

Torzí tás mérése erősítőben

Gyakran kérek tőlem, hogy definiáljam a "sebesség-torzí tás" fogalmát. Remélem, hogy ez az anyag segít megérteni, mit teszek bele.

konceptió.

A. Petrov

Működés közben minden erősítő különböző torzításokat okoz. Vannak lineárisak torzítások (a jelek amplitúdójának és fázisának megváltozása harmonikus komponensek hozzáadása nélkül, ami általában a tranziszterek végén, azaz állandósult állapotban megy végbe) és nemlineáris torzítások, amelyet mind az aktív, mind a passzív elemek nem idealitása okoz. És bár a lineáris torzítások (a sávszélesség-korlátozás és az egyenetlen amplitúdó-frekvencia válasz miatti determinisztikus torzítások) nem függenek a jelszinttől, és nem adnak hozzá új spektrális komponenseket, megváltoztatják az amplitúdó- és fázisviszonyokat (a spektrum egyenlőtlen terjedési sebessége miatt). komponensek) az egyes jelkomponensek között, és ezáltal torzítják az időbeli struktúrát, azaz torzulást hoznak az időtartományba, és ezáltal megváltoztatják a jel alakját, befolyásolva a hang hangszíneit. A nemlineáris torzítást együtthatót először K.Kupfmüller [1] mérte meg, és egyértelmű tényezőnek (bounce factor) nevezte el. Az 1950-es évek elejére már több mint 20 különböző módszert javasoltak a torzítások mérésére. Mindezek a módszerek, a tesztjel tulajdonságainak megfelelően, és azok korrelációja szerint

szubjektív minőségértékelés (SQA) V. Rakovsky öt fő csoportra osztotta [2]: 1) egyhangos módszer (a teljes harmonikus torzítási tényező mérésére szolgáló módszer - THD (Total Harmonic Distortion)); 2) két hang módszerei (intermodulációs torzítás - IMI); 3) diszkrét spektrumú (többhangú) módszerek; 4) folyamatos spektrumú módszerek (fehér zaj, rózsaszín zaj, pszeudo zaj); 5) módszerek munkajellel (Szapozskov-féle kompenzációs módszer).

A jövőre néve adjunk hozzá még egy csoportot:

6) módszerek műkódú Hafler-Carver jellel.

Ezen csoportok mindegyike rendelkezik olyan fajtákkal, amelyek a regisztrációs módszerekben különböznek. nemlinearitás, torzítási termékek szűválasztása, stb. Matti Otala

sok időt szentelt a tesztelési módszereknek, kutatásai a DIM-30 és DIM-100 szabványok alapját képezték. Az olyan fejlesztők, mint John Curl, különös figyelmet fordítanak az első gyakoriságára

pólusok és magasabb harmonikusok a 7-től kezdődően. Mivel az OOS főként az alacsonyabb felharmonikusokat (2. és 3.) elnyomja, a magasabbakat pedig szinte nem befolyásolja, John Curl igyekszik megbirkózni a minimális OOS mélységgel, amely elegendő ahhoz, hogy a hagyományosan mért paramétereket a Hi-Fi kategóriás erősítő által megkövetelt minimumra hozza. szabványoknak.

Lynn Olson munkájában [3] ezt írja:

„Az elektronikában a torzítás százalékos aránya és a hang szubjektív értékelése között közel nulla a korreláció. Az alacsonyabb rendű harmonikusok szinte hallhatatlanok a magasabbakhoz képest, pedig dominálnak a THD mérési adatokon! A mérő nyílja teljes hülyeséget mond a fejlesztőnek. Itt az ideje, hogy szünetet tartsunk az „eufóniás torzulásokról” szóló mítoszról, és megtaláljuk azokat

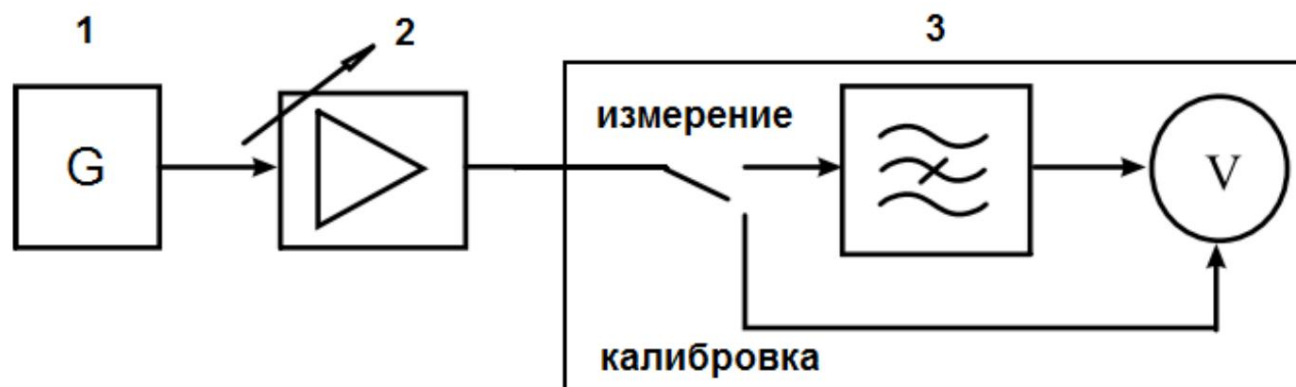
finom források, amelyek torzítást okoznak az erősítőben, amelyet az emberi fül érzékel. Ha találunk olyan mérési módszereket, amelyek valóban segítenek, ahelyett, hogy elrejtik előlünk az igazságot, könnyebbé válik a hallgatóbarát elektronika fejlesztése.”

Sajnos a mai napig az első vizsgálati módszer a fő. Olyan ez, mint egy ismert utcában - északra lámpa alatt keressük az elveszett autókulcsokat, és nem ott, ahol elvesztettük - mert ott világosabb. Egyetlen hangjelzéssel a hírdáramkörökre épülő mérőórát szokták meg

a főjel elnyomása és az összes harmonikus kiválasztása egyszerre, valamint az elválasztás módszerei

az egyes harmonikusok feszültségének mérése spektrumanalizátorok segítségével.

A legrövidebb körben használt nemlineáris torzító elemek (INI) azonban rovatkás szűrők alapján. Egy ilyen mérő blokkvázlata a 2. ábrán látható. 1

