{\tau} = f_0$  a spektrum első zérushelye. Az impulzus időbeli lefolyását és spektrumát 1. ábrán tüntettük fel. Sajnos a feltüntetett spektrum energiájának 99%-a 0 Hz frekvenciától kb.  $20 f_D$  frekvenciáig terjed. Pl. 30 telefonsatorna esetén ( $\tau = T_B = \frac{1}{f_B}$ ) ez a mennyiség maximum  $20 f_D = 20 f_B = 20 \cdot 2,048 = 40,96$  MHz értéket is kitehet.

Ilyen széles frekvenciasávot ma már kisugározni nem lehet. Feltétlenül módot kell találnunk a sáv szűkítésére. A kisugárzott spektrummal szemben támasztott követelményekkel kapcsolatos irányelveket a CCIR 328-as ajánlás tartalmazza.

A sávszűkítésnek egyik hagyományos módszere az, hogy az impulzussorozatot egy meghatározott  $f_c$  határfrekvenciájú végtelen meredek levágású ideális aluláteresztő szűrőn bocsátjuk keresztül. Az aluláteresztő szűrő az impulzust lekerekíti és tranziens jelenséget okoz.

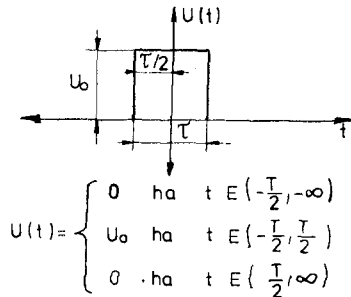
A probléma fontosságára való tekintettel érdemes ennek a kérdésnek mennyiségi oldalát is áttekinteni. (2. ábra)

Az aluláteresztő szűrő adatai legyenek a következők: Az amplitúdó átviteli görbe a frekvencia függvényében:

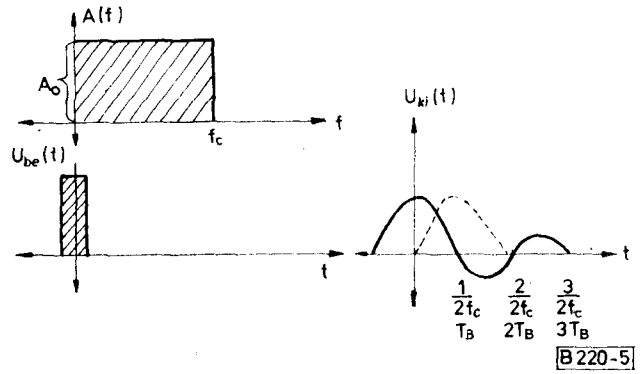
$$|A(\omega)| = \begin{cases} 0 & \text{ha } \omega \in (-\infty, 0) \\ A_0 & \text{ha } \omega \in (0, \omega_c) \\ 0 & \text{ha } \omega \in (\omega_c, \infty) \end{cases}$$

A csoportfutási idő a frekvencia függvényében:

$$\tau_{cs} = t_K = \frac{\varphi}{\omega} = \omega \text{nst}$$



1. ábra. Egyedülálló impulzus és spektruma



2. ábra. Keskeny impulzus áthaladása aluláteresztő szűrőn

(Itt  $\varphi$  az aluláteresztő szűrő fázis átvitele a frekvencia függvényében.)

A bemenő jel az idő függvényében

$$U_{be}(t) = \int_0^{\infty} a(\omega) \cos \omega t \, d\omega = \frac{U_0 \tau}{\pi} \int_0^{\infty} \left( \frac{\sin \frac{\omega \tau}{2}}{\frac{\omega \tau}{2}} \right) \cos \omega t \, d\omega$$

Ami a jel  $\tau$  szélességét illeti az általában később tisztázandó mintavételezési okokból kisebb mint az információ részére biztosított  $T_B$  időrés. Az impulzus szélességét válasszuk most  $\tau = T'_B$ -nek. ( $T'_B < T_B$ )

Így élhetünk a Dirac delta időfüggvénynél alkalmazott jól ismert

$$\frac{\sin \frac{\omega \tau}{2}}{\frac{\omega \tau}{2}} \approx 1$$

közelítéssel.

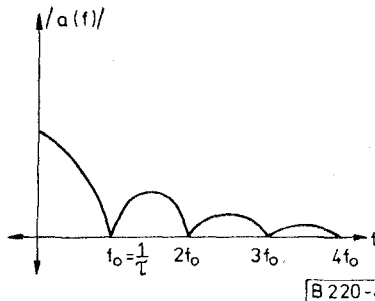
A bemenő jel matematikai kifejezése ennek megfelelően

$$U_{be}(t) = \frac{U_0 T'_B}{\pi} \int_0^{\infty} \cos \omega t \, d\omega$$

(A Dirac impulzus spektruma állandó a frekvencia függvényében)

Az aluláteresztő szűrő felső határfrekvenciáját

$$\omega_c = \frac{\omega_B}{2}, \quad \text{ill.} \quad f_c = \frac{f_B}{2} \text{ nek}$$



B 220-4

választjuk meg ahol  $f_B = \frac{1}{T_B}$  az információsebesség az  $f_c = \frac{f_B}{2}$  frekvenciát Nyquist frekvenciának nevezük. A Nyquist frekvenciákat az alábbi táblázatokban foglaljuk össze:

Bináris adatsebesség ( $f_B$ , Mbit/sec)	Csatorna	Nyquist frekvencia ( $f_c$ , MHz)
0,064	1	0,032
2,048	30	1,024
8,448	120	4,224
34,368	480	17,184
52	720	26
139,264	1 920	69,632
600	7 680	300
900	11 520	450

Ha aluláteresztő szűrőt használunk, akkor a kimenő jel alakját az

$$U_{ki}(t) = \frac{U_0 T'_B}{\pi} A_0 \int_0^{\omega_c} \cos \omega(t-t_k) d\omega,$$

illetve az

$$U_{\omega}(t) = \frac{U_0 T'_B}{\pi} A_0 \omega_c \frac{\sin \omega_c(t-t_k)}{\omega_c(t-t_k)} = 2U_0 T'_B A_0 f_c \frac{\sin \omega_c(t-t_k)}{\omega_c(t-t_k)} \dots 1,4/2$$

összefüggésekkel lehet felírni.

A függvény első zérushelyét az

$$\omega_c(t-t_k) = \pi$$

figyelembevételével a

$$t-t_k = \frac{1}{2f_c} = \frac{1}{f_B} = T_B$$

adja. Az első zérushely időbeli távolsága a jel maximumától tehát pontosan egy időréshosszúság. Az ábrán feltüntettük az aluláteresztő szűrő „A” görbét a bemenő és kimenő impulzus alakját.

A kimenő impulzus esetén még feltüntettük a soron következő impulzust is. (Szaggatott vonal.)

