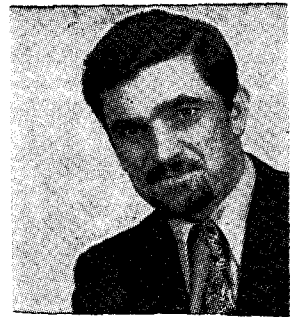


A tranziens intermodulációs torzítás (TIM) keletkezésének vizsgálata

CLAUS, ADAMS—DR. PÓCZA ATTILA—
SOMLAI TAMÁS



PROF. CLAUS
ADAMS

ÖSSZEFOGLALÁS

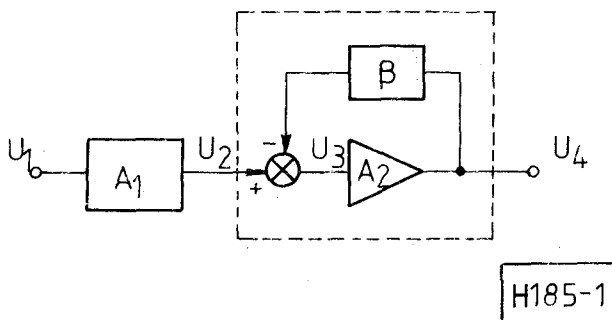
A nagy hanghűségű hangfrekvenciás átviteli berendezések vizsgálati módszerei az utóbbi időben az erősítők valódi, dinamikus üzemét jobban kifejező, ún. tranziens intermoduláció (TIM) meghatározásával bővültek. A cikk a TIM keletkezésével és az elméleti számításokból levonható következtetésekkel, tervezési szempontokkal foglalkozik.

1. Bevezetés

A dinamikus intermodulációs, ezen belül a tranziens intermodulációs torzítások létrejötteinek okai, ezek mérhetőségével, a vonatkozó mérés-technikai kérdésekkel több cikkben is foglalkoztunk már a „Híradástechnika” hasábjain [1], [2]. A témával kapcsolatban megnyilvánuló érdeklődés, a hozzánk érkező kérdések hatására szükségesnek láttuk, hogy visszatérjünk a TIM elméletéhez, és a korábbinál részletesebb matematikai leírást adjunk, hiszen a levonható következtetések nagyon lényegesek a magas hanghűségű erősítők tervezésénél. Nanjainkban egy olyan erősítő, melynek nemlineáris torzítása igen kisértékű ugyan, de jelentős TIM torzítással rendelkezik, a világpiacon — még közepesnek mondható igények esetén is — szinte már eladhatatlan. Külföldi szaklapok a magas hanghűségű erősítők minősítésénél szinte kivétel nélkül megadják a TIM torzítás mértékét, sokszor a vonatkozó frekvencia spektrum mellékelésével. Véleményünk szerint a hazai gyakorlatban is időszerű lenne tranziens intermodulációs torzítás mértékének megadása az erősítők műszaki jellemzői között.

2. Erősítőmodell a TIM — torzítás vizsgálatához

A TIM-torzítás keletkezését a 1. ábrán látható erősítőmodell alapján vizsgálhatjuk.



1. ábra. A vizsgált erősítő modellje

Beérkezett: 1986. III. 13. (#)

Híradástechnika XXXVIII. évfolyam, 1987. 2. szám

Egyetemi tanulmányait az Aacheni Műszaki Egyetemen 1966-ban fejezte be, híradástechnika szakon. Első tudományos tevékenységét a fiziológiai akusztika területén végezte. Később tengeri információs rendszerek fejlesztésében vett részt, víz alatti akusztikai kérdésekkel foglalkozott. 1975-től a Wülhelms-

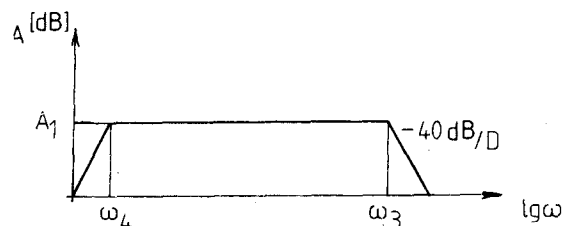
haveni Műszaki Szakfőiskola professzora (Fachhochschule Wilhelmshaven). A félvezető kapcsolástechnika, híradástechnika szaktárgyak oktatásában vesz részt. Jelenlegi kutatási szakterülete a tranziens intermoduláció mérés-technikája, és egyéb speciális impulzustechnikai áramkörök alkalmazása és mérés-technikája.

