

# A tranziens intermoduláció és mérési módszerei

ADAMS CLAUS, FHW  
DR. PÓCZA ATTILA, KKVMF  
SOMLAI TAMÁS, KKVMF



## ÖSSZEFOGLALÁS

A nagy hanghűségű hangfrekvenciás átviteli berendezések vizsgálati módszerei az utóbbi években az erősítők valódi, dinamikus üzemét jobban kifejező, ún. tranziens intermoduláció (TIM) meghatározásával bővültek. A cikk a TIM létrejöttének kérdéseivel, meghatározásának mérés technikai módszereivel és ezek összehasonlításával foglalkozik.

## Bevezetés

A hangfrekvenciás erősítők torzítását jelenleg a hazai szabványoknak megfelelően a harmonikus és az intermodulációs torzítási tényezővel jellemzik [1]. Ezen adatok az erősítők átvitelének nemlinearitására jellemzők.

A tapasztalat azonban azt mutatja, hogy zenei jelek nagy hanghűségű átvitele során hallható különbségek vannak olyan erősítők között is, melyek említett torzítási tényezői extrém kis értékűek, s közel azonosak. E jelenség egyik okának felfedése, a dinamikus, ill. tranziens intermodulációs torzítási mechanizmus (DIM, ill. TIM) magyarázata M. Otala nevéhez fűződik [2]. A sok frekvenciás, dinamikus igénybevétel során — s a legtöbb zenei anyag ilyennek tekinthető — erősítőkben, elsősorban teljesítményerősítőkben gyakran fellép tranziens intermodulációs torzítás.

A tranziens intermoduláció vizsgálatához kiindulásként vegyünk egy hagyományosnak mondható ún. „műveleti erősítő” szemlélettel tervezett hangfrekvenciás végerősítő fokozatot. A tervezői elgondolás az, hogy a nagy nyílthurkú erősítéssel rendelkező erősítőt nagymértékben visszacsatolva az eredő nemlineáris torzítás a hurokerősítés arányában csökken. Ez a megállapítás azonban csak adott feltételek teljesülése esetén igaz, pl. a vezérlő jel gyors amplitúdóváltozásokat nem tartalmazhat.

A stabil működést biztosító hagyományos kompenzálás okozza ebből a szempontból a legnagyobb problémát. A szokásos sávszűkítő megoldásoknál az átvitel első töréspontját okozó pólust — pl. a Miller-kapacitás növelésével — a stabil működést biztosító alacsonyabb frekvenciákra tolják. Nagy hurokerősítésnél az erősítő stabil üzeméhez szükséges nyílthurkú átvitel domináns pólus frekvenciája a hangfrekvenciás sávba adódik, és ez maga után vonja a maximális jelváltozási sebesség (Slew-Rate, SR) nagymértékű csökkenését.

A legtöbb zenei jel tartalmaz ugrásszerű amplitúdóváltozásokat. Ha egy „tranziens” jel érkezik az erő-

PROF. CLAUS  
ADAMS

*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 Wilhelms-*

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

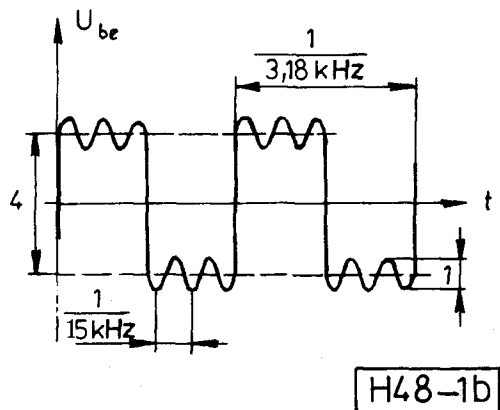
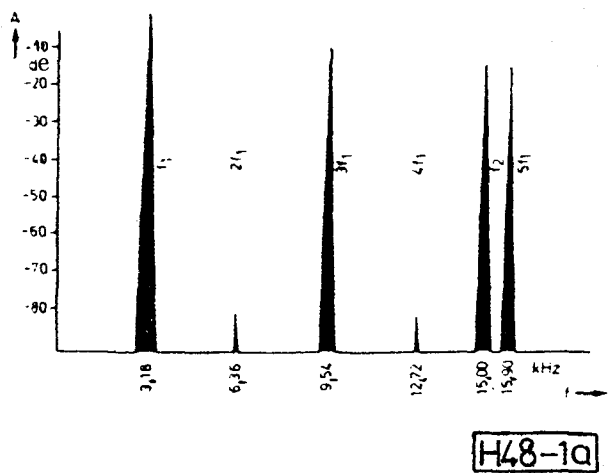
sítő bemenetére, akorlátozott jellemelkedési sebesség miatt a kimenetről érkező visszacsatolt jel késik — tehát egy ideig a visszacsatolás hatástalan — ezért a meghajtó fokozat túlvezérlődik. Az erősítő kimenetén nemcsak a tranziens jel torzul, hiszen a meghajtó fokozat telítésbe vezérése miatt az erősítő más, ezzel időben egybeeső jelek számára is vezérelhetetlen marad. Más megfogalmazásban ez azt jelenti, hogy a dinamikus meghajtás hatására további intermodulációs frekvenciakomponensek is keletkeznek.