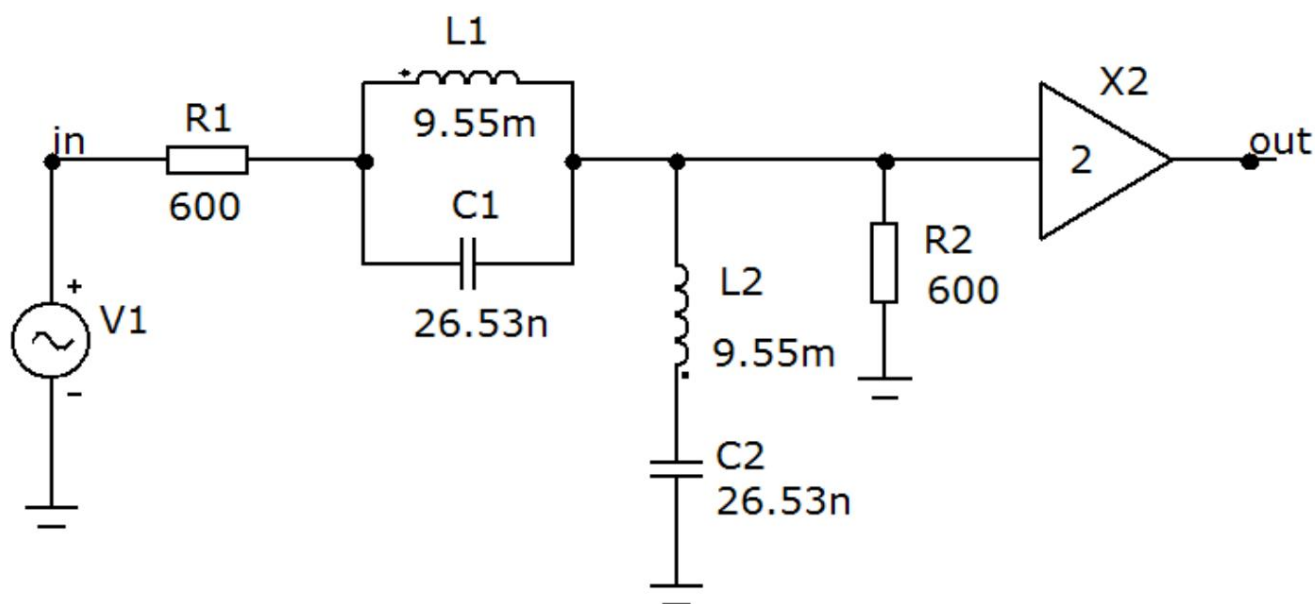


1 - генератор, 2 - тестируемый усилитель, 3 - ИНИ

Rizs. 1 A harmonikus torzító mérő blokkvázlata

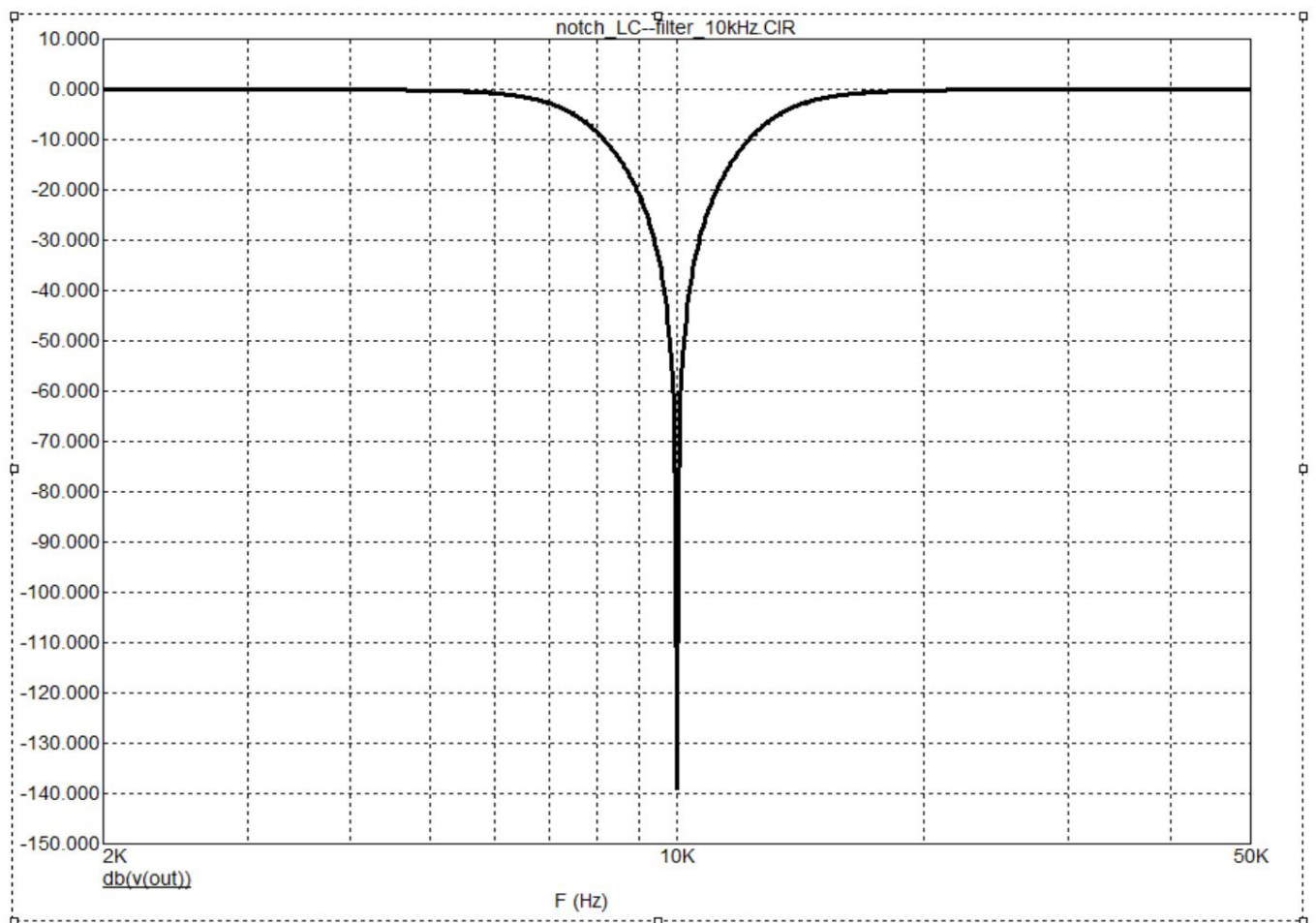
Próbáljuk meg kitalálni, hogy mi az oka az ilyen típusú mérők alacsony besorolásának, hogy "szondákként" kezelik őket, hogy a gyártási folyamat során (a műszaki folyamatban) ellenőrizzék az erősítő specifikációinak való megfelelést. A műveleti erősítőn alapuló nagyszámú notch szűrők

léteznek, passzív és aktív egyaránt. Annak érdekében, hogy értékelni lehessen a torzítások hozzájárulását a hasznos jelhez 0,001% (-100 dB) alatti szinten, az alapvető harmonikus elnyomási szintnek 10...20 dB-lel mélyebbnek, azaz legalább 110...120 dB-nek kell lennie. Kezdetként vegyük a legegyszerűbb, 4. rendű passzív szűrőt 10 kHz-es frekvencián az LC elemek alapján. 2



Rizs. 2 4. rendű Bessel bevágós szűrő

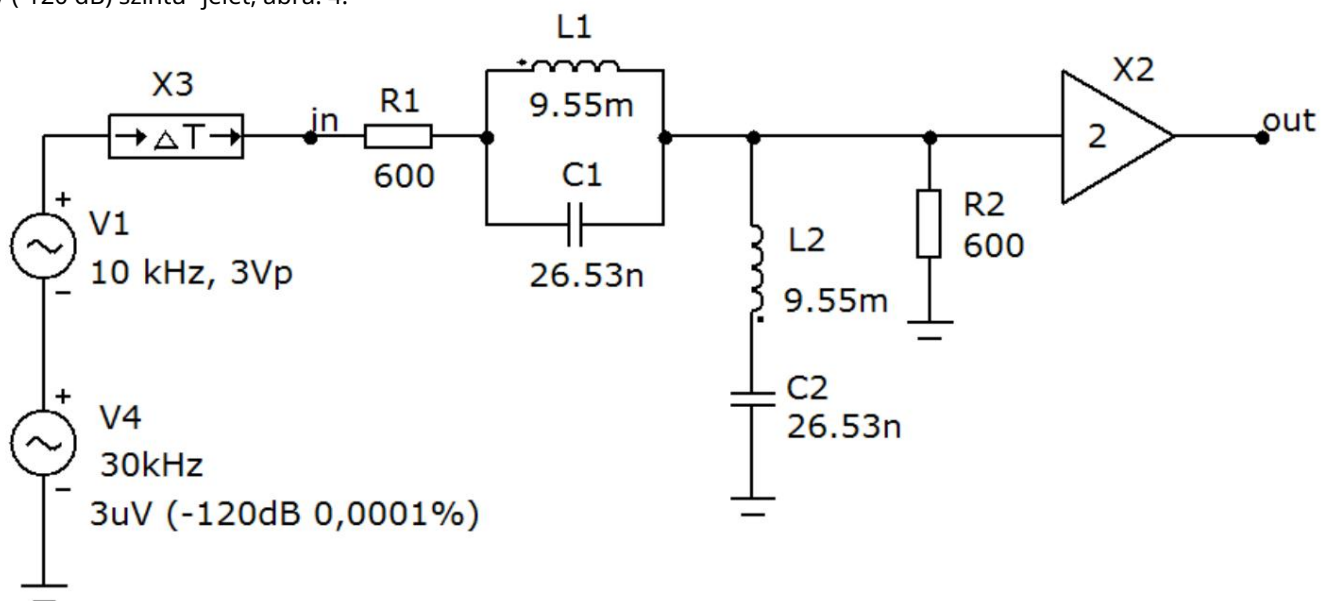
Egy ilyen szűrő frekvenciamenetét a 3. ábra mutatja



Rizs. 3

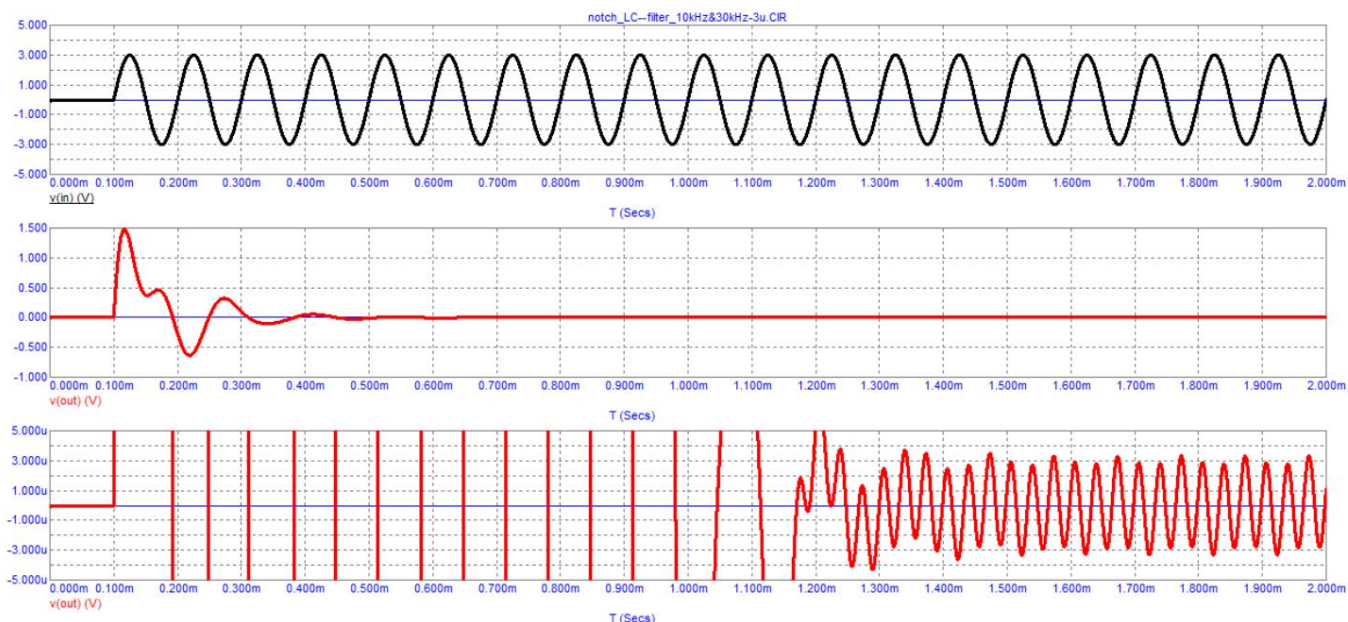
Amint a frekvencia átviteli grafikonon látható, az alapharmonikus elnyomása közel 140 dB, és a legközelebbi 2. a harmonikus és az azt követő csillapítás nélkül további tjak. A

következő minket érdeklő paraméter az ülepedési idő, azaz. idő, amely után a szűrő megfelelően mérni tudja a torzítást. Ehhez a 10 kHz frekvenciájú és 3 V (csúcs) szintű alaphanghoz adunk egy 30 kHz frekvenciájú, 3 μ V (-120 dB) szintű jelet, ábra. 4.