A teljes erősítőt a következő fokozatok alkotják:

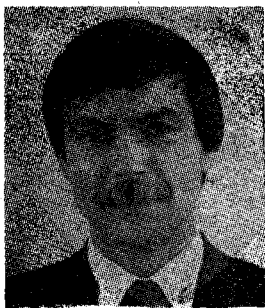
- A_1 előerősítő, melynek $A_1(\omega)$ erősítése frekvenciafüggő
- A_2 teljesítményerősítő, melynek frekvenciafüggő nyílthurkú erősítése $A_2(\omega)$
- β -átvitelű frekvenciafüggetlen visszacsatoló hálózat.

A modellben szereplő A_1 előerősítő olyan négy-pólusnak tekinthető, amely a visszacsatolt teljesítményerősítőt a valóságos viszonyoknak megfelelően sávkorlátozott jellel hajtja meg. Így a teljes erősítő bemenetére kerülő $U_1(t)$ meghajtó jel sáv szélessége elvileg korlátlanul nagy lehet. Az elő- és teljesítményerősítő frekvenciafüggésének feltételezett Bode-diagramját a 2., ill. 3. ábra tünteti fel. A bemutatott karakterisztikák az esetek nagy többségében jó közelítéssel írják le a valódi erősítők frekvenciamenetét.

Az erősítés karakterisztikák feltételezéseinknek megfelelően az előerősítőnél másodfokú, a végerősítőnél elsőfokú pólust tartalmaznak. Ezen utóbbi pl. a szokásos kompenzáló hálózatokat tartalmazó kapcsolásoknál a valóságos viszonyoknak igen jól megfelelő közelítés.

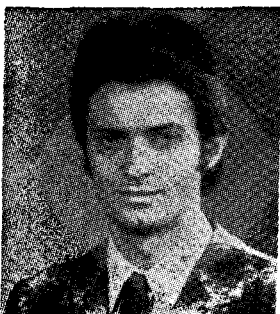


2. ábra. Az előerősítő fokozat erősítésének frekvenciamenetete



DR. PÓCZA
ATTILA

A Budapesti Műszaki
Egyetemen 1967-ben
villamosmérnöki okle-



SOMLAI TAMÁS

1973-ban szerzett diplo-
mát a BME Villamos-

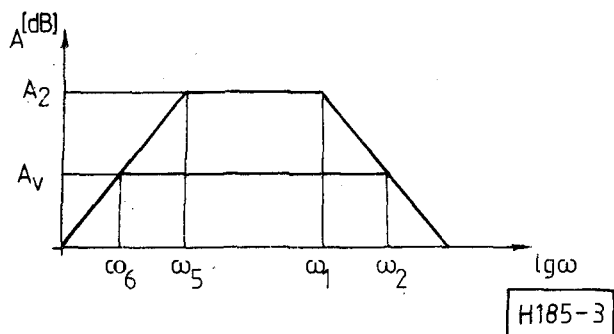
velet, 1977-ben egye-
temi doktori fokozatot szer-
zett. Előbb a HIKI fej-
lesztő mérnöke, majd a
Kandó Kálmán Villa-
mosipari Műszaki Fő-
iskola oktatója, főiskolai
tanár. Művelt szakterü-
lete: PLL elmélete és
alkalmazástechnológiája,
nagy hanghűségű erősí-
tők tervezési kérdései, di-
namikus torzítások. Több
szabadalom, főiskolai
jegyzet, szakcikk szer-
zője, ill. társszerzője.

mérnöki Karának Hír-
adástechnikai szakán.
Ezután a magyar—NDK
államközi munkaerőko-
operációs szerződés ke-
retében három évig dol-
gozott a drezdai Robot-
ron Elektronikai Vállal-
atnál. 1977 óta a Kandó
Kálmán Villamosipari
Műszaki Főiskola Hír-
adásipari Intézetének
munkatársa, jelenlegi
beosztása adjunktus. Ér-
deklődési területe: Di-
namikus torzítások csök-
kentésének lehetőségei,
zajcsökkentő eljárások, di-
gitális jelrögzítés.

