

# Az intermodulációs zajok számítása preemfázis esetén

CEBE LÁSZLÓ  
Telefongyár Fejlesztési Intézet,  
Kandó Kálmán Villamosipari  
Műszaki Főiskola

Bár az utóbbi években számos cikk jelent meg az intermodulációs zajok számításáról, ezek vagy túlzottan leegyszerűsítve tárgyalják a problémát, vagy túlzottan általánosítva.

E cikk elsősorban a [14, 19] irodalomban ismertett számítási módszereken alapul, amelyek különösen alkalmasak a vezetékes híradástechnikában előforduló preemfázis karakterisztikák esetén az intermodulációs zajok számítására.

A fontosabb jelölések a következők:

- $f$  a frekvencia,  
 $f_1$  és  $f_2$  az átvitt sáv alsó és felső határfrekvenciája,  
 $B = f_2 - f_1$  az átvitt sáv szélessége,  
 $\Delta f$  egy csatorna effektív vételi sáv szélessége,  
 $\Delta'f = \frac{B}{N}$  egy csatorna átlagos sáv szélessége,  
 $F = \frac{f - f_1}{B}$  a relatív frekvencia,  
 $F_e = \frac{f_1}{B}$  a sáv relatív eltolása,  
 $p(f), p(F)$  a terhelés teljesítménysűrűsége [MW/Hz, mW/B],  
 $p(O)$  a teljesítménysűrűség  $f_1$ -en,  
 $P$  abszolút, illetve relatív teljesítmény [mW, mW0].

A referenciaerősítő intermodulációs teljesítménysűrűsége:

- $w'_2(F)$  az  $F_2 - F_1$  termékek teljesítménysűrűsége,  
 $w''_2(F)$  az  $F_1 + F_2$  termékek teljesítménysűrűsége,  
 $w'_3(F)$  az  $F_1 \pm F_2 \pm F_k$  termékek teljesítménysűrűsége,  
 $w'_{-3}(F)$  az  $F_1 + F_2 - F_k$  termékek teljesítménysűrűsége (negatív frekvenciákon),  
 $w''_3(F)$  az  $F_1 + F_2 + F_k$  termékek teljesítménysűrűsége,

$$w_2(F) = w'_2(F) + w''_2(F),$$

$$w_3(F) = w'_3(F) + w''_3(F) + w'_{-3}(F).$$

A tényleges erősítő  $\Delta F$  sávra eső intermodulációs teljesítménye:

$$z'_2(F), z''_2(F), z'_3(F), z'_{-3}(F), z'_3(F), z_2(F), z_3(F).$$

A tényleges erősítő egy csatornára eső zajteljesítménye 0 szintre vonatkoztatva:

- $\xi'_2(F), \xi''_2(F), \xi'_3(F), \xi'_{-3}(F), \xi'_3(F), \xi_2(F), \xi_3(F),$   
 $y'_2(F), y''_2(F), y'_3(F), y'_{-3}(F), y'_3(F)$  súlyozási tényezők  
 $a(F)$  relatív szint az erősítő kimenetén [Br, dBr, Npr],  
 $a_1(F)$  relatív szint a referenciaerősítő kimenetén,  
 $a_0 = a(0)$  a szint az  $f_1$  frekvencián,  
 $a_{t1}$  egy csatorna terhelése [Bm0, dBm0, Npm0],  
 $\bar{a}$  az átlagos szint,  
 $h$  a preemfázis mértéke [B, dB, Np],  
 $N$  a csatornák száma,  
 $m$  a feszültség szerint összegeződő erősítők száma,  
 $l$  az erősítőszakasz hossza,  
 $F$  [dB] az erősítő zajtényezője.

Megjegyezzük, hogy cikkünkben a szinteket beiben adjuk meg (1 B = 10 dB). Fizikai formulákban értelmetlen, és az új SI mértékrendszer szellemének ellentmondó a dB használata. Így elkerülhető a 10-zel való kellemetlen osztás. Nem kerülhető el viszont egyes esetekben a neper használata. Cikkünkben a megfelelő helyeken erre külön utalunk majd. De külön utalás nélkül is, ha egy formulában  $e^{2kx}$ ,

$10^{kx}$  vagy  $10^{\frac{kx}{10}}$  szerepel, akkor magától értetődően  $x$ -et Np-ben, B-ben, ill. dB-ben kell vennünk. Így automatikusan fennáll az

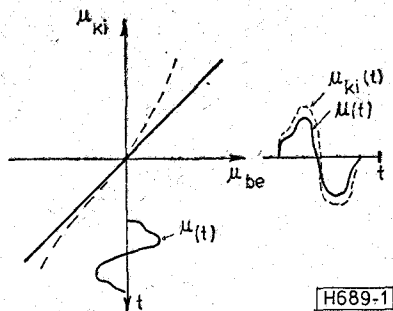
$$A = e^{2x} = 10^x = 10^{\frac{x}{10}}$$

szimbolikus egyenlőség.

Például ha  $x = 1,15$  Np = 1 B = 10 dB, akkor  $A = 10$ .

## 1. Alapfogalmak

Lineáris átviteli rendszer esetén — legyen az átviteli tényező egységnyi — a kimeneti jel az 1. ábra szerint megegyezik a bemeneti jellel. Ha az átviteli karakterisztika eltér a lineáristól — az ábrán szaggottan jelölve —, akkor a kimeneti jel is eltér a



1. ábra. A nemlineáris karakterisztika

bemenetétől. Legyen a nemlineáris karakterisztika harmadfokú:

$$u_{ki} = u_{be} + a_2 u_{be}^2 + a_3 u_{be}^3, \quad (1)$$

ekkor  $u(t)$  vagy röviden jelölve  $u$  bemeneti feszültség esetén az eredő kimeneti feszültség:

$$u_{ki} = u + a_2 u^2 + a_3 u^3. \quad (2)$$

Álljon a bemeneti jel két szinusz alakú feszültségből:

$$u = U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t. \quad (3)$$

A (2) formulába való helyettesítéssel kapjuk:

$$\begin{aligned} u_{ki} = & U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t + a_2 \left[ \frac{U_1^2}{2} \cos 2\omega_1 t + \right. \\ & \left. + \frac{U_2^2}{2} \cos 2\omega_2 t + U_1 U_2 \cos (\omega_1 + \omega_2) t + \right. \\ & \left. + U_1 U_2 \cos (\omega_1 - \omega_2) t \right] + a_3 \left[ \frac{1}{4} U_1^3 \cos 3\omega_1 t + \right. \\ & \left. + \frac{1}{4} U_2^3 \cos 3\omega_2 t + \frac{3}{4} U_1^2 U_2 \cos (2\omega_1 + \omega_2) t + \right. \\ & \left. + \frac{3}{4} U_1^2 U_2 \cos (2\omega_1 - \omega_2) t + \frac{3}{4} U_1 U_2^2 \cos (2\omega_2 + \omega_1) t + \right. \\ & \left. + \frac{3}{4} U_1 U_2^2 \cos (2\omega_2 - \omega_1) t \right]. \quad (4) \end{aligned}$$

A fenti egyenletből a felharmonikusok, valamint az  $\omega_1 \pm \omega_2$ , a  $2\omega_1 \pm \omega_2$  és a  $2\omega_2 \pm \omega_1$  intermodulációs termékek amplitúdója meghatározható.

Ha a harmadrendű karakterisztikára jutó jel kettőnél több, szinusz alakú jeltől áll, a fenti formula tovább bonyolódik. Egyszerű számítással meggyőződhetünk arról, hogy a fenti intermodulációs termékek mellett csupán az  $\omega_1 \pm \omega_2 \pm \omega_k$  frekvenciájú további komponensek jelennek meg

$$U_{(\omega_1 \pm \omega_2 \pm \omega_k)} = \frac{3}{2} a_3 U_1 U_2 U_k$$

amplitúdóval.

Fontos megjegyezni, hogy a harmadrendű karakterisztikán az egyes torzítási és intermodulációs termékek egymástól teljesen függetlenül jönnek létre, és amplitúdójuk független attól, hogy hány szinusz alakú jel vezérli a nemlineáris karakterisztikájú elemet.

Az 1. táblázatban összefoglalóan megadjuk az egyes torzítási és intermodulációs termékek amplitúdóját

1. táblázat

Termék	Amplitúdó	$k_n$ ill. $d_n$ ha $U_1 = U_2 = \dots U_n = U$
$\omega_1$	$U_1$	
$2\omega_1$	$\frac{1}{2} a_2 U_1^2$	$k_2 = \frac{U_{(2\omega_1)}}{U} = \frac{1}{2} a_2 U$
$3\omega_1$	$\frac{1}{4} a_3 U_1^3$	$k_3 = \frac{U_{(3\omega_1)}}{U} = \frac{1}{4} a_3 U^2$
$\omega_1 \pm \omega_1$	$a_2 U_1 U_1$	$d_2 = \frac{U_{(\omega_1 \pm \omega_1)}}{U} = a_2 U = 2k_2$
$2\omega_1 \pm \omega_1$	$\frac{3}{4} a_3 U_1^2 U_1$	$d'_3 = \frac{U_{(2\omega_1 \pm \omega_1)}}{U} = \frac{3}{4} a_3 U^2 = 3k_3$
$\omega_1 \pm \omega_1 \pm \omega_k$	$\frac{3}{2} a_3 U_1 U_1 U_k$	$d''_3 = \frac{U_{(\omega_1 \pm \omega_1 \pm \omega_k)}}{U} = \frac{3}{2} a^2 U^2 = 6k^3$

2. táblázat

Termék	Termékek száma	Egy termék relatív		Össz. telj. ha $n \rightarrow \infty$
		ampl.	telj.	
$2\omega_1$	$n$	1	1	$n$
$\omega_1 \pm \omega_1$	$n(n-1)$	2	4	$4n^2$
$3\omega_1$	$n$	1	1	$n$
$2\omega_1 \pm \omega_1$	$2n(n-1)$	3	9	$18n^2$
$\omega_1 \pm \omega_1 \pm \omega_k$	$\frac{2}{3} n(n-1)(n-2)$	6	36	$24n^3$

és származtatását, a 2. táblázatban pedig az egyes termékek számát, valamint relatív és összteljesítményüket, ha a vezérlő jel  $n$  számú, azonos amplitúdójú szinusz jeltől áll.

A 2. táblázatból jól látszik, hogy  $n$  növelésével egyre inkább csak az

$$\omega_1 \pm \omega_1 \quad \text{és az} \quad \omega_1 \pm \omega_1 \pm \omega_k$$

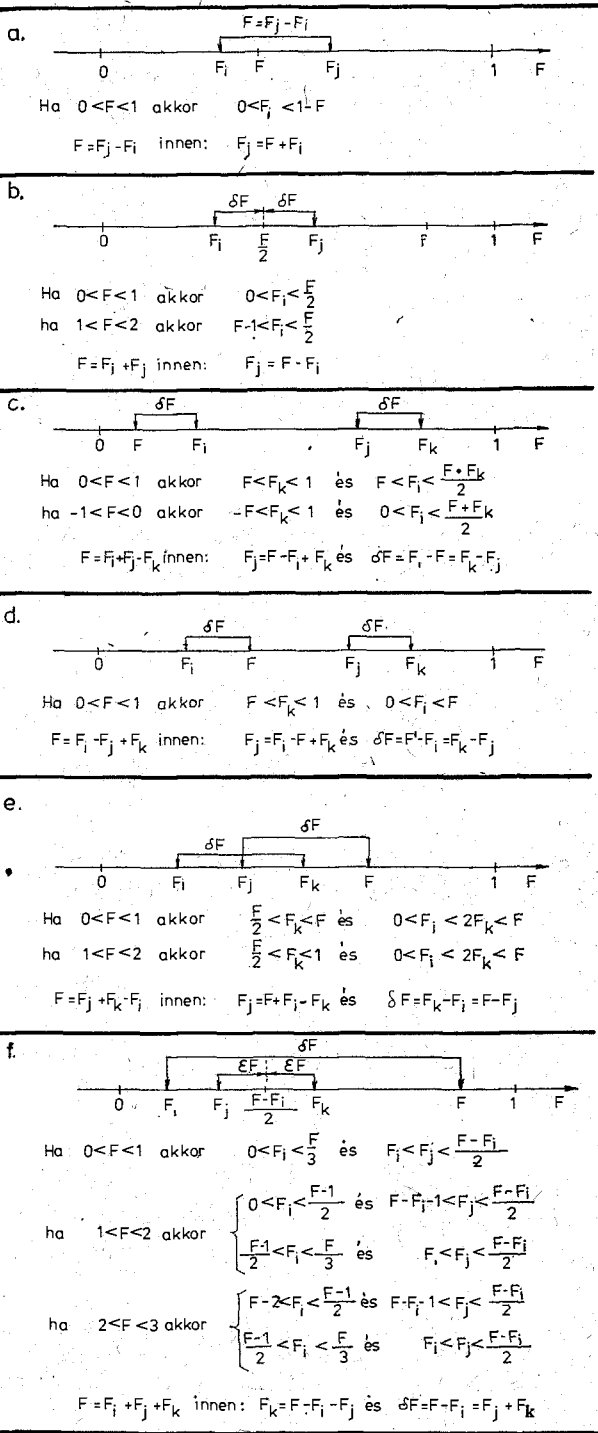
frekvenciájú termékek hatása érvényesül, a többi tag hatása elhanyagolható. Ezért számításainkban csak ezeket a tagokat vesszük figyelembe.

Ha a karakterisztika fokszáma háromnál nagyobb, akkor a negyed- és magasabb rendű termékeket is figyelembe kell vennünk. Fellépnek az

$$\omega_1^4, \omega_1^5, \dots, (3\omega_1 \pm \omega_1), (\omega_1 \pm \omega_1 \pm \omega_k \pm \omega_1), \dots$$

frekvenciájú komponensek is. A valóságban azonban jogos a feltételezésünk, hogy a karakterisztikát csak harmadfokúnak tekintjük, mert normális körülmények között a kivezélés csak a közel lineáris szakaszon történhet, távol a túlvezérlési határtól, így a magasabb rendű tagok elhanyagolhatóak.





4. ábra. Az intermodulációs termékek helyének meghatározása

változóknak tekintve,  $F_j = F + F_i$  már kötött. Azonban  $F_i$  is csak bizonyos határok között változhat. Az ábrából látható, hogy ez a határ csak

$$0 < F_i < (1 - F) \text{ között lehet.}$$

### 2.2 A másodrendű összegtermékek

A másodrendű összegtermékek a  $0 < F < 2$  tartományba esnek. A 4b ábrából követhető, hogy az  $\frac{F}{2}$

frekvenciára szimmetrikusan elhelyezkedő  $F_i$  és  $F_j$  hoz létre ilyen terméket. Ugyanis:

$$\left. \begin{aligned} F_i &= \frac{F}{2} - \delta F \\ F_j &= \frac{F}{2} + \delta F \end{aligned} \right\} F_i + F_j = F.$$

Ha  $0 < F < 1$ , akkor  $F_i$  csak 0 és  $\frac{F}{2}$  között változhat, ellenben ha  $F > 1$ , akkor  $F_j$  felső határa 1, így  $F_i$  minimális értéke korlátozva van.

### 2.3. A harmadrendű különbségi termékek

Három,  $F_i, F_j, F_k$  frekvenciát kiválasztva, belőlük 6 különböző frekvenciájú termék állítható elő. De a negatív frekvenciájú komponensek azonosak a pozitív frekvenciájúakkal, így csak három típus marad:

$$\begin{aligned} &F_i + F_j - F_k \\ &F_i - F_j + F_k \\ &-F_i + F_j + F_k. \end{aligned}$$

Ha azt keressük, hogy adott  $F$  frekvencián milyen  $F_i, F_j, F_k$  komponensek hoznak létre intermodulációs terméket, akkor két frekvencia szabad választása mellett a harmadik már kött. A továbbiakban  $F_i$ -t és  $F_k$ -t választjuk független változóknak, és  $F_j$  a függő változó.

A 4c...4e ábrákon adjuk meg a különbségi termékek származtatását. Vegyünk két  $\delta F$  hosszúságú rudat. Az egyik a fix  $F$  frekvenciához képest kijelöli  $F_i$ , ill.  $F_j$  helyét, a másikat tologatva pedig kijelölhetjük az összetartozó  $F_j$  és  $F_k$ , ill.  $F_i$  és  $F_k$  helyét. A rúd minden lehetséges hosszát felvéve, megkapjuk az összes lehetséges kombinációt. Némi megfontolás után belátható, hogy  $F_k$  lehetséges értékei milyen határok közé esnek, majd  $F_k$ -t fixen felvéve,  $F_i$  milyen határok között változhat.

