

Negyedik hatványra emelő vivővisszaállító áramkörök viselkedése sávkorlátozott és zajos környezetben

ETO 621.376.4;621.391.827.4

A digitális jelek vivőfrekvenciás átvitelének technikájában az egyik leggyakrabban alkalmazott modulációs eljárás a négyállapotú fázismoduláció. Közepes sebességű adatátviteli modemek, digitális rádiórelé berendezések, híradástechnikai műholdak olyan kiterjedten működnek QPSK modulációval (QPSK: Quadrature Phase Shift Keying), hogy megköszönhetjük azt az állítást is, hogy más eljárás alkalmazására csak akkor kerül sor, ha valami igen nyomós érv szól a QPSK ellen. A széles körű elterjedésnek a fő oka az, hogy a QPSK kiemelkedően jó kompromisszumos megoldás olyankor, ha viszonylag keskeny frekvenciasáv elfoglalását engedjük csak meg, de egyúttal arra is törekszünk, hogy az igényelt adóteljesítmény (vagy jel/zaj viszony) minél kisebb, a berendezések felépítése minél egyszerűbb legyen [1].

Egy QPSK jelfolyamot feldolgozó vevőben gyakran van szükség arra, hogy a modulált vivőfrekvenciából a digitális modulációt eltüntessük. Például koherens rendszer alkalmazásakor az ilyen eltüntetett modulációjú vivőfrekvencia hordozza a demodulációhoz szükséges fázisinformációt. Ha rádiórelé-rendszer szolgálati csatornáját frekvenciamoduláció útján viszik át, a frekvenciademodulátorra már digitális moduláció nélküli vivőt kell vezetni. A digitális modulációt eltüntető áramkört vivővisszaállítónak nevezik.

Több módszer ismeretes, mely a vivő-visszaállítás feladatát ellátja. Ezek közül néhány: a Costas-hurok, a frekvencianégszerezés [2], a remoduláció [3]. Áramköri megvalósítás szempontjából talán legegyszerűbb a frekvencianégszerezés (vagy negyedik hatványra emelés), amely következő vizsgálataink tárgyát képezi. Megjegyzendő azonban, hogy az irodalomban kimutatták azt, hogy matematikai szempontból a frekvencianégszerezős vivő-visszaállító pontosan megegyezik a négyállapotú Costas-hurokkal [4], ezért eredményeink mindkét megoldásra egyaránt vonatkoznak.

A frekvenciakétszerezős vagy négyzetre emelő (kétállapotú PSK-rendszerekben felhasználható) vivővisszaállítók viselkedésével zajos környezetben [4], [5] és mások foglalkoznak, eredményeiket a négszerezős esetre pl. [2] általánosítja. E közlemények eltekintenek azonban a sávkorlátozás hatásától. A [6] irodalom kétszerezős esetben a sávkorlátozás és zaj együttes jelenlétének hatását vizsgálja, és arra az eredményre jut, hogy a gyakorlati esetekben a sávkorlátozás egyetlen hatása az, hogy csökkenti a négyzetre emelt jel szintjét, de nem okoz önmagában zajt. (Erre az eredményre a négyzetre emelő áramkör AM-PM konverziójának elhanyagolásával

jut; ha ez nem hanyagolható el, a kétállapotú PSK is okoz zajt a visszaállított vivőben [7]). [8] különböző vivő-visszaállító eljárások sávkorlátozás következtében fellépő teljes zajának (tehát az amplitúdó + fáziszajnak) spektrumát, szórásnégyzetét határozta meg.

A következőkben közelítő modell segítségével meghatározzuk a negyedik hatványra emelő vivő-visszaállítóban a sávkorlátozás révén fellépő (intermodulációnak tekinthető) zaj fázisösszetevőjét és megvizsgáljuk a sávkorlátozás hatását az additív (termikus) zajra. Az eredményekből — mint majd látjuk — az a tapasztalat szűrhető le, hogy a négyállapotú, negyedik hatványra emelő vivővisszaállítót egyértelműen jellemzik egy kétállapotú PSK-jel négyzetre emelésénél fellépő hatások. A rendszer viselkedése lényegében egyetlen paraméter, a négyzetre emelésnél fellépő teljesítményvesztés segítségével leírható. E paraméter számítással vagy méréssel viszonylag egyszerűen meghatározható.

