

# Két- és négyállapotú fázismodulált jel koherens demodulálásához szükséges referenciajel hibái

ETO 621.376.4

A fázismodulált jel koherens vételéhez szükség van referenciajelre. Ezt általában a vett jeltől állítjuk elő. A visszaállított referenciajel fázisa nem egyezik meg pontosan az adóoldali vivő fázisával, ezért a demodulálás csak részben koherens. A hibaarány rosszabb az ideálisnál.

A referenciajel fázisának az eltérése az ideálistól több tényezőtől tevődik össze.

Statikus fázishiba, a bejövő jel zajából eredő fáziszaj, valamint a vivővisszaállítás tökéletlenségéből származó maradék moduláció.

Az első kettőt több szerző tárgyalja [1, 2].

A cikkben az átviteli sáv korlátozottságából eredő vivőszintcsökkenéssel és a káros maradék modulációval foglalkozunk.

## Vivővisszaállítás

A vett jel nagyon kis szinten vagy egyáltalán nem tartalmaz vivőt. A vett jeltől valamilyen nonlineáris művelettel állítjuk vissza a vivőt, a nonlineáris művelet után szűrést végzünk a jelen, erre rendszerint PLL áramkört használunk. Több eljárás ismeretes, mi itt kettővel foglalkozunk.

Általánosan a bejövő jel legyen  $M$ -fázisú jel ( $M$ -PSK).

Vivővisszaállítás  $M$ -szerezéssel, 1. ábra, ahol

$\times M$  a sokszorozó áramkör,

$D\Phi$  a fázis demodulátor,

VCO a feszültség vezérelt oszcillátor,

$F(p)$  a körben alkalmazott szűrő polinomja.

Az  $M$ -szerezést legtöbbször  $y = x^M$  karakterisztikájú elemmel és  $M\omega_0$  frekvenciára hangolt sávszűrővel valósítják meg (2. ábra).

Inverzmoduláció (3. ábra), ahol  $M$ -mod. =  $M$ -fázisú modulátor,  $M$ -demod. =  $M$ -fázisú demodulátor.

A demodulált jellel úgy moduláljuk meg a bejövő jelet, hogy a fázismoduláció eltűnjön.

A maradék moduláció keletkezését, mutatjuk be a 4. ábrán, ahol az „a” kép az ideális 2-PSK jel fázisát, alatta a kétszeresített jel fázisát, majd ennek a moduló  $2\pi$ -vel redukált értékét mutatja. A „b” ugyanezeket mutatja sávkorlátozott jelre (4. ábra).

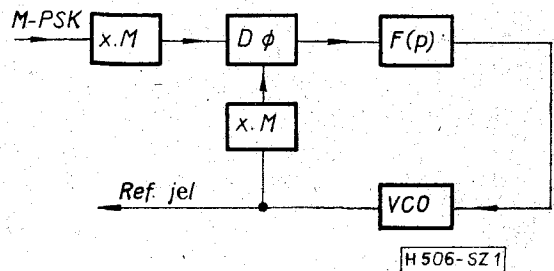
A „b” ábrán látszik a maradék fázismoduláció, valamint az, hogy a modulálatlan rész  $\varphi = 0$  időtartama csökken, ami a vivő csökkenését eredményezi.

Vizsgált modell letrása (5. ábra)

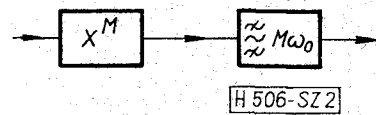
– Az impulzus generátor ideális, véletlen jelsorozatot állít elő.

- Az aluláteresztő szűrő szükség esetén a moduláló jel formálását végzi, ez nagyon sok esetben hiányzik.
- Modulátor: Lehet  $M$ -szintű valódi fázismodulátor, elnyomott vivőjú amplitúdó modulátor, kvadratúra amplitúdó modulátor (QAM).

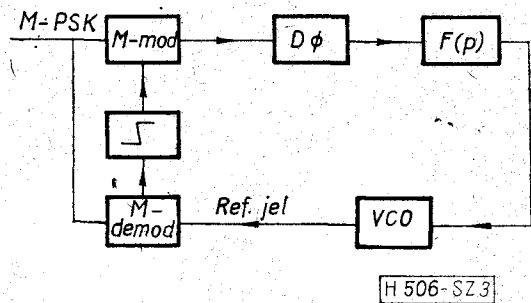
A modulált jelnél az egyes intervallumban levő jelek statisztikailag függetlenek és egyenlő valószínűséggel fordulnak elő.