Igen jól látható, hogy a soron következő impulzus maximuma elméletileg az előző impulzus zérushelyére esik. Ha tehát a mintavétel mindig pontosan a

$$T_B, 2T_B, 3T_B \dots$$

időpontokban történik és a mintavevő impulzusok igen keskenyek az egymás után így elhelyezett impulzusok kölcsönösen nem zavarják egymást, nincsen interszimbólum interferencia. Az ábrából még leolvasható az is, hogy az interszimbólum interferencia valószínűsége annál nagyobb minél nagyobbak a kimenő impulzus lecsengései a

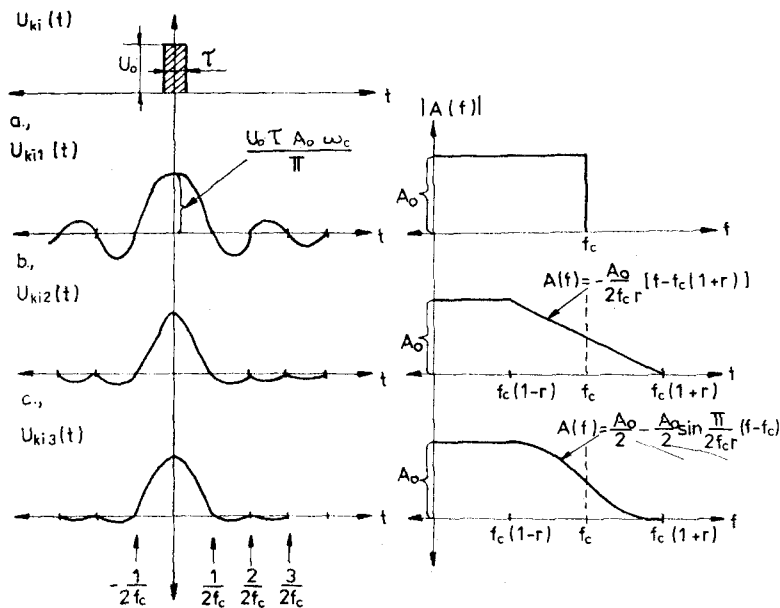
$$T_B, 2T_B, 3T_B$$

időpontok közötti időben. A cél tehát a kimenő impulzus lecsengéseit csökkenteni. Ennek további módja az aluláteresztő szűrő „A” görbét változtatni. Az 3. ábrán még két ilyen aluláteresztő szűrőtípus karakterisztikáját mutatjuk be. Mindkét szűrő karakteristika realizálható. (b, c)

A 3c. ábrán az ún. félhullámú szinusz szűrő karakterisztikáját láthatjuk. A szűrő karakterisztikáját az alábbiakban adjuk meg.

$$\omega \in [0, \omega_c(1-r)] \quad A(\omega) = A_0$$

$$\omega \in [\omega_c(1-r), \omega_c(1+r)] \quad A(\omega) = \frac{A_0}{2} \left[ 1 - \frac{\sin \pi(\omega - \omega_c)}{2\omega_c r} \right]$$



[B 220-6]

3. ábra. Alapsávi szűrő

A kimenő jel alakját integrálással lehet meghatározni.

$$U_{ki}(t') = \frac{U_0 T'_B}{\pi} \int_0^{\infty} A(\omega) \cos \omega t' d\omega$$

Itt  $t' = t - t_k$  ahol  $t_k$  a jelnek négy póluson való áthaladási ideje. (Csoportfutási idő.)

A szűrő karakterisztikájának behelyettesítése után

$$U_{ki}(t') = \frac{U_0 T'_B}{\pi} \left\{ A_0 \int_0^{\omega_c(1-r)} \cos \omega t' d\omega + \frac{A_0}{2} \int_{\omega_c(1-r)}^{\omega_c(1+r)} \cos \omega t' d\omega - \frac{A_0}{2} \int_{\omega_c(1-r)}^{\omega_c(1+r)} \sin \left[ \frac{\pi(\omega - \omega_c)}{2\omega_c T} \right] \cos \omega t' d\omega \right\}$$

Egyszerű de hosszadalmas számítással igazolható, hogy

$$U_{ki}(t') = \frac{U_0 T'_B}{\pi} \cdot A_0 \left\{ \frac{1}{t'} - \frac{1}{2} \left[ \frac{1}{t' + T_s} + \frac{1}{t' - T_s} \right] \right\} \sin \omega_c t' \cos \omega_c t'$$

Ha  $t=0$

$$U_{ki}(0) = \frac{U_0 T'_B}{\pi} A_0$$

Ez megegyezik az ideális aluláteresztő szűrő esetén nyert eredménnyel.

Válasszuk a  $r = \frac{1}{2}$  értéket.

A függvény zérushelyei változatlanul

$$t' = \pm \frac{1}{2f_e}, \quad \pm \frac{2}{2f_e}, \quad \pm \frac{3}{2f_e}, \dots$$

csak azzal a különbséggel, hogy a páratlan tagok kétszeres zérushelyek. A függvények az  $\left[ \frac{1}{2f_c}, \infty \right]$  tartományban való diszkusziójával megállapíthatjuk, hogy a függvény abszolútértéke ebbe a tartományban mindig kisebb mint az ideális aluláteresztő esetében. Ennél fogva sikerült csökkenteni az impulzus lecsengéseit és az interszimbólum interferencia valószínűségét.

A következőkben kiszámítjuk a spektrumnak azon részét, mely az  $\left( \omega_c, \frac{3}{2} \omega_c \right)$  tartományba esik. (Moduláció nélkül)

A Fourier analízisből ismeretes az, hogy az impulzus energiája

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} |U_{ki}(t')|^2 dt' = 2\pi \int_{-\infty}^{\infty} |c(\omega)|^2 d\omega$$

képlettel számítható ki. Itt

$$c(\omega) = \frac{a(\omega) - jb(\omega)}{2}$$

a komplex spektrumsűrűség. A  $a(\omega)$  és  $b(\omega)$  a megfelelő Fourier-integrál spektrumsűrűségei.

Az időszámítást mi úgy választottuk meg, hogy az impulzusok mindig mint páros függvények jelentkeznek. Így

$$b(\omega) = 0 \quad \text{és} \quad a(\omega) = \frac{U_0 T'_B}{\pi}$$

Az impulzus energiája ezt figyelembevéve

$$\int_{-\infty}^{\infty} |U(t)|^2 dt = \frac{2\pi}{4} \int_{-\infty}^{\infty} |a(\omega)|^2 d\omega = \frac{\pi}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |a(\omega)|^2 d\omega$$

A bemenő jel energiája könnyen számítható

$$P_{bc} = U_0^2 T'_B$$

Válasszuk meg most a szűrő feszültségátviteli tényezőjét az általánosság megsértése nélkül egységnyinek

$$A_0 = 1$$

A spektrum azon része, mely az  $\left( \omega_c, \frac{3}{2} \omega_c \right)$  tartományba esik

$$\Delta P = \frac{\pi}{2} \int_{\omega_c}^{\frac{3}{2} \omega_c} |A(\omega)|^2 |a(\omega)|^2 d\omega$$

Az aluláteresztő szűrő karakterisztikája

$$A(\omega) = \frac{1}{2} \left[ 1 - \sin \frac{\pi(\omega - \omega_c)}{\omega_c} \right]$$