A vizsgált modell

Álljon az átvitt digitális jelfolyam T ideig tartó véletlenszerű bináris jelekből; legyen a 0-k és az 1-ek valószínűsége egyaránt 0,5 és legyen ugyancsak 0,5 az átmeneti valószínűség. Képezzünk az átvinni kívánt soros bináris jelekből kételemű dibiteket. Egy dibit ideje $2T$ lesz, és a szomszédos dibitek első bitjei és második bitjei egymástól független, azonos valószínűségű bináris bitfolyamot fognak alkotni. Ezek egyikének spektrális sűrűsége [2]:

$$S(\omega) = 2T \left(\frac{\sin \omega T}{\omega T} \right)^2, \quad (1)$$

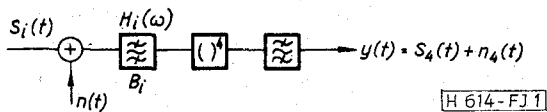
ha a jelfolyam ± 1 amplitúdójú (NRZ) impulzusokból áll. A moduláló folyamat i -edik bitjét $M_i(t)$ -vel vagy $Q_i(t)$ -vel fogjuk jelölni. Ha NRZ-jelek helyett bifázisú jeleket alkalmazunk, a jelfolyamat egy, a $2T$ időtartam közepén váltó $+1 - -1$, illetve $-1 - +1$ impulzuspárból áll. Ilyen jelfolyamat spektrális sűrűsége

$$S(\omega) = 2T \frac{\sin^4 \omega T/2}{(\omega T/2)^2} \quad (2)$$

alakban írható fel [2].

A QPSK jel alakja az i -edik szimbolum adásakor a következő:

$$s_i(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} M_i(t) \cos \omega_c t + \frac{A}{\sqrt{2}} Q_i(t) \sin \omega_c t. \quad (3)$$



1. ábra. Frekvencianégszerező vivővisszaszállító modellje

A (3)-ban megadott elemekből álló jelfolyamatot az 1. ábrán látható áramkör bemenetére adjuk, ahova még gaussinak tekinthető keskenysávú fehér zaj is adódik.

A következőkben a $H(\omega)$ karakterisztikájú vevőszűrő hatását vizsgáljuk. A negyedik hatványra emelő áramkör kimenetére csatlakozó szűrő úgynevezett zónaszűrő, ennek feladata mindössze a 4ω frekvenciájú összetevő kiválasztása, de az ekörül elhelyezkedő spektrum alakját nem módosítja. A gyakorlatban az $y(t)$ kimenő jelet egy fázisszabályozott hurok bemenetére vagy egy frekvenciademodulátor bemenetére adjuk.

Elhanyagolva egyelőre az $n(t)$ mintafüggvénnyel leírható bemenő zajfolyamatot, az y kimenet jel összetevőjére:

$$s_4(t) = \frac{A^4}{8} \left\{ \frac{[M'(t)]^4 + [Q(t)]^4}{4} - \frac{3}{2} [(M'(t) \cdot Q'(t))^2] \cos 4\omega_c t - \frac{A^4}{2} M'(t)Q'(t) \{ [M'(t)]^2 - Q'(t)^2 \} \sin 4\omega_c t \right\} \quad (4)$$

Az M és Q függvényeken a vessző a H_i szűrő által eltorzított jelalakokat jelöli. Sávkorlátozás nélküli esetben mind NRZ, mind bifázisú vonali kódolásnál $M^2 = Q^2 = 1$, ilyenkor S_4 -nek csak koszinuszos összetevője van:

$$s_4 = \frac{A}{8} \cos 4\omega_c t,$$

világosan mutatva azt, hogy a moduláció valóban eltűnt. A sávkorlátozott esetben a modulálatlan vivőzajos lesz, a zajnak lesz a vivővel fázisban levő és azzal kvadratúrában levő összetevője.

E zaj spektrális sűrűségfüggvényéről pl. [9] és [8] kimutatták, hogy a vonalas és folytonos részből áll. A következőkben feltesszük, hogy a vivővisszaállítót követő rendszer — PLL vagy más frekvenciademodulátor — olyan keskeny sávú, hogy az összes, $4\omega_c$ -től eltérő frekvenciájú spektrumvonalat levágja.

Ha a H_i szűrőről feltételezhetjük azt, hogy karakterisztikája szimmetrikus, így kvadratúra-összetevőt nem állít elő, az M' és Q' folyamatok — az M és Q folyamatokhoz hasonlóan — egymástól függetlenek lesznek. M' és Q' várható értéke 0 lesz, NRZ és bifázisú kódolásnál egyaránt.