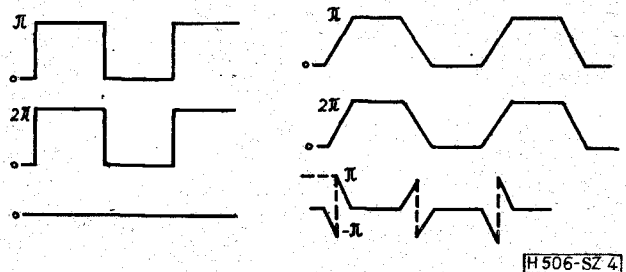
1. ábra



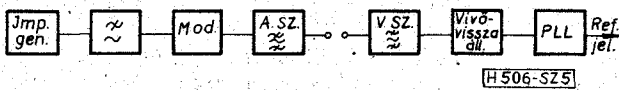
2. ábra



3. ábra



4. ábra



5. ábra

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k^{(1)} g_1(t-kT) + \dots + a_k^{(M)} g_M(t-kT) \quad (1)$$

$g_i(t)$  – az  $i$ -dik jel alakja.

$a_k^{(i)}$  1 vagy 0 értéket vehet fel, a  $k$ -ik

időintervallumban csak egy  $a_k^{(i=S_k)} = 1$ , a többi zérus. Az  $a_k^{(i=S_k)}$  valószínűségi változó, annak a valószínűsége, hogy 1-értéket vesz fel:  $p_i$

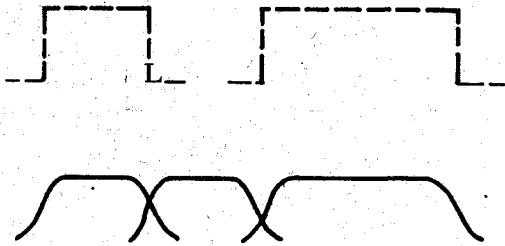
$$\sum_{i=1}^M p_i = 1 \quad (2)$$

Ha az  $s(t)$  jelsorozatot egy szűrőn visszük át, az elemi jel kiszélesedik a jelek átlapolódnak (6. ábra). Ebben az esetben a  $k$ -ik jelet nemcsak a  $k$ -ik, hanem a  $(k-1)$  és a  $k$ -ik együtt határozza meg. A vett jel alakja:

$$v(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} b_k^{(1)} \gamma_1(t-kT) + \dots + b_k^{(M)} \gamma_M(t-kT) \quad (3)$$

A  $b_k$ -ra is fennáll az  $a_k$ -ra tett megfontolás

$$\sum_{i=1}^M p_i = 1 \quad (4)$$



H 506-SZ 6

6. ábra

$$S_v(\omega) = \frac{1}{T} |p_1 F_1(\omega) + \dots + p_M F_M(\omega)|^2 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi}{T} n\right) \quad (13)$$

$$S_f(\omega) = \frac{1}{2T} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M p_i p_j |F_i(\omega) - F_j(\omega)|^2 = \frac{1}{T} [p_1 |F_1(\omega)|^2 + \dots + p_M |F_M(\omega)|^2] - \frac{1}{T} |p_1 F_1(\omega) + \dots + p_M F_M(\omega)|^2 \quad (14)$$

$M=2$  esetre:

$$S_f(\omega) = \frac{p_1 \cdot p_2}{T} |F_1(\omega) - F_2(\omega)|^2, \quad (14a)$$

ahol

$$F_i(\omega) = \int_{-T/2}^{T/2} b_i(t) e^{-j\omega t} dt \quad (15)$$

Meg kell jegyezni, hogy mi végig a jel komplex alakjával számolunk. Valójában a jel ennek a valós része. Megadjuk a spektrumok közti összefüggést.

Belátható, hogy bejövő jel lehetséges állapotainak a száma:

$$K = M^2$$

Az  $i$ -k jel alakja:

$$g_i(t) = \rho_i(t) e^{j\varphi_i(t)} e^{j\omega_0 t} \quad (5)$$

Ha  $\omega_0 \gg \omega_m$ , ahol  $\omega_m$  a moduláló jel sáv szélessége, akkor keskenysávú átvitelről beszélhetünk. Elég a jel komplex burkolójával számolni.

$$g_i(t) = a_i(t) \cdot e^{j\omega_0 t} \quad (6)$$

$$a_i(t) = \rho_i(t) e^{j\varphi_i(t)} \quad (7)$$

$a_i(t)$  a komplex burkoló.