A teljesítményerősítő Bode-diagramja feltün-
teti a visszacsatolás hatására lecsökkent erősítést
is (A_v), melynél egyúttal a visszacsatolás mértéke
az ω_1 felső határfrekvenciát ω_2 -re növeli (3. ábra).
Ezek a jellemzők a negatív visszacsatolás ismert
alapegyenleteinek segítségével számíthatók:

$$A_v = \frac{A_2}{1 + A_2\beta} \quad (2.1)$$

$$\omega_2 = \omega_1(1 + A_2\beta) \quad (2.2)$$



3. ábra. A végerősítő fokozat erősítésének frekvencia-
menete

A továbbiakban feltételezzük, hogy mindkét erő-
sítő fokozat alacsonyfrekvenciás pólusa 0 Hz-en
van. Tehát

$$\omega_4 = \omega_5 = \omega_6 = 0 \quad (2.3)$$

Ez az egyszerűsítés azonban a TIM szempontjából
nem módosítja a későbbiekben levonható követ-
keztetéseket, csupán a számítások egyszerűsítését
szolgálja.

3. Az ugrásjellel vezérelt erősítő modell tranziens válaszjeleinek vizsgálata

A vizsgálatot a Laplace-transzformáció segítéségé-
vel végezzük. A 2. és 3. ábra Bode-diagramjainak
megfelelően, valamint a 2.3. egyenlet figyelembe-
vételével felírhatjuk az elő- és végerősítő fokozat
„p” komplex frekvenciatartománybeli erősítés-
függvényeit:

$$A_2(p) = A_2 \frac{1}{1 + \frac{p}{\omega_1}} = \frac{A_2}{1 + pT_1} \quad (3.1)$$

$$A_1(p) = \frac{A_1}{\left(i + \frac{p}{\omega_3}\right)^2} = \frac{A_1}{(1 + pT_3)^2}, \quad (3.2)$$

ahol a $T_i = \frac{1}{\omega_i}$

$i = 1, 2, 3$ helyettesítéseket alkalmaztuk.

Az 1. ábra alapján a Laplace-transzformált fe-
szültségekre a következő összefüggések írhatók
fel:

$$U_2(p) = U_1(p) \cdot A_1(p) \quad (3.3)$$

$$U_3(p) = U_2(p) - \beta U_4(p) \quad (3.4)$$

ahol

$$U_4(p) = U_3(p) \cdot A_2(p) \quad (3.5)$$

A TIM szempontjából a végfokozat bemenetére
kerülő U_3 jel vizsgálata a legfontosabb:

A 3.3—3.5 egyenletekből:

$$U_3(p) = \frac{A_1(p)}{1 + \beta A_2(p)} \cdot U_1(p) \quad (3.6)$$

Összetett zenei jelek időtartománybeli vizsgálata során megállapítható, hogy e jelek — a zenei anyagtól függően — gyakran tartalmaznak ugrásfüggvénnyel közelíthető változásokat. Alkalmazunk ezért bemeneti vizsgálójelként U_1 amplitudójú egységugrást:

$$U_1(p) = \frac{U_1}{p} \quad (3.7)$$

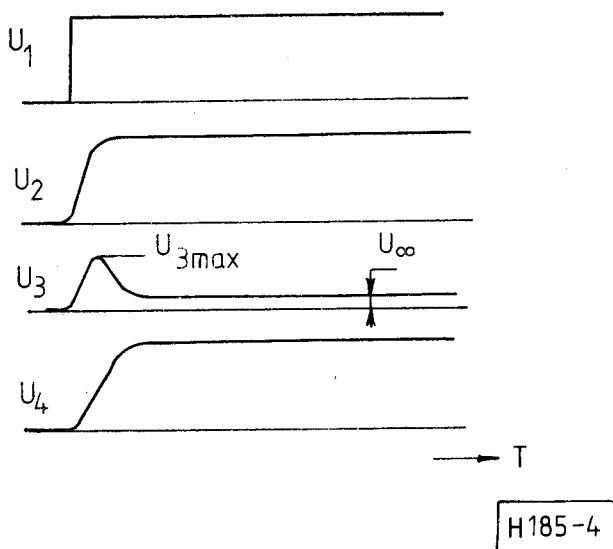
Ennek hatására a végfokozatot vezérlő jel Laplace-transzformáltja 3.6-ból (felhasználva a 3.1 és 3.2 egyenleteket is):

$$U_2(p) = \frac{A_1 \cdot U_1 \cdot (1 + pT_1)}{p \cdot (1 + A_2\beta) \left(i + p \frac{T_1}{1 + A_2\beta}\right) (i + pT_3)^2} \quad (3.8)$$

A visszacsatolás mértékét jelöljük α -val:

$$\alpha = 1 + A_2\beta \quad (3.9)$$

Ezt bevezetve, valamint az $A_1 = 1$ egyszerűsítő feltételezéssel élve a 3.8 egyenlet módosult alakja:



4. ábra. Az erősítő különböző pontjain fellépő feszültségek kvalitatív időfüggvénye a bemeneti egységugrás hatására

$$U_3(p) = \frac{U_1}{\alpha} \frac{1 + pT_1}{p \left(1 + p \frac{T_1}{\alpha} \right) (i + p \cdot T_3)^2} \quad (3.10)$$

Az időtartományba való visszatranszformálás elvégezhető, ha a kifejezést előbb parciális részfőrtekre bontjuk. A hosszadalmas számításnak csak a végeredményét közöljük:

$$U_3(T) = \frac{U_1}{\alpha} \left\{ 1 + \frac{-1}{(1 - \alpha\gamma)^2} \cdot e^{-\alpha\gamma T} + \left[\frac{(\gamma - 1)T}{1 - \alpha\gamma} - \frac{1 + \gamma(\alpha\gamma - 2)}{(1 - \alpha\gamma)^2} \right] \cdot \alpha \cdot e^{-T} \right\} \quad (3.11)$$

$$\text{ahol } \gamma = \frac{\omega_1}{\omega_3} = \frac{f_1}{f_3} = \frac{T_3}{T_1} \quad (3.12)$$

a pólusfrekvenciák, illetve időállandók viszonya; hasonlóképp

$$\alpha \cdot \gamma = \frac{\omega_1}{\omega_3} \cdot (1 + A_2\beta) = \frac{\omega_2}{\omega_3}, \quad (3.13)$$

valamint

$$T = \omega_3 t = \frac{t}{T_3} \quad (3.14)$$

a normalizált idő.

A 3.11 kifejezés egy túllövést tartalmazó tranziens jel időfüggvénye, melynek kvalitatív időbeli lefolyását első közelítésben a 4. ábrán láthatjuk. Itt feltüntettük az erősítő modell különböző fokozatain fellépő $U_1 - U_4$ feszültségeket is.

Számunkra különösen fontos a végfokozat bemenetére kerülő $U_3(T)$ jel túllövésének mértéke, melyet az $U_{3\max}/U_\infty$ viszonyal fejezhetünk ki. Itt U_∞ az az állandósult feszültségérték, mely a tranziens lecsengése után a végerősítő bemenetén van.