A negyedik hatványra emelt NRZ jel teljesítménye és hitermodulációs zaja

(4) alapján először meghatároztuk s_4 amplitúdójának várható értékét, illetve a negyedik hatványra emelt jel teljesítményét:

$$\bar{s}_4 = \frac{A^4}{8} \left\{ \frac{[M'(t)]_0^4}{4} + \frac{[Q'(t)]_0^4}{4} - \frac{3}{2} [M'(t)]_0^2 [Q'(t)]_0^2 \right\},$$

illetve figyelembe véve azt, hogy M' és Q' statikai jellemzői egymással megegyeznek:

$$\bar{s}_4 = \frac{A^4}{8} \left[\frac{M_v'^4}{2} - \frac{3(M_v'^2)^2}{2} \right]. \quad (5)$$

(5)-ben a felülvonás az átlagérték-képzést, a v index pedig az időbeli átlagérték képzését jelenti.

[6] szerint

$$\overline{M_v'^2} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) |H_i(j\omega)|^2 d\omega \triangleq D_M. \quad (6)$$

A most definiált D_M tényező nem egyéb, mint az a csillapítás, amelyet egy H_i szűrő okoz a négyzetre emelő áramkör kimenő jelében, ha bemenetére $2T$ bitidejű, kétállapotú fázismodulált jelfolyamat adunk, a modulálatlan vivőhullám helyett.

Ugyancsak [6]-ot követve az M'^2 folyamatot így írjuk fel:

$$M'^2 = \overline{M_v'^2} + M'^2 - \overline{M_v'^2} = D_M + \Delta_M(t), \quad (7)$$

ahol a most bevezetett $\Delta_M(t)$ folyamat várható értéke 0. A (6)-ban és (7)-ben bevezetett mennyiségek segítségével a négyszeres frekvenciájú jel amplitúdójának várható értéke:

$$\bar{s}_4 = \frac{A^4}{8} \left(-D_M^2 + \frac{\overline{\Delta^2}}{2} \right), \quad (8)$$

illetve a negyedik hatványra emelt jel teljesítménye

$$P_4 = \frac{A^8}{128} \left(D_M^2 - \frac{\overline{\Delta^2}}{2} \right)^2 \triangleq \frac{A^8}{128} D_4^2. \quad (9)$$

Mindkét, a (9)-ben szereplő tag a kétállapotú PSK-rendszerrel kapcsolatos mennyiség.

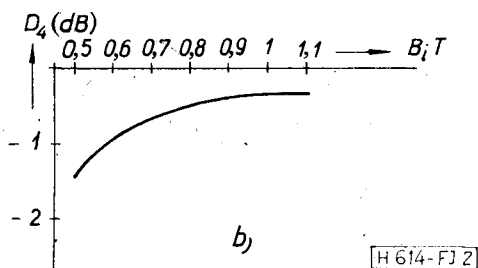
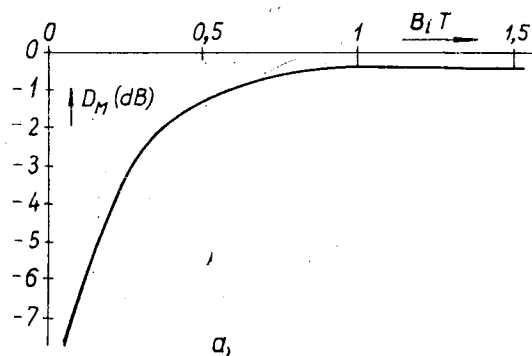
D_M tetszőleges szűrőkarakterisztika esetén, numerikus integrálással közvetlenül meghatározható. Ideális sávszűrő használatkor egyszerű zárt alakban is felírható, NRZ-jeleket alkalmazva:

$$D_M = \frac{2}{\pi} \left[\text{Si}(2\pi B_i T) - \frac{\sin^2 \pi B_i T}{\pi B_i T} \right]. \quad (10)$$

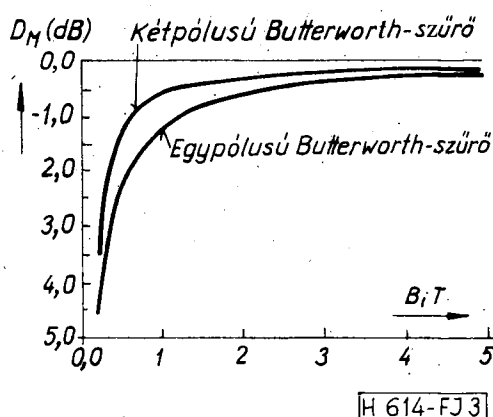
Különböző szűrőkarakterisztikákra D_M a $B_i T$ függvényében [7]-ben és [10]-ben megadott görbékben látható. A 2a ábrán feltüntettük D_M -et az ideális szűrő sávzélességének függvényében, a 3. ábrán pedig egy- és kételemes, maximális laposságú szűrő D_M -je látható.