Legyen az adósűrítő aluláteresztő ekvivalensének a súlyfüggvénye  $h_a(t)$ , a vevő szűrőé pedig  $h_v(t)$ . Az eredő  $h(t)$

$$h(t) = h_a(t) * h_v(t), \quad (8)$$

ahol  $*$  a konvolúció műveletét jelenti. A vett jel komplex burkolója  $b(t)$ .

$$b(t) = h(t) * a(t) \quad (9)$$

Aszimmetrikus szűrő esetén  $h(t)$  – komplex, szimmetrikus szűrő esetén valós.

$$b_i(t) = b_{iv}(t) + j b_{ik}(t) \quad (10)$$

Szimmetrikus szűrőt tételezve fel:

$$b_{iv}(t) = [\rho_i(t) \cdot \cos \varphi_i(t)] * h(t)$$

$$b_{ik}(t) = [\rho_i(t) \cdot \sin \varphi_i(t)] * h(t) \quad (ii)$$

Ismerjük az időfüggvényt a vivó visszaállító bemenetén. Ezen végrehajtjuk a vivó visszaállítás műveletét, majd az eredménynek képezzük a Fourier-transzformáltját és megkapjuk a spektrumot, amely a PLL-bemenetén van.

Egy véletlen jelsorozat spektrumát felbonthatjuk vonalas és folytonos részre [3].

$$S(\omega) = S_v(\omega) + S_f(\omega) \quad (12)$$

A véletlen jelsorozatnak a spektrumát, amely  $M$ -fajta jelből áll és ezek valószínűsége:  $p_1, p_2 \dots p_M$  az alábbiak szerint írhatjuk fel [3]

$$x(t) = \text{Re}\{s(t)\} = \text{Re}\{a(t) e^{j\omega_0 t}\} \quad (16a)$$

$$S_x(\omega) = S_a(\omega - \omega_0)$$

$$S_x^*(\omega) = S_a(-\omega - \omega_0) \quad (16b)$$

ahol  $s^*$  az  $s$  jel konjugáltját jelöli.

$$S_x(\omega) = \frac{1}{4} S_a(\omega - \omega_0) + \frac{1}{4} S_a(-\omega - \omega_0) \quad (16c)$$

Számszerűen csak a relatív szinteknek van jelentősége. Ezért az összefüggéseket a komplex jelre számoljuk ki.

A felvázolt feladatot általánosan, tetszőlegesen  $\varphi(t)$ -re és tetszőleges szűrőre számítógép segítségével oldhatjuk meg.

A feladat megoldása egyszerűsítő feltevések mellett

Az első feltevés, hogy  $\varphi_i = \text{áll}$ . Ez fennáll ideális négyzögjelekkel végrehajtott fázismodulációra és QAM esetén. A tárgyalásunk igaz mind a két esetre, csak QAM esetén az eredő szűrő karakterisztikába a modulátort megelőző aluláteresztő szűrőt is bele kell számolni.

Az elemi jel ebben az esetben:

$$a_i(t) = p_T(t) \cdot e^{j\varphi_i} \quad (17)$$

ahol  $p_T(t)$  az impulzus függvény (7. ábra).

Kétállapotú fázismoduláció esetén:

$$\varphi_1 = -\frac{\pi}{2}, \quad \varphi_2 = \frac{\pi}{2}$$

Négyállapotú fázismoduláció esetén:

$$\varphi_1 = \frac{\pi}{4}, \quad \varphi_2 = -\frac{\pi}{4}, \quad \varphi_3 = \frac{3}{4}\pi, \quad \varphi_4 = -\frac{3}{4}\pi$$

A másik egyszerűsítő feltevés, hogy a szűrő egységugrásra adott válaszát trapéz jellel közelítjük.

A 8. ábra a szűrő jellemzőit, karakterisztikáját, súlyfüggvényét, átmeneti függvényét mutatja [4], (8. ábra).

A következő összefüggések állnak fenn:

$$t_r \cdot h_{\text{max}} = a(\infty) = A_0 \quad (18)$$

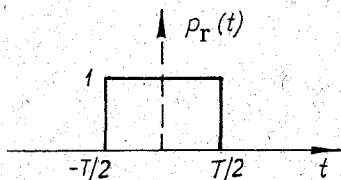
$$t_r = \frac{A(0)\pi}{\int_0^\infty A(\omega) d\omega} = \frac{2\pi}{D_\omega} \quad (19)$$

ahol

$$D_\omega = \frac{1}{A_0} \int_{-\infty}^\infty A(\omega) \cdot d\omega \quad (20)$$