A dinamikus intermodulációs torzítás mértékének megállapítására két mérési módszer terjedt el; a következőkben összefoglaljuk és összehasonlítjuk e két fajta eljárást.

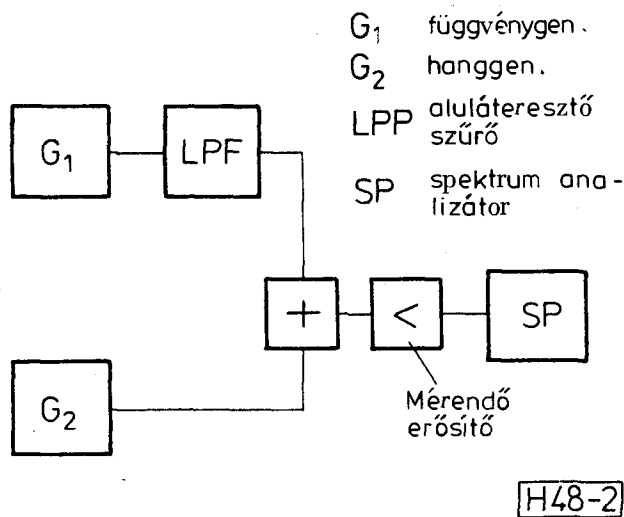
## Összetett négyszög-színusz jeles vizsgálat

A zenei jel „impulzív” jellegének megfelelően speciális mérőjelet kapcsolunk az erősítő bemenetére. Ilyen mérőjelet az elterjedten használt 3,18 kHz alapfrekvenciájú négyszögjel, melyre 4:1 amplitúdóarányban 15 kHz-es színuszjelet szuperponálunk. A mérőjelet az idő- és frekvenciatartományban az 1. ábra mutatja be, a mérési elrendezés a 2. ábrán látható. A négyszögjel élének meredekségét az alkalmazott aluláteresztő szűrő csökkenti, melynek határfrekvenciája változtathatóan 30 kHz, ill. 100 kHz, oldalmeredeksége 6 dB/okt. A négyszögjel frekvenciájának megválasztását mindenekelőtt az a szempont befolyásolja, hogy harmonikusai se a színusz jellel, se az átvitel során keletkezett intermodulációs termékek frekvenciájával ne essenek egybe. A négyszög-színusz jel fenti frekvenciaértékeinél a tranziens intermoduláció miatt keletkező modulációs frekvenciakomponensek távolsága kb. 1 kHz.

Beérkezett: 1985. III. 20. (#)



1. ábra.  $d_n$  mérőjel



2. ábra. Négyzög-színuszjeles TIM mérési elrendezése

A hangfrekvenciás tartományba eső, lehetséges kombinációs frekvenciákat az 1. táblázatban foglaltuk össze.

A négyzög-színusz jeles dinamikus intermodulációs torzítás értéke:

$f_1$	$5f_1 - f_2$	0,90 kHz
	$f_2 - 4f_1$	2,28 kHz
$2f_1$	$6f_1 - f_2$	3,18 kHz
	$f_2 - 3f_1$	4,08 kHz
$3f_1$	$7f_1 - f_2$	5,46 kHz
	$f_2 - 2f_1$	6,36 kHz
$4f_1$	$8f_1 - f_2$	7,26 kHz
	$f_2 - f_1$	8,64 kHz
$f_2$	$9f_1 - f_2$	9,54 kHz
		10,44 kHz
$5f_1$	$10f_1 - f_2$	11,82 kHz
	$f_2 - f_1$	12,72 kHz
$6f_1$	$11f_1 - f_2$	13,62 kHz
		15,00 kHz

$$d_n (\%) = \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^9 U_{nt}^2}}{U_2} \cdot 100, \quad (1)$$

ahol:

$U_{nt}$  az  $|f_2 - n \cdot f_1|$  intermodulációs komponensek amplitúdója,

$U_2$  az  $f_2$  (15 kHz) színusz jel amplitúdója az erősítő kimenetén.