### 2.4 A harmadrendű összegtermékek

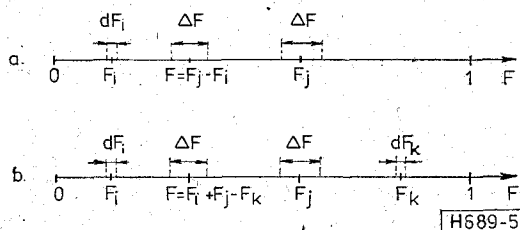
Ezek a  $0 < F < 3$  sávban helyezkednek el. Célszerűségi okokból válasszuk  $F_i$ -t és  $F_j$ -t független változóknak.  $F_i$  értékét felvéve, a 4f ábra szerint  $F_j$  és  $F_k$  csak az  $\frac{F - F_i}{2}$  frekvenciára szimmetrikusan helyezkedhet el. Némi megfontolás után belátható, hogy  $F_i$  és  $F_j$  csak az ábrán megadott határok között lehetnek.  $F > 1$  esetén  $F_i$  szempontjából az  $\frac{F - 1}{2}$  pontban töréspont van, kisebb és nagyobb  $F_i$  esetén más feltételek kapunk  $F_j$  hatásaira. Minden esetben  $F_i < \frac{F}{3}$ .

### 3. A referenciaerősítő intermodulációs teljesítménysűrűsége

Vezessük be a referenciaerősítő fogalmát. Jellemzői a következők:

- a)  $B$  sávszélessége azonos a tényleges erősítőével,  
 b) Az átviteli sávot a  $0 < f < B$ , illetve a  $0 < F < 1$  sávba toljuk el, vagyis bevezetjük az  $F = \frac{f-f_1}{B}$  transzformációt,  
 c) a terhelést a  $p(F)$  teljesítménysűrűséggel adjuk meg. Az  $f \rightarrow F$  frekvenciatranszformáció bevezetése után teljesítménysűrűsége az  $F$  teljesítményt értjük, amely adott  $p(F)$  esetén  $\Delta F = 1$ -re, tehát a teljes  $B$  sávszélességre jut. A referenciaerősítő terhelését olyan arányban csökkentjük, hogy  $p(0) = 1$  mW/B = 1 mW legyen (ugyanis  $B = 1$ -nek lett választva). Tehát:  $p(0) = 1$   
 d) a harmadfokú nemlineáris karakterisztika torzítása legyen:  
 $k_{20} = k_{30} = 1$ , frekvenciafüggetlenül.

A fenti feltételek mellett határozzuk meg az egyes intermodulációs termékek teljesítménysűrűségét, amit  $w_2(F)$  és  $w_3(F)$ -fel fogunk jelölni. Az 5a ábrán szemléltetjük, hogy az  $F$  frekvencia körüli  $\Delta F$  sávban hogyan hoz létre másodrendű különbségi



5. ábra. A  $\Delta F$  sávba eső termékek meghatározása

termékeket az  $F_1$  körüli  $dF_1 \ll \Delta F$  és az  $F_1$  körüli  $\Delta F_1 = \Delta F$  sávba eső terhelés. Ugyanezt egy harmadrendű termékre az 5b ábra mutatja be. A (7) formulák alapján ezek az elemi teljesítmények lesznek:

$$\Delta P_2(F) = 4p(F_1) dF_1 p(f_1) \Delta F,$$

$$\Delta P_3(F) = 36p(F_1) dF_1 p(F_1) \Delta F p(F_k) dF_k.$$

A fenti kifejezéseket  $\Delta F$ -vel osztva kapjuk az elemi intermodulációs teljesítménysűrűségeket:

$$dw_2(F) = 4p(F_1)p(F_1) dF_1,$$

$$dw_3(F) = 36p(F_1)p(F_1)p(F_k) dF_1 dF_k \quad (9)$$

minden típusú másod-, ill. harmadrendű termékre. Az eredő intermodulációs teljesítménysűrűséget ezen elemi értékek összegezésével, integráljával kapjuk. Az integrálás határait a 4. ábrából vehetjük.  $F_1$ -t  $F_1$ -vel, ill.  $F_1$ -vel és  $F_k$ -val kell kifejeznünk. A 4. ábrán  $F_1$  értékét szintén feltüntettük. Így kapjuk:

az  $F_1 - F_1$  másodrendű különbségi termékekre:

$$0 < F < 1 \text{ között: } w_2'(F) = 4 \int_0^{1-F} p(F_1)p(F+F_1) dF_1,$$

(10a)

az  $F_1 + F_1$  másodrendű összeg termékekre:

$$0 < F < 1 \text{ között: } w_2''(F) = 4 \int_0^{\frac{F}{2}} p(F_1)p(F-F_1) dF_1, \quad (10b)$$

$$1 < F < 2 \text{ között: } w_2''(F) = 4 \int_{F-1}^{\frac{F}{2}} p(F_1)p(F-F_1) dF_1,$$

az  $F_1 \pm F_1 \pm F_k$  harmadrendű különbségi termékekre: a hasznos sáv alatt, az  $F_1 + F_1 - F_k$  termékekből:

$$-1 < F < 0 \text{ között: } w_{-3}'(F) =$$

$$= 36 \int_{-F}^{\frac{F+F_k}{2}} \int_0^1 p(F_1)p(F-F_1+F_k)p(F_k) dF_1 dF_k, \quad (10c)$$

a hasznos sávban, mindhárom különbségi termékből,  $0 < F < 1$  között:

$$w_3'(F) = 36 \left\{ \int_F^{\frac{F+F_k}{2}} \int_F^1 p(F_1)p(F-F_1+F_k)p(F_k) \cdot \right.$$

$$\left. \cdot dF_1 dF_k + \int_0^1 \int_0^F p(F_1)p(F_1-F+F_k)p(F_k) dF_1 dF_k + \right.$$

$$\left. + \int_{\frac{F}{2}}^F \int_0^{2F_k-F} p(F_1)p(F+F_1-F_k)p(F_k) dF_1 dF_k \right\}, \quad (10d)$$

a hasznos sáv felett az  $F_1 + F_k - F_1$  termékekből,  $1 < F < 2$  között:

$$w_3'(F) = 36 \int_{\frac{F}{2}}^{1+2F_k-F} \int_0^1 p(F_1)p(F+F_1-F_k)p(F_k) dF_1 dF_k, \quad (10e)$$

az  $F_1 + F_1 + F_k$  harmadrendű összegtermékekre:  $0 < F < 1$  között:

$$w_3''(F) = 36 \int_0^{\frac{F}{3}} \int_{\frac{F-F_1}{2}}^1 p(F_1)p(F_1)p(F-F_1-F_1) dF_1 dF_1. \quad (10f)$$

$1 < F < 3$  között az integrálási határokat a 4f ábrából olvashatjuk le. Mivel a gyakorlatban erre rendszerint nincs szükség, a továbbiakban nem foglalkozunk vele.

A fenti formulák segítségével tetszőleges  $p(F)$  terhelés esetén az intermodulációs zajteljesítménysűrűséget meghatározhatjuk, és ezzel lényegében feladatunkat meg is oldottuk. Problémát jelent viszont, hogy az integrálás többnyire csak grafikusán vagy numerikus módszerekkel végezhető el. Az eredményt zárt matematikai formában csak  $p(F)$  legegyszerűbb eseteiben kapjuk meg. A gyakorlatban azonban a következő pontban tárgyalásra kerülő három egyszerű esettel a legtöbb felmerülő feladatot meg tudjuk oldani.

4. Az intermodulációs teljesítménysűrűség konstans, exponenciális és biexponenciális teljesítményeloszlású terhelés esetén

Az említett három egyszerű eset a következő:

$$\begin{aligned} \rho(F) &= 1 = \text{konstans [mW/B]}, \\ \rho(F) &= e^{\beta F}, \text{ [mW/B]} \quad (11) \\ \rho(F) &= be^{\beta F} + ce^{\gamma F}, \text{ [mW/B]}, \quad b + c = 1, \end{aligned}$$

ahol  $b, c, \beta$  és  $\gamma$  pozitív vagy negatív konstansok.

Mivel még mindig a referenciaerősítőt tárgyaljuk,  $p(0) = 1$ , ami a fenti formulákat kielégíti.

Látszik, hogy elegendő lenne a harmadik esetet, a biexponenciális esetet tárgyalni, mert

$b = 1, \beta = 0, c = 0$  helyettesítéssel előállíthatjuk az első esetet,  $b = 1$  és  $c = 0$  helyettesítéssel előállíthatjuk a második esetet, sőt a  $\gamma = 0$  helyettesítéssel egy negyedik,

$$\rho(F) = be^{\beta F} + c$$

esetet is. Mégis, fontossága és egyszerűsége miatt külön tárgyaljuk a  $p(F) = 1$ , preemfázis nélküli esetet, a többi pedig, a rövidebb tárgyalás kedvéért, az általános biexponenciális esetből vezetjük le.

4.1  $p(F) = 1$

A (10) formulákból kapjuk:

a másodrendű termékekre:

$$\begin{aligned} 0 < F < 1 \text{ között: } w'_2(F) &= 4(1 - F), \\ w''_2(F) &= 2F, \quad (12a) \end{aligned}$$

$$1 < F < 2 \text{ között: } w''_2(F) = 4 \left( 1 - \frac{F}{2} \right),$$

a harmadrendű termékekre:

$$\begin{aligned} -1 < F < 0 \text{ között: } w'_{-3}(F) &= 9(1 + F)^2, \\ 0 < F < 1 \text{ között: } w'_3(F) &= 9(1 + 2F - 2F^2), \\ 0 < F < 1 \text{ között: } w''_3(F) &= 3F^2, \quad (12b) \\ 1 < F < 2 \text{ között: } w'_3(F) &= 9(4 - 4F + F^2), \\ 1 < F < 2 \text{ között: } w''_3(F) &= 3(6F - 2F^2 - 3), \\ 2 < F < 3 \text{ között: } w''_3(F) &= 3(3 - F)^2. \end{aligned}$$

4.2  $p(F) = be^{\beta F} + ce^{\gamma F}, b + c = 1$

A számítások ebben az esetben már igen hosszadalmasak és elbonyolódnak. Itt csak a végeredményeket adjuk meg, és függelékben közöljük a részszámításokat:

$0 < F < 1$  között:

$$\begin{aligned} w'_2(F) &= \frac{2b^2}{\beta} [e^{2\beta} \cdot e^{-\beta F} - e^{\beta F}] + \frac{2c^2}{\gamma} [e^{2\gamma} \cdot e^{-\gamma F} - e^{\gamma F}] + \\ &+ \frac{4bc}{\beta + \gamma} [e^{(\beta + \gamma)}(e^{-\beta F} + e^{-\gamma F}) - (e^{\beta F} + e^{\gamma F})], \quad (13a) \end{aligned}$$

$$w''_2(F) = 2F(b^2 e^{\beta F} + c^2 e^{\gamma F}) + \frac{4bc}{\beta - \gamma} (e^{\beta F} - e^{\gamma F}), \quad (13b)$$

$$\begin{aligned} w'_3(F) &= A_1 e^{\beta F} + B_1 F e^{\beta F} + C_1 e^{-\beta F} + A_2 e^{\gamma F} + \\ &+ B_2 F e^{\gamma F} + C_2 e^{-\gamma F}, \quad (14) \end{aligned}$$

ahol:

$$\begin{aligned} A_1 &= 18 \left\{ \left[ \frac{1}{4\beta^2} + \left( \frac{1}{2\beta} + \frac{1}{4\beta^2} \right) e^{2\beta} \right] b^3 + \right. \\ &+ \left[ \frac{1}{(\beta + \gamma)^2} - \frac{1}{\beta(\beta - \gamma)} + \left( \frac{1}{\beta + \gamma} \right)^2 + \right. \\ &+ \left. \left. \frac{1}{\beta + \gamma} - \frac{1}{\beta(\beta - \gamma)} \right) e^{(\beta + \gamma)} \right] b^2 c - \frac{2 + 2e^{2\gamma}}{\beta^2 - \gamma^2} b c^2 \left. \right\}, \quad (14a) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} A_2 &= 18 \left\{ \left[ \frac{1}{4\gamma^2} + \left( \frac{1}{2\gamma} + \frac{1}{4\gamma^2} \right) e^{2\gamma} \right] c^3 + \right. \\ &+ \left[ \frac{1}{(\gamma + \beta)^2} - \frac{1}{\gamma(\gamma - \beta)} + \left( \frac{1}{\gamma + \beta} \right)^2 + \right. \\ &+ \left. \left. \frac{1}{\gamma + \beta} - \frac{1}{\gamma(\gamma - \beta)} \right) e^{(\gamma + \beta)} \right] c^2 b - \frac{2 + 2e^{2\beta}}{\gamma^2 - \beta^2} c b^2 \left. \right\}, \quad (14b) \end{aligned}$$

$$B_1 = -18 \left[ \frac{1 + e^{2\beta}}{2\beta} b^3 + \frac{1 + e^{(\beta + \gamma)}}{\beta + \gamma} b^2 c \right], \quad (14c)$$

$$B_2 = -18 \left[ \frac{1 + e^{2\gamma}}{2\gamma} c^3 + \frac{1 + e^{(\gamma + \beta)}}{\gamma + \beta} c^2 b \right], \quad (14d)$$

$$C_1 = -18 \left[ \frac{e^{2\beta}}{2\beta^2} b^3 + \frac{e^{2\beta} + e^{(\beta + \gamma)}}{\beta(\beta + \gamma)} b^2 c + \frac{2e^{(\beta + \gamma)}}{(\beta + \gamma)^2} b c^2 \right], \quad (14e)$$

$$C_2 = -18 \left[ \frac{e^{2\gamma}}{2\gamma^2} c^3 + \frac{e^{2\gamma} + e^{(\gamma + \beta)}}{\gamma(\gamma + \beta)} c^2 b + \frac{2e^{(\gamma + \beta)}}{(\gamma + \beta)^2} c b^2 \right]. \quad (14f)$$

A harmadrendű összegtermékek  $0 < F < 1$  között:

$$\begin{aligned} w'_3(F) &= 3(b^3 e^{\beta F} + c^2 e^{\gamma F}) F^2 + \frac{18bc(c - b)}{(\beta - \gamma)^2} (e^{\beta F} - e^{\gamma F}) - \\ &- \frac{18bcF}{\beta - \gamma} (be^{\beta F} - ce^{\gamma F}). \quad (15) \end{aligned}$$

A hasznos sávon kívüli termékek közül csak a sáv alatti különbségi termékeket számítjuk ki.  $w'_{-3}(F)$  alakja megégyezik a (14) formulában szereplővel.

Ha  $-1 < F < 0$ :

$$\begin{aligned} A_1 &= 18 \left\{ \left[ \frac{1}{2\beta} - \frac{1}{4\beta^2} \right] e^{2\beta} b^3 + \left[ \frac{e^{2\beta}}{\beta(\beta - \gamma)} + \right. \right. \\ &+ \left. \left. \frac{(\beta + \gamma - 1)e^{(\beta + \gamma)}}{(\beta + \gamma)^2} \right] b^2 c + \frac{2e^{(\beta + \gamma)} b c^2}{\beta^2 - \gamma^2} \right\}, \quad (16a) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} A_2 &= 18 \left\{ \left[ \frac{1}{2\gamma} - \frac{1}{4\gamma^2} \right] e^{2\gamma} c^3 + \left[ \frac{e^{2\gamma}}{\gamma(\gamma - \beta)} + \right. \right. \\ &+ \left. \left. \frac{(\gamma + \beta - 1)e^{\gamma + \beta}}{(\gamma + \beta)^2} \right] c^2 b + \frac{2e^{\gamma + \beta} c b^2}{\gamma^2 - \beta^2} \right\}, \quad (16b) \end{aligned}$$

$$B_1 = 18 \left[ \frac{e^{2\beta}}{2\beta} b^3 + \frac{e^{\beta + \gamma}}{\beta + \gamma} b^2 c \right], \quad (16c)$$

$$B_2 = 18 \left[ \frac{e^{2\gamma}}{2\gamma} c^3 + \frac{e^{\gamma + \beta}}{\gamma + \beta} c^2 b \right], \quad (16d)$$

$$C_1 = 18 \left\{ \frac{b^3}{4\beta^2} + \left[ \frac{2}{\beta^2 + \gamma^2} - \frac{1}{\beta(\beta - \gamma)} \right] b^2c + \frac{bc^2}{(\beta + \gamma)^2} \right\}, \quad (16e)$$

$$C_2 = 18 \left\{ \frac{c^3}{4\gamma^2} + \left[ \frac{2}{\gamma^2 - \beta^2} - \frac{1}{\gamma(\gamma - \beta)} \right] c^2b + \frac{cb^2}{(\gamma + \beta)^2} \right\}. \quad (16f)$$

A hasznos sáv feletti másod- és harmadrendű összeg és harmadrendű különbségi termékekre ritkán van szükség, velük itt nem foglalkozunk. Hasonló módon számolhatók.

A fenti, meglehetősen bonyolult formulák egyszerűbb, közelítő formulákkal helyettesíthetők, ha  $\beta \gg \gamma$  vagy  $b \gg c$ , illetve fordítva.