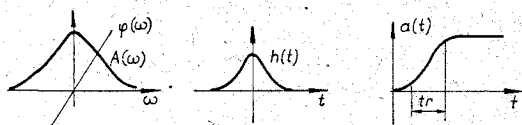
Ideális aluláteresztő szűrőre (9. ábra)

$$t_r = 1/2f_c$$

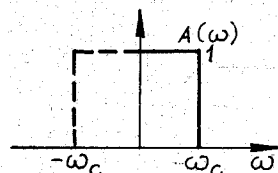


H 506-SZ 7

7. ábra

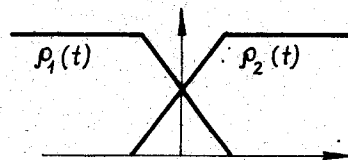


8. ábra



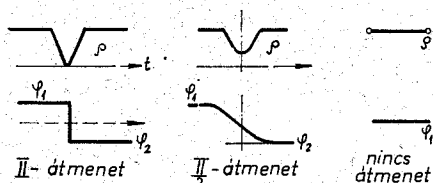
H 506-SZ 9

9. ábra



H 506-SZ 10

10. ábra



11. ábra

Gaussi szűrőre:  $H(\omega) = A_0 e^{-\alpha\omega^2} e^{-j\omega t_0} \quad (21)$

$$t_r = 2\sqrt{\pi\alpha}$$

Az irodalomban általánosan használt közelítés [5]

$$t_r = \frac{1}{2f_{\text{6dB}}}$$

Sávszűrőre

$$t_r = \frac{1}{B},$$

ahol  $B$  a sávszűrő sávszélessége.

Két jel közti átmenetet mutatja a 10. ábra.

A két és négyállapotú fázismodulált jelnél a fázisváltozások:  $\pm\pi$  és  $\pm\frac{\pi}{2}$ .

$\pi = \text{átmenet}$  esetén:

$$e(t) = |e_1(t) - e_2(t)| \quad (22)$$

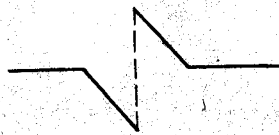
$$\varphi(t) = \text{arc tg} \frac{e_1(t) - e_2(t)}{|e_1(t) - e_2(t)|} \quad (23)$$

$\frac{\pi}{2} = \text{átmenet}$  esetén

$$e(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \{ [e_1(t) + e_2(t)]^2 + [e_1(t) - e_2(t)]^2 \}^{1/2} \quad (24)$$

$$\varphi(t) = \text{arc tg} \frac{e_1(t) - e_2(t)}{e_1(t) + e_2(t)} \quad (25)$$

Célszerű az elemi impulzusokat úgy kiválasztani, hogy az átmenet a jel közepére essen.



H 506-SZ 12

12. ábra

sítjük és ezzel moduláljuk vissza, vagyis az elemi jel közepéig  $\varphi_1$ -el, utána  $\varphi_2$ -vel modulálunk,  $\rho$  változatlan marad. Fázishiba a  $\frac{\pi}{2}$ -es átmenetnél lép fel (12. ábra). A többinél a fázis az egész intervallumban zérus.

Kétfázisú esetén, ha frekvenciakétszerezést használunk, a jel négyzetét kell képezni.

Inverz modulációnál a demodulált jelet négyszöge-

$$u_2(t) = [b_1(t) + b_2(t)]^2 = \rho_{e2}(t) \cdot e^{j\varphi(t)} \quad (26)$$

$$\rho_{e2}(t) = \{[\rho_1^2 \cos 2\varphi_1 + \rho_2^2 \cos 2\varphi_2 + 2\rho_1\rho_2 \cos(\varphi_1 + \varphi_2)]^2 + [\rho_1^2 \sin 2\varphi_1 + \rho_2^2 \sin 2\varphi_2 + 2\rho_1\rho_2 \sin(\varphi_1 + \varphi_2)]^2\}^{1/2} \quad (27)$$

$$\varphi(t) = \text{arc tg} \frac{\rho_1^2 \sin 2\varphi_1 + \rho_2^2 \sin 2\varphi_2 + 2\rho_1\rho_2 \sin(\varphi_1 + \varphi_2)}{\rho_1^2 \cos 2\varphi_1 + \rho_2^2 \cos 2\varphi_2 + 2\rho_1\rho_2 \cos(\varphi_1 + \varphi_2)} \quad (28)$$

Négyfázisú esetén, frekvencia négyszerezésnél a jel negyedik hatványát kell képezni.