A Δ folyamat éppen az, melynek spektrumát [8] határozta meg. A négyzetre emelő esetre érvényes [36] és [37] formulájából az adódik, hogy ideális szűrő és NRZ kódolás mellett D_4 nem nagyon tér el D_M -től, értékét $B_i T$ függvényében a 2b. ábra tartalmazza.

Következő lépésben az intermodulációs zaj tulajdonságait határozzuk meg. Először is azt állíthatjuk, hogy a gyakorlatban kizárólag ennek kvadratúra-összetevője jelentős. Ha ugyanis a visszaállított vivőt referencijelként használjuk az adatdemodulátorban, az 1. ábra y kimenő jele egy PLL bemenetére jut. Ilyenkor a vivőnél fázisban levő zaj szerepe elhanyagolható [6].



2. ábra. A D_M veszteségi tényező az ideális szűrő sávszélességének függvényében; NRZ kódolás



3. ábra. A D_M veszteségi tényező a sávszélesség függvényében 1- és 2-elemes maximális laposságú szűrőnél; NRZ kódolás

Ha az y jel frekvenciája által hordozott információt kívánjuk hasznosítani, megint csak egyedül a zaj kvadratúra-összetevőjének van jelentősége. A kvadratúra-összetevő folyamat egy mintafüggvénye a (4) formulából:

$$n_j(t) = \frac{A^4}{8} M'(t) Q'(t) \{ [M'(t)]^2 - [Q(t)]^2 \}. \quad (11)$$

Ennek korrelációs függvénye:

$$R_j(t) = \frac{A^8}{64} [R_M R_{M^3} - (R_{M'M^3})^2]. \quad (12)$$

Itt az indexek (a szokás szerint) azt a folyamatot, illetve folyamatokat jelzik, amelyek korrelációs, illetve keresztkorrelációs függvényeiről szó van. A (12)-ben szereplő mennyiségek meghatározására közelítő modellt vizsgálunk, e modell helyességét — mint

minden más modellét is — csak eredményessége igazolja, nevezetesen a kapott eredmények igen jó egyezése a mérési eredményekkel. Először is felteszünk, hogy az M' folyamat i -edik bitjére csak az $i-1$ -ediknek és az $i+1$ -ediknek van hatása. Továbbá minden tényleges M'_i impulzust egy négyszögimpulzussal helyettesítünk. 1-nek véve M_i bináris értékét, a három szóba jöhető bit négy kombináció egyikét veheti fel: 010, 011, 110, 111. Utolsóként azt tesszük fel, hogy a négyszögimpulzus amplitúdója a negyedik esetben eléri a teljes, egységnyi értéket, a második és harmadik esetben ennél δ értékkel kisebb, végül az első esetben 2δ értékkel kisebb. Ezt mutatja a 4. ábra. E feltevésekkel, továbbá az $1-\delta=\alpha^2$ jelölés bevezetésével:

$$R_{M'} = \alpha^2 R_{M'} = D_M R_M,$$

$$R_{M'M^3} = \frac{1}{2} (1 - 2\alpha^2 + 3\alpha^4) R_M,$$

$$R_{M^3} = \frac{1}{2} (3\alpha^2 - 6\alpha^4 + 5\alpha^6) R_M$$

adódik, ahol az eredeti, torzítás nélküli NRZ bináris folyamat korrelációs függvényére bevezettük az $R_M(\tau)$ jelölést. Az utóbbi összefüggéseket (12)-be helyettesítve:

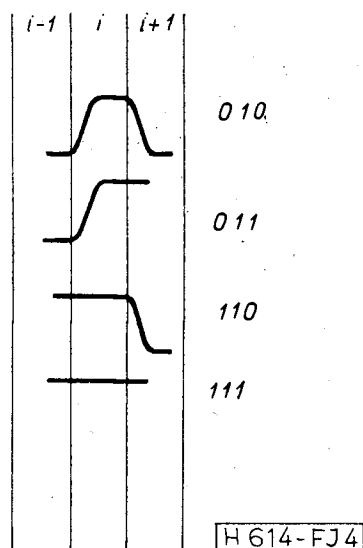
$$R_j(\tau) = \frac{A^8}{256} (D_M^4 - 4D_M^2 + 4D_M - 1) [R_M(\tau)]^2. \quad (13)$$

$R_M(\tau)$ a bináris NRZ-jelek ismert korrelációs függvénye. Alakja:

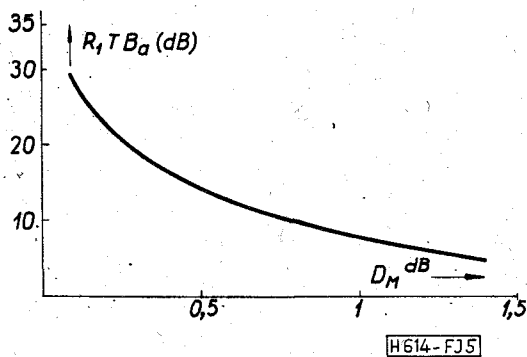
$$R_M(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{2T} & |\tau| \leq 2T \\ 0 & |\tau| > 2T, \end{cases} \quad (14)$$

ahol $2T$ a bitidő.