A formulák ellenőrzését megkönnyíti, ha felismerjük, hogy a biexponenciális függvény  $b$  és  $c$ -re valamint  $\beta$  és  $\gamma$ -ra teljesen szimmetrikus. Tehát a levezetett formulák szükségszerűen önmagukba mennek át, ha  $b$ -t és  $c$ -t valamint  $\beta$ -t és  $\gamma$ -t felcseréljük ( $A_1$  és  $A_2$ ,  $B_1$  és  $B_2$ , valamint  $C_1$  és  $C_2$  felcserélődik).

$$4.3 \quad p(F) = be^{\beta F} + c, \quad b + c = 1$$

A  $\gamma = 0$  esetben (vagy a  $\beta = 0$  esetben) a biexponenciális teljesítményelosztás az un. félexponenciális eloszlásba megy át. Elvileg továbbra is a (13)–(16) formulákat használhatjuk  $\gamma = 0$  helyettesítéssel, azonban a határátmenet képzés nagyobb matematikai nehézségekkel jár, ezért célszerűbb ezt az esetet külön tárgyalni. Itt csak a végeredményt adjuk meg, a levezetés egyes részeire az  $E$  függelékben utalunk. Csak a hasznos sávba eső  $w'_2(F)$ ,  $w''_2(F)$  és  $w'_3(F)$  termékeket számítjuk ki.

$0 < F < 1$  között:

A 13a és b formulákból  $\gamma \rightarrow 0$  határátmenettel átrendezés után kapjuk:

$$w'_2(F) = -\frac{2b}{\beta} (b + 2c)e^{\beta F} + \frac{2b}{\beta} (be^{2\beta} + 2ce^{\beta})e^{-\beta F} - 4c^2F + 4c^2 + \frac{4bc}{\beta} (e^{\beta} - 1), \quad (17a)$$

$$w''_2(F) = \frac{4bc}{\beta} e^{\beta F} + 2b^2F e^{\beta F} + 2c^2F - \frac{4bc}{\beta}. \quad (17b)$$

A függelék  $E$  pontja alapján:

$$w'_3(F) = 18 \left\{ \underbrace{\left[ \frac{1}{4\beta^2} + \left( \frac{1}{2\beta} + \frac{1}{4\beta^2} \right) e^{2\beta} \right] b^3 + \frac{e^{\beta}}{\beta} b^2c - \frac{4}{\beta^2} bc^2}_{A_1} \right\} e^{\beta F} - \underbrace{18 \left[ \frac{1 + e^{2\beta}}{2\beta} b^3 + \frac{1 + e^{\beta}}{\beta} b^2c \right]}_{B_1} F e^{\beta F} - \underbrace{18 \left[ \frac{e^{2\beta}}{2\beta^2} b^3 + \frac{e^{2\beta} + e^{\beta}}{\beta^2} b^2c + \frac{2e^{\beta}}{\beta^2} bc^2 \right]}_{C_1} e^{-\beta F} +$$

$$+ 9c^3(1 + 2F - 2F^2) + \frac{18bc^2}{\beta} (1 + e^{\beta})F + \frac{36b^2c}{\beta^2} (1 - e^{\beta} + e^{2\beta}) + \frac{18bc^2}{\beta} \left[ \left( 1 + \frac{3}{\beta} \right) e^{\beta} - 2 + \frac{3}{\beta} \right]. \quad (17c)$$

A (15) formulából,  $\gamma = 0$  helyettesítéssel:

$$w''_3(F) = 3(b^3e^{\beta F} + c^3)F^2 + \frac{18bc(c-b)}{\beta^2} (e^{\beta F} - 1) - \frac{18bcF}{\beta} (be^{\beta F} - c). \quad (17d)$$

## 5. A $B$ sáv eltolásának a hatása az intermoduláció teljesítményeloszlásra

Az  $F(f)$  transzformáció az átviteli sávot a kezdőpontba tolta el, majd  $B$  arányban zsugorította. A zsugorításnak nincs szerepe, mert egyszerűen más frekvenciálépték választásával egyenértékű. Az eltolás azonban lényegesen módosítja az intermoduláció termékek szerepét.

Vizsgáljuk meg, hogyan befolyásolja a frekvencia-eltolás az egyes termékeket. Legyen az eltolás mértéke  $F_e$  az  $F$  frekvenciatengelyen. Ekkor:

$$F_i \rightarrow F_i + F_e, \quad F_j \rightarrow F_j + F_e, \quad F_k \rightarrow F_k + F_e,$$

új helyre kerülnek.

a) A másodrendű különbségi termékek

$$F_j - F_i \rightarrow F_j + F_e - F_i - F_e = F_j - F_i,$$

változatlanul helyben maradnak.

b) A másodrendű összegtermékek

$$F_i + F_j \rightarrow F_i + F_e + F_j + F_e = F_i + F_j + 2F_e,$$

$2F_e$  értékkel eltolódnak.

c) A harmadrendű különbségi termékek, például:

$$F_i + F_j - F_k \rightarrow F_i + F_e + F_j + F_e - F_k - F_e = F_i + F_j - F_k + F_e,$$

$F_e$  értékkel eltolódnak.

d) A harmadrendű összegtermékek:

$$F_i + F_j + F_k \rightarrow F_i + F_e + F_j + F_e + F_k + F_e = F_i + F_j + F_k + 3F_e,$$

$3F_e$  értékkel eltolódnak.

Mivel megállapításaink minden lehetséges kombinációra igazak, azt a fontos megállapítást tehetjük, hogy az intermoduláció teljesítményszűrés eloszlása változatlan marad, pusztán a hasznos jelsávhoz képesti helyzete változhat meg. A viszonyokat a 6. ábrán szemléltetjük. A 6a ábrán  $w'_2$  és  $w'_2$  görbe tünteti fel a másodrendű termékek eloszlását, ha a hasznos sáv  $0 < F < 1$  között van.  $F_e = \frac{f_1}{B}$  eltolásra

$w'_2$  helyben marad, amit úgy is tekinthetünk, hogy a hasznos sáv marad helyben, de  $w'_2$  balra tolódik  $F_e$ -vel.

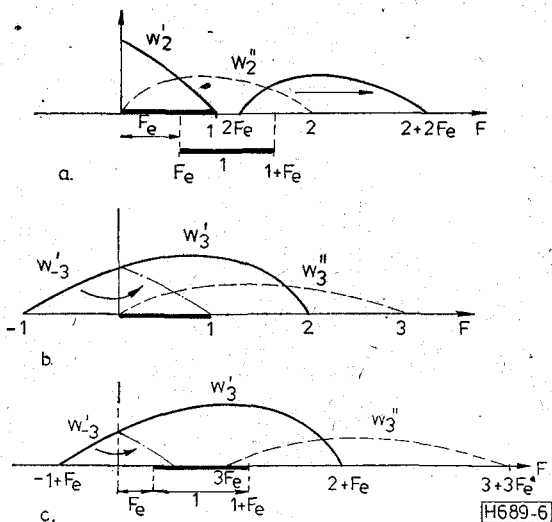
Eddigi számításaink érvényesek maradnak, de

$$w'_2(F + F_e)$$

értékkel kell számolnunk  $w'_2(F)$  helyett. A  $w'_2$  görbe jobbra tolódik  $2F_e$ -vel, de mivel a hasznos sáv is  $F_e$ -vel jobbra tolódott, végeredményben csak  $F_e$  a relatív eltolódás. Tehát formuláinkban

$$w'_2(F - F_e)\text{-vel}$$

kell számolnunk  $w'_2(F)$  helyett. Látszik, hogy  $F_e \cong 1$  esetén a hasznos sávban nem lép fel másodrendű intermodulációs termék.



6. ábra.  $F_e$  frekvenciaeltolás hatása a termékek eloszlására

A 6b és c ábrából követhető, hogy a  $w'_3$  harmadrendű különbségi termékek helyzete változatlan marad a hasznos sávhoz képest, tehát  $w'_3(F)$ -fel számolhatunk továbbra is, az összegtermékek pedig  $2F_e$ -vel jobbra tolódnak a hasznos sávhoz képest, tehát

$$w'_3(F - 2F_e)\text{-vel}$$

kell számolnunk (6c ábra).

Szólnunk kell a negatív frekvenciákra eső termékekről is. Mivel pozitív és negatív frekvenciák között nem tudunk különbséget tenni, a negatív frekvenciákat pozitívnak vesszük. Mivel a  $+F$  és  $-F$  frekvenciára eső termékeket más kombináció állítja elő, a  $w'_{-3}(F)$ -iel jelölt termékeket teljesítmény szerint kell az ugyanazon frekvenciára eső  $w'_3(F)$  termékhez hozzáadni. Végeredményben a  $w_{-3}(F)$  görbét egyszerűen az  $y$  tengelyre áttükrözhajjuk. Az  $F_e$  frekvenciaeltolás hatását a 6c ábrán szemléltetjük.  $F_e$  növelésével a negatív tartományba eső rész csökken.  $F_e \geq \frac{1}{2}$  esetén áttükrözés után már nem esik a hasznos sávba a negatív frekvenciákra eső termékekből. Végeredményben  $w'_{-3}(F)$  helyébe  $w'_{-3}(-F - 2F_e)$ -t kell írunk.

## 6. A referenciaerősítő szintdiagramja

Mint említettük, az intermodulációs zajok számításához egyedül a  $p(F)$  terhelés és a torzítási tényezők ismeretére van szükség. De az erősítő kimenő pontjához hozzá van rendelve az  $a(F)$  relatív szintdiagram

is, amely elvileg teljesen független a  $p(F)$  terheléstől. A kettő között csak akkor van összefüggés, ha a terhelés teljesítménysűrűsége minden frekvencián megegyezik a szintdiagram által megadott relatív teljesítménnyel, vagyis a csatornák egyenletesen vannak terhelve.

Jelöljük  $a_r(F)$ -fel, és nevezzük referencia szintdiagramnak az

$$a_r(F) = \log p(F) \quad [\text{Br}], \quad (18a)$$

$$a_r(F) = \frac{1}{2} \ln p(F) \quad [\text{Npr}]$$

módon definiált szintdiagramot. Mivel  $p(0) = 1$ , nyilván:

$$a_r(0) = 0.$$

Mint láttuk, a (11) formula szerinti három típusú  $p(F)$  terhelés előnyös a számítások szempontjából. A hozzájuk tartozó három szintdiagram:

$$a_r(F) = \log 1 = 0 \quad [\text{Br}, \text{Npr}], \quad (18b)$$

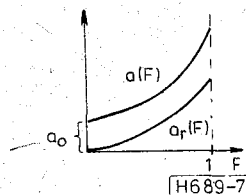
$$a_r(F) = \log e^{\beta F} = 0,434 \beta F \quad [\text{Br}] = \beta F \quad [\text{Npr}], \quad (18c)$$

$$a_r(F) = \log [be^{\beta F} + ce^{\gamma F}] \quad [\text{Br}] = \frac{1}{2} \ln [be^{\beta F} + ce^{\gamma F}] \quad [\text{Npr}], \quad b + c = 1. \quad (18d)$$

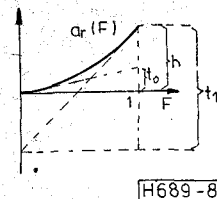
Az első eset a preemfázis nélküli, a második a lineáris preemfázis esete (a 0,434 tényező a természetes és 10 alapú logaritmus együttes használatából adódik, lényegében közömbös, mert  $\beta$  tetszőleges lehet), a harmadik eset a biexponenciális terheléshez tartozik.

## 7. Előírt preemfázis-görbe megközelítése

A célunk az, hogy adott preemfázisú erősítőnek, amely a csatornában egyenletesen van terhelve, az intermodulációs zajait kiszámítsuk. Legyen a preemfázis-görbe a 7. ábrán  $a(F)$ -fel jelölve. Nyilvánvaló, hogy paralel eltolással kapjuk az  $a_r(F)$  referencia szintdiagram görbéjét. Következő feladatunk az, hogy ezt a görbét valamilyen módon közelítőleg a (18c) vagy d formula szerinti matematikai alakra



7. ábra. Az  $a_r(F)$  referencia-szint származtatása



8. ábra. Érintőszerkesztés a referenciaszinthez

hozzuk, vagyis a  $b, c, \beta, \gamma$  konstansokat meghatározzuk. Ha a görbe erősebben eltér az egyenestől, ez a közelítés csak a (18d) formulával lehetséges. A közelítéshez bármilyen módszert felhasználhatunk, de előnyösnek tűnik a következőkben ismertetett módszer. Vezessük be a 8. ábra szerint a következő jelöléseket:



$h$  [Np] a preemfázis mértéke,

$t_0 = a'_r(0)$  [Np] az iránytangens  $F=0$ -nál, (19)

$t_1 = a'_r(1)$  [Np] az iránytangens  $F=1$ -nél.

Mivel:

$$a_r(F) = \frac{1}{2} \ln [be^{\beta F} + ce^{\gamma F}] \quad [\text{Np}]$$

és

$$a'_r(F) = \frac{1}{2} \frac{b\beta e^{\beta F} + c\gamma e^{\gamma F}}{be^{\beta F} + ce^{\gamma F}},$$

a (10) és (20) formulák alapján, valamint a  $b+c=1$  feltételből négy egyenletet írhatunk fel:

- I.  $a_r(0)=0$ , tehát  $c=1-b$ ,
- II.  $a_r(1)=h$ , tehát  $e^{2h} = be^{\beta} + ce^{\gamma}$ , (21)
- III.  $a'_r(0)=t_0$ , tehát  $2t_0 = [b\beta + c\gamma]$ ,
- IV.  $a'_r(1)=t_1$ , tehát  $2t_1 e^{2h} = b\beta e^{\beta} + c\gamma e^{\gamma}$ .

A négy ismeretlenre a megoldás expliciten nem adható meg, de felírható az alábbi, a megoldásra vezető egyenletrendszer:

I-ből  $c$  értékét III-ba helyettesítve, kapjuk:

$$b = \frac{2t_0 - \gamma}{\beta - \gamma}. \quad (22a)$$

IV-ből levonva a  $\gamma$ -val szorzott II. egyenletet:

$$(2t_1 - \gamma)e^{2h} = b(\beta - \gamma)e^{\beta}.$$

$b$  értékét (22a)-ból behelyettesítve:

$$\beta = 2h + \ln \frac{2t_1 - \gamma}{2t_0 - \gamma}. \quad (22b)$$

$\beta$  értékét (22a)-ba helyettesítve, majd  $b$  így kapott értékét, valamint  $\beta$  (22b) szerinti értékét a II. egyenletbe helyettesítve, kapjuk:

$$e^{2h} e^{-\gamma} = \frac{2(h-t_0) + \ln \frac{2t_1 - \gamma}{2t_0 - \gamma}}{2(h-t_1) + \ln \frac{2t_1 - \gamma}{2t_0 - \gamma}}. \quad (22c)$$

Ez utóbbi egyenlet csak egy ismeretlent,  $\gamma$ -t tartalmazza, megoldásával  $\gamma$  meghatározható.  $\gamma$  ismeretében (22b)-ből  $\beta$ , (22a)-ból  $b$ , majd  $c$  is meghatározható.

A (22c) egyenletből  $\gamma$  kiszámítása nehéz feladat. Egyszerűbb közelítő megoldást találunk, ha – mint a valóságban rendszerint –,  $F=1$ -nél a biexponális kifejezés egyik tagja lényegesen nagyobb a másiknál, például

$$be^{\beta} \gg ce^{\gamma},$$

ami azt jelenti, hogy itt  $a(F) \approx \frac{1}{2} \ln (be^{\beta F}) = \frac{1}{2} \ln b + \frac{1}{2} \beta F$ ,

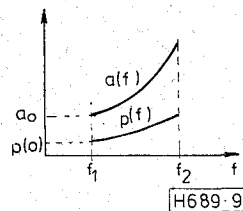
vagyis a preemfázis-görbe aszimptotikusan tart a lineáris menethez.

Ekkor  $\beta \approx 2t_1$ , amit (22b)-be behelyettesítve, kapjuk:

$$e^{2(t_1-h)} = \frac{2t_1 - \gamma}{2t_0 - \gamma}, \quad \text{innea} \quad \gamma = 2 \frac{t_0 e^{2(t_1-h)} - t_1}{e^{2(t_1-h)} - 1}. \quad (22d)$$

$\beta$  és  $\gamma$  közelítő értékének ismeretében  $b$  és  $c$  számítható az I. és II. egyenletből. Amennyiben az így nyert preemfázis karakterisztika nagyobb eltérést mutat a ténylegestől,  $\beta$  újabb felvételével kismértékű változtatásával próbálkozunk, amíg a megfelelő pontosságot elérjük.