Ezeknél az összefüggéseknél  $\rho = \rho(t)$ . Miután az elemi jeleket megkaptuk a spektrum kiszámítása maradt hátra.

$$u_4(t) = [b_1(t) + b_2(t)]^4 = \rho_{e4}(t) \cdot e^{j\varphi(t)} \quad (29)$$

$$\rho_{e4}(t) = \{[\rho_1^4 \cos 4\varphi_1 + \rho_2^4 \cos 4\varphi_2 + 6\rho_1^2\rho_2^2 \cos 2(\varphi_1 + \varphi_2) + 4\rho_1^3\rho_2 \cos(3\varphi_1 + \varphi_2) + 4\rho_1\rho_2^3 \cos(\varphi_1 + 3\varphi_2)]^2 + [\rho_1^4 \sin 4\varphi_1 + \rho_2^4 \sin 4\varphi_2 + 6\rho_1^2\rho_2^2 \sin 2(\varphi_1 + \varphi_2) + 4\rho_1^3\rho_2 \sin(3\varphi_1 + \varphi_2) + 4\rho_1\rho_2^3 \sin(\varphi_1 + 3\varphi_2)]^2\}^{1/2} \quad (30)$$

$$\varphi(t) = \text{arc tg} \frac{\rho_1^4 \sin 4\varphi_1 + \rho_2^4 \sin 4\varphi_2 + 6\rho_1^2\rho_2^2 \sin 2(\varphi_1 + \varphi_2) + \dots}{\rho_1^4 \cos 4\varphi_1 + \rho_2^4 \cos 4\varphi_2 + 6\rho_1^2\rho_2^2 \cos 2(\varphi_1 + \varphi_2) + \dots} \quad (31)$$

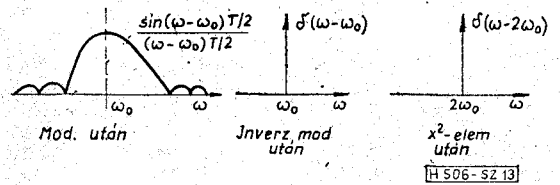
Elsőnek egy egyszerű esetet vizsgáljunk meg. Kétfázisú moduláció, ideális átvitel.

$$\begin{aligned} a_1(t) &= p_T(t)e^{j\pi/2} \\ a_2(t) &= p_T(t)e^{-j\pi/2} \\ p_1 &= p_2 = 1/2 \end{aligned} \quad (32)$$

$$F_A(\omega) = \mathcal{F}\{p_T(t)\}e^{j\varphi_i} = T \cdot \frac{\sin \omega T/2}{\omega T/2} e^{j\varphi_i} \quad (33)$$

$\varphi_i = \frac{\pi}{2}, \frac{-\pi}{2}$  a modulátor kimenetén és a vivővisszaállító bemenetén  
 $\varphi_i = 0, 0$  inverz moduláció után  
 $\varphi_i = \pi, -\pi$   $x^2$  karakterisztika után.

A (13) és (14) összefüggések felhasználásával megkapjuk a spektrumot (13. ábra).



13. ábra

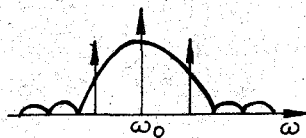
Amint látjuk a vivővisszaállítás tökéletes. A továbbiakban a részletes számolást mellőzzük, megjegyezve azt, hogy a Fourier-transzformáltak kiszámításánál törtvonalas közelítéseket használtunk.

Kétfázisú eset

Inverz moduláció

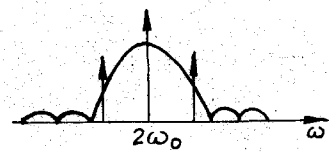
$$S_v(\omega) = \left[ \frac{\sin(\omega - \omega_0)T/2}{(\omega - \omega_0)T/2} - \frac{1}{2} \frac{\tau}{T} \left( \frac{\sin(\omega - \omega_0)\tau/2}{(\omega - \omega_0)\tau/2} \right)^2 \right]^2 \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \omega_0 - \frac{2\pi n}{T}\right) \quad (34)$$

$$S_f(\omega) = \frac{1}{4} T \left( \frac{\tau}{T} \right)^2 \left[ \frac{\sin(\omega - \omega_0)\tau/2}{(\omega - \omega_0)\tau/2} \right]^4 \quad (35)$$