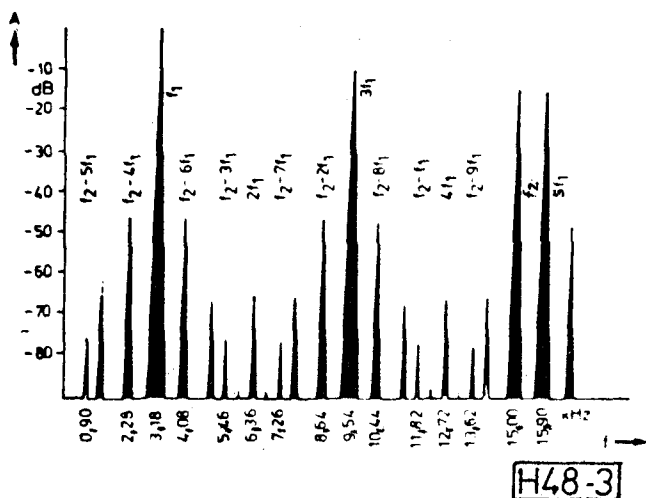
Az 1. ábra szerinti mérőjelet adjuk rá egy  $\mu A$  741 típusú műveleti erősítővel felépített 20 dB erősítésű nem-invertáló erősítő kapcsolás bemenetére. A kimeneti jel spektrumát a 3. ábra tünteti fel ( $U_{kipp-p} = 5 V$ ).

Az alapjel és felharmonikusain kívül megjelent  $U_{nt}$  komponensek két részből állnak:

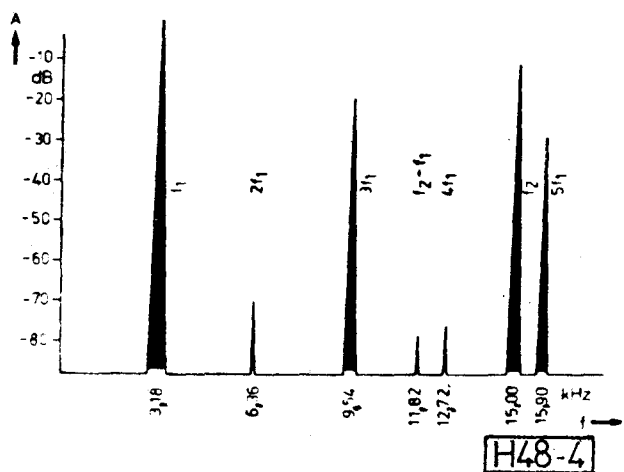
- dinamikus intermodulációra jellemző részből: a négyzögjel felfutó élének meredeksége miatt az erősítő frekvenciafüggő nemlinearitása dinamikus intermodulációt hoz létre,
- statikus intermodulációból, mely az erősítő szintfüggő nemlinearitásából adódik.

A kétfajta összetevő vektorálisan, a pillanatnyi fázishelyzetnek megfelelően összegződik.

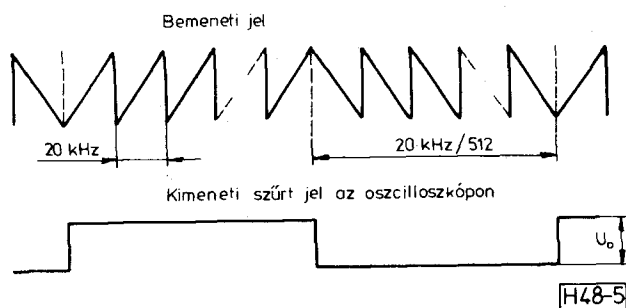
A dinamikus intermodulációs termékek abban az esetben különíthetők el, ha a mérőjel négyzög összetevőjét körülbelül ugyanakkora amplitúdójú háromszögjellel helyettesítjük. (Ezért alkalmaztunk függvénygenerátort a mérési elrendezésben.) A mérőjel felfutási meredekségének drasztikus csökkentése eredményeképpen gyakorlatilag csak a statikus intermodulációs termékek maradnak a spektrumban. A 4. ábra az ekkor mérhető spektrumot mutatja az előbbi  $\mu A$  741-el felépített kapcsolás esetén. Ebben a formában a módszer tulajdonképpen megfelel a hagyományos statikus intermoduláció mérésének. A 15 kHz-es sávba eső egyetlen  $f_2 - f_1$  intermodulációs komponens igen kicsi, és így igen kicsi a statikus intermodulációs tényező is, pedig a 3. ábrából látható, hogy dinamikus üzemben jelentős torzításra utaló frekvenciaösszetevők keletkeznek. A mérési eredmények tehát igen jól tükrözik, hogy a zenei anyagok e