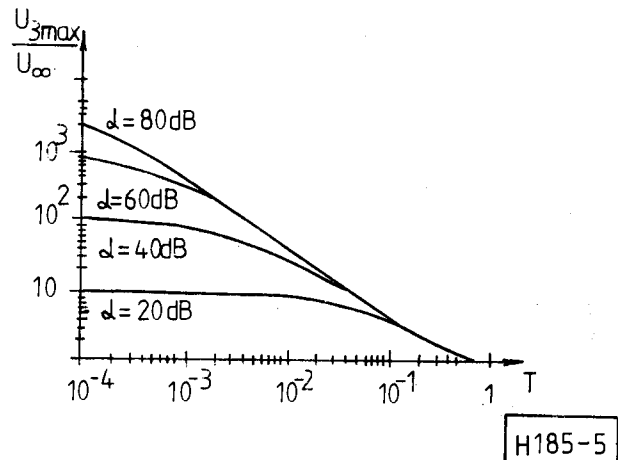
A túllövés kialakulását előidézi az a tény, hogy a végfokozat jelváltozási sebessége (Slew-Rate) a szokásos sávszűkítő kompenzálások alkalmazása

miatt lecsökken, s emiatt a visszacsatolt jel késik. Így a végfokozat bemenetére rövid ideig a szokásosnál jóval nagyobb feszültség kerül, hiszen az erősítő kvázi „nyílt hurokban” működik. Fontos, hogy a túllövés amplitudója ne haladja meg azt az értéket, mely a fokozat kivezérlehetősége, mert ellenkező esetben a végerősítő meghajtó fokozata rövid időre telítésre kerül, ez pedig a TIM keletkezésének legfőbb forrása.

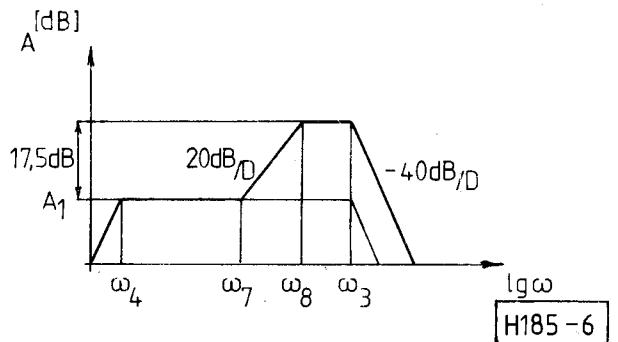
A 3.11 egyenlet számítógépes vizsgálata lehetőséget ad a túllövés mértékének meghatározására. Az analízis során a gyakorlatban előforduló, a valóságos viszonyoknak megfelelő pólusfrekvenciákkal és visszacsatolási értékekkel számoltunk. Az 5. ábra az $f_3 = 30 \text{ kHz}$; $f_2 = 30 \text{ kHz} - 1 \text{ MHz}$ és $\alpha = 0 - 100 \text{ dB}$ értéktartományok mellett tünteti fel az $\frac{U_{3\max}}{U_\infty}$ túllövés mértékét a $\gamma = \frac{\omega_1}{\omega_3}$ frekvenciaviszony függvényében.

4. Az elméleti számításokból levonható következtetések

A diagramból jól látható, hogy az 1. ábrának megfelelő idealizált erősítő modell esetén az $\alpha = 20 \text{ dB}$ -nél nagyobb visszacsatolás esetén már jelentős



5. ábra. A túllövés mértéke a frekvenciaviszony függvényében, a visszacsatolással paraméterezve



6. ábra. Az előerősítő erősítésének frekvenciamenete magasemelés esetén

túllövés jöhet létre és $\alpha \geq 60$ dB visszacsatoláskor létrejövő tranziens a szokásos felépítésű erősítőket mindenképp telítésbe vezérli. Itt megemlítjük, hogy a számítások elvégezhetőek arra az esetre is, amikor az előerősítő fokozat erősítéskarakterisztikája magas frekvenciás kiemelést tartalmaz (pl. hangszintszabályozó fokozat magashang-emelés). Ekkor a feltételezett Bode-karakterisztikát a 6. ábra mutatja be.

Az inverz Laplace transzformáció után a végeredményt kiértékelve, azonos visszacsatolási értékek-nél a túllövés mértéke ebben az esetben kb. egy nagyságrenddel nagyobbra adódik [3].