H 506-SZ 14

14. ábra



H 506-SZ 15

15. ábra

Négyzetre emelés esetén

$$S_v(\omega) = \left[ \frac{\sin(\omega - 2\omega_0)T/2}{(\omega - 2\omega_0)T/2} - \frac{3}{4} \frac{\sin(\omega - 2\omega_0)\tau/2}{(\omega - 2\omega_0)\tau/2} \cdot \frac{\sin(\omega - 2\omega_0)\frac{3}{2}\tau}{(\omega - 2\omega_0)\frac{3}{2}\tau} \right]^2 \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - 2\omega_0 - \frac{2\pi n}{T}\right) \quad (36)$$

$$S_f(\omega) = \frac{T}{4} \left(\frac{\tau}{T}\right)^2 \frac{9}{8} \left[ \frac{\sin(\omega - 2\omega_0)\tau/2}{(\omega - 2\omega_0)\tau/2} \right]^2 \left[ \frac{\sin(\omega - 2\omega_0)\frac{3}{2}\tau}{(\omega - 2\omega_0)\frac{3}{2}\tau} \right]^2 \quad (37)$$

Négyfázisú moduláció, inverz moduláció után

$$S_v(\omega) = \left[ \frac{1}{2} \frac{\sin(\omega - \omega_0)T/2}{(\omega - \omega_0)T/2} - \frac{1}{4} \frac{\tau}{T} \frac{\sin(\omega - \omega_0)\tau/2}{(\omega - \omega_0)\tau/2} + \frac{1}{2} \left(1 - \frac{2\tau}{T}\right) \cdot \frac{\sin \frac{\omega - \omega_0}{2} \left(\frac{T}{2} - \tau\right)}{\frac{\omega - \omega_0}{2} \left(\frac{T}{2} - \tau\right)} \cos \frac{\omega - \omega_0}{2} \left(\frac{T}{2} + \tau\right) \right]^2 \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \omega_0 - \frac{2\pi \cdot n}{T}\right) \quad (38)$$

$$S_f(\omega) = T \left\{ \frac{1}{4} \left( \frac{\sin(\omega + \omega_0)T/2}{(\omega - \omega_0)T/2} \right)^2 + \frac{1}{4} \left( \frac{\sin(\omega - \omega_0)T/2}{(\omega - \omega_0)T/2} - \frac{\tau}{T} \frac{\sin(\omega - \omega_0)\tau/2}{(\omega - \omega_0)\tau/2} \right)^2 + \frac{1}{2} \left(1 - \frac{2\tau}{T}\right)^2 \cdot \left[ \frac{\sin \frac{\omega - \omega_0}{2} \left(\frac{T}{2} - \tau\right)}{\frac{\omega - \omega_0}{2} (T/2 - \tau)} \cos \frac{\omega - \omega_0}{2} \left(\frac{T}{2} + \tau\right) \right]^2 + \frac{1}{8} \left(\frac{\tau}{T}\right)^2 \left( \frac{\sin \frac{\omega - \omega_0}{2} \tau - \pi/8}{\frac{\omega - \omega_0}{2} \tau - \pi/8} \right)^2 \cdot \left[ (\cos [(\omega_0 - \omega_0)\tau/2 - \pi/8])^2 + \left( \cos \left[ (\omega - \omega_0)\tau/2 + \frac{\pi}{8} \right] \right)^2 \right] - \left[ \frac{1}{2} \frac{\sin(\omega - \omega_0)T/2}{(\omega - \omega_0)T/2} - \frac{1}{4} \frac{\sin(\omega - \omega_0)\tau/2}{(\omega - \omega_0)\tau/2} + \frac{1}{2} \left(1 - \frac{2\tau}{T}\right) \cdot \frac{\sin \frac{\omega - \omega_0}{2} \left(\frac{T}{2} - \tau\right)}{\frac{\omega - \omega_0}{2} \left(\frac{T}{2} - \tau\right)} \cos \frac{\omega - \omega_0}{2} \left(\frac{T}{2} + \tau\right) \right]^2 \right\} \quad (39)$$