A  $b$ ,  $c$ ,  $\beta$  és  $\gamma$  állandók megfelelő megválasztásával igen sokféle karakterisztikát tudunk megközelíteni. A gyakorlatban, a vezetékcs. híradástechnikában általában, a 9. ábra szerinti, monoton emelkedő preemfázis karakterisztikák fordulnak elő. Jellemző rájuk, hogy  $F=0$ -nál közel vízszintesen indulnak,



9. ábra. A szint és a terhelés frekvenciafüggése

és utána közel lineárisan emelkednek. Ilyen karakterisztikánál a (22d) formula gyakran  $\gamma$ -ra igen kis értéket, közel  $\gamma=0$ -t ad. Ekkor a (14) formulákban több tag, amely a nevezőjében tartalmazza  $\gamma$ -t, nagy értéket ad, és ezek különbségéből kell a végeredményt kiszámítani. Így a számítás erősen pontatlanná válik. Ezért ilyen esetekben célszerű  $\gamma=0$ -ból kiindulni, és a (17) formulákat alkalmazni még akkor is, ha a karakterisztika megközelítése kevésbé pontos.

Így a megközelítéshez csak három feltételt írhatunk elő. Például a (21) egyenletek helyett írhatjuk:

- I.  $a_r(0)=0$ , tehát  $c=1-b$ ,
- II.  $a_r(1)=h$ , tehát  $e^{2h} = be^{\beta} + c$ , (22c)
- III.  $a'_r(1)=t_1$ , tehát  $2t_1 e^{2h} = b\beta e^{\beta}$ .

Innen:

$$\frac{e^{2h} - 1}{2t_1 e^{2h}} = \frac{1}{\beta} (1 - e^{-\beta}). \quad (22f)$$

A fenti egyenlőségből iterációs módszerrel  $\beta$  könnyen meghatározható,  $\beta$  ismeretében  $b$  és  $c$  számítható.

Miután a  $b$ ,  $c$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$  konstansok meghatározásával az  $a_r(F)$  és  $p(F)$  görbe számításra alkalmas alakját megkaptuk, hozzákezdhetünk a tényleges erősítő intermodulációs zajának a számításához.

8. A tényleges erősítő intermodulációs jel/zaj viszonyának számítása

8.1. A  $\Delta f$  sávra eső abszolút intermodulációs zajteljesítmény

A hasznos sávban a terhelést állítsa elő  $N$  számú beszédcsatorna. Mindegyik csatorna terhelése legyen

azonos, jelöljük  $a_{11}$ -gyel. Attól függően, hogy milyen egységeket választunk, értékét Npm0-ban, dBm0-ban vagy Bm0-ban adjuk meg (a következőben Bm0-val számolunk).  $a_{11}$  és az  $a(F)$  szintdiagram ismeretében a tényleges terhelés és ebből a terhelés teljesítménysűrűsége számítható. Ugyanis, ha a 9. ábra szerint  $f=f_1$ , ill.  $F=0$  frekvencián

$$a(0)=a_0 \text{ [Br]}, \quad (23a)$$

akkor az  $f_1$  frekvencián levő, legalacsonyabb fekvésű csatornában a tényleges terhelés:

$$10^{(2a_0+a_{11})} \text{ [mW]}, \quad (23b)$$

$f_1$ -nél az 1 Hz-re eső teljesítmény:

$$10^{(2a_0+a_{11})} \frac{N}{B} \text{ [mW/Hz]}, \quad (23c)$$

$F=0$ -nál a teljesítménysűrűség:

$$p(0)=10^{(2a_0+a_{11})} N \text{ [mW/B]}. \quad (23d)$$

Számoljuk ki ezek után a  $\Delta f$  sáv szélességre eső intermodulációs zajteljesítményt. A másod- és harmadrendű termékekre vonatkozó értéket jelöljük  $z_2(F)$ -fel és  $z_3(F)$ -fel.

a)  $z_2(F)$  számítása

Az előzőekben  $w_2(F)=w_2'(F+F_e)+w_2''(F-F_e)$  megadta a referenciaerősítő másodrendű intermodulációs termékeinek teljesítménysűrűségét. A tényleges erősítőre áttérve figyelembe kell venni, hogy  $k_{20} \neq 1$ ,  $k_{30} \neq 1$  és  $p(0) \neq 1$ . Mivel egyrészt a másodrendű intermodulációs termékek teljesítménye a (7) formula szerint mind  $k_{20}$ , mind  $p(0)$  négyzetével arányos, másrészt ha  $F$  frekvencián  $\Delta f$  szélességű, vagyis  $\frac{\Delta f}{B}$  relatív szélességű sávban keressük a zajteljesítményt, az ezzel arányos lesz, kapjuk:

$$z_2(F)=\frac{\Delta f}{B} w_2(F) k_{20}^2 p^2(0) \text{ [mW]}. \quad (24a)$$

$\Delta f$ -et és  $B$ -t azonosan Hz-ben vagy kHz-ben számoljuk. Ha  $\Delta f$  beszédcsatornára vonatkozik, súlyozatlan zajértékelésnél  $\Delta f=3,1$  kHz, pszofometrikus értékelésnél  $\Delta f=1,74$  kHz sáv szélességgel számolunk.

Mivel:

$$k_{20}=10^{-\frac{2a_0}{2}}, \text{ kapjuk:}$$

$$z_2(F)=\frac{\Delta f}{B} N^2 w_2(F) 10^{2a_0+2a_{11}-2a_0} \text{ [mW]}. \quad (24b)$$

b)  $z_3(F)$  számítása

Mivel a harmadrendű intermodulációs termékek teljesítménye a (7) formula szerint  $k_{30}$  négyzetével és  $p(0)$  köbével arányos, a referenciaerősítő

$$w_3(F)=w_3'(F)+w_3''(F-2F_e)+w_3'''(-F-2F_e)$$

teljesítménysűrűségéből kapjuk:

$$z_3(F)=\frac{\Delta f}{B} w_3(F) k_{30}^3 p^3(0) \text{ [mW]}, \quad (25a)$$

és  $k_{30}$ ,  $p(0)$  behelyettesítése után:

$$z_3(F)=\frac{\Delta f}{B} N^3 w_3(F) 10^{3a_0+3a_{11}-2a_0} \text{ [mW]}. \quad (25b)$$

Végeredményben

$$z(F)=z_2(F)+z_3(F)$$

úgy a hasznos sávban, mint azon kívül megadja a  $\Delta f$  sávra eső összes intermodulációs zajteljesítményt.

### 3.2 Az intermodulációs jel/zaj viszony

A hasznos sávon belül egy csatornában nem a zajteljesítmény abszolút értéke, hanem a hasznos jel teljesítményéhez való viszonya a fontos számunkra.

Mivel az  $F$  frekvenciánál levő csatornában a jel szintje  $a(F)$  [Br] és a hozzá tartozó teljesítmény  $10^{a(F)}$  [mW], a csatornában a zaj- és a jelteljesítmény hányadosa, amit  $\zeta(F)$ -fel jelölünk:

$$\zeta_2(F)=\frac{z_2(F)}{10^{a(F)}} \text{ [mW0]}$$

és

$$\zeta_3(F)=\frac{z_3(F)}{10^{a(F)}} \text{ [mW0]}.$$

A (24b) és (25b) formulákból  $z_2(F)$ -et és  $z_3(F)$ -et behelyettesítve:

$$\zeta_2(F)=\frac{\Delta f}{B} N^2 \left[ \frac{w_2(F)}{10^{a(F)}} \right] 10^{2a_0+2a_{11}-2a_0+9} \text{ [pW0]}, \quad (26a)$$

$$\zeta_3(F)=\frac{\Delta f}{B} N^3 \left[ \frac{w_3(F)}{10^{a(F)}} \right] 10^{3a_0+3a_{11}-2a_0+9} \text{ [pW0]}. \quad (26b)$$

A  $10^9$ -es szorzó a mW0-ról a szokásosabb pW0-ra való áttérés miatt szerepel. Ha pszofometrikusan értékeljük a zajokat,  $\Delta f=1,74$  kHz, az eredmények pW0p-ben értendők.

A szögletes zárójelben a frekvenciafüggő elemeket vontuk össze.

A 7. ábrának megfelelően írhatjuk:

$$a(F)=a_0+a_1(F).$$

A (26) fórmulákba helyettesítéssel kapjuk:

$$\zeta_2(F)=\frac{\Delta f}{B} N^2 \left[ \frac{w_2(F)}{10^{a_1(F)}} \right] 10^{a_0+2a_{11}-2a_0+9} \text{ [pW0]}, \quad (27a)$$

$$\zeta_3(F)=\frac{\Delta f}{B} N^3 \left[ \frac{w_3(F)}{10^{a_1(F)}} \right] 10^{2a_0+3a_{11}-2a_0+9} \text{ [pW0]}. \quad (27b)$$

Az összes, terhelésből adódó intermodulációs zajteljesítményt  $\zeta_2(F)$  és  $\zeta_3(F)$  összeadásával kapjuk:

$$\zeta_4(F)=\zeta_2(F)+\zeta_3(F) \text{ [pW0]}. \quad (28a)$$

Logaritmikusan is kifejezhetjük a jel/zaj viszonyt:

$$\log \frac{1}{\zeta_4(F)} \text{ [Bm0]} \quad (28b)$$

(itt  $\zeta_4(F)$ -et mW0-ban kell helyettesítenünk).

## 9. Az átlag- és összteljesítmény

Ha minden csatornát azonosan  $a_{t1}$  [Npm0] teljesítménnyel terhelünk, akkor mivel  $B$  sáv szélességre  $N$  csatorna esik, vagyis egy csatorna átlagos sáv szélessége  $\frac{B}{N}$ , a teljesítménysűrűség lesz:

$$p(f) = \frac{N}{B} e^{2[a(f)+a_{t1}]} = G e^{2(a)f} \quad [\text{mW/Hz}], \quad (29)$$

ahol

$$G = \frac{N}{B} e^{2a_{t1}}. \quad (30)$$

Az összteljesítmény:

$$P_{\Sigma} = \int_{f_1}^{f_2} p(f) df = G \int_{f_1}^{f_2} e^{2a(f)} df = N e^{2a_{t1}} e^{2a} \quad [\text{mW}]. \quad (31)$$

Az átlagos szint a (30) és (31) formula alapján:

$$\bar{a} = \frac{1}{2} \ln \frac{\bar{P}}{G} = \frac{1}{2} \ln \frac{1}{B} \int_{f_1}^{f_2} e^{2a(f)} df. \quad (32)$$

## 10. Gyakorlati formulák az intermodulációs zajok számításához

A (27) formulák alapján az intermodulációs zajok  $w(F)$  és  $a_r(F)$  behelyettesítésével számolhatók. Ha a sáv  $F_e = \frac{f_1}{B}$ -vel el van tolvá,  $w(F)$ -ben ezt figyelembe kell vennünk. Célszerű még bevezetni a következő jelölést:

$$\Delta'f = \frac{B}{N}$$

az egy csatornára jutó átlagos sáv szélesség. Így a

$$\frac{\Delta f}{\Delta'f}$$

tényező megadja a vételi effektív sáv szélesség és a csatorna átlagos sáv szélességének a viszonyát. 12~10 800 csatornás berendezések esetén  $\Delta'f = 4...5,5$  kHz között változik.

Súlyozatlan értékelésnél  $\Delta f = 3,1$  kHz, így

$$\frac{\Delta f}{\Delta'f} = 0,56...0,78.$$

Pszofometrikus értékelésnél  $\Delta f = 1,74$  kHz, így

$$\frac{\Delta f}{\Delta'f} = 0,31...0,44 \text{ között változik.} \quad (33)$$

### 10.1 A preemfázis nélküli eset

$w(F)$  értékeit a (12) formulából véve és (27)-be helyettesítve, valamint  $F_e$  eltolás hatását az 5. pont alapján figyelembe véve és  $a_r(F) = 0$  értékkel számolva kapjuk:

$$0 < F < (1 - F_e), \quad \zeta_2'(F) = 4 \frac{\Delta f}{\Delta'f} N \left[ 1 - (F + F_e) \right] 10^{2a_0 + 2a_{t1} - 2a_0 + 9} \quad [\text{pW0}]$$

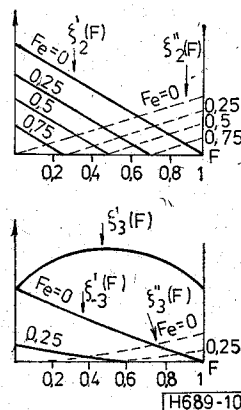
$$F_e < F < 1, \quad \zeta_2''(F) = 4 \frac{\Delta f}{\Delta'f} \left[ \frac{F - F_e}{2} \right] 10^{2a_0 + 2a_{t1} - 2a_0 + 9} \quad [\text{pW0}]$$

$$0 < F < 1, \quad \zeta_3'(F) = 9 \frac{\Delta f}{\Delta'f} N^2 [1 + 2F - 2F^2] 10^{2a_0 + 3a_{t1} - 2a_0 + 9} \quad [\text{pW0}]$$

$$2F_e < F < 1, \quad \zeta_3''(F) = 9 \frac{\Delta f}{\Delta'f} N^2 \left[ \frac{(F - 2F_e)^2}{3} \right] 10^{2a_0 + 3a_{t1} - 2a_0 + 9} \quad [\text{pW0}]$$

$$0 < F < (1 - 2F_e), \quad \zeta_{-3}'(F) = 9 \frac{\Delta f}{\Delta'f} [1 - (F + 2F_e)]^2 10^{2a_0 + 3a_{t1} - 2a_0 + 9} \quad [\text{pW0}] \quad (34)$$

Ha  $F_e \neq 0$ ,  $\zeta_3'(F)$  helyben marad, a többi görbe pedig az 5. pontban tárgyaltak alapján eltolódik. Így kapjuk a 10. ábra szerinti jellegzetes Brockbank-Wass-diagramokat.



10. ábra. A Brockbank-Wass-diagramok

Az összteljesítmény egyszerűen adódik:

$$a_{\Sigma} = a_{t1} + \log N \quad [\text{Bm0}],$$

és

$$P_{\Sigma} = N \cdot 10^{a_{t1}} \quad [\text{mW0}].$$

(35)

### 10.2 A lineáris preemfázis esete

Lineáris preemfázisnál a szint a 11. ábra szerint:

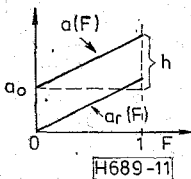
$$a(F) = a_0 + hF \quad \text{és} \quad a_r(F) = hF,$$

ahol  $h$  a preemfázis mértéke. A referenciaerősítő teljesítménysűrűsége:

$$p(F) = e^{2hF}, \quad \text{vagyis} \quad \beta = 2h.$$

Az alábbi formulákban az egyszerűség kedvéért  $h$ -t és  $\beta$ -t nepérben helyettesítjük.

$w(F)$ -et a (13)–(16) formulákból nyerjük  $b=1$  és  $c=0$  helyettesítéssel. Az így kapott  $w(F)$  értékeket,



11. ábra.  $a(F)$  és  $a_r(F)$  lineáris preamfázis esetén

$F_e$  eltolás figyelembevételével, a (27) formulákba helyettesítve, kapjuk  $\zeta(F)$  értékeit. Ha  $0 < F < (1 - F_e)$

$$\zeta_2'(F) = 4 \frac{\Delta f}{\Delta' f} N \underbrace{\left[ \frac{e^{4h(1-F-F_e)} - 1}{4h} e^{2hF_e} \right]}_{y_2} 10^{a_0 + 2a_{t1} - a_{20} + 9}$$

ha  $0 < F < (1 - 2F_e)$

$$\zeta_{-3}'(F) = 9 \frac{\Delta f}{\Delta' f} N^2 \left[ \frac{(4h-1)e^{4h} e^{-4h(F+F_e)} - 4he^{4h}(F+2F_e)e^{-4h(F+F_e)} + e^{4hF_e}}{8h^2} \right] 10^{2a_0 + 3a_{t1} - a_{30} + 9} \text{ [pWO].}$$

ha  $2F_e < F < 1$

$$\zeta_3''(F) = 9 \frac{\Delta f}{\Delta' f} N^2 \left[ \frac{(F-2F_e)^2}{3} e^{-4hF_e} \right] 10^{2a_0 + 3a_{t1} - a_{30} + 9} \text{ [pWO].} \quad (36)$$

Számítási módszerünkben a szögletes zárójelben levő kifejezésnek fizikai értelme van, megadja a referenciaerősítő jel/zaj viszonyát. Értéke — eltekintve az egyszerűbb számítás kedvéért kiemelt 4 és 9-es tényezőktől — azonos  $\zeta_1(F)$ -fel, ha:

$$a_0 = a_{t1} = a_{20} + a_{30} = 0, \quad N = 1 \quad \text{és} \quad \Delta f = \Delta' f, \quad F_e = 0.$$

Szokásos jelölésmódunkkal jelöljük:

$$y_2'(F) = \left[ \frac{w_2'(F)}{10^{a_r(F)}} \right] \text{ stb.}$$

$y_1(F)$  csak  $F$ -nek és  $F_e$ -nek a függvénye és lineáris preamfázis esetén csak a  $h$  paramétert tartalmazza. Így a számítások megkönnyíthetők  $y_1(F)$  táblázatba foglalásával. A 3., 4. és 5. táblázatban megadjuk a leggyakrabban szereplő  $y_2'(F)$ ,  $y_2''(F)$ ,  $y_3'(F)$  értékeit  $F_e = 0$  esetre.