Rizs. 4 10 kHz frekvenciájú jel harmadik harmonikusának mérési sémája

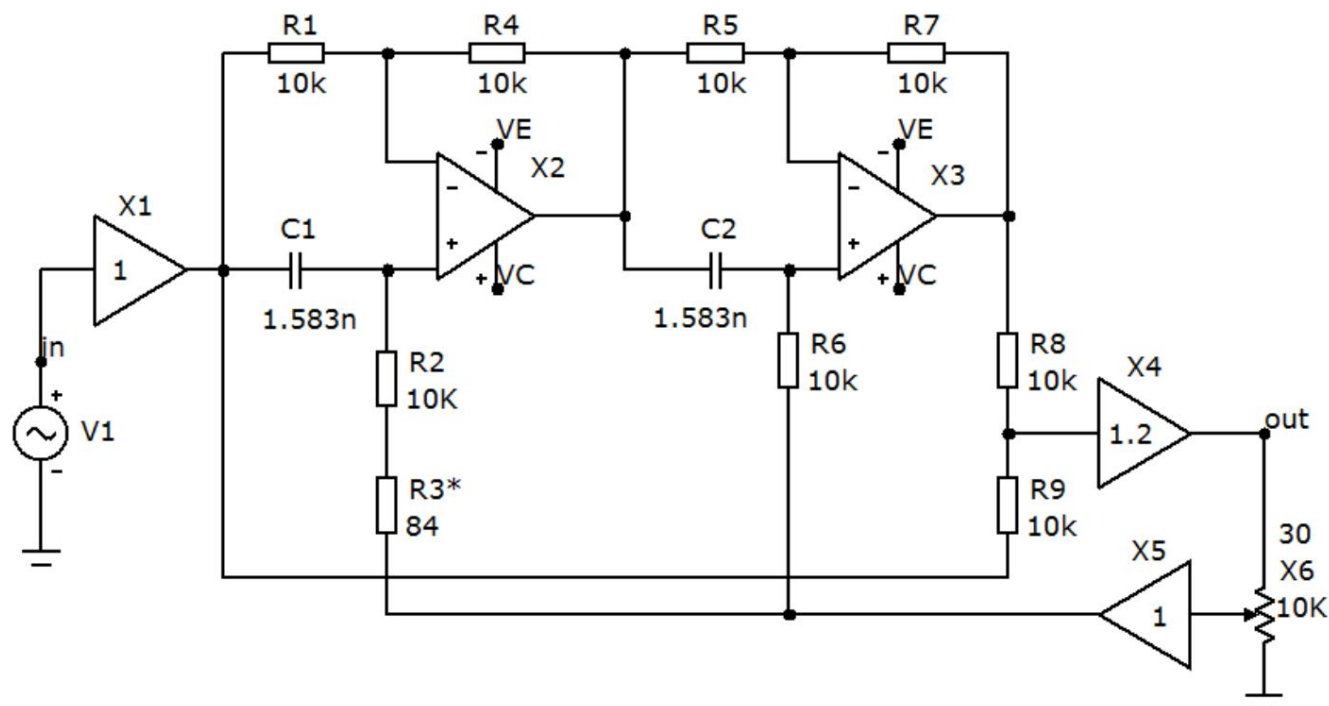
Elindítjuk az Átmeneti/Analízist, és megnézzük az eredményt, ábra. 5



Rizs. 5 3. harmonikus mérési eredmény a szimulátor segítségével

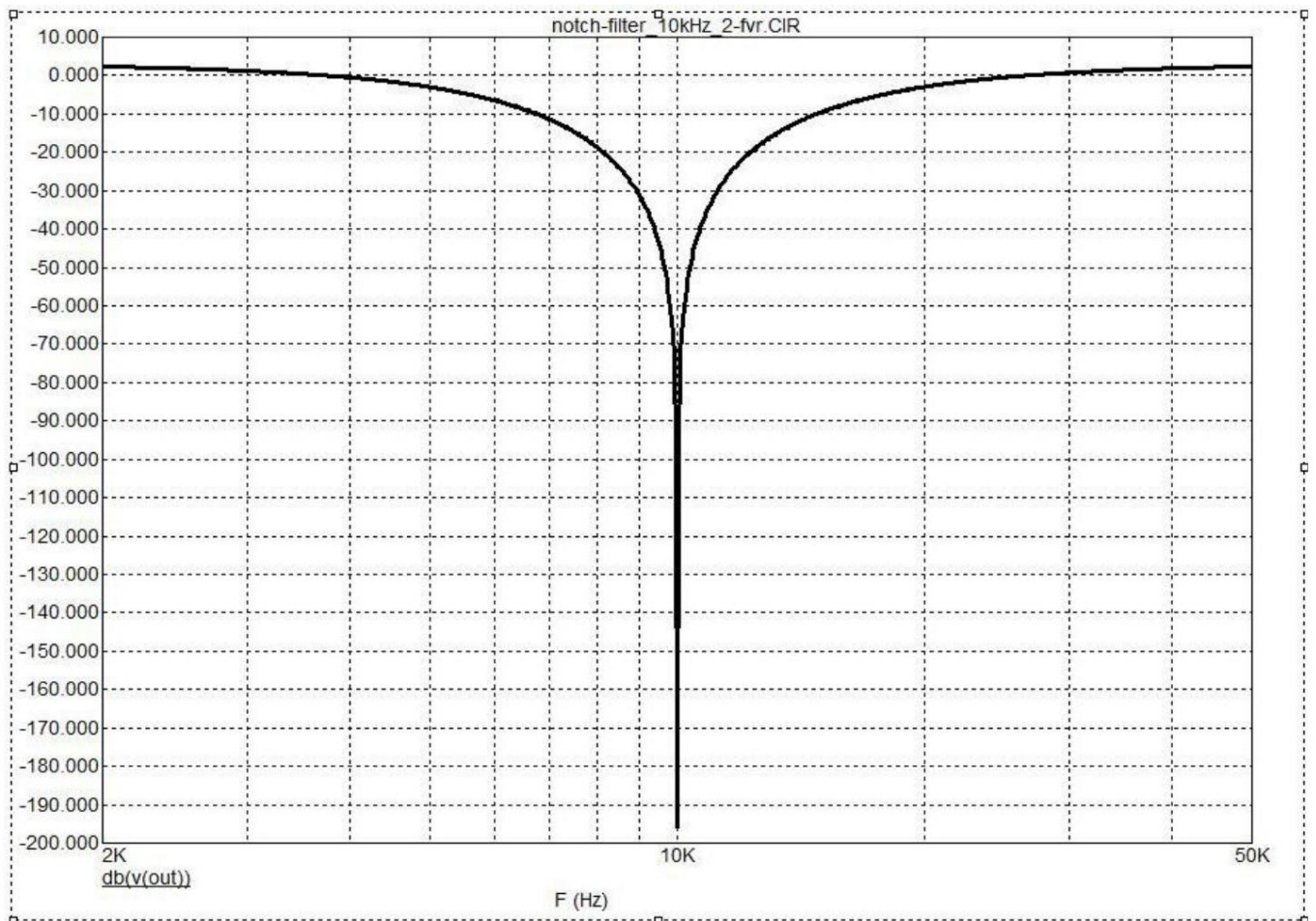
A teszt eredménye azt mutatja, hogy magában a szűrőben a transziens torzítás körülbelül 1,5 ms, azaz körülbelül 15-ször tovább tart, mint a mért jel periódusa. Így az első periódusokban nem lehet mérni a torzításokat (ahogyan a 9. verzió microcap programja segítségével), illetve az első periódusokban (a legnagyobb hozzájárulás az elsőben) az erősítőben fő torzítások lépnek fel a transziensek miatt, amit néha lineáris torzításnak neveznek. Hadd emlékeztessék arra, hogy a lineáris torzítás a transziensek végén, azaz állandósult állapotban következik be.

Az aktív rovátkás szűrők közül a T-hídon, Wien-Robinson hídon stb. alapuló opciók vannak. De az ilyen szűrő elnyomási mélysége alig éri el a 40 ... 50 dB-t, ami nyilvánvalóan nem elég. Tekintsünk egy fáziseltolón alapuló rovátkos szűrőt, [4], ábra. 6