Négyfázisú eset négyszerézéssel

$$S_v(\omega) = \left[ \frac{1}{2} \frac{\sin(\omega - 4\omega_0)T/2}{(\omega - 4\omega_0)T/2} - \frac{3}{8} \frac{\tau}{T} \frac{\sin(\omega - 4\omega_0)\tau/2}{(\omega - 4\omega_0)\tau/2} \cdot \frac{\sin(\omega - 4\omega_0)\frac{3}{2}\tau}{(\omega - 4\omega_0)\frac{3}{2}\tau} + \frac{1}{2} \left(1 - \frac{2\tau}{T}\right) \frac{\sin \frac{\omega - 4\omega_0}{2} \left(\frac{T}{2} - \tau\right)}{\frac{\omega - 4\omega_0}{2} (T/2 - \tau)} \cos \frac{\omega - 4\omega_0}{2} \left(\frac{T}{2} + \tau\right) + \frac{1}{16} \frac{\tau}{T} \frac{\sin [(\omega - 4\omega_0)\tau - \pi]}{(\omega - 4\omega_0)\tau - \pi} + \frac{1}{16} \frac{\tau}{T} \frac{\sin [(\omega - 4\omega_0)\tau + \pi]}{(\omega - 4\omega_0)\tau + \pi} \right]^2 \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta\left[\omega - 4\omega_0 - \frac{2\pi \cdot n}{T}\right] \quad (40)$$

$$S_f(\omega) = T \left\{ \frac{1}{4} \left[ \frac{\sin(\omega - 4\omega_0)T/2}{(\omega - 4\omega_0)T/2} \right]^2 + \frac{1}{4} \left[ \frac{\sin(\omega - 4\omega_0)T/2}{(\omega - 4\omega_0)T/2} - \frac{3}{2} \frac{\sin(\omega - 4\omega_0)\frac{\tau}{2}}{(\omega - 4\omega_0)\frac{\tau}{2}} \cdot \frac{\sin(\omega - 4\omega_0)\frac{3}{2}\tau}{(\omega - 4\omega_0)\frac{3}{2}\tau} \right]^2 + \right.$$

$$\begin{aligned}
 & + \frac{1}{4} \left(1 - \frac{2\tau}{T}\right)^2 \cdot \left[ \frac{\sin \frac{1}{2}(\omega - 4\omega_0) \left(\frac{T}{2} - \tau\right)}{\frac{1}{2}(\omega - 4\omega_0) \left(\frac{T}{2} - \tau\right)} \cos \frac{(\omega - 4\omega_0) \left(\frac{T}{2} + \tau\right)}{2} + \frac{1}{4} \frac{\tau}{T} \frac{\sin [(\omega - 4\omega_0)\tau + \pi]}{(\omega - 4\omega_0)\tau + \pi} \right]^2 + \\
 & + \frac{1}{4} \left(1 - \frac{2\tau}{T}\right)^2 \cdot \left[ \frac{\sin \frac{1}{2}(\omega - 4\omega_0) \left(\frac{T}{2} - \tau\right)}{\frac{1}{2}(\omega - 4\omega_0) \left(\frac{T}{2} - \tau\right)} \cos \frac{\omega - 4\omega_0 \left(\frac{T}{2} + \tau\right)}{2} + \frac{1}{4} \frac{\tau}{T} \frac{\sin [(\omega - 4\omega_0)\tau - \pi]}{(\omega - 4\omega_0)\tau - \pi} \right]^2 - \\
 & - \left[ \frac{1}{2} \frac{\sin(\omega - 4\omega_0) \frac{T}{2}}{(\omega - 4\omega_0) \frac{T}{2}} - \frac{3}{8} \frac{\sin(\omega - 4\omega_0)\tau/2}{(\omega - 4\omega_0)\tau/2} \frac{\sin(\omega - 4\omega_0) \frac{3}{2} \tau}{(\omega - 4\omega_0) \frac{3}{2} \tau} + \right. \\
 & \left. + \frac{1}{2} \left(1 - \frac{2\tau}{T}\right) \frac{\sin \frac{(\omega - 4\omega_0) \left(\frac{T}{2} - \tau\right)}{2}}{\frac{\omega - 4\omega_0 \left(\frac{T}{2} - \tau\right)}{2}} \cdot \cos \frac{(\omega - 4\omega_0) \left(\frac{T}{2} + \tau\right)}{2} + \frac{1}{16} \frac{\sin [(\omega - 4\omega_0)\tau + \pi]}{(\omega - 4\omega_0)\tau + \pi} + \right. \\
 & \left. + \frac{1}{16} \frac{\sin [(\omega - 4\omega_0)\tau - \pi]}{(\omega - 4\omega_0)\tau - \pi} \right]^2 \quad (41)
 \end{aligned}$$

A következő táblázatokban numerikus eredményeket adunk.