A sávon kívüli energia

$$\Delta P = \frac{\pi}{4} \int_{\omega_c}^{\frac{3}{2} \omega_c} \left[ 1 - \sin \frac{\pi(\omega - \omega_c)}{\omega_c} \right]^2 \frac{U_0^2 T'^2_B}{\pi^2} d\omega$$

$$\Delta P = \frac{\pi}{4} \frac{U_0^2 T'^2_B}{\pi^2} \int_{\omega_c}^{\frac{3}{2} \omega_c} \left[ 1 - 2 \sin \frac{\pi(\omega - \omega_c)}{\omega_c} + \frac{1 - \cos \frac{2\pi(\omega - \omega_c)}{\omega_c}}{2} \right] d\omega$$

$$\Delta P = \frac{1}{4} \frac{U_0^2 T'^2_B}{\pi} \left\{ \frac{\omega_c}{2} + \frac{\omega_c}{4} + 2 \left[ -\frac{\cos \frac{\pi\omega}{\omega_c}}{\frac{\pi}{\omega_c}} \right]_{\omega_c}^{\frac{3}{2} \omega_c} \right\}$$

$$\Delta P = \frac{1}{4} \frac{U_0^2 T'^2_B \omega_c}{\pi} \left\{ \frac{3}{4} - \frac{2}{\pi} \right\}$$

A sávon kívüli energiának a bemenő impulzus energiájához való viszonya

$$\frac{\Delta P}{P_{bc}} = \frac{i \frac{U_0^2 T_B'^2}{\pi} \omega_c \left\{ \frac{3}{4} - \frac{2}{\pi} \right\}}{U_0^2 T_B'} = \frac{i T_B' \omega_c}{4 \pi} \left\{ \frac{3}{4} - \frac{2}{\pi} \right\}$$

Legyen  $T_B' = T_B = \frac{1}{f_B}$  és  $f_c = \frac{f_B}{2}$

Ezt figyelembe véve kapjuk, hogy

$$\frac{\Delta P}{P_{bc}} = 2,84 \cdot 10^{-2} \sim 2,84\%$$

A moduláció következtében ez a hányad tovább csökken. (A hányadot az  $r$ -nek a csökkentésével is lehet csökkenteni.)

Egy másik egyedülállóan igen szellemes megoldás a szintetizátor (13). Lényegében 5 impulzus generátorból áll, melyek ismétlődési frekvenciái

$$F_0 = \frac{f_c}{4}$$

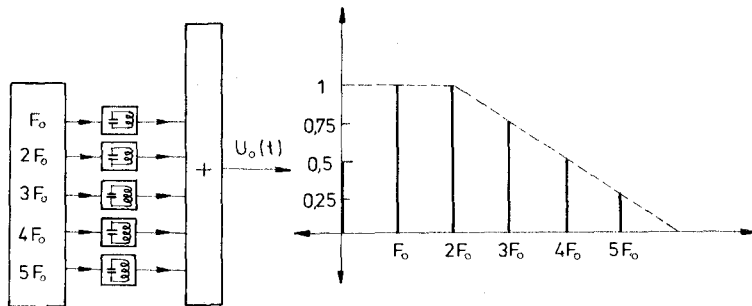
$$2F_0 = 2 \frac{f_c}{4}$$

$$3F_0 = 3 \frac{f_c}{4}$$

$$4F_0 = 4 \frac{f_c}{4} = f_c$$

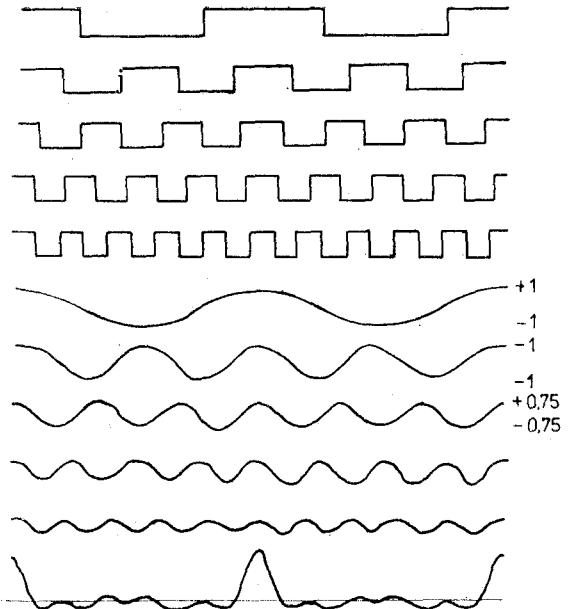
$$5F_0 = 5 \frac{f_c}{4} \text{ (sávon kívüli frekvencia)}$$

Az impulzusgenerátor négyszögimpulzusai egy szelektív áramkörön keresztül vezetjük. (4. ábra.) A szelektív áramkörök kimenetén már szinuszhullámok jelennek meg. A szinuszhullámok amplitúdóját erre alkalmas értékűre választott potenciométerrel lehet beállítani. (A fázisállítást automatikusan, az itt nem részletezett óragenerátor végzi. A beállított szinuszhullámokat összegezzük. Az összegezés végeredménye az 5. ábrán látható. (Az összegezésbe egy egyenáramú komponens is fel kell venni.)



B 220-7

4. ábra. Szintetizátor és spektruma



B 220-8

5. ábra. Szintetizátor kimenő jelalakja

Az összegezett jel a relatív amplitúdó feltüntetésével matematikailag kifejezve a következő:

$$U_G(t) = 0,5 + 1 \cos(2\pi F_0 t) + 1 \cos(4\pi F_0 t) + 0,75 \cos(6\pi F_0 t) + 0,5 \cos(8\pi F_0 t) + 0,25 \cos(10\pi F_0 t)$$

(Az alapharmonikus amplitúdóját választjuk egységnek.)

Látható, hogy az egyes amplitúdók  $3F_0$ -tól kezdve lineárisan csökkennek, mintha egy eredetileg állandó amplitúdóból álló spektrumot (fésűgenerátor = comb generátor) egy lineárisan csökkenő „A” görbéjű szűrőn eresztettünk volna át.

A sávon kívüli teljesítménynek az összteljesítményhez való viszonya a diszkrét spektrumot figyelembe véve

$$\frac{\Delta P}{P} = \frac{0,25^2}{0,5^2 + 1^2 + 1^2 + 0,75^2 + 0,5^2 + 20,5^2}$$

$$\frac{\Delta P}{P} = 2 \cdot 10^{-2} \sim 2\%$$

A moduláció következtében ez a hányad természetesen tovább csökken.