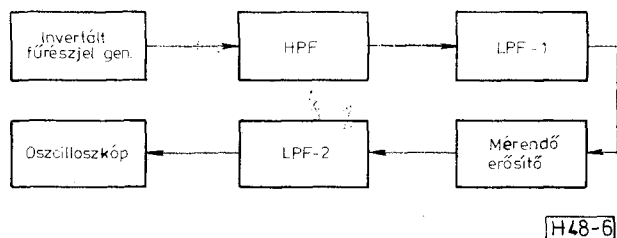
3. ábra.  $\mu A$  741 műveleti erősítő TIM spektrumképe



4. ábra.  $\mu A$  741 műveleti erősítő IM spektrumképe



5. ábra. Fázisinvertált fűrészjel időfüggvénye



6. ábra. Fázisinvertált fűrészjeles TIM mérési módszer bloksémája

szempontból vett sajátosságát jól reprodukáló négy-  
szög-szinusz mérőjellel nyert spektrum mennyivel  
több információt ad az erősítő valódi üzemének  
problémáiról.

Pszichoakusztikai vizsgálatok arra utalnak, hogy  
az emberi fül már kb. 0,2%-os dinamikus torzítást is  
zavarónak érzel [3], ezért nagy hanghűségű átvitel  
esetében külön figyelmet kell fordítani a dinamikus  
torzítás mértékére.

### Fázisinvertált fűrészjeles módszer

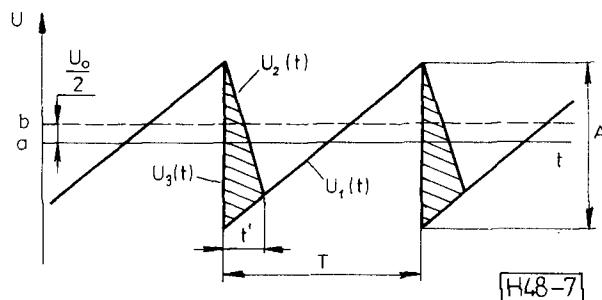
Ennél a módszernél [4] a vizsgálójel egy 20 kHz-es  
igen meredek lefutású fűrészfog hullámforma, mely-  
nek fázisa a jel periódusidejéhez képest lényegesen  
nagyobb periódusidővel invertálva van (5. ábra).

A mérési elrendezést a 6. ábra tünteti fel.

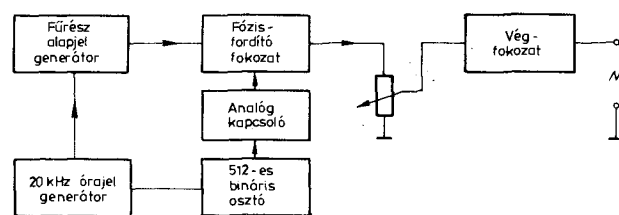
Itt a fűrészjel meredek lefutó éle ( $t_p \leq 30$  ns)  
szimulálja a tranziens jelet: a lefutó él meredekségét  
az LPF1 változtatható pólusfrekvenciájú alulát-  
eresztő szűrővel csökkenthetjük.