Ha  $F_e \neq 0$ , akkor  $y_2'(F)$ -nél és  $y_2''(F)$ -nél az ismeretett módon az egyes görbék eltolódását figyelembe kell venni,  $y_3'(F)$  független  $F_e$ -től.

A táblázatokban a  $h = 0$  eset a preamfázis nélküli.  $\zeta_3''(F)$  és  $\zeta_{-3}(F)$ -nek alárendeltbb szerepe van. Mindenesetre, ha csak egyetlen erősítőt vagy nemlineáris négyfólyust vizsgálunk, a hatásuk nem hanyagolható el.

Számoljuk ki ezek után az átlagos szintet a (32) formula alapján. Toljuk el a sávot a 0 frekvenciához (ez a teljesítményviszonyokat nem érinti). A szint ekkor:

$$a(f) = a_0 + \frac{hf}{B}.$$

A (32) formulába behelyettesítve, kapjuk:

ha  $F_e < F < 1$

$$\zeta_2''(F) = 4 \frac{\Delta f}{\Delta' f} N \underbrace{\left[ \frac{F - F_e}{2} e^{-2hF_e} \right]}_{y_2} 10^{a_0 + 2a_{t1} - a_{20} + 9} \text{ [pWO],}$$

ha  $0 < F < 1$

$$\zeta_3'(F) = 9 \frac{\Delta f}{\Delta' f} N^2 \underbrace{\left[ \frac{1 + (1+4h)e^{4h} - 4h(1+e^{4h})F - 2e^{4h(1-F)}}{8h^2} \right]}_{y_3} 10^{2a_0 + 3a_{t1} - a_{30} + 9} \text{ [pWO],}$$

$$\bar{a} = \frac{1}{2} \ln \frac{1}{B} \int_0^B e^{2(a_0 + \frac{hf}{B})} df = a_0 + \frac{1}{2} \ln \frac{e^{2h} - 1}{2h}. \quad (37)$$

A fordított eset, ha azt keressük, hogy adott összteljesítmény, ill.  $\bar{a}$  mellett, hogyan változik  $\bar{a}_0$  h függvényében. A (37) formulából:

$$a_0 = a(f_1) = \bar{a} - \frac{1}{2} \ln \frac{e^{2h} - 1}{2h} \rightarrow \bar{a} - h + \frac{1}{2} \ln 2h, \quad (38)$$

és

$$a(f_2) = a_0 + h \rightarrow \bar{a} + \frac{1}{2} \ln 2h,$$

ha  $h \gg 1$ .

A (36) formulákban sokszor célszerű, ha az intermodulációs zajokat nem  $a_0$ , hanem  $\bar{a}$  függvényében fejezzük ki. Ekkor a (38) formulából, ha  $a_0$ -t és  $\bar{a}$ -t bel-ben, h-t neperben adjuk meg:

$$10^{a_0} = \frac{2h}{e^{2h} - 1} 10^{\bar{a}}. \quad (39)$$

Behelyettesítve a (36) formulákba,  $\zeta_1(F)$  olyan kifejezéseire jutunk, amelyek előnyösen használhatók fel, ha adott  $\bar{a}$ , ill. összteljesítmény mellett  $h$  változásának a függvényében keressük az optimális preamfázist.

Lineáris preamfázis esetén a referenciaerősítőre vonatkozó  $\bar{a}_r$  átlagszintet a 6. táblázatban adjuk meg.

### 10.3. A bixponenciális preamfázis esete

Teljesen hasonló módon járunk el, mint az előző esetben. Itt:

$$10^{a_r(F)} = be^{\beta F} + ce^{\gamma F}, \quad b + c = 1.$$

Jelöljük itt is:

$$y_i = \left[ \frac{w_i(F, F_e)}{10^{a_r(F)}} \right] = \left[ \frac{a_i(F, F_e)}{be^{\beta F} + ce^{\gamma F}} \right], \quad b + c = 1.$$

$$y_2' = \frac{e^{4h(1-F)} - 1}{4h} \text{ lineáris preemfázis esetén } F_e = 0$$

$F$ $h$ [dB]	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
0	1	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1	0
1	1,27	1,12	0,97	0,83	0,69	0,56	0,44	0,32	0,21	0,10	0
2	1,64	1,40	1,18	0,98	0,80	0,64	0,48	0,35	0,22	0,10	0
3	2,16	1,79	1,46	1,18	0,93	0,72	0,53	0,37	0,23	0,11	0
4	2,88	2,31	1,83	1,43	1,10	0,82	0,59	0,40	0,24	0,11	0
5	3,91	3,02	2,31	1,74	1,29	0,94	0,66	0,43	0,25	0,11	0
6	5,37	3,99	2,94	2,14	1,54	1,08	0,73	0,47	0,27	0,12	0
7	7,48	5,33	3,78	2,65	1,84	1,24	0,82	0,51	0,28	0,12	0
8	10,53	7,20	4,90	3,31	2,20	1,44	0,91	0,55	0,30	0,12	0
9	14,98	9,82	6,40	4,15	2,66	1,68	1,02	0,60	0,31	0,12	0
10	21,55	13,51	8,44	5,24	3,23	1,96	1,15	0,65	0,33	0,13	0
11	31,09	18,65	11,16	6,65	3,93	2,29	1,30	0,70	0,35	0,13	0
12	45,27	25,98	14,87	8,48	4,80	2,69	1,47	0,77	0,37	0,13	0
13	66,33	36,39	19,92	10,87	5,90	3,17	1,66	0,84	0,39	0,11	0
14	97,55	51,21	26,80	13,99	7,27	3,74	1,89	0,92	0,41	0,14	0
15	144,6	72,41	36,22	18,08	8,99	4,43	2,15	1,01	0,43	0,14	0

4. táblázat

$$y_2'' = \frac{F}{2} \text{ lineáris preemfázis esetén } F_e = 0$$

$F$	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
$y_2''$	0	0,05	0,10	0,15	0,20	0,25	0,3	0,35	0,4	0,45	0,5

$w_1$  értékeit a (13)–(16) formulákból kapjuk. Bevezetve a  $\Delta f$  jelölést:

$$\zeta_2(F) = \frac{\Delta f}{\Delta f} N [y_2' + y_2''] i 10^{a_0 + 2a_{11} - a_{20} + 9} [\text{pW}] \quad (40)$$

$$\zeta_3(F) = \frac{\Delta f}{\Delta f} N^2 [y_3' + y_3'' + y_3'] 10^{2a_0 + 3a_{11} - a_{30} + 9} [\text{pW}]$$

Természetesen  $y_1$ -t csak a (36) formulában is felüntetett frekvenciák között kell értelmeznünk, másutt értéke zérus.

Az átlagos szint a (32) formulából:

$$\begin{aligned} \bar{a} &= \frac{1}{2} \ln \frac{1}{B} \int_0^B e^{2a_0} \left( b e^{\frac{\beta F}{B}} + c e^{\frac{\gamma F}{B}} \right) df = \\ &= a_0 + \frac{1}{2} \ln \left[ \frac{b}{\beta} (e^\beta - 1) + \frac{c}{\gamma} (e^\gamma - 1) \right], \quad (41) \end{aligned}$$

és innen:

$$10^{a_0} = \frac{10^{\bar{a}}}{\frac{b}{\beta} (e^\beta - 1) + \frac{c}{\gamma} (e^\gamma - 1)} \quad (42)$$

Ha  $\zeta_1(F)$  értékét  $\bar{a}$  függvényében akarjuk kifejezni, akkor a fenti formulát (40)-be kell helyettesíteni.

11.  $a_{20}$  és  $a_{30}$  értelmezése frekvenciafüggő negatív visszacsatolás esetén

Az előzőekben szereplő  $k_{20}$  és  $k_{30}$ , ill.  $a_{20}$  és  $a_{30}$  meghatározása nem mindig egyszerű feladat. A következő problémák jelentenek nehézséget:

- az átviteli sáv szélessége kisebb, mint egy oktáv, ill. egy terc,
- az erősítő negatív visszacsatolása frekvenciafüggő,
- az erősítő túlvezérlési határa 1 mW, ill. 0 dBm alatt van.

Ugyancsak mérés technikai nehézségeket okoz a torzítási tényezők közvetlen mérése, ezért célszerűbb

$F$	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
0	1	1,18	1,32	1,42	1,48	1,5	1,48	1,42	1,32	1,18	1
1	1,4	1,6	1,7	1,9	1,9	1,9	1,8	1,7	1,6	1,4	1,2
2	1,9	2,2	2,4	2,5	2,5	2,4	2,3	2,2	2,0	1,7	1,4
3	2,6	3,0	3,2	3,3	3,3	3,2	3,0	2,8	2,4	2,1	1,7
4	3,7	4,2	4,4	4,5	4,4	4,2	3,9	3,6	3,1	2,6	2,0
5	5,3	5,9	6,2	6,2	6,0	5,7	5,2	4,7	4,0	3,3	2,5
6	7,6	8,4	8,7	8,6	8,3	7,7	7,0	6,1	5,2	4,2	3,2
7	10,9	12,0	12,3	12,1	11,5	10,6	9,5	8,3	6,9	5,5	4,0
8	15,9	17,3	17,6	17,1	16,1	14,7	13,0	11,2	9,3	7,3	5,2
9	23,2	25,1	25,3	24,4	22,7	20,6	18,1	15,4	12,6	9,7	6,7
10	34,1	36,7	36,7	35,1	32,4	29,1	25,4	21,5	17,4	13,2	8,9
11	50,3	53,8	53,4	50,7	46,5	41,6	36,0	30,2	24,2	18,1	11,9
12	74,5	79,4	78,3	73,8	67,3	59,7	51,5	42,8	34,0	25,0	16,0
13	111	117	115	108	98	86	74	61	48	35	22
14	165	175	170	159	143	126	107	88	69	50	30
15	248	260	252	234	210	184	156	128	99	70	42

6. táblázat

$n$ [dB]	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
$\bar{a}_r$ [dB]	0	0,5	1,0	1,6	2,2	2,7	3,3	4,0	4,6	5,3	5,9	6,6	7,3	8,0	8,7	9,5

azokat intermodulációs mérésekből meghatározni. Ebből a célból adjunk az erősítő bemenetére két, alkalmasan megválasztott,  $f_1$  és  $f_2$  frekvenciájú jelet azonos  $a_1$  szinttel. A keletkező  $f_1 \pm f_2$  és  $2f_1 \pm f_2$  intermodulációs jelek szintje legyen  $a_{(i+j)}$ , ill.  $a_{(2i+j)}$ . Ekkor az intermodulációs jelek csillapítása:

$$a_{d2} = a_1 - a_{(i+j)} \quad \text{és} \quad a_{d3} = a_1 - a_{(2i+j)}$$

Az 1. táblázatból követhető, hogy a másodrendű torzításból eredő jel a fele, a harmadrendű pedig a harmadrésze az intermodulációs jelnek, tehát a torzítási csillapítások 6, ill. 9,55 dB-lel nagyobbak, mint az intermodulációs csillapítások.

Ismeretes továbbá, hogy  $x$  dB-lel növelve a szintet, a másodrendű torzítási csillapítás  $x$  dB-lel, a harmadrendű  $2x$  dB-lel csökken. Végeredményben kapjuk:

$$a_{20} = a_{d2} + 6 + a_1 \quad \text{és} \quad a_{30} = a_{d3} + 9,55 + 2a_1 \quad [\text{dB}]. \quad (43)$$

Ha a torzítás frekvenciafüggő, a mérést több frekvencián kell elvégeznünk, és a mérési pontokat egyenessel vagy törtvonallal összekötni, hogy az  $a_{20}(F)$  és  $a_{30}(F)$  görbékét megkapjuk. Az előzőekben

levezetett formulákban természetesen  $a_{20}$  és  $a_{30}$  helyébe  $a_{20}(F)$ -et és  $a_{30}(F)$ -et kell írunk.

Negatív visszacsatolt erősítőknél a torzítási csillapítás a visszacsatolás mértékével arányosan változik. Ha ismerjük a visszacsatolás mértékét a frekvencia függvényében, akkor elegendő csak egy frekvencián meghatározni a torzítási csillapítást, a többi frekvencián ehhez az értékhez csak a visszacsatolás mértékének az ezen a frekvencián mért értékéhez képesti változását kell hozzáadni, illetve levonni.

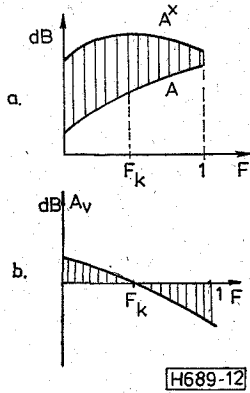
A 12a ábrán  $A^*$  a visszacsatolás nélküli erősítés,  $A$  a visszacsatolás utáni erősítés, a vonalazott sáv pedig a visszacsatolás mértéke. A b ábrán ábrázoljuk  $A_v$ -t, az  $F_k$  frekvenciához képesti visszacsatolás mértékét. Ha  $F_k$ -nál ismerjük  $a_{20}(F_k)$  és  $a_{30}(F_k)$  értékét, akkor más frekvenciákon:

$$a_{20}(F) = a_{20}(F_k) + A_v \quad \text{és} \quad a_{30}(F) = a_{30}(F_k) + A_v. \quad (44)$$

Tekintve, hogy a fenti törvényszerűség csak közelítő jellegű, ugyanis az egyes fokozatok frekvenciafüggő terhelése és egyéb okok is hatással lehetnek a torzításokra, a (44) formula érvényességét ajánlatos torzításmérésekkel is ellenőrizni, különösen széles-sávú átvitelnél,  $F_k$ -tól távolabb eső frekvenciákon.

## 12. Vonalszakasz intermodulációs zaj

Eddigi számításaink egyetlen torzító négy-pólusra, erősítőre vonatkoztak. A vonalszakaszra jellemző, hogy sok azonos típusú, egymástól  $l$  távolságra levő erősítőt tartalmaz. Problémát jelent, hogy milyen törvényszerűség szerint összegeződnek az egyes erősítők intermodulációs torzítási teljesítményei. Mivel az egyes erősítőszakaszok amplitúdó-kiegyenlítését tökéletesnek vehetjük — legalábbis az üzembe



H689-12

12. ábra. A visszacsatolás mértékének meghatározása

helyezéskor — az összegezés törvényszerűségét egyedül az erősítőszakaszok fáziskarakterisztikája határozza meg. Ennek a figyelembevétele rendkívül bonyolult, itt csak a [8, 9] irodalomra utalunk. Ha a szokásos egyszerűbb feltevessel élünk, amely szerint a fáziskarakterisztika az átvételi sávban lineáris, akkor az ismert módon a másodrendű termékek teljesítmény szerint összegeződnek, a pozitív frekvenciákra eső harmadrendű különbségi termékek amplitúdó szerint összegeződnek, a harmadrendű összegtermékek és a negatív frekvenciákra eső harmadrendű különbségi termékek teljesítmény szerint összegeződnek. A harmadrendű, teljesítmény szerint összegeződő termékek a vonalszakaszon elhanyagolhatóak az amplitúdó szerint összegeződő termékekhez képest, ezért hatásukat nem szoktuk figyelembe venni. Végeredményben, ha  $m$  számú erősítőt tekintünk feszültség szerint összegeződőnek, kapjuk:

$$\zeta_2(F)_{\text{vonal}} = \frac{\zeta_2'(F) + \zeta_2''(F)}{l} \text{ [pW0/km]} \quad (45)$$

$$\zeta_s(F)_{\text{vonal}} \approx \frac{m\zeta_3'(F)}{l} \text{ [pW0/km].}$$

Ugyanis  $m$  erősítő amplitúdó szerint összegezzve  $m^2$ -szeres zajteljesítményt ad, de ez  $ml$  távolságon oszlik meg, tehát végeredményben  $\zeta_3'(F)$ -et  $\frac{m}{l}$ -el kell szorozni.

$\zeta_1(F)$  értékeit előző számításaink végeredményeként kaptuk. Az  $l$  erősítőszakasz-hosszt km-ben adjuk meg.

Természetesen, ha  $\zeta_1(F)$ -et 1,74 kHz sáv szélességre számoltuk, akkor eredményeinket pszfometrikus értékelésben kapjuk, pW0p/km-ben.