1.5.  $\frac{x}{\sin x}$  szűrő alkalmazása az impulzus formálására (9)

A valóságban alkalmazott impulzusok nem Dirac impulzusok mivel véges  $T'_B$  impulzusszélességgel rendelkeznek. A  $T'_B$  véges impulzusszélességgel rendelkező impulzusból Dirac impulzust készíthetünk, ha a szóban forgó impulzust egy közelítőleg

$$A(\omega) = A_0 \frac{\frac{\omega T'_B}{2}}{\sin \frac{\omega T'_B}{2}}$$

„A” görbéjű speciális szűrőn bocsátjuk keresztül A szűrő bemenő jele matematikailag

$$U_{bc}(t) = \frac{U_0 T'_B}{\pi} \int_0^{\infty} \left( \frac{\sin \frac{\omega T'_B}{2}}{\frac{\omega T'_B}{2}} \right) \cos \omega t d\omega$$

A kimenő jel

$$U_{\omega}(t) = \frac{U_0 T'_B}{\pi} \int_0^{\infty} A(\omega) \left( \frac{\sin \frac{\omega T'_B}{2}}{\frac{\omega T'_B}{2}} \right) \cos \omega(t - t_k) d\omega$$

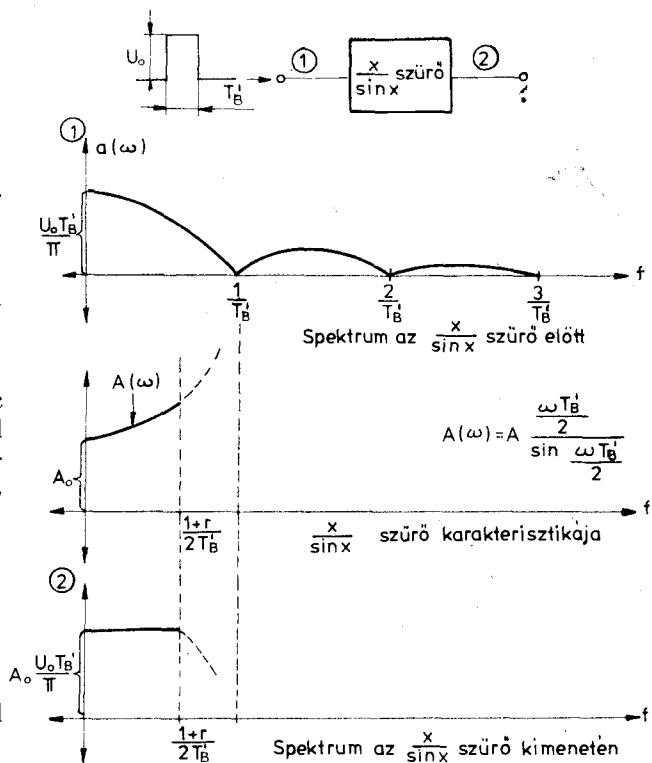
$$U_{\omega}(t) = \delta(t - t_k)$$

A folyamatot a frekvenciatartományban 6. ábrán tüntettük fel. Az eljárás  $\frac{x}{\sin x}$  korrekció néven ismeretes.

2. Második moduláció és demoduláció digitális jelátvitel esetén (8) (9)

2.1. Általános megfontolások

Egy digitális jelfolyamatot elvben minden olyan mikrohullámú csatornán át lehet vinni, melynek csatornaszélessége elegendően nagy ( $2f_c$ ,  $f_c$  = Nyquist frekvencia) és a csatorna A görbéje, és csoportfutási időingadozás görbéje az erre vonatkozó követelményeket kielégíti. Itt kell megemlíteni azt, hogy az eddigi tapasztalatok alapján a digitális csatorna ebből a szempontból bizonyos mértékben igénytelenebb szemben az azonos kapacitású analóg csatornával. Pl. 480 TF-csatorna átvitel esetén 3 nsec-os csoportfutási időingadozás és hullámosság is megengedhető, ami viszont analóg átvitel esetén már nem lehetséges.



6. ábra.  $\frac{x}{\sin x}$  karakterisztikájú szűrő alkalmazása

A mikrohullámú csatorna sávszélességének megállapításánál figyelembe kell venni azt, hogy az analóg jelek digitális jellé való átalakítása során több műveletet hajtanak végre. Ezek a műveletek melyek lényegében három csoportba oszthatók a következők:

- Mintavételezés.  
Itt a mintavételi frekvencia a maximális moduláló frekvencia kétszerese.
- Kvantálás.
- Kódolás

A „mikrohullámú berendezés” ezeket a műveleteket a PCM multiplex berendezésből természetesen készen kapja, de ennek ellenére később ismertetendő okokból a „mikrohullámú berendezés”-ben további műveleteket kell végrehajtani. Ezek a következők:

A modulátor oldalon:

- Bizonyos redundancia bevezetése
- Átkódolás
- Moduláció

A demodulátor oldalon

- Demoduláció
- Regenerálás
- Visszakódolás

Ennek megfelelően egy PCM jelfolyamat átvivő mikrohullámú berendezés adott hierarchia esetén két részből tevődik össze MODEM-ből és adó-vevőből.

## 2.2. M-fázisú moduláció (MPSK)

M-fázisú moduláció esetén az információt a fázis hordozza. Ilyenkor a hullám  $M$  fázisállapottal rendelkezik, melynek egymástól  $k \frac{180^\circ}{M}$ -al különböznek. ( $k=0, 1, 2, \dots, m-1$ )

A modulációs módot általában fázisbilleentyűzésnek nevezzük (PSK=Phase Shift Keying). Ez egy olyan sajátos fázismoduláció, melynél a moduláló jel digitális, tehát a modulációs termék a digitális moduláló jel  $M$  különböző állapotának megfelelően egy szinusz vivőhullám.  $M$  különböző, diszkrét fázisértéke. (Egy azonos frekvenciájú referencia szinuszhoz képest.)

Az elkövetkező fejezetekben mi most a több fázisú modulációt rendszertechnikai szempontból vesszük vizsgálat alá.

## 2.3. Kétfázisú moduláció (2PSK)

### 2.3.1. Moduláció középfrekvencián

Ennél a modulációnál a hullám  $M=2$  diszkrét fázis állapottal rendelkezik, melyek optimálisan egymástól  $180^\circ$ -al különböznek.

A kétfázisú modulációnak két változata van:

- Direkt moduláció
- Jelátmenet moduláció

A direkt moduláció esetén az  $U_m(t)$  moduláló jel és az  $U(t)$  vivőt közvetlenül egy szorzó áramkörre vezetjük. A moduláció elvét az alábbi táblázat mutatja. (7. ábra.)

Szimbólum	Modulált vivő
„1”	$U_1(t) = U_v \cos(\omega_v t + \varphi)$
„0”	$U_1(t) = U_v \cos(\omega_v t + \varphi + \pi)$

Itt  $\varphi$  egy véletlen fázisállapotot jelent.

A moduláció lefolyását adott bejövő moduláló jel-sor esetén a következő táblázatban foglaltuk össze:

Információ	0	1	1	1	0	1	0	1	0	0
Fázis	$\pi$	0	0	0	$\pi$	0	$\pi$	0	$\pi$	$\pi$

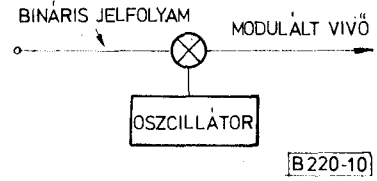
Jelátmenet — moduláció esetén ha a bejövő moduláló jel logikai „0” akkor vivő fázisa változatlan marad, ha a bejövő moduláló jel logikai „1” akkor a vivő fázisa  $180^\circ$ -ot ugrik. A moduláció elvét és lefolyását az alábbi táblázat szemlélteti