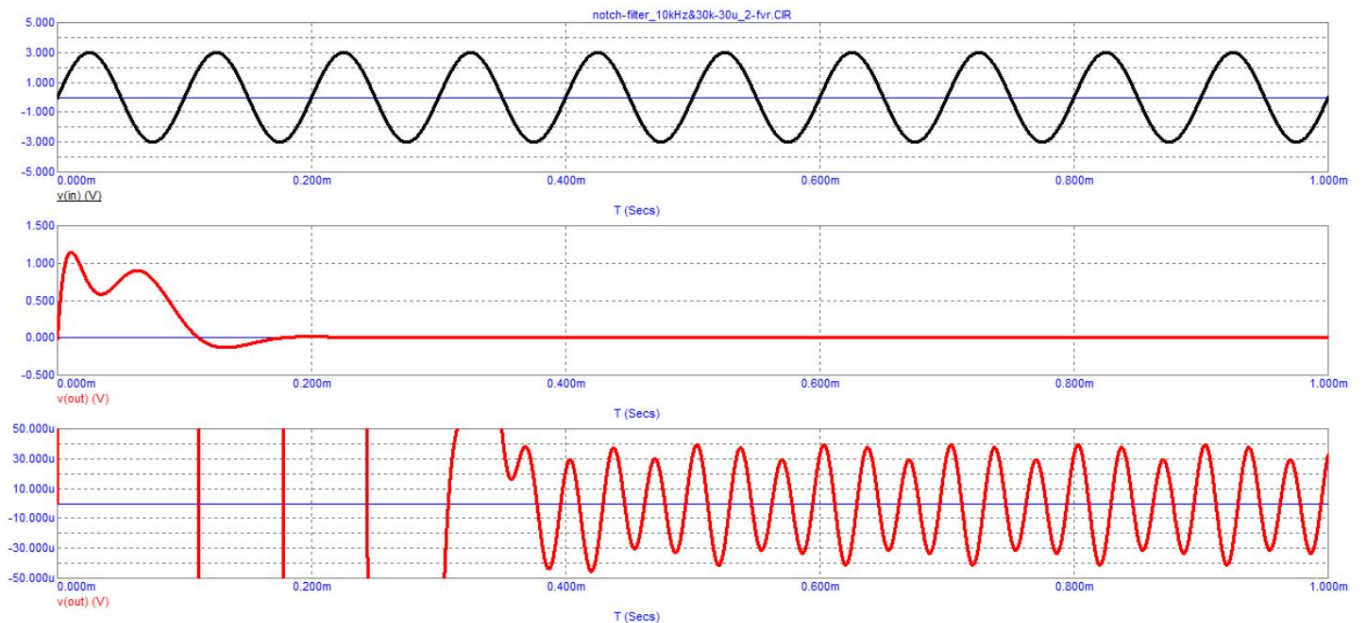
Rizs. 6 Bemetszett szűrőáramkör a fázisváltókon

Egy ilyen szűrő az alaphangot 10 kHz-es frekvencián több mint 95 dB-lel nyomja meg, hogy növelje a fokozatot. elnyomás esetén két ilyen szűrőt sorba kapcsolunk és megmérjük a frekvenciamenetet, ábra. 7



Rizs. A fázisváltókon sorba kapcsolt 2 bevágásos szűrő 7 frekvenciamenete

Adjunk hozzá egy 30 kHz frekvenciájú, $30 \mu\text{V}$ (-100 dB) szintű jelet a tesztjelhez, és ellenőrizzük a beállási időt, ábra. 8



Rizs. 8 3. harmonikus mérési eredmény

A teszt azt mutatja, hogy egy ilyen szűrő üledési ideje közel 3-szor rövidebb. Az előző szűrőhöz képest közel 50 dB-lel nagyobb visszautasítás ellenére azonban a szűrő nem tudja megfelelően mérni a 0,001%-os (-100 dB) torzítást az aktív elem (op-amp) torzítás miatt. Az ORA627 típusú nagy sebességű precíziós műveleti erősítő modelljeit használták műveleti erősítőként. Így még ezzel a szűrővel is legalább 4 hangmagasságot ki kell hagyni. Egyébként a microcap legújabb verziójában (11. és 12.)

nem lehet 4-nél kevesebb periódusot beállítani az erősítő torzítási hibák kiszámításához (harmonikus spektrum, összeg).

A szinuszos feszültséget egy állandó amplitúdójú, forgó vektor képezi

állandó szögsebességgel. Ezért világos,

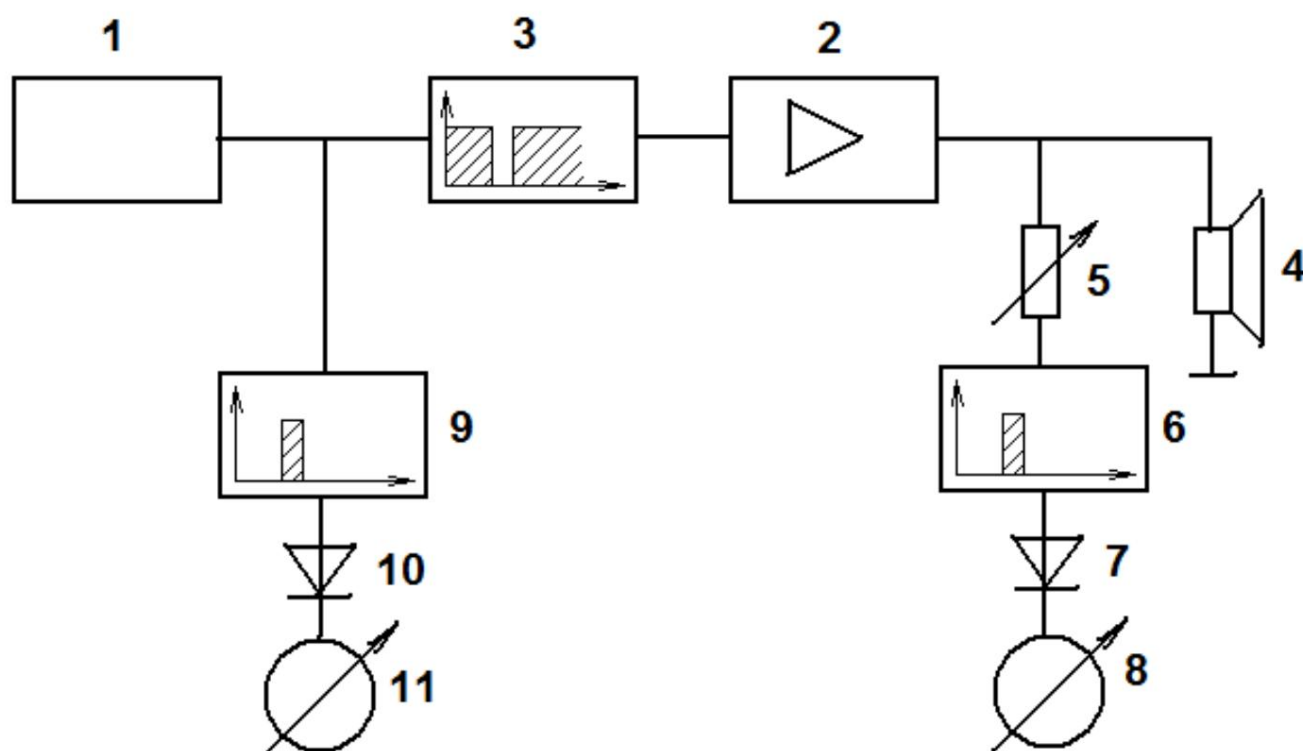
hogy a módszer tesztelésének eredménye miért nem korrelál a minőséggel

hang. Végül is a fő torzítások a dV/dt változásának pillanataiban (a feszültségvektor vagy forgási szögsebesség változásának pillanataiban) jelentkeznek, ami folyamatosan történik valós hangjelekben. A két- és többtónusos módszerekkel azonban valamivel jobb a helyzet

mivel egyszerű rögzített jelek is vannak a spektrumban, nem jön létre a várt hangminőséggel való korreláció. A jel spektruma a jel egyszerű bontásának eredménye az alábbi

ortogonális függvények. Dekompozícióként általában a Fourier-transzformációt, a Walsh-függvényekben való kiterjesztést, a wavelet-transzformációt stb. alkalmazzák, Szimulátorokban főleg a Fourier-transzformációt alkalmazzák.

1950 elején W. Wolf szabadalmát két „Módszer nemlineáris torzítások mérésére” [5], 1. ábra. 9.



Rizs. 9 Az NI mérő blokkvázlata az SU90185 szabadalom szerint

A javasolt mérési módszer lényegét az ábra szemlélteti. Egy 1. azonos amplitúdójú folytonos spektrumú hanggenerátorból a feszültséget a vizsgált út bemenetére tápláljuk egy 3. beugrásszűrőn keresztül, amely egy keskeny frekvenciasávot f_1 -ről f_2 -re képeztet. A 2. út kimenetéről a feszültséget a 4. terhelésre és ezzel párhuzamosan az 5. feszültség szabályozón keresztül a 6. sávszűrőre tápláljuk f_1 és f_2 sávszélességgel. A 6. szűrőről a feszültség a 7. detektorra, majd a 8. galvanométerre jut. Mivel a 6. szűrő átteresztősávja megegyezik a 3. szűrő leállítási sávjával (vagy valamivel rosszabb annál), így a vizsgált út kimenetén, linearitása esetén ne legyen olyan áram, amelynek frekvenciája a 6. szűrő átteresztősávjában van, és a 8. galvanométernek nem szabad eltérnie. A galvanométer túljárása a vizsgált 2. út kimenetén az $f_1 - f_2$ frekvenciasávban lévő áramok megjelenését jelzi, azaz olyan frekvenciaáramok megjelenését, amelyek a 3. szűrő jelenléte miatt hiányoztak az út bemenetén. Az $f_1 - f_2$ frekvenciasávban lévő áramok kialakulása a harmonikusok megjelenésének eredménye

a bemeneti jelben lévő alacsonyabb frekvenciájú összetevőkből, és az $f_1 - f_2$ sávnak tulajdonítható kombinációs frekvenciák képződésének eredménye.

A galvanométer 8 tű jének eltérése nemcsak a nemlinearitás mértékével arányos a vizsgált út, hanem a bemenetén ható feszültség amplitúdója is. Mindkét tényező külön-külön figyelembe vétele érdekében egy másik 9 sáváteresztő szűrőt, egy 10 detektort és egy 11 galvanométert vezetünk be az áramkörbe, amelyek jellemzői megegyeznek a 6, 7, 8 hasonló elemek jellemzőivel. Ebben az esetben a 11 galvanométer eltérése arányos lesz az emf-vel. hasznos jel az $f_1 - f_2$ frekvenciasávban, és a galvanométer 8 - az emf arányában. torzi tás, amelyet újonnan maga a 2. út képez ugyanabban a frekvenciasávban. A 8 galvanométer és a 11 galvanométer leolvasási aránya az 5 feszültség szabályozó megfelelően megválasztott csillapítással a vizsgált út által keltett nemlineáris torzi tások mértéke.