A (13) formula megadja az $n_j(t)$ folyamat spektrális sűrűségét is. Ha azonban — mint a gyakorlatban legtöbbször — az $y(t)$ folyamat egy viszonylag keskenysávú, R_a sávszélességű szűrőn halad át, n fehér



4. ábra. A sávkorlátozás hatása különböző jelkombinációkra; NRZ kódolás



5. ábra. 1/T fiktív sávzélességű szűrő intermodulációs jel/zaj viszonya

zajnak tekinthető, amelynek egyoldalas spektrális sűrűsége:

$$N_J = 2 \int_{-\infty}^{\infty} R_J(\tau) d\tau,$$

(9)-ből és (13)-ből. (14)-ből a B_a sávzélességű szűrőben mérhető intermodulációs jel/zaj viszony:

$$R_1 = \frac{3}{4} \frac{D_M^2 - \bar{\Delta}^2/2}{D_M^4 - D_M^2 + 4D_M - 1} (TB_a)^{-1}. \quad (15)$$

Megjegyzés: a szóban forgó keskenysávú szűrő B_a sávzélessége az egyik idézett alkalmazásnál a PLL sávzélessége, a másik alkalmazásnál pedig a frekvenciát moduláló (szolgálati) jel határfrekvenciája.

Az 5. ábrán feltüntettük $R_1 TB_a$ értékét D_M függvényében.

Zajos NRZ jel negyedik hatványa

Ha az 1. ábrán látható összeállítás zaját is figyelembe vesszük, a negyedik hatványra emelő áramkör bemenő jele:

$$s_i(t) + n(t) = \left[\frac{A}{\sqrt{2}} M'(t) + n'_c(t) \right] \cos \omega_c t + \left[\frac{A}{\sqrt{2}} Q'(t) + n'_s(t) \right] \sin \omega_c t, \quad (16)$$

ahol n_c , illetve n_s a keskeny sávúnak tekintett zaj két összetevője, míg az egyes függvények vessző jelzése a szóban forgó jelek H_i szűrőn áthaladt alakját jelöli. A kimeneten megjelenő termikus zaj összetevőinek a negyedik hatványra emelt vivővel kvadratúrában levő része

$$\begin{aligned} 2n_{4q}(t) = & \frac{A^3}{\sqrt{2}} M'Q'(M'n'_c - Q'n'_s) + \\ & + \frac{A^3}{2\sqrt{2}} (M'n'_s + Q'n'_c)(\Delta_M - \Delta_Q) + \\ & + \frac{3A^2}{2} M'Q'(n_c'^2 - n_s'^2) + \frac{3A^2}{2} (\Delta_M - \Delta_Q)n'_s n'_c + \\ & + \frac{A}{\sqrt{2}} (3n_c'^2 n'_s M' - 3n'_c n_s'^2 Q' + Q'n'_c - M'n_s'^2) + \\ & + n'_c n'_s (n_c'^2 - n_s'^2), \end{aligned} \quad (17)$$

ahol a Δ_Q folyamatot hasonlóan definiáljuk mint Δ_M -et, lásd a (7) formulát.

$n_{4q}(t)$ korrelációs függvénye elég sok, de különös nehézséget nem okozó számítás után:

$$\begin{aligned} R^4(\tau) = & \frac{1}{4} A^6 D_M^2 R_c R_{M'} + \\ & + \frac{1}{16} A^6 R_c^2 [9R_{M'} R_{\Delta} - (2D_M - 1)R_{M' \Delta}] + \\ & + \frac{9A^4}{4} R_M^2 R_c^2 + O(n^3). \end{aligned}$$

$O(n^3)$ -nel jelöltük és nem részletezzük a zajban harmad vagy annál magasabb fokú tagokat, elhanyagolhatónak véve azokat a gyakorlatilag szóba jövő jeltartományban.