Szimbólum	Vivő fázisváltozása
„1”	$\pi$
„0”	0

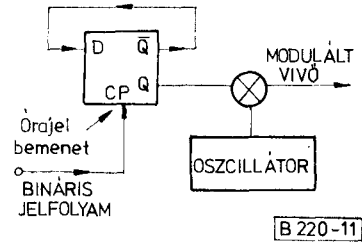
  

Információ	0	1	1	1	0	1	0	1	0	0
Fázis	0	$\pi$	0	$\pi$	$\pi$	0	0	$\pi$	$\pi$	$\pi$

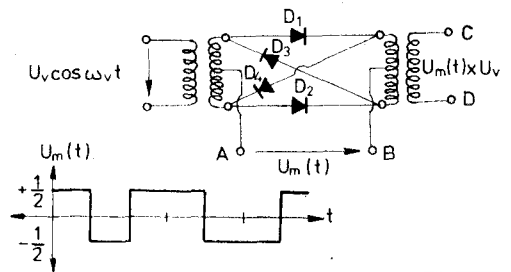
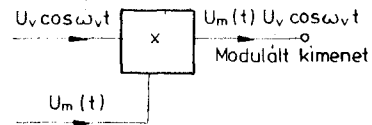
A jelátmenet — moduláció esetén a moduláló jel (8. ábra) az órajelbemenetre adjuk. Ha az órajelbemeneten „0” van akkor a helyzet változatlan marad. Ha viszont az órajelbemenetre logikai



7. ábra. Direkt moduláció



8. ábra. Jelátmenet moduláció



9. ábra. Gyűrűs modulátor

„1”-et adunk akkor a jel pozitív felfutó élének hatására a  $D$ -n levő állapot a  $\bar{Q}$  kerül az előző  $Q$  helyére, tehát jelváltás jön létre. (A jelsor RZ-jel.)

A szorzó áramkör egyik lineáris realizációja a gyűrűs modulátor. A gyűrűs modulátor elvi felépítése a 9. ábrán látható. A moduláló jel itt

„0” logikai érték esetén  $-\frac{1}{2}$  és

„1” logikai érték esetén  $+\frac{1}{2}$  normál értéket vesz fel.

(NRZ jel = non-returning-to-zero)

Ennek megfelelően tehát a bináris jelet (amelynek értékkészlete két szimbólumból áll) elvben moduláció előtt egy kondenzátoron kell átvezetni. A váltakozó előjelű moduláló jelet a feltüntetett kapcsolásban az  $A - B$  kábelekra vezetjük.



Abban az esetben ha az  $A$  pozitív a  $B$ -hez képest, akkor a  $D_1$  és  $D_2$  diódák vezetnek és a  $C$ ,  $D$  pontokon megjelenő jel

$$U_1(t) = \frac{1}{2} U_v \cos \omega_v t.$$

Ha az  $A$  negatív a  $B$ -hez képest akkor a  $D_3$  és  $D_4$  diódák vezetnek (a  $D_1$  és  $D_2$  diódák zárnak) és a  $C$ ,  $D$  pontokon megjelenő jel

$$U_2(t) = -\frac{1}{2} U_v \cos \omega_v t.$$

Az eredményeink táblázatban összefoglalva a következők:

Szimbólum	Moduláló jel	Modulált jel
	$U_m(t)$ [V]	$U_f(t) = U_m + U_v \cos \omega_v t$
„1”	$+\frac{1}{2}$	$U_1(t) = +\frac{1}{2} U_v \cos \omega_v t$
„0”	$-\frac{1}{2}$	$U_2(t) = -\frac{1}{2} U_v \cos \omega_v t$

A modulált jelformát a 10. ábrán rajzoltuk fel. Látható, hogy a hullám amplitúdója állandó. Szimbólumváltás esetén a hullám fázisa  $180^\circ$ -al ugrik.

Miután a moduláló jel felfutása igen meredek ezért a modulált jel spektruma igen széles. Ilyen széles spektrumot nem lehet kisugározni. A Nyquist szűrővel a spektrumot gyakorlatilag a Nyquist sávon belül lehet tartani. A Nyquist frekvencia mint ismeretes

$$f_c = \frac{f_B}{2}.$$

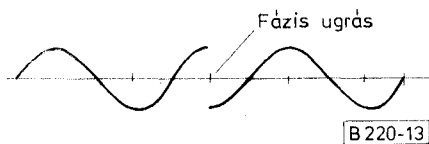
Itt  $f_B$  az információsebesség. A szűréssel két célt érünk el. Egyrészt a kisugárzott spektrum szélességét minimalizáljuk és ezzel csökkentjük ennek a mikrohullámú csatornának a káros hatását a szomszédos mikrohullámú csatornákra, másrészt csökkentjük a zajt is, mivel a zaj a csatornaszélességgel közel arányos.

A szűrőt elvben két helyre lehet elhelyezni:

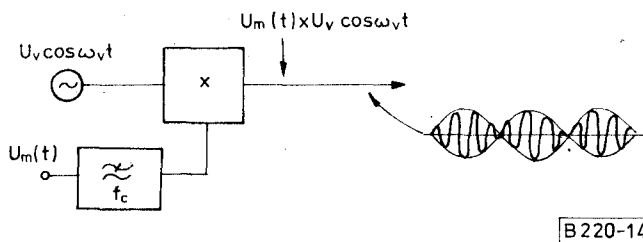
- az alapsávban a modulátor előtt (11. ábra),
- a középfrekvenciás sávban a moduláció után (12. ábra).

Ha a modulátor lineáris, akkor a két elhelyezés teljesen egyenértékű. A gyakorlatban a szűrőket egyidőben általában a következő helyekre helyezik el:

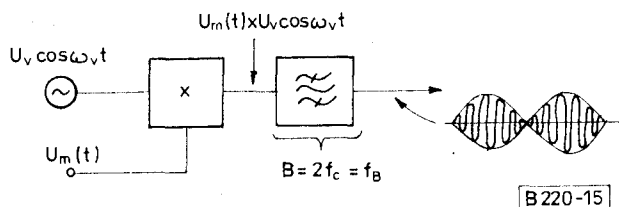
- az alapsávban a modulátor előtt,
- a középfrekvenciás sávban a modulátor után,
- az adóoldalon a mikrohullámú sávban (adószűrő-váltószűrő),
- a vevő oldalon a mikrohullámú sávban (vevőszűrő-váltószűrő),
- a vevő oldalon a középfrekvenciás sávban.



10. ábra. Modulált jelalak



11. ábra. Szűrő az alapsávban



12. ábra. Szűrő a középfrekvenciás sávban

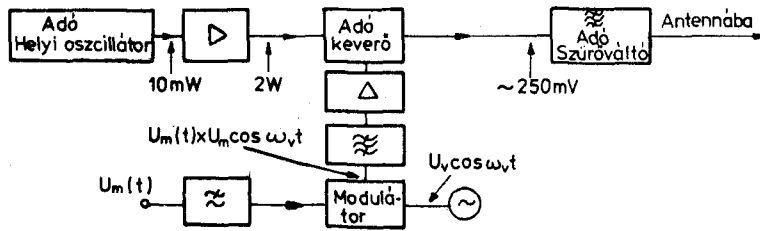
Szűrők egyidejűleg több ponton való elhelyezése természetesen több előnnyel jár. Az egyes szűrőkkel szemben kisebbek a követelmények és a különböző áramkört egységek (modulátor, adókeverő és vevőkeverő) torzításai külön korrigálhatók.