A leolvasás megkönnyítése érdekében a 8-as és 11-es galvanométerek aránymérővel helyettesíthetők, az eltérési szög amelynek nyíla arányos a tekercsein átfolyó áramok arányával.

Mivel a hangenergia egyenetlenül oszlik el a frekvenciaspektrumon, kiderülhet, hogy az $f_1 - f_2$ frekvenciasávban mért torzi tás nem jellemző a spektrum más részeire. Ezért a 3., 6. és 9. szűrőt hangolhatóvá kell tenni a hangfrekvenciák tartományában, miközben a sáv szélességük (és ennek megfelelően a kábelletetés) változatlan szélessége megmarad. Az említett szűrők kellően gyors hangolásával a készülék képes adni az átlagos energiatorzi tás értékéről a szűrő hangolási periódusával megegyező ideig. Ebben az esetben célszerű a 7 és 10 detektorokat az impulzusmérők sémájának megfelelően elkészíteni, megfelelően kiválasztott időállandóval.

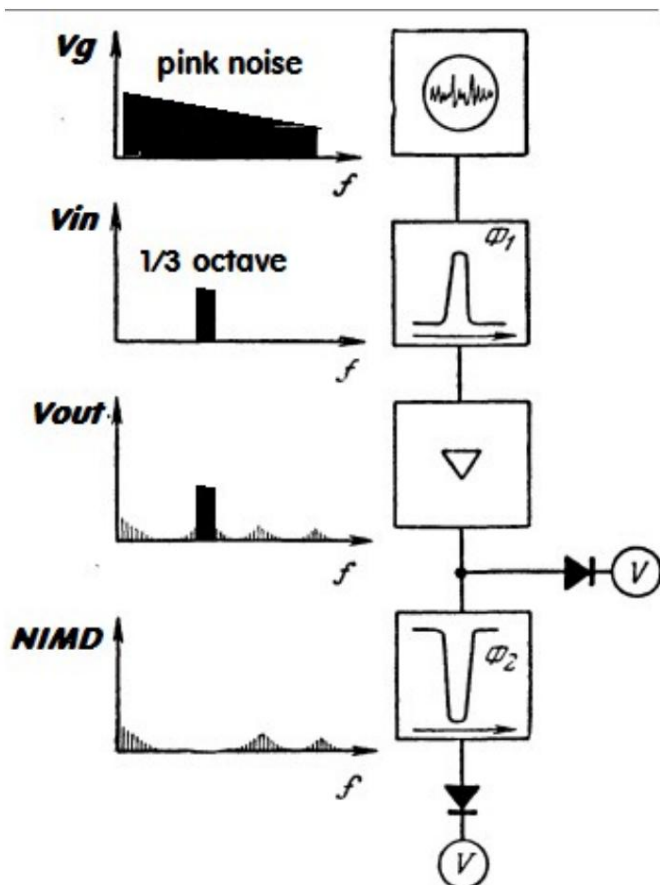
A kérelem benyújtásának fő oka, hogy a kvadripólus bemenetére tiszta hang (vagy több tiszta hang) alkalmazásával végzett vizsgálatok nem veszik figyelembe a valódi hangjel spektrális összetételét. Ezért azoknak a nemlineáris torzi tásoknak a nagysága, amelyek a berendezésben akkor keletkeznek, amikor egy komplex spektrumú feszültség modulálja azt, ami egy valódi hangprogramra jellemző, még messze nem tükröződik teljes mértékben. Nem veszik figyelembe a kombinált frekvenciák áramainak előfordulásának lehetőségét, amelyek élesen növelik a nemlineáris torzi tásokat a jelek amplitúdó-fázisú átalakítása következtében.

A legérdekesebb, hogy ezzel a módszerrel a 2009-ben Münchenben megrendezett AES-126-on az elektroakusztika területén ismert szakember prof. A. Farina bemutatta a jelentést, és új vizsgálati módszert mutatott be [6]. A Wolf-módszernek azonban - a lehetőség ellenére - jelentős hátránya volt

lehetetlen pontosan meghatározni, hogy az erősítő melyik frekvenciasávban a legnagyobb nemlinearitással. Ezt a hátrányt kiküszöbölte egy mérőműszer, amely pontosan az ellenkezőjét hajtotta végre [7]: 1/3 oktávós zajt (fehér zaj, rózsaszínű zaj vagy pszeudo zaj) táplálnak az erősítőbe, és ezt a kimeneten levágnák. Ennek eredményeként a zajjal által generált torzi tási termékek a spektrumban maradnak, 2. ábra. 10. És mivel a zajjel mind frekvenciában, mind amplitúdójában modulált, csak az első periódusokban a tranziensekre jellemző nagy sebességű torzi tásokat vált ki.

hangjelzések.

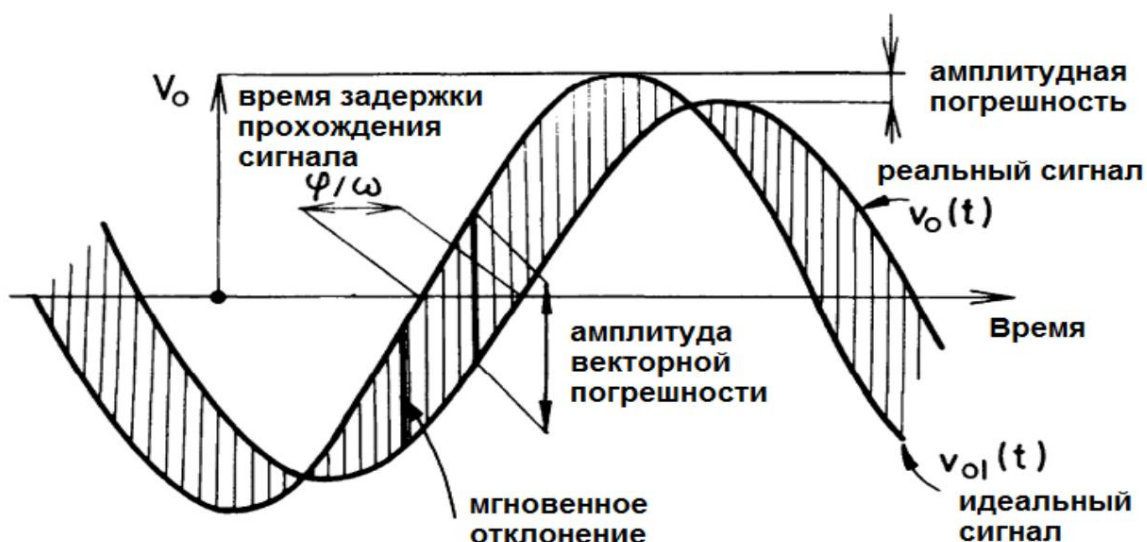
Feltételezve, hogy a hangtartomány nagyfrekvenciás része a legkritikusabb a nemlineárisitáshoz az erősítő torzi tása néhány 1/3 oktáv sávra korlátozható, 10 kHz-től kezdve. Tesztjelként a tesztlemezekon elérhető kész jeleket használhatja a frekvenciamentes ellenőrzésére (ilyen jelek használatára a mellékletben található példa).



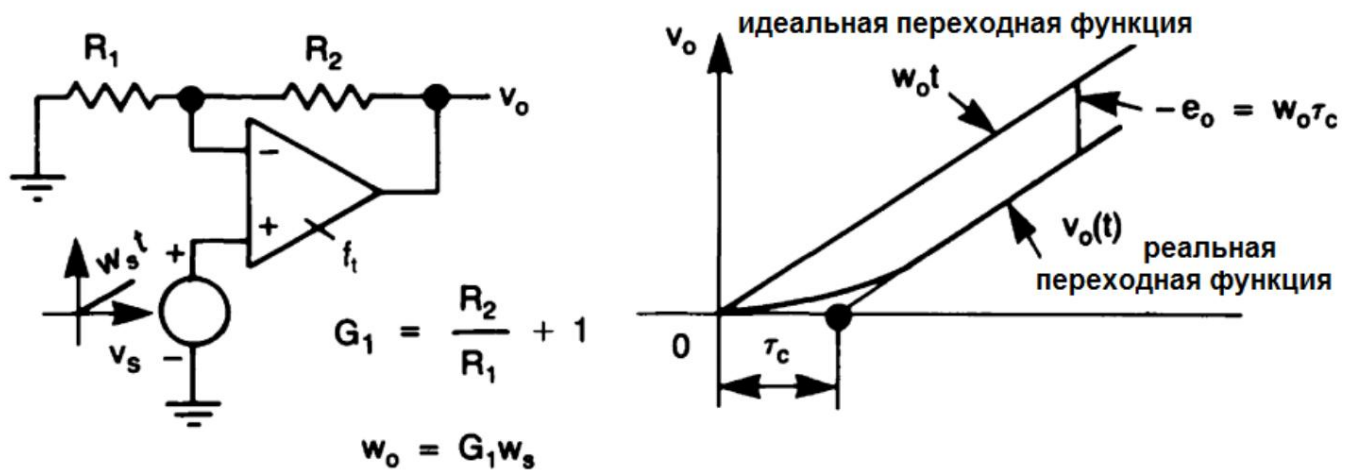
Risz. 10 Az INI mű ködési elve keskeny sávú zaj használatával

Az összehasonlító tesztek eredményeiről további részletek a [8]-ban találhatóak. A mérés technika fejlesztésének következő lépése a közvetlen kivonás volt jelek skálázása és a bemeneti jel fázisillesztése után a kimenet fázisához, [9]. Ezt a módszert (a bemeneti és kimeneti jelek közötti keresztkorreláció módszerét) a műszaki tudományok doktora, M. Sapozhkov véltte meg 1954-ben. Ugyanezt a módszert [10] is publikálták. Ezt a módszert később [11]-ben publikálták, és Baxandall-módszerként vált ismertté Oroszországban ennek a módszernek a népszerű sí tője I. Akulinicsev volt, aki vektortorzítási mutatók sorozatát publikálta a Radio magazinban.