Figyelembe véve a (10) formulát, láthatjuk hogy R_4 második tagja elhanyagolható az első mellett. Így a termikus zaj korrelációs függvényének közelítő kifejezése

$$R_4(\tau) = \frac{1}{4} A^6 D_M^2 R_{M'} R_c + \frac{9}{4} A^4 R_M^2 R_c^2. \quad (17a)$$

A jel és termikus zaj kvadratúra-összetevőjének aránya hasonlóan határozható meg, mint ahogy a (15) formulához jutottunk: a (fehérnek tekinthető) zaj egyoldalas spektrális sűrűsége:

$$N_4 = 2 \int_{-\infty}^{\infty} R_4(\tau) d\tau.$$

A (17a) formulát a fenti integrálba beírva:

$$\begin{aligned} N_4 = & \frac{1}{2} A^6 D_M^2 \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_M(\omega) |H_i(j\omega)|^4 d\omega + \\ & + \frac{9}{2} A^4 [R_M(\tau) R_c(\tau)]^2 d\tau, \end{aligned} \quad (18)$$

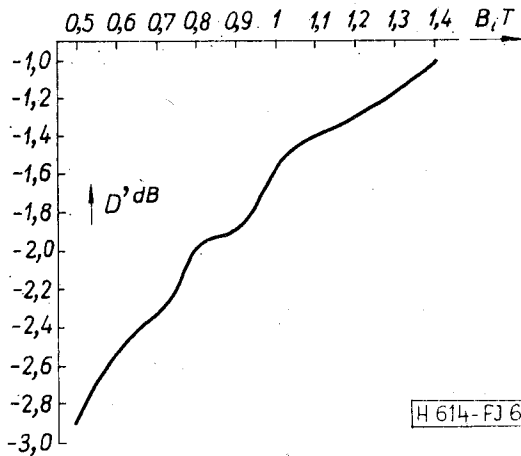
ahol — emlékeztetőül — $H_i(j\omega)$ a vevőszűrő átviteli függvénye, R_M , az M' folyamat S_M , spektrális sűrűségének inverz Fourier-transzformáltja, R_c , pedig az n'_c folyamaté:

$$\begin{aligned} S_{M'} = & \int_{-\infty}^{\infty} S_M(\omega) |H_i(j\omega)|^2 d\omega, \\ S_c = & \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |H_i(j\omega)|^2 d\omega. \end{aligned}$$

Konkrét esetben a (18)-ban szereplő integrálokat nehézség nélkül ki lehet számítani. Ha a szűrő karakterisztikája ideális és ugyanazt a közelítést alkalmazzuk, melyet a (13) formula bevezetésénél használtunk, (18) egyszerűbb alakba írható:

$$N_4 = \frac{1}{2} A^6 D_M^2 \frac{N_0}{2} + \frac{9}{2} A^6 D_M^2 \frac{N_0^4}{4} B_i D'. \quad (18a)$$

A D' tényező $B_i T$ függvényében a 6. ábrán látható.



6. ábra. A (18) formulában szereplő D' tényező a $T B_i$ sáv szélesség függvényében

(8) és (18a) segítségével B_a sáv szélességben mérhető jel és termikus zaj aránya felírható:

$$R_2 = \frac{R_a}{16} \frac{D_4}{\left(\frac{D_M}{D_4}\right)^3 + \frac{9}{2} \cdot \frac{1}{R_a D_4} \left(\frac{D_M}{D_4}\right)^2 \frac{B_i}{B_a} D'} \quad (19)$$

ahol

$$R_a = \frac{A^2}{2N_0 B_a}$$

Az összefüggésekből látható, hogy a négyállapotú rendszer — a tett közelítések érvényességi körében — két szempontból különbözik a kétállapotútól: egyrészt a zajban négyzetes tag jóval nagyobb, együtt hatója $1/2$ -del szemben maximálisan $9/2$; másrészt a zajban négyzetes tag explicite is függ a jeltorzulástól, amit a (17) összefüggés harmadik tagjában levő R_M^2 tényező reprezentál.

Bifázisú vonali kódolás

A bináris információ bifázisú kódolásának előnyei és hátrányai egyaránt közismertek. Fő előnye az, hogy nincs egyenáramú spektrális összetevője (spektrális sűrűsége a 0 frekvencia környezetében ω^2 -tel arányosan tűnik el), valamint az, hogy az óra-információt a tényleges információtartalomtól többé-kevésbé független mértékben tartalmazza. Fő- és talán egyetlen hátránya az, hogy a rádiófrekvenciás spektrummal meglehetősen bőkezűen bánik, ami gyakran nem fogadható el. Ennek ellenére egyes esetekben 4PSK-rendszerekben is sor kerülhet bifázisú kódolás felhasználására, elsősorban olyankor, ha a vivőviSSZAÁLLÍTÓ intermodulációs zajára különösen szigorú előírásokat teszünk.