Részleteiben ezt az esetet azért nem vizsgáljuk, mert nagy hanghűségű átvitel esetén magasemelés beépítése az átviteli láncba nem szokás. Jelentősége csupán esetleges korrekciós hálózat beiktatása esetén van. A másik fontos következtetés az, hogy adott visszacsatolás mellett a túllövés mértéke csökkenthető, ha az erősítő nyílt hurkú pólszfekvenciáját megnöveljük, illetve az előerősítő fokozat sávzsélességét korlátozzuk. Gyakran használatos megoldás ezért a végerősítő

bemenetén egy passzív integráló típusú RC hálózat elhelyezése; ennek pólszfekvenciáját általában 20 kHz feletti frekvenciákra választják. Méréseink egyértelműen bizonyítják e hálózat TIM csökkentő szerepét (lásd TIM₃₀ ill. TIM₁₀₀ a [2] irodalomban).

Ezért az előzőekben ismertetett megfontolásokat, melyeket a különböző felépítésű erősítők mérési eredményei is alátámasztanak, a korszerű, magasabb követelményeknek megfelelő, nagy hanghűségű erősítők tervezésekor mindenképp ajánljuk figyelembe venni.

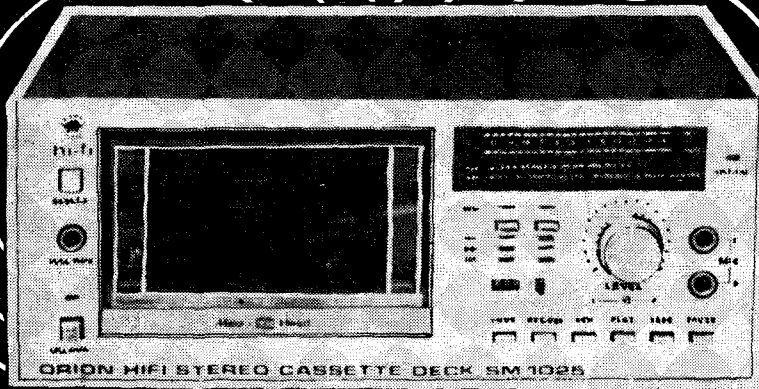
I R O D A L O M

- [1] Dr. Pócza—Somlai: Dinamikus torzítások nagy hanghűségű erősítőkben. Híradástechnika, XXXIII. évf. 1982. 10. szám.
- [2] C. Adams—dr. Pócza—Somlai: A tranziens intermoduláció és mérési módszerei. Híradástechnika, 1985. 8. szám.
- [3] M. Ojala—E. Leinonen: The theory of transient intermodulation distortion. IEEE Transactions on Acoustics Speech and Signal Processing Vol. ASSP 25. No. 1. Page 2—8.

ORION



mini hifi



SM 1025 sztereó

kazettás deck

- Elektromos vezérlésű mechanika rovidutas-kapcsolókkal
- „Full autostop” végállaskapcsoló
- SANDUST anyagu keményfej
- Minden szalagtípussal használható (Fe, Cr, FeCr, Metal)
- Fejhallgató és mikrofon csatlakoztatási lehetőség
- Magasszintű feszültségbemenet és kimenet („Vonali”)
- Nagy dinamikatartományú LED-soros kivezerlésjelző csúcsertektartó aramkorrel (Peak hold)

Muszkai adatok:

— Szalagsebesség: 4,76 cm/s · 1,5%

- Szalagsebesség-ingadozás: 0,12%
- Átviteli sávzsélesség
- Fe szalaggal: 20–15 000 Hz
- Cr, FeCr, Me szalaggal: 20–16 000 Hz
- Torzítás: 1%
- Jel/zajviszony: 56 dB
- Törlési csillapítás: 70 dB
- Áthallas: -35 dB
- Tápfeszültség: 220 V 50 Hz
- Teljesítményfelvétel: 15 W
- Méretek: 280x112x225 mm