$m$  értéke, amely döntő módon meghatározza a harmadrendű intermodulációs teljesítményeket, sajnos csak becsülhető. Általában, ha a vonalszakasz erősítőinek száma  $M$ , és  $M \leq 20$ , akkor  $m = M$ -mel számolunk. Ha  $M > 20$ , a 20 erősítőszakaszból álló rész-vonalszakaszokra amplitúdó szerinti összegeztést végzünk, és az ilyen részszakaszok zajteljesítményeit összegezzük. Nagyobb frekvenciájú rendszerekben a fáziskarakterisztika annyira lineáris lehet, hogy az amplitúdó szerinti összegeződés akár 100 erősítőszakaszra is fennállhat. Ilyen esetekben  $m$  értékét csak a fáziskarakterisztika alaposabb vizsgálatával vagy a vonalszakaszon végzett mérések kiértékelésével határozhatjuk meg.

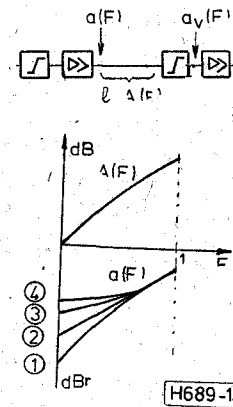
### 12.1 Összefüggés az erősítőszakasz csillapítása és a lehetséges preemfázis-karakterisztika között

Jelöljük a 13a ábra szerinti,  $l$  hosszúságú erősítőszakasz csillapítását  $A(f)$ -fel. Ismeretes, hogy szimmetrikus kábeleknél jó közelítéssel, koaxiális kábeleknél pedig nagy pontossággal a csillapítás  $\sqrt{f}$ -iel arányos. Így egy erősítőszakasz csillapítása:

$$A(f) = Kl\sqrt{f} = A(f_2) \sqrt{\frac{f}{f_2}} \text{ [dB, km, MHz].} \quad (46)$$

A  $K$  konstans értéke:

1,2/4,4 mm-es koaxiális kábelre:  $K \approx 5,2$ ,  
2,6/9,5 mm-es koaxiális kábelre:  $K \approx 2,4$ .



H689-13

13. ábra. A kábelkarakterisztika és a lehetséges preemfázis-görbék

A 13b ábra felső részén tüntetjük fel az erősítőszakasz csillapítását. Szükségszerűen ez a csillapítás azonos értékű az erősítő erősítésével. Ettől teljesen függetlenül állíthatjuk be az erősítő adási szintjét, ami megegyezik a végállomások adási szintjével. Az adási szint lehet frekvenciafüggetlen vagy preemfázis alkalmazásánál frekvenciafüggő. Az adási szint beállítása a következő szempontok szerint történhet:

a) Frekvenciafenetre követi az erősítőszakasz csillapításmenetét, azaz az adási szintet a csillapítás-görbe eltolása adja (a b ábrán az 1 jelű görbe). Ekkor az erősítő bemenetén az  $a_v$  vételi szint frekvenciafüggetlen, azonos a legnagyobb frekvencia vételi szintjével. Ez kedvezőtlen a termikus zajok szempontjából. Ezenkívül kisebb frekvenciák felé az intermodulációs zajok is erősen megnövekednek.

b) Lineáris preemfázis alkalmazása. A maximálisan lineáris preemfázist az 1 görbéhez húzott 2 jelű érintő adja. Meredekebb lineáris preemfázis esetén egy frekvenciatartományban a termikus zajok nagyobbak lennének a legnagyobb frekvencián levőnél.

A lineáris preemfázis kedvezőtlen az intermodulációs zajok szempontjából, mert azok kisebb frekvenciákon lényegesen nagyobbak.

Határozzuk meg a maximális lineáris preemfázis meredekségét, vagyis az 1 görbe differenciálhányadosát  $f_2$ -nél. Mivel az 1 görbe és az erősítészakasz csillapításgörbéje csak eltolásban különböznek egymástól, a (46) formulából differenciálással kapjuk:

$$A'(f_2) = \frac{A(f_2)}{2f_2}.$$

A transzformált frekvenciával számolva,  $F=1$ -nél:

$$A'(1) = \left[ \frac{dA}{df} \frac{df}{dF} \right]_{f=f_2} = \frac{A(f_2)}{2f_2} \cdot B \rightarrow \frac{A(f_2)}{2}, \quad (47)$$

ha  $\frac{f_2}{f_1} \gg 1$ .

A (19) formulának megfelelően  $t_1 = A'(1)$  (ha formulánkban neperben számolunk,  $A(f_2)$ -t Np-ben kell megadnunk).

A (47) formula tulajdonképpen a geometriából ismeretes parabola érintő szerkesztés elvét fejezi ki.

c) Az optimális preemfázis görbe. Cikkünkben nem foglalkozunk az optimális preemfázis görbe meghatározásával. Pusztán megemlítjük, hogy adott összerhelés mellett optimumnak tekintjük, ha az összes csatornában a termikus és az intermodulációs zajok eredője közel azonos. Nyilvánvaló, hogy ezt valamilyen, a b ábrán 3-mal jelölt görbe, a kisebb frekvenciákon a lineáris preemfázistól eltérő, nagyobb szintű görbe állítja elő. Első közelítésben lehet ez a 4 jelű, tört egyenesekkel előállított lépcsős görbe.

A lényeges az, hogy úgy a 3, mint a 4 típusú görbéket a cikkünkben közölt módszerekkel, a fél- vagy a biexponenciális görbével jól meg tudjuk közelíteni, és ezáltal az intermodulációs zajokat kellő pontossággal tudjuk számítani.

## 12.2 A termikus zajok

Csupán a teljesség kedvéért, hogy erősítők zajának számításához rendelkezésre álljanak, közöljük a termikus zajokra vonatkozó képletet. Ha az erősítő bemenetén a vételi szint  $a_v$  [dBr] és az erősítő zajtényezője a bemeneti pontra vonatkoztatva  $F$  [dB], akkor a termikus jel/zaj viszony egy csatornára vonatkoztatva:

$$\zeta_0 = a_v + 139 - F \text{ [dBm0]}, \quad (48)$$

$$\zeta_0 = a_v + 141,5 - F \text{ [dBm0p]},$$

attól függően, hogy súlyozatlanul vagy pszofometrikusan súlyozva számolunk. Ha a termikus zajokat pW0-ban, illetve pW0p-ben akarjuk megkapni, előnyösen használhatjuk az átszámításhoz a 10. táblázatot.

Végeredményben a vonalszakasz teljes zajteljesítménye:

$$\zeta = \zeta_0 + \zeta_1 + \zeta_2 + \zeta_3, \quad (49a)$$

ahol

$\zeta_0$  a termikus,

$\zeta_1$  a lineáris áthallásokból eredő,

$\zeta_2$  a másodrendű intermodulációs termékekből,

$\zeta_3$  a harmadrendű intermodulációs termékekből

eredő zajteljesítmény.

$$\zeta_t = \zeta_2 + \zeta_3 \quad (49b)$$

a terhelésből eredő zajteljesítmény.

## 13. $\zeta(F)$ függése $a_0$ , $a_{t1}$ , $a_{20}$ és $a_{30}$ -tól

Egy berendezés minőségének kiértékelése és az üzemeltetés szempontjából fontos, hogy ismerjük  $\zeta(F)$  függését a  $a_0$ -tól és  $a_{t1}$ -tól, a gyártás szempontjából pedig fontos az  $a_{20}$ -tól és  $a_{30}$ -tól való függés ismerete (például a tranzistorok  $\beta$  tényezőjének és torzításának a szórásától való függés).

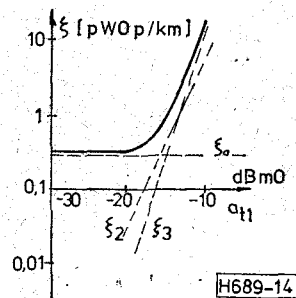
a) A terheléstől való függés

A (27) formulából következik, hogy bármilyen alakú is legyen a preemfázis görbe, mindig fennáll:

$$\zeta_2(F, a_{t1}) = K_2 10^{2a_{t1}} \text{ és } \log \zeta_2(F) = K'_2 + 2a_{t1} \quad (50)$$

$$\zeta_3(F, a_{t1}) = K_3 10^{3a_{t1}} \text{ és } \log \zeta_3(F) = K'_3 + 3a_{t1}$$

Adott frekvencián  $K_2$ ,  $K_3$ ,  $K'_2$  és  $K'_3$  konstansok. A 14. ábrán tüntetjük fel  $\log \zeta_2$  és  $\log \zeta_3$  függését  $a_{t1}$ -tól. Végeredményben a függőleges tengelyen logaritmikus léptéket alkalmazva,  $\zeta_2(a_{t1})$  egy 2-es iránytangensű,  $\zeta_3(a_{t1})$  egy 3-as iránytangensű egyenes lesz.



14. ábra. A terhelési diagram

Feltüntetjük a termikus zajokból eredő  $\zeta_0$  értékét is. Eredőképpen a vastagon kihúzott  $\zeta(a_{t1})$  ún. terhelési görbét kapjuk. Kis terheléseknél  $\zeta_0$  dominál, nagy terheléseknél  $\zeta_3$ . Adott  $\zeta(a_{t1})$  görbe esetén, ha hosszabb szakaszon egyenes a  $\zeta(a_{t1})$  görbe, meg tudjuk állapítani, melyik komponens dominál az illető szakaszon. Ha nagyobb terheléseknél meredekebben emelkedik a görbe, az a 3-nál magasabb rendű karakterisztikára utal, a túlvezérlési határ megközelítésére.

Mint általános szabályt megállapíthatjuk, hogy  $a_{t1}$  1 dB-es növelésére  $\zeta_2$  kb. 60%-kal,  $\zeta_3$  kb. 100%-kal nő.  $\zeta_0$  természetesen nem függ a terheléstől.

Mivel a  $\zeta_1$  értékek frekvenciafüggőek, célszerű több frekvenciára megadni a terhelési görbét, legalább az átviteli sáv két szélén és a közepén.



b) A szintdiagramtól való függés

Fontos ismernünk, hogyan változnak meg a zajteljesítmények, ha megváltozik a berendezés, ill. a vonalszakasz szintdiagramja. Lényeges ez elsősorban a tervezés szempontjából, de lényeges a berendezés üzeme szempontjából is. Ugyanis az előírt szintdiagram üzem közben megváltozhat a helytelen szintbeállítás miatt, vagy a pilotszabályozás és a talajhőmérséklet-szabályozás következtében. A változás lehet statikus vagy automata szabályozás esetén dinamikus.

A következőkben csak azt az esetet vizsgáljuk, amikor a névleges szintdiagram párhuzamosan tolódik el. Elegendő tehát csak  $a_0$  változásának a hatását vizsgálni.

A (27) formulából következik, hogy teljesen általánosan:

$$\zeta_2(F, a_0) = L_2 \cdot 10^{a_0} \quad \text{és} \quad \log \zeta_2 = L_2' + a_0, \quad (51a)$$

$$\zeta_3(F, a_0) = L_3 \cdot 10^{2a_0} \quad \text{és} \quad \log \zeta_3 = L_3' + 2a_0,$$

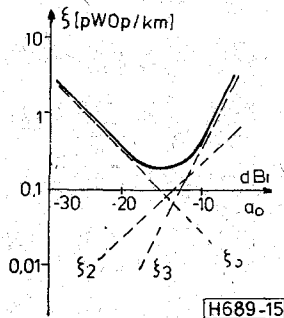
ahol  $L_2, L_3, L_2'$  és  $L_3'$  adott frekvencián konstans.

A termikus zajok is függenek  $a_0$ -tól:

$$\zeta_0(F, a_0) = L_0 \cdot 10^{-a_0} \quad \text{és} \quad \log \zeta_0 = L_0' - a_0. \quad (51b)$$

A viszonyokat a 15. ábrán tüntetjük fel.  $\zeta_0 - 1$ ,  $\zeta_2 + 1$  és  $\zeta_3 + 2$  irántangensű egyenessel ábrázolható. Eredőképpen a vastagon kihúzott ún. V görbét kapjuk: A berendezés optimális körülmények között működik, ha  $a_0$  a V görbe minimum pontjában van.

$a_0$  1 dB-es növelésére  $\zeta_0$  kb. 26%-kal csökken,  $\zeta_2$  kb. 26%-kal,  $\zeta_3$  pedig kb. 60%-kal nő. A V görbét is célszerű legalább három frekvencián megadni.



15. ábra. A V-diagram

c) Az  $a_{20}$ -tól és  $a_{30}$ -tól való függés

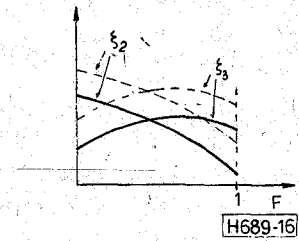
A (27) formulából leolvasható:

$$\zeta_2(F, a_{20}) = M_2 \cdot 10^{-a_{20}} \quad \text{és} \quad \log \zeta_2 = M_2' - a_{20}, \quad (52)$$

$$\zeta_3(F, a_{30}) = M_3 \cdot 10^{-a_{30}} \quad \text{és} \quad \log \zeta_3 = M_3' - a_{30}.$$

Vagyis  $a_{20}$  1 dB-el való növelésére  $\zeta_2$  kb. 26%-kal csökken, és hasonlóképpen  $a_{30}$  változására  $\zeta_3$ .

Ha a 16. ábra szerint ismerjük adott  $a_{20}$  és  $a_{30}$  mellett  $\zeta_2(F)$ -et és  $\zeta_3(F)$ -et (az ábrán vastagon kihúzott görbék), akkor  $a_{20}$  és  $a_{30}$  változására a két görbe paralel tolódik el (szaggatott görbék).



16. ábra. Az intermodulációs zajok függése a visszacsatolás mértékétől

Teljesen azonos módon, ha a visszacsatolás mértéke változik 1 dB-el, akkor  $a_{20}$  és  $a_{30}$  is 1 dB-el változik, mindkét görbe kb. 26%-kal paralel eltolódik.

14. Számpélda

14.1 Egy 60 csatornás preemfázis nélküli berendezés vonalszakaszán az intermodulációs zaj számítása

Az erősítő, ill. erősítőszakasz adatai:

- Átvitt sáv: 12–252 kHz,
- Kimeneti szint:  $a(f) = a_0 = -14$  dB,
- $a_{20} = 66$  dB,  $a_{30} = 77,5$  dB frekvenciafüggetlenül,
- $a_{t1} = -11,8$  dBm0,
- az erősítőszakasz hossza:  $l = 12$  km,
- a harmadrendű termékek  $m = 20$  erősítőszakaszon át összegeződnek amplitúdó szerint.

A (34) formulákban  $\Delta f = 1,74$  kHz,  $\Delta f' = 4$  kHz,  $N = 60$  és  $a_0, a_{t1}, a_{20}$  és  $a_{30}$  értékét bel-ben behelyettesítve,  $l$ -vel való osztás és  $\zeta_3(F)$ -nél még  $m$ -mel való szorzás után kapjuk:

$$\zeta_2'(F) = \frac{4,56}{l} [1 - F - F_e] \quad [\text{pW0p/km}],$$

$$\zeta_2''(F) = \frac{4,56}{l} \left[ \frac{F - F_e}{2} \right] \quad [\text{pW0p/km}],$$

$$\zeta_3'(F) = \frac{0,115}{l} m [1 + 2F - 2F^2] \quad [\text{pW0p/km}] \quad (53)$$

$$\zeta_3''(F) = \frac{0,115}{l} \left[ \frac{(F - 2F_e)^2}{3} \right] \quad [\text{pW0p/km}],$$

$$\zeta_{-3}(F) = \frac{0,115}{l} [1 - F - 2F_e]^2 \quad [\text{pW0p/km}].$$

Itt  $F_e = \frac{f_1}{B} = 0,05$ , a sáv eltolása. Eredményeinket a 7. táblázat felső részében foglaljuk össze.

A táblázatból jól látszik, hogy a vonalszakasz zajszámításakor  $\zeta_3''$  és  $\zeta_{-3}$  hatása elhanyagolható.