A középfrekvenciás sávban működő átmenő csillapítására nem kell túlzottan tekintettel lenni, mivel itt két szinten modulálunk és a modulátor után teljesítményerősítést alkalmazhatunk. A mikrohullámú adókeverő stb. 10 dB-es veszteségét a helyi oszcillátor teljesítményének növelésével lehet pótolni. Az adókeverővel szemben a követelmény az, hogy az amplitúdó – frekvencia karakterisztikája és AM/PM konverziója minél jobb legyen a minimális pótlólagos torzítás érdekében. Az elrendezést a 13. ábrán tüntettük fel.

### 2.3.2. Közvetlen moduláció mikrohullámú frekvenciákon (9) (10)

A közvetlen mikrohullámú modulátorok esetén érdemes a modulátor csillapítására ügyelni, különösen akkor, ha a modulátor bemeneti pontja az adó legnagyobb teljesítményű pontja. A követelményeknek megfelelő és elfogadható csillapítást lehet elérni a 14. ábra szerinti modulátorral. A modulátor egy cirkulátorból és egy a tápvonalban párhuzamosan elhelyezkedő diódából áll.

(Schottky dióda, PIN dióda, TUNNEL dióda vagy FET tranzisztor.)



B 220-16

13. ábra. Moduláció a középfrekvenciás sávban

A diódát a bináris jel a két szimbólumának megfelelően záró vagy áteresztő irányban feszíti elő.

Ennek megfelelően a két állapotban reflektált visszahullámok fázisa különböző és szinte pedig gyakorlatilag állandó lesz. Kétfázisú moduláció esetén az „1” távolságot közel

$$l = \frac{\lambda_g}{4}\text{-nek}$$

válasszák meg.

( $\lambda_g$  a tápvonalban mérhető hullámhossz)

Így a dióda záróirányú előfeszítése esetén a hullám a tápvonal-rövidzárról, nyitó irányú előfeszítés esetén pedig a hullám a diódáról verődik vissza. A két visszavert hullám közötti fáziskülönbség  $180^\circ$ .

A szóbanforgó megoldás alapvetően nem lineáris a diódák nem lineáris karakterisztikája miatt.

Az alkalmazott félvezetők a következők lehetnek:

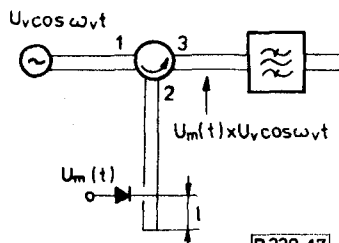
SCHOTTKY	dióda
PIN	dióda
TUNNEL	dióda
„FET”	tranzisztor

A kisugárzott spektrum alakját meghatározó szűrőt sávszűrő formájában csak a modulátor kimenetén lehet elhelyezni. (Ha szükséges  $\frac{x}{\sin x}$  korrekció is alkalmazható.)

A modulátor bemenetén elhelyezett szűrő a modulátor nonlineáris torzítás miatt gyakorlatilag hatástalan.

A szűrőben levő mikrohullámú üregrezonátorok terhelt jósági tényezője realicációs okból nem lehet nagyobb mint 500

$$\frac{f_0}{B} < 500.$$



B 220-17

14. ábra. Közvetlen moduláció mikrohullámon

Ez azt jelenti, hogy  $f_0 = 13$  GHz sáv középfrekvencia esetén

$$B > \frac{f_0}{500} = \frac{13\,000}{500} = 26 \text{ MHz.}$$

Ez az egyik oka annak, hogy a 11,2 GHz-es és a 13 GHz-es frekvenciasávban már csak 480 és annál több TF-csatornát visznek át mikrohullámú csatornánként. Emlékeztetni kell itt arra is, hogy a mikrohullámú szűrőt a rezonancia frekvenciának a hőmérséklettel való megváltozására is méretezni kell. A következő táblázat ebben a tekintetben nyújt tájékoztatást.  $\Delta t = \pm 25^\circ \text{C}$  hőmérséklet változás esetére.

Üregrezonátor anyaga	Lineáris hőátviteli együttható $\alpha \left[ \frac{1}{^\circ\text{C}} \right]$	Frekvenciaváltozás hőfokváltozás hatására $\Delta f_i = f_0 \alpha \Delta t$ [MHz]	
		$f_0 = 11,2$ GHz	$f_0 = 13$ GHz
Alumínium	$2,37 \cdot 10^{-5}$	6,686	7,7025
Sárgaréz	$1,84 \cdot 10^{-5}$	5,152	5,98
Vörösréz	$1,635 \cdot 10^{-5}$	4,578	5,3175
Acél	$1,15 \cdot 10^{-5}$	3,22	3,7375
Invár (36% Ni)	$1,6 \cdot 10^{-6}$	0,448	0,52

Ha az adó helyi oszcillátorának stabilitását  $2 \cdot 10^{-5}$ -nek a vevő helyi oszcillátorának stabilitását  $10^{-5}$ -nek vesszük, úgy a frekvenciaváltozás az oszcillátorok instabilitása következtében:

$$\begin{aligned} f_0 = 11,2 \text{ GHz-en } \Delta f_{TS} &= 3 \cdot 10^{-5} & f_0 &= 0,336 \text{ MHz} \\ f_0 = 13 \text{ GHz-en } \Delta f_{TS} &= 3 \cdot 10^{-5} & f_0 &= 0,39 \text{ MHz} \end{aligned}$$

A mikrohullámon történő modulációnak két kivitelezési módja lehetséges:

- a) Nagy teljesítményszinten történő moduláció,
  - b) Kis teljesítményszinten történő moduláció
- a) A nagy teljesítményszinten történő moduláció esetén (15. ábra) az adó — helyi oszcillátor teljesítményt először nagy teljesítményszintre erősítik és a modulációt ezen a szinten hajtják végre. A modulátor vesztesége nem nagyobb mint 3 dB.
  - b) A kis teljesítményszinten történő moduláció esetén a moduláció után teljesítményerősítést

hajtanak végre annak érdekében, hogy a szükséges adóteljesítményt elérjék. (16. ábra.)

### 2.3.3 2 fázisú modulált jel demodulációja

A jel demodulációja általában két módon lehetséges:

- koherens demodulációval,
- Differenciál demodulációval.

A következőkben most ezeket vesszük vizsgálat alá.

#### a) Koherens demoduláció

A kétállapotú moduláció esetén a fázislököt értéke  $180^\circ$ . Ennélfogva ha a 2 PSK jelet frekvenciakétszerezésnek vetjük alá akkor egy kétszeres frekvenciájú modulálatlan vivőhullámot kapunk. Ez a jel már alkalmas lehetne arra, hogy egy megfelelően megválasztott kapcsolásban egy oszcillátor fázisát ehhez szabályozzuk.