A 7. ábrának megfelelően a bemeneti fűrészjel  
emelkedő szakaszát az erősítő kimeneti feszültsége  
alakhűen követi —  $|U_1(t)|$  —, míg a lefutó él hatására  
a kimeneti feszültség, a tranziens intermodulációt  
előidéző okok miatt a visszacsatolás mértékének és a  
fáziskompenzáló hálózat lassító hatásának megfele-  
lően ettől eltér  $|U_2(t)|$ . A vonalkázott terület az ábrá-  
ban az átviteli hibát mutatja, melynek hatására a  
kimeneti jel egyenáramú összetevője megnő („b”  
egyenest). Méréstechnikai egyszerűsítés, hogy a fűrész-  
jel fázisát invertálva hasonló egyenáramú összetevő  
eltolódás keletkezik, csak ellenkező polaritással.  
A teljes  $U_0$  feszültségetolódás az LPF2 aluláteresztő  
szűrő kimenetén a fázisinvertálás frekvenciájának  
megfelelő négyszögjel amplitúdójaként oszcilloszkóp-  
pal egyszerűen mérhető.

A dinamikus torzítás mértéke:



7. ábra. Fűrészjel időfüggvénye



8. ábra. Fázisinvertált fűrészjel generátor bloksémája

$$d_f(\%) = \frac{U_0}{A} \cdot 100, \quad (2)$$

ahol  $A$  a fűrészfog jelalak csúcstól csúcsig vett amplitúdója az erősítő kimenetén;  $U_0$  a szűrt kimeneti impulzus amplitúdója.

A fázisinvertált 20 kHz-es fűrészelet szolgáltató mérőjel-generátorral szemben támasztott követelmények:

a) A fűrészel emelkedő szakaszának nagyfokú linearitása.

b) A fűrészel élének igen kis idejű lefutása.

c) A fűrészel periódusának invertálásakor (kb. 40 Hz invertálási frekvencia) az átkapcsolás nagy sebességű legyen.

Ilyen mérőjel-generátor készült el a Fachhochschule Wilhelmshaven és a Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskola Híradásipari Intézet közötti együttműködés keretében. A jelgenerátor blokkvázlatát a 8. ábra mutatja be.

A konstans áramú fűrészfog-alapjelgenerátor frekvenciáját és az osztást (osztásarány 512) végző szinkron bináris számlálót a 20 kHz-es órajel-generátor vezérli. Egy gyors analóg kapcsoló a fázisváltás periódusának megfelelően adja az alap-, ill. invertált jelet, a szintszabályozást követően egy speciális kiviteli kis kimeneti ellenállású végfokozatra.

**Összefüggés a fázisinvertált fűrészeles dinamikus torzítás számításához**

Az egyenfeszültség-eltolódást az egyenfeszültségű középérték definíciójából kiindulva határozhatjuk meg:

$$U_0 = \frac{1}{T} \int_0^T [U_2(t) - U_1(t)] dt. \quad (3)$$

Itt

$U_2(t) = A - SRt$  a lassított kimeneti jel időfüggvénye,

$U_1(t) = \frac{A}{T} \cdot t$  a fűrészel emelkedő szakaszának időfüggvénye.

$SR$  az erősítő maximális jelváltozási sebessége,

$T$  a fűrészel periódusideje.

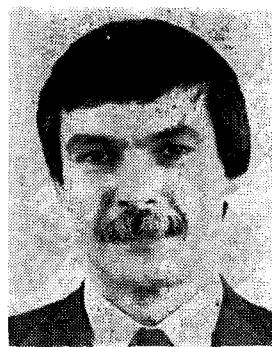
A 7. ábrából láthatóan:

$$\frac{A}{T} \cdot t' = A - SRt'.$$

$$\text{Ebből } t' = \frac{A}{SR + \frac{A}{T}}. \quad (4)$$

Az egyenfeszültség-eltolódás fele:

$$\frac{U_0}{2} = \frac{1}{T} \int_0^t \left( A - SRt - \frac{A}{T} t \right) dt = \frac{1}{T} \left[ A \cdot t - \frac{t^2}{2} \left( SR + \frac{A}{T} \right) \right]_0^t$$



DR. PÓCZA ATTILA

A Budapesti Műszaki Egyetemen 1967-ben vil-

lamosmérnöki oklevelet, 1977-ben egyetemi doktori fokozatot szerzett. Előbb a HIKI fejlesztő mérnöke, majd a Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskola oktatója. Jelenleg főiskolai tanár, főigazgató-helyettes, az Elektronikai Alkatrésztechnológiai és Üzemszervezési Intézet igazgatója. Művelt szakterülete: P.L. elmélete és alkalmazás-technológiája, nagy hanghűségű erősítők tervezési kérdései, dinamikus torzítások. Több szabadalom, főiskolai jegyzet, szakkéik szerzője, ill. társszerzője.