14.2 Terhelt zaj számítása lineáris preemfázis esetén

Az előző példánkban az erősítők változatlanul hagyása mellett a végállomások szintbeállításával alkalmazunk  $h = 10$  dB = 1,15 N lineáris preemfázist. Ha azt akarjuk, hogy az erősítők átlagos kiadott szintje

$F$	0	0,25	0,5	0,75	1	
$f$	12	72	132	192	252	kHz
$\zeta'_2$	0,36	0,27	0,17	0,08	—	$h=0$ $a_0 = -14$ dBr
$\zeta''_2$	—	0,04	0,09	0,13	0,18	
$\zeta'_3$	0,19	0,26	0,29	0,26	0,19	
$\zeta''_3$	—	< 0,003			—	
$\zeta'_{-3}$	< 0,008				—	
$\zeta_t$	0,55	0,57	0,55	0,47	0,37	$h=10$ dB $a_0 = -20$ dBr
$\zeta'_2 + \zeta''_2$	1,34	0,57	0,17	0,07	0,04	
$\zeta'_3$	0,40	0,43	0,35	0,23	0,11	
$\zeta_t$	1,74	1,0	0,52	0,30	0,15	$h=10$ dB $a_0 = -20$ dBr
$A_v$ [dB]	12	9	6	3	0	
$\zeta_t$	0,11	0,13	0,13	0,15	0,15	A visszacsatolás frekvenciafüggetlen
						A visszacsatolás frekvenciafüggő

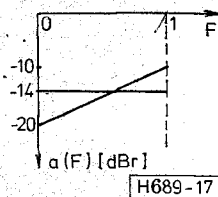
Értékek pW0p/km-ben

továbbra is  $\bar{a} = -14$  dBr maradjon, akkor a (38) formula szerint:

$$a_0 = a(f_1) = -14 + 10 \log \frac{e^{2h} - 1}{2h} = -20,4 \approx -20 \text{ dBr,}$$

$$a(f_2) = a_0 + h = -10 \text{ dBr.}$$

A 17. ábrán tüntetjük fel az erősítők új kimeneti szintjét. Az intermodulációs zajokat a (36) formulából kapjuk (a jobb áttekinthetőség kedvéért és, hogy a 3. és 4. táblázatokat könnyebben tudjuk kezelni, a (36) formulában szereplő  $y'_2$  és  $y''_2$ -ből az  $e^{2hF_e}$  és  $e^{-2hF_e}$  tényezőket kiemeljük).



17. ábra.  $a(F)$  lineáris preemfázis esetén

$$\begin{aligned} \zeta'_2(F) &= \frac{1,145}{l} e^{2hF_e} y'_2(F + F_e) = \\ &= 0,107 y'_2(F + F_e) \text{ [pW0p/km]} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \zeta''_2(F) &= \frac{1,145}{l} e^{-2hF_e} y''_2(F - F_e) = \\ &= 0,085 y''_2(F - F_e) \text{ [pW0p/km]} \end{aligned} \quad (54)$$

$$\zeta'_3(F) = \frac{0,00723 \text{ m}}{l} y'_3(F) = 0,012 y'_3(F) \text{ [pW0p/km].}$$

$y'_2$ ,  $y''_2$  és  $y'_3$  értékeit a 3., 4. és 5. táblázatokból vehetjük. Az eredményeket a 7. táblázat középső részén

tüntetjük fel. Látszik, hogy a lineáris preemfázis a sáv felső részén lényegesen csökkenti az intermodulációs zajokat, a sáv alsó részén pedig megnöveli. Hasonló módon befolyásolja a lineáris preemfázis a termikus zajokat is.

E kedvezőtlen hatásokat csökkenthetjük, ha az erősítőben frekvenciafüggő negatív visszacsatolást alkalmazunk. Célszerű a legnagyobb frekvencián változatlanul hagyni a visszacsatolás mértékét, és a kisebb frekvenciák felé fokozatosan növelni. Ezt rendszerint az erősítő gerjedékenységének a növelése nélkül megtehetjük. A 7. táblázat szerint  $A_v$  legyen a frekvenciafüggő visszacsatolás mértéke, maximálisan 12 dB. Feltételezzük, hogy azonos arányban nőnek a torzítási csillapítások is. Ekkor a 7. táblázat alsó részében feltüntetett intermodulációs zajokat kapjuk.

A frekvenciafüggő visszacsatolás  $10^{A_v}$  arányban csökkenti a termikus zajokat is, mert  $A_v$  értékkel kisebb csillapítású kábelkiegénylítőre van szükség.

### 14.3 Egy 2700 csatornás berendezés vonalszaka intermodulációs zajának számítása

Az erősítő, ill. erősítőszakasz adatai:

átvitt sáv: 0,312 – 12,388 MHz,  
kimenő szint,  $a(f)$  a 9. táblázat szerinti,  
 $a_0 = -26$  dBr,  
 $a_{20} = 72$  dB,  $a_{30} = 95$  dB, 12,388 MHz-en.

A visszacsatolás frekvenciafüggősége,  $A_v$  a táblázat szerinti.

( $A_v$  értékét a kisebb frekvenciákon korrigáltuk a néhány pontban végzett ellenőrző torzításmérések eredményével.)

$h = 12$  dB = 1,38-Np,  
 $a_{t1} = -15$  dBm0.

Az erősítőszakasz hossza:  $l=2$  km,

$$m=20, \Delta f=1,74 \text{ kHz}, \Delta'f=\frac{12 \cdot 076}{2700}=4,47 \text{ kHz},$$

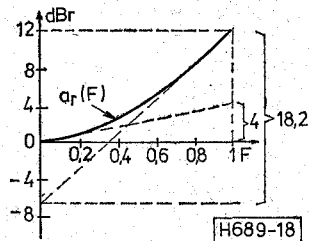
$$F_e=0,026.$$

Határozzuk meg először a preemfázis karakterisztikát megközelítő biexponenciális görbe matematikai alakját.

A 18. ábra szerint:

$$t_0 = 4 \text{ dB} = 0,46 \text{ Np},$$

$$t_1 = 18,2 \text{ dB} = 2,1 \text{ Np}.$$



18. ábra.  $a_r(F)$  fél-exponenciális preemfázis esetén

$t_0$  és  $t_1$  értékét a (22d)-be behelyettesítve, kapjuk:

$$\gamma = -0,07 \approx 0.$$

Mivel  $\gamma \ll \beta$ , a félexponenciális közelítéssel próbálkozhatunk. A (22f) egyenletbe  $t_1$  és  $h$  értékét behelyettesítve, kiszámíthatjuk  $\beta$ -t:

$$0,223 = \frac{1}{\beta}(1 - e^{-\beta}) = X.$$

A fenti egyenlőség megoldásához bármilyen közelítő módszert alkalmazhatunk, de előnyösen használható a 8. táblázat is, amelyben a gyakrabban szereplő  $\beta$  értékekre megadjuk  $X$  értékét, közbenső értékek számításához lineáris interpolációt használhatunk.

A megoldásnak  $\beta=4,43$ -at veszünk. A (22b) formulából:

$$b = \frac{2t_1 e^{2h}}{\beta e^{\beta}} = 0,178 \text{ és } e = 0,822.$$

Tehát a félexponenciális közelítő görbe, amit  $[a_r(F)]_k$ -val jelölünk:

$$[a_r(F)]_k = 10 \log [0,178 e^{4,43F} + 0,822] \text{ [dBr]}. \quad (55)$$

8. táblázat

$$X = \frac{1}{\beta}(1 - e^{-\beta})$$

$\beta$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
2	0,432	0,417	0,404	0,391	0,379	0,367	0,356	0,345	0,335	0,326
3	0,317	0,308	0,300	0,292	0,284	0,277	0,270	0,264	0,257	0,251
4	0,245	0,240	0,235	0,229	0,224	0,220	0,215	0,211	0,207	0,203
5	0,199	0,195	0,191	0,188	0,184	0,181	$X \approx \frac{1}{\beta}$			

9. táblázat

$F$	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1	
$t$	0,312	2,73	5,14	7,55	9,97	12,388	MHz
$a(F)$	-26	-25	-23,5	-20,9	-17,6	-14	dBr
$a_r(F)$	0	1	2,5	5,1	8,4	12	dBr
$[a_r(F)]_k$	0	0,98	2,72	5,3	8,4	12	dBr
$\Delta a_r(F)$	0	-0,2	+2	+1	0	0	cB
$10a_r(F)$	1	1,26	1,8	3,2	6,9	15,8	
$A_v$	17	13	9	5	2	0	dB
$10^{-A_v}$	0,02	0,05	0,13	0,32	0,6	1	
$\zeta_2'$	0,19	0,18	0,17	0,15	0,07	—	pW0p/km
$\zeta_2''$	—	0,002	0,01	0,02	0,05	0,09	pW0p/km
$\zeta_3'$	0,01	0,04	0,10	0,19	0,21	0,13	pW0p/km
$\zeta_t$	0,2	0,22	0,28	0,38	0,33	0,32	pW0p/km

dBm	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	
+ 40	10	12,6	15,8	20	25,1	31,6	39,8	50,1	63,1	73,4	W
+ 30	1	1,26	1,58	2	2,51	3,16	3,98	5,01	6,31	7,94	
+ 20	100	126	158	200	251	316	398	501	631	794	
+ 10	10	12,6	15,8	20,0	25,1	31,6	39,8	50,1	63,1	79,4	mW
+ 0	1	1,26	1,58	2,00	2,51	3,16	3,98	5,01	6,31	7,94	
- 0	1000	794	631	501	398	316	251	200	158	126	
- 10	100	79,4	63,1	50,1	39,8	31,6	25,1	20,0	15,8	12,6	$\mu$ W
- 20	10	7,94	6,31	5,01	3,98	3,16	2,51	2,00	1,58	1,26	
- 30	1	0,794	0,631	0,501	0,398	0,316	0,251	0,2	0,158	0,126	
- 40	10 <sup>5</sup>	79 430	63 100	50 120	39 800	31 620	25 120	19 950	15 850	12 530	pW
- 50	10 <sup>4</sup>	7943	6310	5012	3980	3162	2512	1935	1585	1259	
- 60	1000	794	631	501	398	316	251	200	159	126	
- 70	100	79,4	63,1	50,1	39,8	31,6	25,1	20,0	15,9	12,6	
- 80	10	7,9	6,3	5,0	4,0	3,2	2,5	2	1,6	1,3	
- 90	1	0,79	0,63	0,50	0,40	0,32	0,25	0,2	0,16	0,13	
- 100	0,1	0,08	0,06	0,05	0,04	0,03	0,02	0,02	0,02	0,01	

Kiszámított értékét és a tényleges  $a_1(F)$  görbétől való  $\Delta a_1(F)$  eltérést a 9. táblázatban tüntetjük fel. A maximális eltérés  $< 2$  cB, tehát a közelítést igen jónak kell tekintenünk. (Természetesen a valóságos preemfázis görbe is eltér  $1 \approx 2$  cB-lel a tervezett görbétől, mert azt csak egy bizonyos pontossággal lehet megvalósítani. A preemfázis előállításához rendszert egy-két áthidalt  $T$  tagot használunk.)

Az intermodulációs vonali zajok, a (40) formulák alapján:

$$\zeta_2'(F) = \frac{\Delta f N}{\Delta f' l} \left[ \frac{w_2'(F + F_e)}{10^{a_1(F)}} \right] \cdot 10^{2a_0 + 2a_{11} - a_{20} - A_v + 9} \text{ [pWOp/km]},$$

$$\zeta_2''(F) = \frac{\Delta f N}{\Delta f' l} \left[ \frac{w_2''(F - F_e)}{10^{a_1(F)}} \right] \cdot 10^{2a_0 + 2a_{11} - a_{20} - A_v + 9} \text{ [pWOp/km]},$$

$$\zeta_3'(F) = 179 \cdot 10^{-5} \cdot 10^{-A_v} \frac{98e^{\beta F} - 90Fe^{\beta F} - 207e^{-\beta F} + 5(1 + 2F - 2F^2) + 41,5F + 400}{10^{a_1(F)}} \text{ [pWOp/km]} \quad (56)$$

A számítások végeredményét a 9. táblázatban tüntetjük fel. Látszik, hogy az intermodulációs zajok lényegesen a CCITT által megengedett 1 pWOp/km határ alatt vannak.

Az erősítők még akkor is teljesítik az előírásokat, ha a vonalszakaszon a harmadrendű termékek összegeződése például 40 erősítőn át történik. Számolnunk

$$\zeta_3'(F) = \frac{\Delta f N^2 m}{\Delta f' l} \left[ \frac{w_3'(F)}{10^{a_1(F)}} \right] \cdot 10^{2a_0 + 3a_{11} - a_{20} - A_v + 9} \text{ [pWOp/km]}.$$

A fenti formulákban  $a_{20}$  és  $a_{30}$  értéke 12,388 MHz-en értendő.

A konstansok értékét behelyettesítve, és  $w_1(F)$  kifejezéseit a (17) formulákból véve, kapjuk:

$$\zeta_2'(F) = 0,083 \cdot 10^{-A_v} \cdot \frac{-0,15e^{\beta F} + 99,7e^{-\beta F} - 2,7F + 13,6}{10^{a_1(F)}} \text{ [pWOp/km]},$$

$$\zeta_2''(F) = 0,083 \cdot 10^{-A_v} \cdot \frac{0,12e^{\beta F} - 0,06Fe^{\beta F} + 1,35F - 0,17}{10^{a_1(F)}} \text{ [pWOp/km]},$$

kell még a pilot- és talajhőmérséklet-szabályozók okozta szinteltérések hatásával is. Például:  $a_0$  2 dB-es változására  $\zeta_2$  kb. 1,6-szorosára,  $\zeta_3$  pedig 2,5-szörösére nő. Az erősítők még így is teljesítik a  $\zeta_t < 1$  pWOp/km előírást, de ha egyidejűleg az összegeződés  $> 20$  erősítőnél áll fenn, akkor már túllépjük az előírt értéket.

## 15. Végkövetkeztetések

Cikkünk célja az volt, hogy az intermodulációs zajok számításáról, erről a meglehetősen nehezen áttekinthető és csak bonyolultán számítható témakörrel könnyebben kezelhető és a fizikai lényegét világosabbá tevő tárgyalásmódot adjunk. Az alkalmazott számítások alapján véve egyszerűek, kézi számológéppel is könnyen elvégezhetőek.

Hasznosak és szemléletesek a végformulák alapján képezett diagramok, ezeket azonban helyhiány miatt nem közölhetjük. Ugyancsak a számításokat könnyíti meg az  $y_i(F)$  kifejezés táblázatba való foglalása.

Lineáris preemfázis esetén, mivel csak egy paraméterről van szó, ez egyetlen táblázattal elvégezhető, amit  $y'_2, y'_3, y'_4$ -re a 3., 4. és 5. táblázatban meg is adtunk. Biexponenciális és félexponenciális esetekben azonban több paraméterről van szó, ezért egy táblázatsorozatra van szükség [18]. Megemlíttjük még, hogy ha  $\beta \gg 1$ ,  $b \ll 1$ , a biexponenciális és a félexponenciális esetben, egyes tagok elhanyagolhatók, és az így kapott formulák lényegesen egyszerűbbek lesznek.

### Függelék

#### A) A másodrendű különbségi termékek számítása biexponenciális eloszlás esetén

A (10a) formulába behelyettesítve:  $p(F) = be^{\beta F} + ce^{\gamma F}$ , kapjuk:

$$\begin{aligned} w'_2(F) &= 4 \int_0^{1-F} [be^{\beta F_1} + ce^{\gamma F_1}][be^{\beta(F+F_1)} + ce^{\gamma(F+F_1)}] dF_1 = \\ &= 4 \int_0^{1-F} [b^2 e^{2\beta F_1} + c^2 e^{2\gamma F_1} + bc(e^{\beta F} + e^{\gamma F})e^{(\beta+\gamma)F_1}] dF_1 = \\ &= \frac{2b^2}{\beta} [e^{2\beta} e^{-\beta F} - e^{\beta F}] + \frac{2c^2}{\gamma} [e^{2\gamma} e^{-\gamma F} - e^{\gamma F}] + \\ &+ \frac{4bc}{\beta + \gamma} [e^{\beta+\gamma}(e^{-\beta F} + e^{-\gamma F}) - (e^{\beta F} + e^{\gamma F})]. \quad (F.1) \end{aligned}$$

Most és a következőkben a számítások helyességét azzal is ellenőrizhetjük, hogy végeredményeinkben  $b$  és  $c$  valamint  $\beta$  és  $\gamma$  teljesen szimmetrikusan kell hogy szerepeljen.

A másodrendű összegtermékek teljesen hasonló módon számíthatók.