12. A torzítások minden típusát a [12] tükrözi a legteljesebben, és az ábrán látható. 11 és



Risz. 11 A vektor-, amplitúdó- és fázishibák kapcsolatának szemléltetése amikor a jelet az idő függvényében ábrázoljuk.



Rizs. 12 A nem invertáló erősítő sebességi hibája lineárisan növekvő feszültséggel gerjesztve.

A torzítások típusait a 322. oldalon [12] a 13. és 14. bekezdésben fejtjük meg, ezeket közöljük teljes verzió kisebb kiegészítésekkel

13. Egy $f_c = 1/2\pi\tau_c$ sarokfrekvenciájú elsőrendű rezisztív működési áramkör sebességi hibája lineárisan változó jellel gerjesztve - úgy, hogy a kimenőjel w_{out} sebességgel változik - egyenlő:

$$\epsilon_{out} = -w_{out}\tau_c \quad (1)$$

Ahol $w_{out} = 2\pi f w U_{out}$ (2) (lásd a 14. pontot)

$\tau_c = RC$, és fizikailag egyenlő a jel képletével (időterjedési képlet - tPD) az átteresztősávbán

14. Mind a nem felharmonikus ϵ_{out} sebességhiba, mind a harmonikus hatású ϵ_v vektorhiba ugyanazt az alapvető dinamikai korlátot fejezi ki, amely az üzemi áramkör f_c csatolási frekvenciájának meglétével kapcsolatos. Egy elsőrendű rezisztív működési áramkörben ez a képlet a következőkkel függ össze:

$$\epsilon_{out} / U_{out} = \epsilon_v(f_w) \quad (3)$$

A (2) kifejezést (1)-be behelyettesítve a következőt kapjuk:

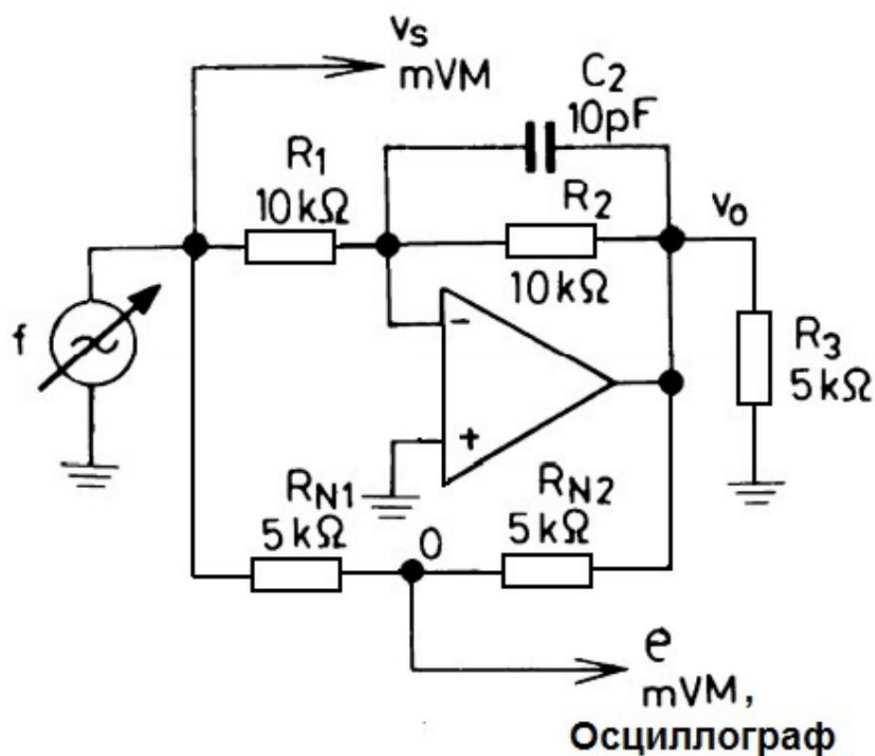
$$\epsilon_{out} = -w_{out}\tau_c = -2\pi f_w U_{out}\tau_c = -2\pi f_w U_{out}(tPD) \quad (4)$$

A frekvenciát a harmonikus hatás periódusára cserélve a következőt kapjuk:

$$\epsilon_{out} = -2\pi U_{out}\tau_c / T = -2\pi U_{out}(tPD)/T \quad (5)$$

A 14. bekezdésből az következik, hogy a nem-harmonikus hatások sebességi hibáját és a harmonikus hatások vektorhibáját ugyanazzal a képlettel számíthatjuk ki, ami nem meglepő, mivel a szinusz kezdeti szakasza jó közelítéssel nem-harmonikusnak tekinthető. harmonikus hatás. A vektorhiba mérési módszerei a kimenet közvetlen kivonása

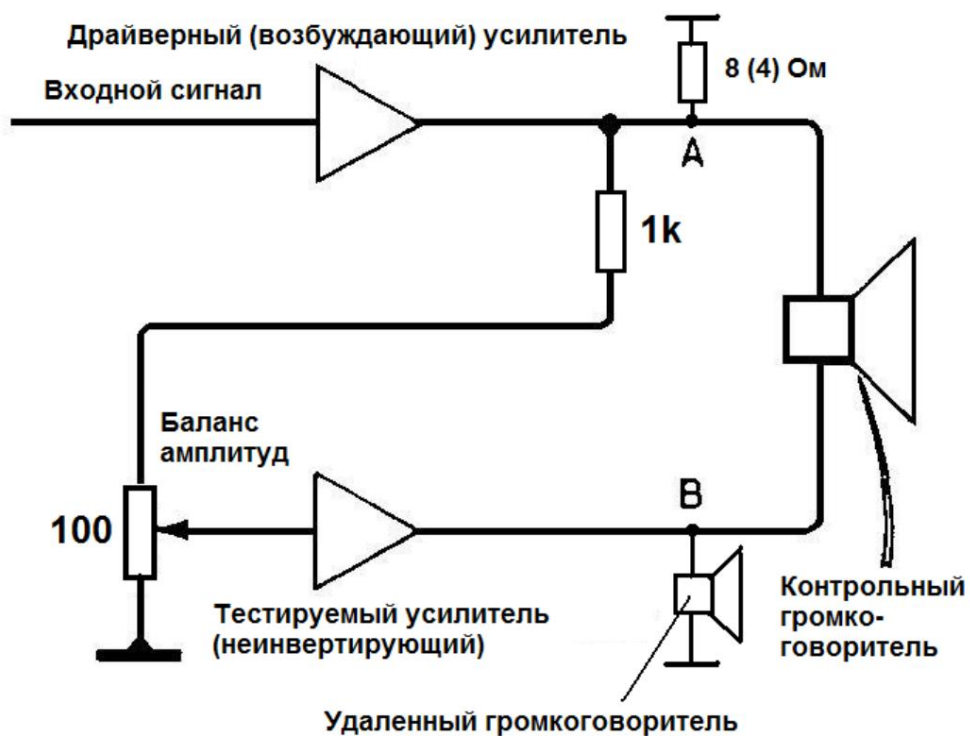
jel a bemeneti szintről a kimenetre. Például egy invertáló erősítőnél ez így néz ki, ábra. 13 [12]



Rizs. 13 A feszültséginverter vektorhibájának mérési sémája

Mivel az erősítő térszámja 1, a kivonás eredményét az ellenállásokon hajtják végre egyenlő méretű.

A fejlesztőknek olyan tesztre volt szükségük, amely korrelál a hangminőséggel. és David Hafler egy ilyen tesztet javasolt, az úgynevezett SWDT („egyenes vezeték” differenciálvizsgálat) [13], ábra. 14.



Rizs. 14 A Hafler vektoros hibamérő blokkvázlata

A Hafler-teszt célja a kimeneti feszültség összehasonlítása a skálázott bemeneti feszültséggel (a bemeneti feszültség szintje a kimenethez viszonyítva, ha a bemenetről nézzük).

tesztelés alatt álló erősítő az A pontba a csillapítón keresztül). Nyilvánvaló, hogy ha a bemenet és a kimenet azonos, akkor nem lesz jel a monitor hangszórójában (fejhallgató). A gondos kiegyensúlyozás után hallható hang torzítást eredményez. A „null teszthez” Hafler -70 dB-es szintet javasolt a középfrekvenciákon (3000-szeres vagy akár 0,03%-os jelcsillapítási tás), a magasabb frekvenciáknál pedig -60 dB-es (1000-szeres vagy akár 0,1%-os jelcsillapítási tás) szintet. az audio tartományból.

Az SWDT-teszt alkalmazásáról szóló cikk [13] kérdéseire adott válaszok egyikében Hafler ezt írja: „Ez nem új ötlet. Azonban a múltban az erősítőknél nagyon gyengén teljesítettek ebben a tesztben, ami minden hiányosságot feltárt. Az XL-280 lehet az első olyan erősítő, amely jó nulla jelet kímél SWDT-vel.”

Az ötlet valóban nem új, de az audioerősítő-tervezők szeretnék termékeket látni torzítást, nem vektorhiba. Ehhez azonban tesztet kell végezni, figyelembe véve a jel kíméletét.

És bár a Hafler-teszt nem a nemlineáris torzításokat, hanem csak a vektorhibákat méri, ennek ellenére informatívabb, mint bármely más teszt.