Felhasználva a (4) összefüggést

$$U_0 = \frac{A^2}{\left( SR + \frac{A}{T} \right) T} = \frac{A^2 \cdot f}{SR \left( 1 + \frac{A \cdot f}{SR} \right)}, \quad (5)$$

ahol  $f$  a fűrészel frekvenciája.

A dinamikus torzítási tényező értéke tehát:

$$d_f(\%) = \frac{A f}{SR(1 + A f / SR)} \cdot 100, \quad (6)$$

ill. ha  $A f / SR \ll 1$

$$d_f(\%) \approx \frac{A f}{SR} \cdot 100. \quad (7)$$

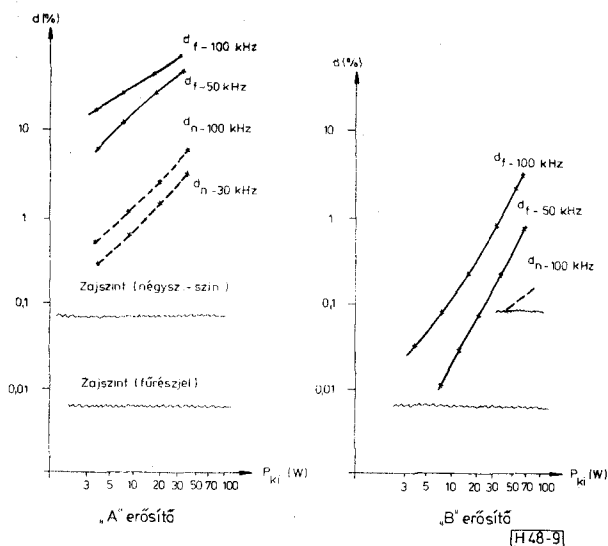
Kis dinamikus torzítás eléréséhez tehát az egyik legfontosabb kritérium, hogy az erősítő minél nagyobb jelváltozási sebességű legyen.

A két mérési módszer összehasonlítása

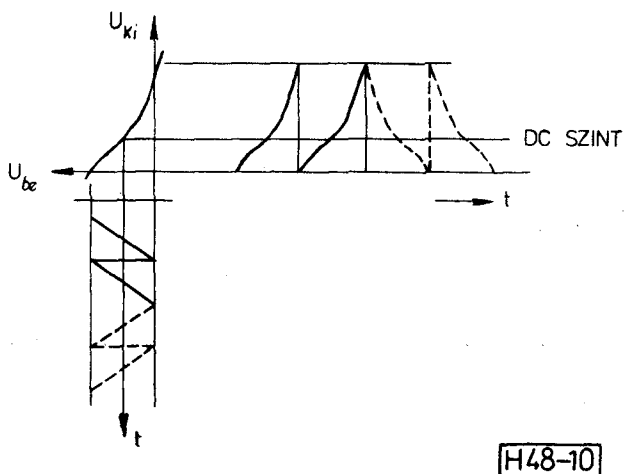
A kimeneti teljesítmény függvényében egy adott erősítőnél a két különböző elven alapuló — négyszög-színusz, ill. invertált fűrészeles — mérési eljárás során más értékű dinamikus torzítási tényező mérhető ( $d_n$ , ill.  $d_f$ ).

A kétféle eredmény közti korreláció vizsgálata érdekében különböző felépítésű teljesítményerősítőket vizsgáltunk mindkét módszerrel. Mindegyik erősítő harmonikus torzítása 0,1%-nál kisebb volt, ezen belül a más kapcsolástechnikából adódóan a jel-emelkedési sebesség ( $SR$ ) és a statikus intermoduláció (IM) értékei eltérőek voltak.

A mérési eredményekből két tipikus esetet tüntet fel a 9. ábra. Az „A” erősítő „hagyományos” tervezői szemlélettel készült, melynek tulajdonságai a nagy nyílthurkú erősítés, a sávszűkítő kompenzálással kialakított alacsony, a hangfrekvenciás sávba eső nyílthurkú domináns pólus frekvencia, a nagymértékű negatív visszacsatolás. A „B” erősítőre jellemző a sáv bővítő kompenzálással elért nagy jel-emelkedési sebesség, önmagában visszacsatolt erősítő fokozatokkal (hidegítetlen emitter ellenállások) nagy nyílthurkú sáv szélesség és nem nagyobb, mint



9. ábra. Mérési eredmények

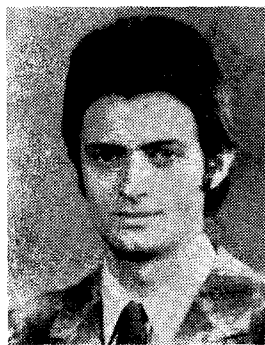


20 dB-es, a teljes áramkört átfogó negatív visszacsatolás.