#### B) A harmadrendű különbségi termékek számítása biexponenciális eloszlás esetén

Számítsuk ki először a hasznos sávon belüli eloszlást. A (10d) formulában az integrálandó rész a (9) formula szerint:

$$\begin{aligned} I &= p(F_1)p(F_2)p(F_k) = \\ &= (be^{\beta F_1} + ce^{\gamma F_1})(be^{\beta F_2} + ce^{\gamma F_2})(be^{\beta F_k} + ce^{\gamma F_k}) = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= b^3 e^{\beta F_1} e^{\beta F_2} e^{\beta F_k} + c^3 e^{\gamma F_1} e^{\gamma F_2} e^{\gamma F_k} + \\ &+ b^2 c [e^{\beta F_1 + \beta F_2 + \beta F_k} + e^{\beta F_1 + \beta F_2 + \gamma F_k} + e^{\beta F_1 + \beta F_2 + \gamma F_k}] + \\ &+ bc^2 [e^{\beta F_1 + \gamma F_2 + \gamma F_k} + e^{\beta F_1 + \beta F_2 + \gamma F_k} + e^{\beta F_1 + \beta F_2 + \gamma F_k}]. \quad (F.2) \end{aligned}$$

A fenti kifejezést kell a (10d) formulába helyettesíteni,  $F_j$  megfelelő értékével. Így  $0 < F < 1$ -re kapjuk:

$$\begin{aligned} w'_3(F) &= 36 \left[ \int_F^{1-F} \int_F^{1-F} I(F_j = F - F_1 + F_k) dF_1 dF_k + \right. \\ &+ \int_F^{1-F} \int_0^{F_k} I(F_j = F_1 - F + F_k) dF_1 dF_k + \\ &\left. + \int_{\frac{F}{2}}^{2F_k - F} \int_0^{F_k} I(F_j = F + F_1 - F_k) dF_1 dF_k \right]. \quad (F.3) \end{aligned}$$

A számítási munka felét megtakaríthatjuk, ha felismerjük, hogy (F.2)-ben az első rész első és második tagja csak abban különbözik, hogy  $b$  és  $c$ , valamint  $\beta$  és  $\gamma$  fel van cserélve. Hasonlóan a második és a harmadik rész között is csak ez a különbség. Így elegendő csak az első rész első felére és a második részre elvégezni az integrálást, és az eredményhez hozzáadni a  $b$  és  $c$ ,  $\beta$  és  $\gamma$  felcserélésével kapott eredményt. Az első rész első tagjának az integrálja:

$$\begin{aligned} w'_3(F) &= 36b^3 \left[ \int_F^{1-F} \int_F^{1-F} e^{\beta F} e^{2\beta F_k} dF_1 dF_k + \right. \\ &+ \int_F^{1-F} \int_0^{F_k} e^{2\beta F_1} e^{-\beta F} e^{2\beta F_k} dF_1 dF_k + \\ &\left. + \int_{\frac{F}{2}}^{2F_k - F} \int_0^{F_k} e^{2\beta F_1} e^{\beta F} dF_1 dF_k \right] = \\ &= 36b^3 \left\{ \left[ \frac{1}{8\beta^2} + \left( \frac{1}{8\beta^2} + \frac{1}{4\beta} \right) e^{2\beta} \right] e^{\beta F} - \right. \\ &\left. - \frac{1}{4\beta} (1 + e^{2\beta}) F e^{\beta F} - \frac{e^{2\beta}}{4\beta^2} e^{-\beta F} \right\} \quad (F.4) \end{aligned}$$

(F.2)-ben a  $c^3$ -nel szorzott tag integrálját úgy kapjuk, hogy a fenti formulában  $b$  és  $\beta$  helyébe  $c$ -t és  $\gamma$ -t írunk. Így kapjuk:

$$\begin{aligned} w'_3(F) &= 36c^3 \left\{ \left[ \frac{1}{8\gamma^2} + \left( \frac{1}{8\gamma^2} + \frac{1}{4\gamma} \right) e^{2\gamma} \right] e^{\gamma F} - \right. \\ &\left. - \frac{1}{4\gamma} (1 + e^{2\gamma}) F e^{\gamma F} - \frac{e^{2\gamma}}{4\gamma^2} e^{-\gamma F} \right\}. \quad (F.5) \end{aligned}$$

(F.2)-ben a  $b^2 c$ -yel szorzott tag integrálja:

$$\begin{aligned}
w_3'(F) &= 36b^2c \left\{ \int_0^1 \int_0^{\frac{F+F_k}{2}} [e^{\beta F} e^{(\gamma-\beta)F_1} e^{2\beta F_k} + \right. \\
&+ e^{\gamma F} e^{(\beta-\gamma)F_1} e^{(\beta+\gamma)F_k} + e^{\beta F} e^{(\beta+\gamma)F_k}] dF_1 dF_k + \\
&+ \int_0^1 \int_0^F [e^{-\beta F} e^{(\beta+\gamma)F_1} e^{2\beta F_k} + e^{-\gamma F} e^{(\beta+\gamma)F_1} e^{(\beta+\gamma)F_k} + \\
&+ e^{-\beta F} e^{2\beta F_1} e^{(\beta+\gamma)F_k}] dF_1 dF_k + \int_0^{\frac{F}{2}} \int_0^{2F_k-F} [e^{\beta F} e^{(\gamma+\beta)F_1} + \\
&+ e^{\gamma F} e^{(\beta+\gamma)F_1} e^{(\beta-\gamma)F_k} + e^{\beta F} e^{2\beta F_1} e^{(\gamma-\beta)F_k}] dF_1 dF_k = \\
&= 36b^2c \left\{ \frac{1}{2(\beta+\gamma)^2} - \frac{1}{2\beta(\beta-\gamma)} + \right. \\
&+ \left[ \frac{1}{2(\beta+\gamma)^2} + \frac{1}{2(\beta+\gamma)} - \frac{1}{2\beta(\beta-\gamma)} \right] e^{\beta+\gamma} \Big\} e^{\beta F} + \\
&+ \frac{1+e^{\beta+\gamma}}{2(\beta+\gamma)} F e^{\beta F} - \frac{e^{2\beta} + e^{\beta+\gamma}}{2\beta(\beta+\gamma)} e^{-\beta F} + \\
&+ \frac{1+e^{2\beta}}{\beta^2 + \gamma^2} e^{\gamma F} - \frac{e^{\beta+\gamma}}{(\beta+\gamma)^2} e^{-\gamma F} \Big\}. \quad (F.6)
\end{aligned}$$

(F.2)-ben a  $c^2b$ -vel szorzott tag integrálját úgy kapjuk meg, hogy a fenti formulában  $b$ -t és  $c$ -t, valamint  $\beta$ -t és  $\gamma$ -t felcseréljük. Ebben, valamint (F.4), (F.5), (F.6)-ban az  $e^{\beta F}$ ,  $F e^{\beta F}$  stb. tagok együtt-hatódit összeadva, kapjuk a (13c) formula  $A_1$ ,  $B_1$ ,  $C_1$  konstansait.

### C) A harmadrendű összegtermékek számítása biexponenciális eloszlás esetén

A (10f) és (F.2) formulák alapján a  $0 < F < 1$  sávban:

$$\begin{aligned}
w_3''(F) &= 36 \int_0^{\frac{F}{3}} \int_0^{\frac{F-F_1}{2}} \{ [b^3 e^{\beta F} + c^3 e^{\gamma F}] + \\
&+ b^2 c [e^{\gamma F} e^{(\beta-\gamma)F_1} e^{(\beta-\gamma)F_1} + e^{\beta F} e^{(\gamma-\beta)F_1} + e^{\beta F} e^{(\gamma-\beta)F_1}] + \\
&+ b c^2 [e^{\beta F} e^{(\gamma-\beta)F_1} e^{(\gamma-\beta)F_1} + e^{\gamma F} e^{(\beta-\gamma)F_1} + e^{\gamma F} e^{(\beta-\gamma)F_1}] \} dF_1 dF_1.
\end{aligned}$$

Itt szintén elegendő csak az első tag első felére és a második tagra elvégezni az integrálást. Az első tag másik fele és a harmadik tag  $b$  és  $c$ , valamint  $\beta$  és  $\gamma$  felcserélésével adódik.

$$\begin{aligned}
w_{31}''(F) &= 3b^3 e^{\beta F} F^2, \\
w_{32}''(F) &= 18b^2c \left[ \frac{e^{\gamma F}}{(\beta-\gamma)^2} + \frac{F e^{\beta F}}{\beta-\gamma} - \frac{e^{\beta F}}{(\beta-\gamma)^2} \right]. \quad (F.7)
\end{aligned}$$

A  $b$  és  $c$ ,  $\beta$  és  $\gamma$  felcserélésével kapott tagokat is figyelembe véve, átrendezés után kapjuk a (15) főrmulát.

### D) A harmadrendű különbségi termékek számítása biexponenciális eloszlás esetén, a hasznos sáv alatt

A (10c) és (F.2) formulák alapján a  $-1 < F < 0$  sávban:

$$\begin{aligned}
w_{-3}'(F) &= 36 \int_{-F}^1 \int_0^{\frac{F+F_k}{2}} \{ b^3 e^{\beta F} e^{2\beta F_k} + c^3 e^{\gamma F} e^{2\gamma F_k} + \\
&+ b^2 c [e^{\beta F} e^{(\gamma-\beta)F_1} e^{2\beta F_k} + e^{\gamma F} e^{(\beta-\gamma)F_1} e^{(\beta+\gamma)F_k} + e^{\beta F} e^{(\beta+\gamma)F_k}] + \\
&+ b c^2 [e^{\gamma F} e^{(\beta-\gamma)F_1} e^{2\gamma F_k} + e^{\beta F} e^{(\gamma-\beta)F_1} e^{(\gamma+\beta)F_k} + \\
&+ e^{\gamma F} e^{(\beta+\gamma)F_k}] \} dF_1 dF_k.
\end{aligned}$$

Az első tag első felére és a második tagra adódik:

$$\begin{aligned}
w_{-31}'(F) &= i8b^3 \left\{ \left[ \frac{1}{2\beta} - \frac{1}{4\beta^2} \right] e^{2\beta} e^{\beta F} + \right. \\
&+ \left. \frac{e^{2\beta}}{2\beta} F e^{\beta F} + \frac{1}{4\beta^2} e^{-\beta F} \right\}, \\
w_{-32}'(F) &= 36b^2c \int_{-F}^1 \left\{ \frac{e^{\beta F} e^{2\beta F_k}}{\gamma-\beta} \left[ e^{(\gamma-\beta)\frac{F+F_k}{2}} - 1 \right] + \right. \\
&+ \frac{e^{\gamma F} e^{(\beta+\gamma)F_k}}{\beta-\gamma} \left[ e^{(\beta-\gamma)\frac{F+F_k}{2}} - 1 \right] + \\
&+ e^{\beta F} e^{(\beta+\gamma)F_k} \left[ \frac{F+F_k}{2} \right] \Big\} dF_k = \\
&= 18b^2c \left\{ \left[ \frac{e^{2\beta}}{\beta(\beta-\gamma)} + \frac{e^{\beta+\gamma}(\beta+\gamma-1)}{(\beta+\gamma)^2} \right] e^{\beta F} + \right. \\
&+ \frac{e^{\beta+\gamma}}{\beta+\gamma} F e^{\beta F} + \left[ \frac{2}{\beta^2 - \gamma^2} - \frac{1}{\beta(\beta-\gamma)} \right] e^{-\beta F} + \\
&+ \left. \frac{e^{-\gamma F}}{(\beta+\gamma)^2} - \frac{2e^{\beta+\gamma}}{\beta^2 - \gamma^2} e^{\gamma F} \right\}. \quad (F.8)
\end{aligned}$$

$b$  és  $c$  valamint  $\beta$  és  $\gamma$  felcserélésével kapjuk az első tag második felét és a harmadik tagot. Összevonás után kapjuk a (16) formulát.

### E) A harmadrendű különbségi termékek számítása fél-exponenciális eloszlás esetén

A (14) formulákban  $A_1$ ,  $B_1$  és  $C_1$  nem tartalmazza az egyes tagok nevezőjében a  $\gamma$  tényezőt szorozóként. Így ezekben minden további nélkül alkalmazhatjuk a  $\gamma=0$  helyettesítést. Így kapjuk a (17c) formula  $A_1$ ,  $B_1$ ,  $C_1$  tagjait. Az  $A_2$ ,  $B_2$ ,  $C_2$ -ben szétválaszthatjuk azokat a tagokat, amelyek  $\gamma \rightarrow 0$  átmenetnél véges értékűek maradnak, és azokat amelyek végtelenné válnak. Így írhatjuk:

$$\begin{aligned}
A_2 e^{\gamma F} + B_2 F e^{\gamma F} + C_2 e^{-\gamma F} \xrightarrow{\text{ha } \gamma \rightarrow 0} 18 \left\{ b c^2 \left[ \frac{1}{\beta^2} + \right. \right. \\
\left. \left. + \left( \frac{1}{\beta^2} + \frac{1}{\beta} \right) e^{\beta} \right] + b^2 c \frac{2+2e^{2\beta}}{\beta^2} - c^2 b \frac{1+e^{\beta}}{\beta} F - \right.
\end{aligned}$$

$$-b^2c \frac{2e^\beta}{\beta^2} + 18c^3[\dots] + 18 \frac{bc^2}{\gamma}$$

$$\cdot \left[ \left( -\frac{1}{\gamma-\beta} - \frac{e^\beta}{\gamma-\beta} \right) e^{\gamma F} - \frac{e^{2\gamma+e^\beta}}{\gamma+\beta} e^{-\gamma F} \right]_{\gamma \rightarrow 0}$$

A második tag nem tartalmazza a  $b$  tényezőt. Egyszerű megfontolás útján is belátható, hogy ennek

$$\begin{aligned} & -18bc^2 \frac{(\gamma+\beta)e^{\gamma F} + (\gamma+\beta)e^\beta e^{\gamma F} + (\gamma-\beta)(e^{2\gamma-\gamma F} + e^{\beta-\gamma F})}{\gamma(\gamma^2 - \beta^2)} = \\ & = -18bc^2 \frac{\gamma[e^{\gamma F} + e^{\beta+\gamma F} + e^{2\gamma-\gamma F} + e^{\beta-\gamma F}] + \beta[e^{\gamma F} + e^{\beta+\gamma F} - e^{2\gamma-\gamma F} - e^{\beta-\gamma F}]}{\gamma(\gamma^2 - \beta^2)} = \\ & = -18bc^2 \frac{\gamma(2+2e^\beta) + \beta[1 + \gamma F + e^\beta(1 + \gamma F) - 1 - 2\gamma + \gamma F - e^\beta(1 - \gamma F)]}{\gamma(\gamma^2 - \beta^2)} \end{aligned}$$

$$18bc^2 \left[ \frac{2+2e^\beta}{\beta^2} + \frac{2F}{\beta} - \frac{2}{\beta} + \frac{2e^\beta F}{\beta} \right], \text{ ha } \gamma \rightarrow 0.$$

Végeredményben kapjuk:

$$\begin{aligned} [A_2 e^{\gamma F} + B_2 F e^{\gamma F} + C_2 e^{-\gamma F}]_{\gamma \rightarrow 0} &= 9e^3(1+2F-2F^2) + 18bc^2 \frac{1+e^\beta}{\beta} F + \frac{36h^2c}{\beta^2} [e^{2\beta} - e^\beta + 1] + \\ &+ \frac{18bc^2}{\beta} \left[ \left( 1 + \frac{3}{\beta} \right) e^\beta + \frac{3}{\beta} - 2 \right]. \end{aligned} \quad (F.10)$$

## IRODALOM

- [1] Dr. Lajta Gy.: Előkiemelés alkalmazása szélessávú vezetékes összeköttetésben. PKI Közl. VII. 1966.
- [2] Gordos G.: Sokcsatornás berendezések intermodulációs zajainak a számítása. PKI Közl. VII. 1966.
- [3] Csernoch J.: Intermodulációs zajok számítása mikrohullámú FDM berendezésekben, BHG—ORION—TERTA Műsz. Közl. 1976. 2 és 4.
- [4] Cebe L.: Átviteltechnika II. KKVMF jegyzet 1979.
- [5] Brockbank-Wass: Nonlinear Distortion in Transmission Systems. J. IEE. 92. 1945.
- [6] S. Fedida: Some design considerations for links carrying multichannel telephony. The Marconi Review, 1956. No. 1.
- [7] S. Janson—V. Stending: Some problems concerning noise in wide-band carrier systems. Ericsson Technics, 1960. No. 1.
- [8] H. L. Bakker: The output power of line amplifiers in carrier telephony systems employing preemphasis. Philips Tel. Rev. 1965. No. 1.
- [9] N. Rydbeck: A Volterra Series Analysis of Intermodulation Distortion in Carrier Frequency Systems. Ericsson Technics, 1976. No. 2.
- [10] N. Rydbeck: Intermodulation Distortion for a 12 MHz Carrier Frequency System. Ericsson Technics, 1976. No. 2.
- [11] J. Boer—C. Hoolkamp: The required load capacity of FDM multi-channel amplifiers. Philips Tel. Rev. 1978. No. 4.
- [12] R. Bertia—A. Fromageot: Préaccentuation et non linéarité des répéteurs. Cables et Transmission, 1958. No. 3.
- [13] J. Schwob: Distortion non linéaire d'un signal téléphonique multiplex à repartition de fréquence avec préaccentuation. C. et T. 1963. No. 1.
- [14] A. Fromageot: Préaccentuation, puissance de sortie, ... C. et T. 1966. No. 4.
- [15] A. Comte: Calcul des caractéristiques fondamentales des équipements de lignes à 2700 voies et à 10800 voies. C. et T. 1968. No. 3.
- [16] H. Soulier: Calcul du bruit dans une voie téléphonique d'un système à courants porteurs. C. et T. 1971. No. 2.
- [17] H. Soulier: Les bruits dans un système à 60 MHz. C. et T. 1972. No. 1.
- [18] D. Farber: Raszcszet harakterisztik mnogokanalnüh szisztem szvjazi-sz tranzisztornümi uszlitjeljami. 1963.
- [19] A. V. Lebedjev: Raszcszet sumov mnogokanalnüh szisztem szvjazi. 1977.