A jel/intermodulációs zaj korrelációs függvényét most is hasonló közelítéssel határozhatjuk meg, mint az NRZ jeleknél. A különböző lehetséges átmeneteket a 7. ábrán tüntettük fel. A 8. ábrán bifázisú jelek D_M csillapítása látható a $B_i T$ relatív sáv szélesség függvényében, figyelembe véve azt, hogy egy elemi jel — a négyállapotú kódolásnak megfelelően — $2T$ ideig tart. A (12) formulában szereplő korrelációs függvények most a következők:

$$R_M = R_M D_M,$$

$$R_{M'M^3} = \frac{R_M}{18} (19D_M^2 - 2D_M + 1),$$

$$R_{M^3} = \frac{R_M}{54} (63D_M^3 - 18D_M^2 + 9D_M).$$

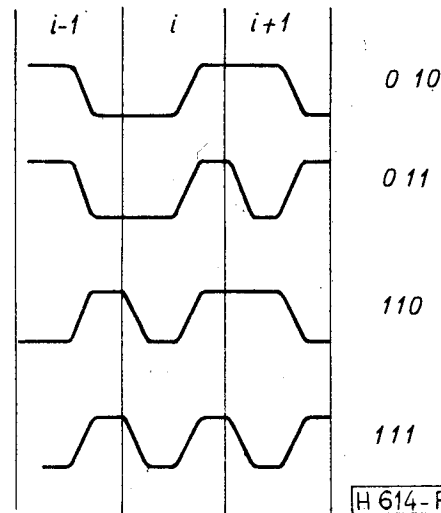
Az utóbbi összefüggéseket (12)-be helyettesítve:

$$R_{JB} = \frac{A^8 [R_M(\tau)]^2}{64 \cdot 324} (17D_M^4 - 32D_M^3 + 12D_M^2 + 4D_M^{-1} - 1), \quad (20)$$

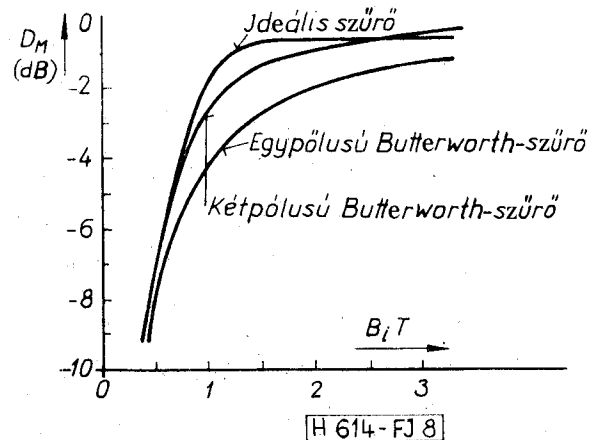
ahol a B index a bifázisú vonali kódolásra utal. Az intermodulációs zajt — az NRZ esethez hasonlóan — most is egy egyenértékű fehér zajjal helyettesítjük, melynek spektrális sűrűsége az

$$N_{JB} = 2 \int_{-\infty}^{\infty} R_J(\tau) d\tau$$

formulából számítható. Figyelembe véve még azt is,



7. ábra. A sávkorlátozás hatása különböző jelkombinációkra; bifázisú kódolás



8. ábra. A D_M veszteségi tényező a sáv szélesség függvényében; bifázisú kódolás

hogy a (torzítatlan) bifázisú jel korrelációs függvénye a (2) összefüggés alapján

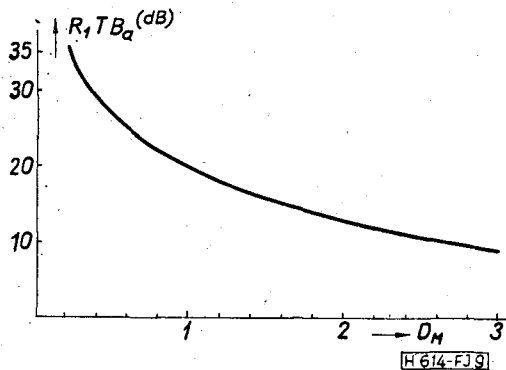
$$R_M(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{3|\tau|}{2T} & 0 \leq |\tau| < T \\ -1 + \frac{|\tau|}{2T} & T \leq |\tau| \leq 2T \\ 0 & |\tau| > 2T, \end{cases}$$

a jel/zaj viszony közelítő kifejezését felírhatjuk:

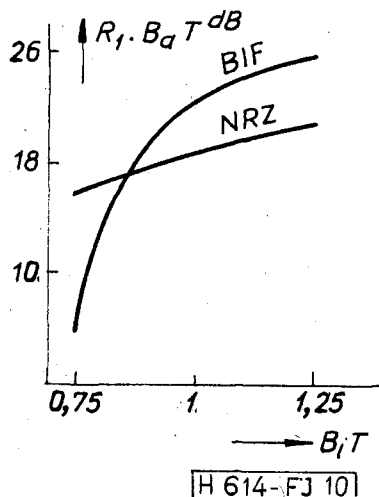
$$R_{1B} = \frac{1}{2} \frac{243 D_M^4}{17D_M^4 - 32D_M^3 + 12D_M^2 + 4D_M - 1} (TB_a)^{-1} \quad (21)$$

Mint hogy a gyakorlatban A^2 most is elhanyagolható $2D_M$ mellett, a sávkorlátozás folytán kétállapotú esetben fellépő csillapításból az intermodulációnak nevezett jel/zaj viszony meghatározható. A 9. ábrán az R_{1B} jel/zaj viszony normalizált értéke látható D_M függvényében. A 10. és 11. ábrán az NRZ és a bifázisú kódolást hasonlítottuk össze az R_1 jel/zaj viszony szempontjából. A független változó a 10. ábrán az ideális szűrő, a 11.-en pedig a kétpólusú Butterworth-szűrő sávszélessége.

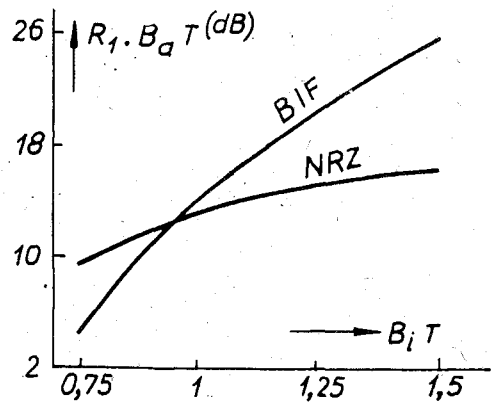
A termikus zaj nagysága most is a (18), illetve a (19) formula segítségével adható meg, csak D' értelemszerűen megváltozik. D' értéke a TB_i relatív sávszélesség függvényében a 12. ábrán látható.



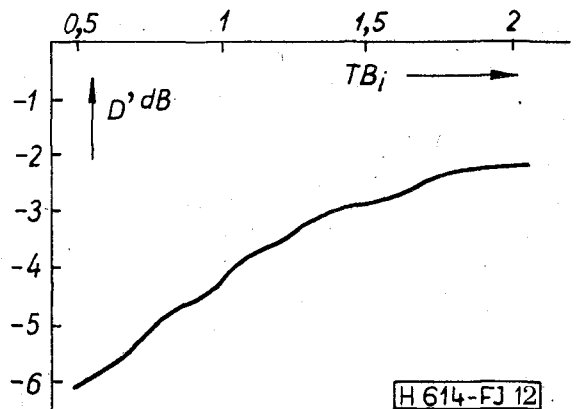
9. ábra. $1/T$ sávszélességű szűrő intermodulációs jel/zaj viszonya, bifázisú kódolás



10. ábra. Az intermodulációs jel/zaj viszony ideális szűrőnél



11. ábra. Az intermodulációs jel/zaj viszony kételemes Butterworth-szűrőnél



12. ábra. A (18) formulában szereplő D' tényező a sávszélesség függvényében

Következtetések

A cikkben igen egyszerű közelítő modell segítségével megállapítottuk a frekvencianégszerezéssel működő vivőviszsaállítók termikus és intermodulációs zajának korrelációs függvényét, intermodulációnak nevezve a véletlen digitális moduláció folytán fellépő jel/zaj viszonyt. Az intermodulációs zajra kapott összefüggést összehasonlítottuk ismert szimulációs eredménnyel [10], illetve annak igazolására méréseket végeztünk [7]. A (15) formulából kapott R_1 érték a mért értéktől -2 dB-lel, a szimulációban nyert értéktől $+1$ dB-lel különbözött. Ez az egyezés igen jónak mondható.

A termikus zajra kapott összefüggésből látható, hogy a zaj négyzetes tagja – a kétállapotú esettől ellentétben – a sávkorlátozás miatt fellépő jeltorzulástól explicit módon is függ.

A vizsgálatokat NRZ és bifázisú kódolás esetére egyaránt elvégeztük. Az eredmények azt mutatják, hogy ha az intermodulációs jel/zaj viszonyra vonatkozó követelmények nem túl szigorúak, az NRZ kódolás keskenyebb sávot igényel. Ha azonban a szükséges intermodulációs jel/zaj viszonyt valamilyen okból növeljük, bizonyos határon túl a bifázisú kódolás igényli a keskenyebb sávot. Az első ezek körül várható, a második azonban valamelyest meglepő eredmény.