A kétállapotú koherens demodulátor blokkvázlatát a 17. ábrán láthatjuk. Működése a következő:

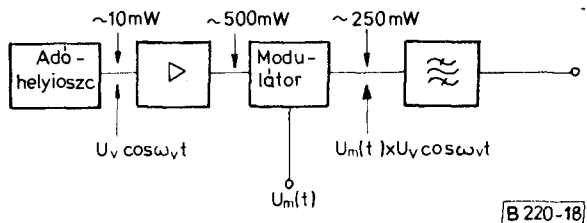
Az elektronikusan hibafeszültséggel hangolt oszcillátor (VCO) nyugalmi frekvenciája megegyezik a középfrekvencia értékével. A bejövő PSK-jelet frekvenciakétszerezük, majd ezt a kétszeres frekvenciájú jelet zajcsökkentés céljából egy keskeny sávszűrőn vezetjük keresztül. (A keskeny sávú szűrőre és annak futási idejére a másodlagos moduláció szab határt. Pld. szolgálati csatorna.) Az így szűrt jelet a fáziskomparátor egyik bemenetére vezetjük. A fáziskomparátor másik bemenetére az elektronikusan hangolt oszcillátor frekvenciában ugyancsak kétszerezett jelét vezetjük. Ha a két jel fázisa megegyezik, akkor a fáziskomparátor kimenetén zérus hibafeszültség jelenik meg. Ha két jel között fáziskülönbség van, akkor ez az fáziskomparátor kimenetén hibafeszültséget hoz létre és ez egy alkalmas felső határfrekvenciájú aluláteresztő szűrőn keresztül visszabillenti az oszcillátort a helyes fázisba. Az oszcillátor kimenő jele a vett 2 PSK-jelhez viszonyítva sokkal zajszegényebb és ennél fogva alkalmas a referencia vivő feladatának az ellátására.

A szabadonfutó oszcillátor mint ismeretes rossz hosszú idejű stabilitással rendelkezik. Rövid idejű stabilitásában mutatkozó hiba dzsitter forrása lehet.

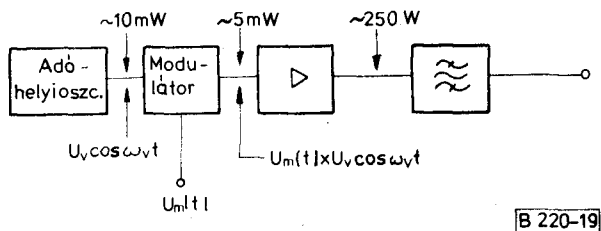
A hangolható oszcillátor jelét és a 2 PSK-jelet egy fázisdiszkriminátorba vezetjük. Ennek a kimenetén jelenik meg a moduláló alapsávi PCM-jel (18. ábra).

Az előbb tárgyalt rendszer két stabil állapottal rendelkezik. Ha az elektronikusan hangolt oszcillátor fázisa valamilyen okból megváltozik, akkor a frekvencia kétszerezett jel nem változik meg és a szabályozóhurokban levő fáziskomparátor továbbra is jól működik. Ezzel szemben a demodulált PCM-jelsor ellentétes előjelűre változik. A demodulátor kimenetén a venni kívánt jel negáltja jelenik meg.

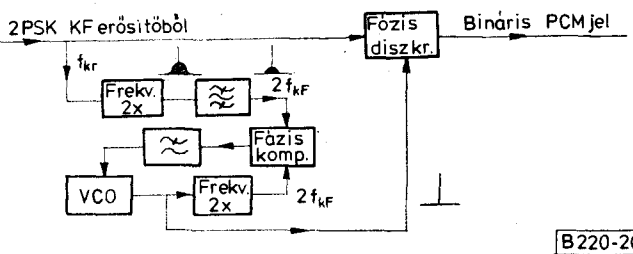
E határozatlanságot úgy lehet elkerülni, ha a modulátor oldalon a moduláció előtt és a demodulátor oldalon a demoduláció után a PCM bináris jelsoron olyan műveletet hajtunk végre, mely a negálással szemben invariáns. Ilyen logikai műveletet csak kettőt ismerünk. Ezek a kizárólagos „vagy” és annak a



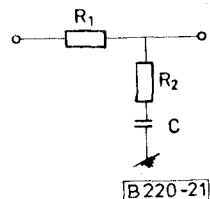
15. ábra. Nagy teljesítményszinten történő moduláció



16. ábra. Kis teljesítményszinten történő moduláció



17. ábra. 2 PSK jel demodulálása



18. ábra. Aluláteresztő szűrő a PSK vivővisszaállító hurokban

negáltja. A feladatot az adó oldalon a differenciálkódoló áramkör és a vevőoldalon a differenciáldekódoló áramkör látja el. Annak érdekében, hogy a demodulált jel elvben a modulált jellel egyezzen meg a dekódoló áramkör által végrehajtott műveletet a kódoló áramkör által végrehajtott művelet inverze.

A differenciálkódoló áramkör blokkvázlatát a 19a. ábrán láthatjuk (10). Az ábrán feltüntetett visszacsatoló késleltető tag pontosan egy időrést késleltet és ennél fogva a kizárólagos „vagy” áramkör kimenetén a pillanatnyi bemenő jel  $D_{Ai}$  és egy  $T_B$  időréssel előtte haladó  $M_{i-1}$  jel kizárólagos „vagy” jele jelenik meg

$$M_i = D_{Ai} \oplus M_{i-1} = \bar{D}_{Ai} M_{i-1} + D_{Ai} \bar{M}_{i-1}$$

Ennek igazságtáblázata a következő

$D_{Ai}$	$M_{i-1}$	$M_i = \bar{D}_{Ai} \oplus \bar{M}_{i-1}$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

A differenciáldekódoló áramkör blokkvázlatát a 19b. ábrán láthatjuk. Az ábrán levő késleltető tag ugyancsak egy időrést késleltet. Az áramkör kimenetén megjelenő jel

$$D_{vi} = M_i \oplus M_{i-1} = \bar{M}_i M_{i-1} + M_i \bar{M}_{i-1}$$

A művelet igazságtáblázata a következő.

$M_{i-1}$	$M_i$	$D_{vi}$
0	0	0
1	1	0
0	1	1
1	0	1

Érdeemes a folyamatot fontossága miatt egy konkrét jelfolyam példáján is végigkövetni. (A bejövő PCM-jelfolyamot most szándékosan azonosnak vesszük a „kétfázisú” moduláció c. fejezetben idézettel.)

$D_{Ai}$	0	1	1	1	0	1	0	0
$M_{i-1}$	0	0	1	0	1	1	0	0
$M_i = D_{Ai} \oplus M_{i-1}$	0	1	0	1	1	0	0	1
$D_{vi} = M_i \oplus M_{i-1}$	0	1	1	1	0	1	0	1

Látható, hogy a moduláció előtti nem kódolt jel megegyezik a demoduláció után kapott dekódolt jellel.

$$D_{Ai} = D_{vi}$$

### b) Differenciál-demoduláció

Ezen demoduláció alkalmával a modulált vivő két egymás utáni állapotát hasonlítjuk össze. A szóbanforgó demoduláció az egymásutáni állapotok különbségét adja és csak jelátmenet-moduláció esetén használható.