2-PSK inverzmoduláció 1. táblázat

B·T	∞	2	1,5	1
$S_o(\omega_0)$ [dB]	0	-1,15	-1,58	-2,5
$S_v\left(\omega_0 + \frac{2\pi}{T}\right)$ [dB]	-∞	-19,9	-18,8	-19,8
$\frac{S_f(\omega_0)}{T}$ [dB]	-∞	-17,6	-15,5	-12,1

2. táblázat

2-PSK -x<sup>2</sup>-tes karakterisztikájú vivővisszaállítóval

B·T	∞	2	1,5	1
$S_v(2\omega_0)$ [dB]	0	-1,8	-2,5	-4,08
$S_v\left(2\omega_0 + \frac{2\pi}{T}\right)$ [dB]	-∞	-13,8	-12,5	-12,9
$\frac{S_f(2\omega_0)}{T}$ [dB]	-∞	-17,5	-15,5	-11,5

3. táblázat

4-PSK inverzmoduláció

B·T	∞	2	1,5	1
$S_o(\omega_0)$ [dB]	0	-3,25	-4,6	-8,5
$S_v\left(\omega_0 + \frac{2\pi}{T}\right)$ [dB]	-∞	-15,8	-17,2	-2,5
$\frac{S_f(\omega_0)}{T}$ [dB]	-∞	-13,4	-11,1	-7,4

4-PSK X<sup>4</sup> karakterisztika

4. táblázat

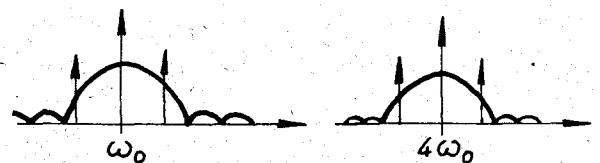
B·T	∞	2	1,5	1
$S_v(4\omega_0)$ [dB]	0	-3,5	-5,3	-10,1
$S_o\left(4\omega_0 + \frac{2\pi}{T}\right)$ [dB]	-∞	-14,7	-11,2	-11,7
$\frac{S_f(4\omega_0)}{T}$ [dB]	-∞	-15,8	-11,2	-7,7

**Következtetések**

A számítási eredményekből látható, hogy véges sávzélesség esetén:

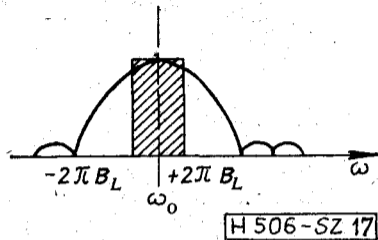
- csökken a visszaállított vivő szintje,
- oldalsávok jelennek meg,
- folytonos spektrumú maradék moduláció jelenik meg a vivőn, ami zajnak tekinthető.

Inverzmoduláció esetén a vivőcsökkenés és az oldalsávok szintje kisebb, mint az x<sup>2</sup>, x<sup>4</sup> karakterisztikájú vivővisszaállítás esetén. A zajok nagyjából egyforma szinten jelentkeznek. Tehát az inverzmodulátor kedvezőbbnek látszik.



H 506-SZ16

16. ábra



17. ábra

Ha a csökkent vivő szint és a megjelenő oldalsáv szintje közel van egymáshoz, téves megfogás történhet.

Ha a PLL sáv szélessége jóval kisebb, mint a szimbólum frekvencia ( $f_{sz} = 1/T$ ), akkor a központi határeloszlás tétele értelmében a zajt fehér zajnak tekinthetjük. Ez a 14., 15. és 16. ábrából is látható, ha a vivő körül egy keskeny sávot vágunk ki, akkor azon belül  $S_f(\omega) = S_f(\omega_0)$  állandó (17. ábra).

A tényleges jel-zaj viszony a PLL-hurokban

$$(P_j/P_z)_{PLL} = S_f(\omega_0) \cdot 2B_L = \frac{S_f(\omega_0)}{T} \cdot \frac{f_{sz}}{2B_L} \quad (42)$$

ahol  $B_L$  a PLL-hurok zajsáv szélessége.

A vivő csökkenés természetesen csökkenti a bejövő zajból adódó jel-zaj viszonyt is.

## IRODALOM

- [1] W. Lindsey: Synchronization Systems in Communication and Control. Prentice-Hall, Inc. Englewood, Cliffs, New-Jersey, 1972.
- [2] A. I. Viterbi: Principles of Coherent Communication. McGraw-Hill Book Company New-York, 1966.
- [3] K. Prabhu and H. E. Rowe: Spectra of Digital Phase Modulation by Matrix Methods. The Bell System T. J., V. 53. No 5. May—June 1974.
- [4] A. Papoulis: The Integral and its Applications. McGraw-Hill Book Company Inc., 1962, New-York.
- [5] Hölzler—Holzwarth: Az impulzus moduláció elmélete és gyakorlata. Műszaki Könyvkiadó 1962.