Mindkét mérési módszernél a mérőjel tranziens élének meredekségét befolyásoló LPF1 aluláteresztő szűrő pólusfrekvenciáját változtattuk és a görbéket ennek megfelelően paramétereztük. A 6. ábrán látható HPF feluláteresztő szűrő határfrekvenciája 1 kHz, szerepe a fűrészfog jel fázisinvertálásakor keletkező egyenfeszültségű és alacsony frekvenciás komponensek kiszűrése a mérőjeltől. Az LPF2-t megvalósító RC aluláteresztő szűrő pólusfrekvenciája 250 Hz: feladata a 20 kHz-es fűrészfog jelalak leválasztása.

A mérési eredményekből levonható következtetések

- A négyszög-színusz módszernél 60 dB dinamikájú spektrumanalizátor esetén a zajszint kb. 0,1% dinamikus torzítási tényezőnél van, míg a fűrészfogjeles módszerrel detektálható mV-os impulzusamplitúdók e rendszer érzékenységét kb. 0,01%-nál határozzák meg. Ez az előzőhöz



SOMLAI TAMÁS

1973-ban szerzett diplomát a BME Villamos-

mérnöki Karának Híradástechnikai szakán. Ezután a magyar–NDK államközi munkaerő-kooperációs szerződés keretében három évig dolgozott a drezdai Robotron Elektronikai Vállalatnál. 1977 óta a Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskola Híradásipari Intézetének munkatársa, jelenlegi beosztása adjunktus. Érdeklődési területe: dinamikus torzítások csökkentésének lehetőségei, zajcsökkentő eljárások, digitális jelrögzítés.

képezt minimálisan 20 dB felbontóképesség-növekedést jelent.

- A fűrészfog jeles mérési módszer a négyszög-színusz eljárással összehasonlítva átlagosan 30 dB-nel nagyobb torzítási értéket produkál, így ennek a módszernek az érzékenysége összességében tehát mintegy 50 dB-nel nagyobb.
- A kétfajta mérési módszer eredményeinek átlagos korrelációja néhány esetben eltért. Ezeket az eseteket megvizsgálva kiderült, hogy itt nagyobb statikus intermoduláció is fellépett. Magyarázatot az a tény adhat, hogy a négyszög-színusz módszernél a  $d_n$  mérési eredmény a statikus intermoduláció értékeit is magában foglalja, míg a fűrészfog jeles mérés eredménye a statikus intermodulációra érzéketlen, mint ez a 10. ábrán bemutatott magyarázó vázlatból látható. Ha az erősítő átviteli karakterisztikája nemlineáris, a kimeneti jelalak tengelyszimmetrikus tükörképe a fázisinvertálást megelőzőnek, így a jel egyenfeszültségű szintváltozása a mérés során nem jön létre.
- A  $d_f$  mérés előzőekben tárgyalt nagyobb érzékenységének megfelelően a fűrészfog jeles módszerrel olyan nagysebességű erősítők dinamikus torzításai is kimutathatók, melyekre a négyszög-színusz eljárás nem alkalmas.
- A négyszög-színusz módszer nagyértékű spektrumanalizátort alkalmaz, ezzel szemben a fűrészfog jeles mérési eljárás további előnye, hogy viszonylag egyszerű műszerezettséggel is elvégezhető.

#### I R O D A L O M

- [1] Magyar Népköztársasági Országos Szabvány MSZ 1559–74. 5.32, ill. 5.36.
- [2] M. Otala: Transient distortion in transistorized audio power amplifiers. IEEE Trans. Audio and Electroacoustics; Sept. 70. pp. 234–239.
- [3] Petri-Larmi, M. Otala, M. Leinonen: Audiobility of transient intermodulation distortion. Tulsa, Oklahoma. To be published in the IEEE ICASSP (1978).
- [4] S. Takahashi, S. Tanaka: A method of measuring transient intermodulation distortion. J. of AES, Vol. 27, p. 610, 1979 July/Aug.