A differenciál-demodulátor blokkvázlatát a 20. ábra tünteti fel. Itt a késleltető tag  $T_1$  késleltetését úgy kell méretezni, hogy  $\omega_v T_1 = 2k\pi$ , ahol  $T_1 \approx T$  A közvetlen jel a szorzó áramkör előtt

$$U_1(t) = U_v \cos(\omega_v t + \Phi_1) \quad \Phi_1 = 0 \text{ vagy } \pi$$

A késleltetett jel

$$U_2(t) = U_v \cos(\omega_v t + \omega_v T_1 + \Phi_2) \quad \Phi_2 = 0 \text{ vagy } \pi$$

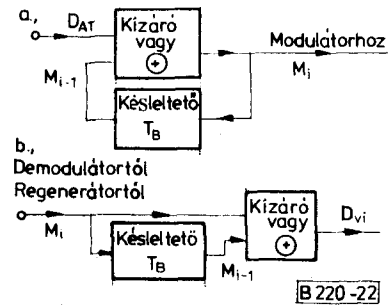
A jel a szorzó áramkör kimenetén

$$U_{ki}(t) = KU_1(t)U_2(t) = KU_v^2 \cos(2\omega_v t + \Phi_1 + \Phi_2) + KU_v^2 \cos(\Phi_1 - \Phi_2)$$

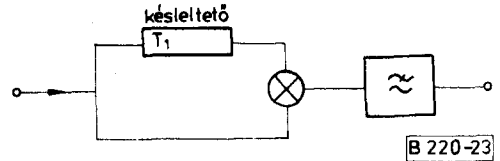
A jel az aluláteresztő szűrő kimenetén

$$U_{dem} = K_1 \cos(\Phi_1 - \Phi_2)$$

Megkaptuk a két fázisállapot közötti különbséget.



19. ábra. Differenciakódolás (a) és differenciáldekódolás (b)



20. ábra. Differenciál-demoduláció

A differenciálkódolás és -dekódolás hatására a hibaarány megnő. Ekkor ugyanis az  $M_i$  szimbólum kapcsolatba kerül az  $M_{i-1}$  és  $M_{i+1}$ -el.

Legyen a hibaarány differenciálkódolás és dekódolás nélkül  $P_v$

Hiba akkor keletkezik, ha

$M_i$  hibás (ennek valószínűsége  $P_v$ )

és

$M_{i-1}$  nem hibás és (ennek valószínűsége  $1 - P_v$ )

vagy

$M_i$  hibás (ennek valószínűsége  $P_v$ )

és

$M_{i+1}$  nem hibás és (ennek valószínűsége  $1 - P_v$ ).

Az eredő hibaarány a kódolás esetén

$$2P_v(1 - P_v) \approx 2P_v \quad (10)$$

### 2.3.4. Digitális jelek regenerálása (9)

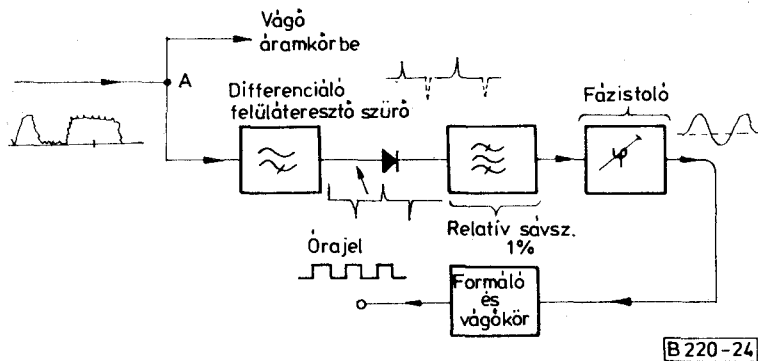
A demodulátor kimenetén megjelenő PCM-jelsorozat kétféle torzítást szenved;

1. Jeltorzulás a szelektív áramkörök miatt.
2. Zaj megjelenése a PCM-jelsorozatban.

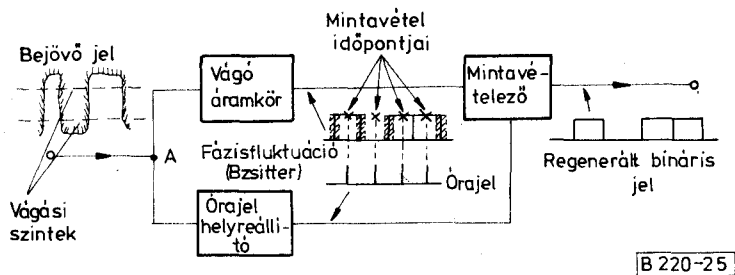
Ezeknek a torzításoknak a gyakorlatban az lenne a következménye, hogy több RF-szakasz megtétele után az impulzusok igen nagy mértékben eltorzulnának és a zaj nagyon megnőne. Megnövekedne a bit tévesztések száma.

Ezért minden állomáson szükséges a jelsorozat regenerálása. A jelgenerálás három műveletből áll.

1. Az órajel kinyerése a demodulált jelsorozatból.
2. Az impulzusok amplitúdójának a behatárolása.
3. A zajok és az RF-áramkörök által okozott dzsitter eltüntetése a demodulált jelsorozatból.



21. ábra. Órajel kinyerése



22. ábra. Jelregenerálás

Az órajelkinyerésnél a demodulált jelsorozatnak azt a tulajdonságát használjuk ki, hogy a „0” és az „1”-es szimbólumok órajel-szabályossággal követik egymást. Az első lépésben a vett PCM-jelsorozatot egy alkalmasan szerkesztett felüláteresztő szűrővel differenciálják, (21. ábra.) A differenciált jelet előbb egyenirányítják majd egy keskeny sávú sáv-szűrőn engedik át. A sávszűrő sáv szélessége az órajel frekvencia 1%. Ez az oszcillátor frekvenciastabilitását tekintve elegendő. A sávszűrő kimenetén megjelenő szinuszjelet egy fázistoló segítségével olyan fázisba állítjuk, hogy a később ismertetendő mintavételezés lehetővé váljék. A helyesen fázisbeállított szinuszjelet ezután vágó áramkör segítségével négy-szögesítik. Ezzel rendelkezésünkre áll az órajel. Fontos tudni azt, hogy az egyenirányító nonlineáris karakterisztikája következtében az órajelben bizonyos torzulás állhat be, mely annál kisebb minél keskenyebb az egyenirányítót követő sávszűrő. A

bejövő PCM-jelfolyam torzulása dzsitter forrása lehet. A sávszűrő sáv szélességének szűkítésével ez a hiba is csökkenthető.

A jelregenerátor blokkvázlatát 22. ábrán láthatjuk. A generálás első lépéseként a jelet formáló és vágó áramkörbe vezetjük. Ez a vágó áramkör az impulzusokat alul-felül lenyeli olyan módon, hogy a „0” és „1”-es logikai szint zajmentessé válik. Így a PCM-jelfolyamban a logikai szintek már határozottan felismerhetők csupán az impulzusok fázisfluktuációja marad meg. A fázisfluktuáció (dzsitter) megszüntethető, ha ún. keskeny középponti helyzettől mintavételezést alkalmazunk. Ebből a célból az órajel-helyreállító áramkör fázistolóját úgy kell beállítani, hogy a mintavételezés mindig az impulzus közepére essék. (Pointing operation) Az impulzus közepén ugyanis a legnagyobb a valószínűsége annak, hogy a nevezett eljárással tévesztés mentes regenerálást tudunk végrehajtani.