A Sapozhkov-Baksandall módszerrel ellentétben ez a módszer nem alkalmaz fázisbeállítást, ami nagyban leegyszerűsíti a tesztelési eljárást, másrészt figyelembe veszi a bevezetett fázistorzulásokat is, amelyek gyakran az amplitúdó-fázishoz kapcsolódó komoly torzulásokhoz vezetnek. jelek átalakítási tása.

Ezt a gondolatot hangoztatta a 2012-ben Budapesten megrendezett AES-132 rendezvényen D. Griesinger, a pszichoakusztika területén ismert specialista "Hangmagasság, hangszín, források kiválasztása és a hangvisszaadásról hangszórókon" című riportjában. Beszámolójában kimutatta, hogy rendkívül fontosak a spektrumban a felső harmonikusok fázisviszonyai, valamint azt is, hogy a hangszórókon keresztül történő lejátszáskor az amplitúdó- és fázisspektrum szerkezete ilyen-olyan mértékben mindig sérül, így a hang a mindig szegényebb hangszínen, tisztaságban, tisztaságban stb., mint a természetes hang. Az a benyomásunk támadhat, hogy a teszt eredménye nem az áramkör legfelső erősítőjéről függ, mert annak csak a jelamplitúdó kiadása a feladata. Valójában elég szélesnek (nagy sebességűnek) kell lennie, hogy ne „elmosódjon” a hanganyag finom árnyalatai, és ne könnyítse meg a vizsgált erősítő dolgát. Csak ebben az esetben kapunk megbízhatóbb információkat a tesztelt erősítőről. Ha „főkezelt” erősítőt használ (ez lehet a meghajtóként használt tesztelt sztereó erősítő egyik csatornája), akkor a tesztelt erősítő jobban néz ki, mint amilyen valójában. A Hafler-teszttel kapcsolatban John Kerl a következőket mondta [14] (40. o.): „Minden tisztelettel David Haflernek. Lehet, hogy az erősítője megfelelt a tesztben, de ez az erősítő semmilyen szabvány szerint nem tekinthető „tökéletesnek”, és általában a hobbibarátok „frissítik”, a „javulás” mellett. Feltételezhető, hogy az XL-280-as erősítőre gondolt. Első pillantásra ez a kijelentés paradoxnak tűnhet.

Valójában sok múlik a tesztjeleken. Tiszta szinuszos jelek alkalmazása esetén a mértékek kis mértékben térnek el a steady state THD mértéktől, aminek következményei lesznek. Az ilyen teszteléshez a leghatékonyabb jel egy 10 kHz-es, 100 kHz-es aluláteresztő szűrőn áthaladó háromszögjel. Egy ilyen jel nagyon kényelmes tesztjelként minden szempontból, a jelfrontok emelkedési / esési sebessége közel van a valódi audiojelekben tapasztalható maximális emelkedési sebességhez, és a jelcsúcsoknál dV / dt feszültségváltozás van. a valódi hangjel finom árnyalataira jellemző (a periódus során kétszer társul nagy sebességű torzítást). Az ilyen jelet használó teszt azt mutatta, hogy az XL-280 erősítőmodell 0,1% helyett akár 1%-os vagy nagyobb sebességű torzítást is bevezet (további részletekért lásd az 1. mellékletet).

Szinuszos jel alkalmazásakor az amplitúdók egyenlősége az erősítő kimenetein ill. Torzítás hiányában a különbségjel is szinuszos, de fáziseltolódásos lesz, melynek amplitúdója a vizsgált erősítő jelterjedési kíméletétől (TPD) függ:

$$a = 2\pi A \cdot t_{PD} / T \quad (6)$$

Ahol

T a jel periódusa, μs ;

A a jel amplitúdója az erősítő kimenetein, V tPD a jel terjedési késleltetési ideje, μs

A (6) képletből látható, hogy a vektorhiba mértéke fordítottan arányos időszak (a gyakorisággal egyenesen arányos). Ezért magasabb frekvenciákon a legnehezebb kis vektorhibákat biztosítani.

Tételezzünk fel 3 kHz frekvenciájú jelfeszültséget a 60 V-os erősítő kimenetein (a csúcstól csúcsig), a különbségjel pedig -70 dB (3000-szeres csillapítás), ami 20 mV-os vektorhibaszintnek felel meg (csúcstól csúcsig). Ebben az esetben a (6) képletből a tPD egyenlő:

$$t_{PD} = aT / 2\pi A = 0,02 * 333 / 6,28 * 60 \approx 0,0177 \mu\text{s} \approx 17,7 \text{ ns}$$

Számítsa ki a maximálisan megengedhető késleltetést 20 kHz-es frekvenciához vektorral hiba -60 dB, csak 8 ns lesz.

Azt kell mondanom, hogy ezek meglehetősen szigorú követelmények az UMZCH-val szemben, mivel a működési erősítő túlnyomó többségének tPD-je 200 ... 300 ns és 1,5 μs vagy több között van.

Ha a jelátvitel 0,01%-os amplitúdópontosságára koncentrálunk, akkor a [12] következtetése szerint az egypólusú korrekciós erősítő sávszélessége legalább legyen:

$$f_v = (100 / 2) f_1 \approx 71 f_1 \quad (7)$$

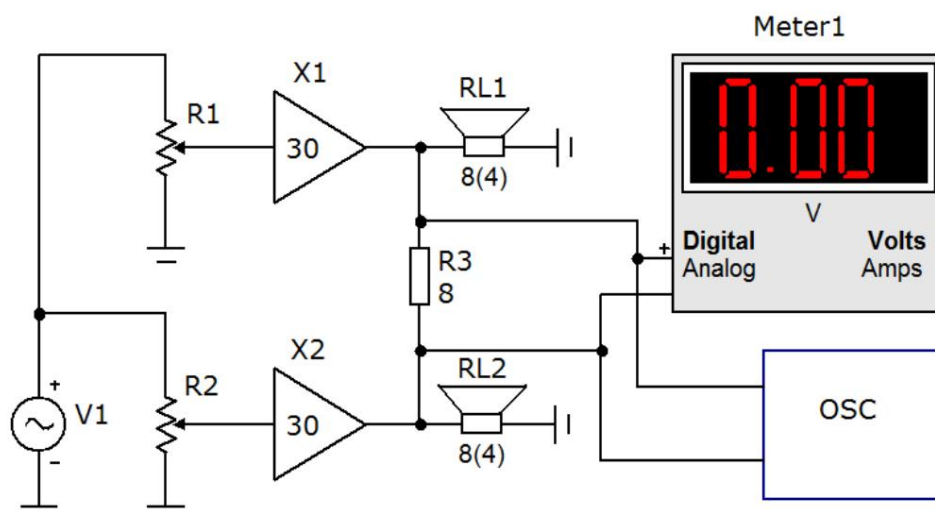
Helyettesítsük be a (7) képletben a hangtartomány felső frekvenciáját, így megkapjuk a szükséges sávszélességet 1,4 MHz. Ez azt jelenti, hogy a jel terjedési késleltetési ideje nem haladhatja meg:

$$t_{PD} \leq 1 / 2\pi f_c = 1 / (6,28 * 1400000) = 0,0000013 \text{ s} = 0,00013 \text{ ms} = 0,13 \mu\text{s} = 130 \text{ ns}$$

Így a Jiri-képletekkel végzett számítások szerint a sávszélesség Az erősítőnek legalább 1,4 MHz-nek kell lennie, és magában az erősítőben a késleltetési idő (a bemeneti RF aluláteresztő szűrő által okozott késleltetés nélkül) a jó minőségű visszacsatoló erősítőknél nem haladhatja meg a 130 ns-ot, de ebben az esetben nem szigorúbb követelményeknek megfelelni Hafler teszt.

Egyes modern csúcskategóriás erősítőben ezt a paramétert kezdték jelezni. Például be A MIMESIS 9.2 erősítő specifikációja a következőket jelzi: GROUP DELAY - Terjedési késleltetés: < 100 ns stabil DC-től 200 kHz-ig

Hasonló "null tesztet" használt Bob Carver [15] is, 19. ábra. 15



Rizs. 15 Blokkdiagram a torzió szintjének mérésére a szabványhoz képest

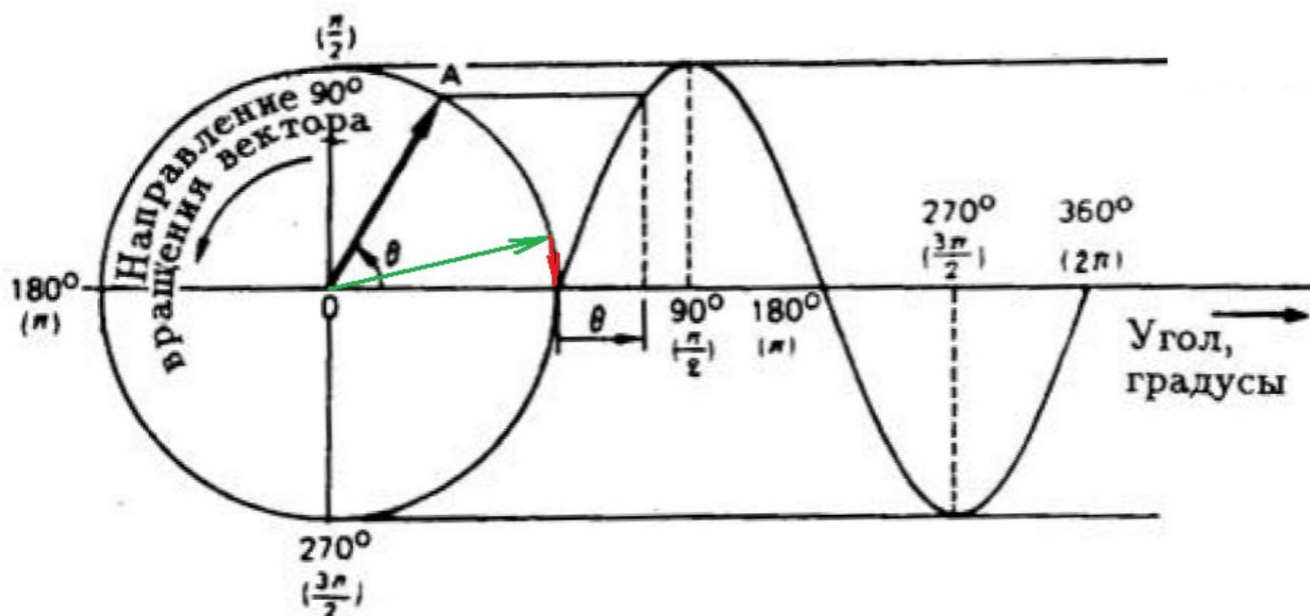
Az eredeti Hafler-tesztől eltérően a Carver-teszt összehasonlí tást használ az X1 „referencia” és a vizsgált X2 erősítő kimenete. Amint a kísérlet megmutatta, egy közepes árkategóriájú erősítő paramétereinek egy drága "szabvány" paramétereikhez való igazítása -70 dB (0,03%) pontossággal biztosítja hangjuk azonosságát.

Mivel tökéletes pontosságra törekszünk, szimulátoros modelleznél referencia erősítőként egy ideális erősítő használható, amelynek erősítő tése megegyezik a jelfrekvencián a vizsgált erősítő erősítő tésével. Ezután a beillesztési torzítás méréséhez elegendő egy ideális képlettel rendelkező ideális erősítő kimenő jelét a vizsgált erősítőben a terjedési képlettel való idővel (TPD) képlettelni.

A Carver-módszer használható a torzítás erősítő tésének mérésére is maximális teljesítményen (vagy bármely más módon), például 1 wattos kimeneti teljesítményhez viszonyítva. Ehhez az X1 és X2 erősítő tőknek azonos paraméterekkel kell rendelkezniük (például azonos márkájú monoblokkok). Az egyik kimenetén a terheléssel párhuzamosan bekapcsoljuk az osztót (az ellenállást vesszük, amely a terheléssel egyenlő „közös”-hez van csatlakoztatva, és kiszámítjuk a felső ellenállást úgy, hogy az osztó csatlakozási pontján legyen ellenállások 1 W kimeneti teljesítményének megfelelő feszültség). Az erősítő tőben marad a terheléssel párhuzamos osztóval, hogy a kimeneti teljesítményt a maximum közelébe állítsa, a második erősítő tőben pedig a bemenettel az első erősítő tő ellenállásainak osztási pontján lévő feszültséggel egyenlő kimeneti feszültséget állítson be. csillapító. Ha az erősítő tők paraméterei megegyeznek (fontos, hogy egyenlők legyenek TPD-vel), akkor a vektor-torzítások kompenzálódnak, és a híd átlójában tiszta torzításnövekedést kapunk. Kivételkelhetők oszcilloszkóp, FIR vagy spektrumanalizátor segítségével.

A pszichoakusztikából ismert, hogy az emberi hallás a legérzékenyebb a fázisváltozás sebességére, i.e. a csoportképlettel (GDT) és annak frekvenciatartománybeli változásaira. Valójában a csoportképlettel állandósága nemcsak a hangtartományban fontos, hanem azon túl is (1 MHz-ig és tovább).

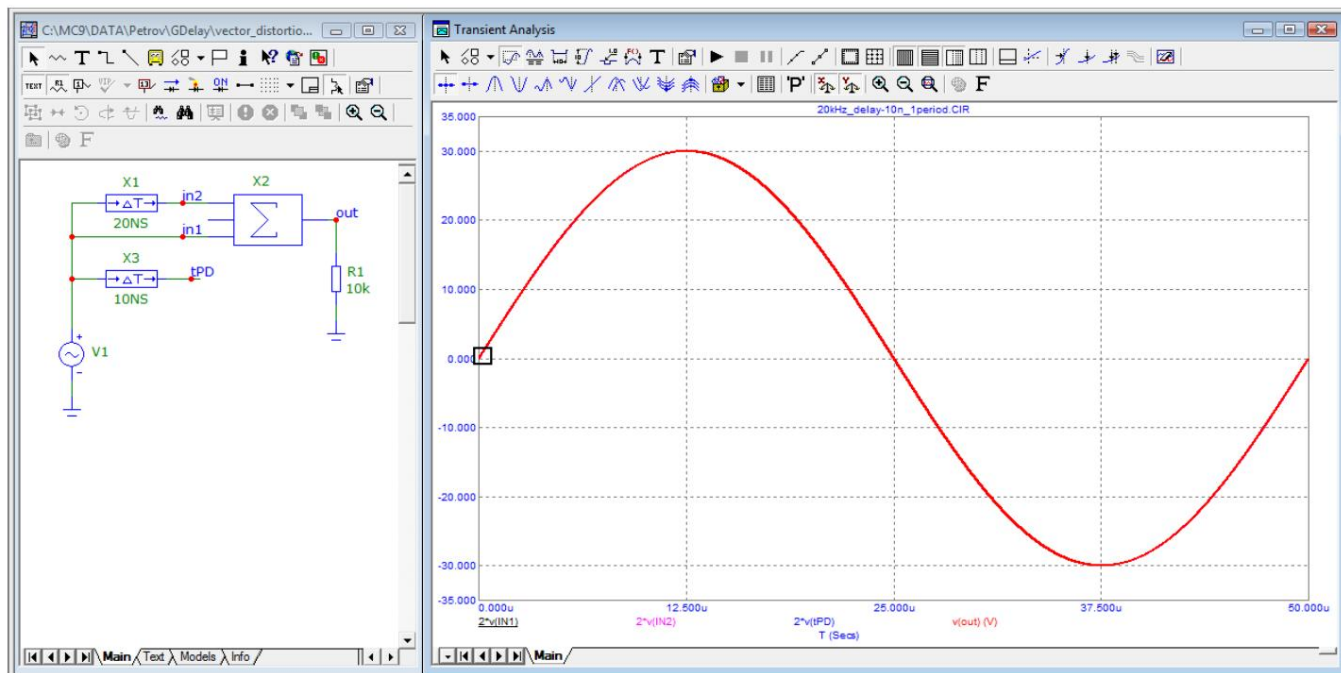
A vektorhibák kapcsolata a képlettel való idővel könnyen nyomon követhető a következő ábrák, 16-18.



Rizs. 16. A szinuszos oszcilláció kialakulásának mechanizmusának szemléltetése segítségével forgó vektor.

A következő ábrák a vektorhiba és a terjedési képlettel való idő közötti összefüggést mutatják be. Egyes nagy sebességű műveleti erősítő tők adatlapjai a terjedési képlettel való időt TPD-ként (time Propagation Delay) sorolják fel.

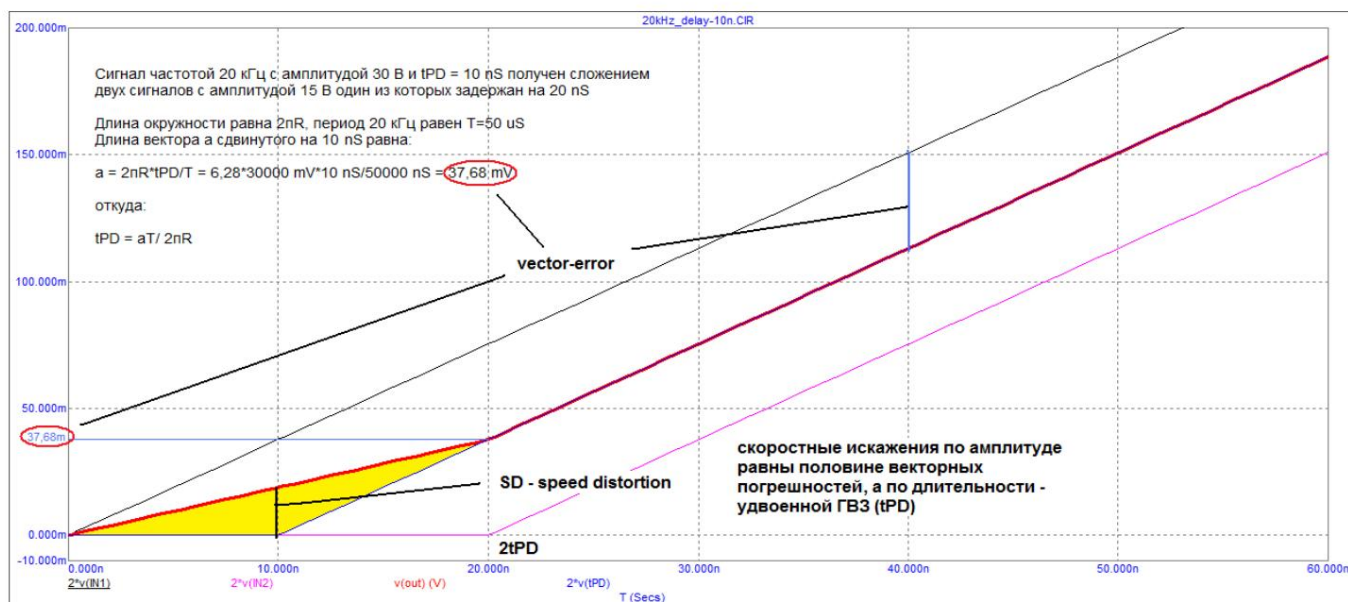
A 17. ábra mutatja a szinuszosok vektorösszeadásának ideális modelljét.



Rizs. 17 Stresszvektor összeadási modell

A 17. ábrán négy szinusz látható, de mivel ezek egymáshoz képest rövid ideig kének, vizuálisan összeolvadnak. A 20 kHz frekvenciájú oszcillátor jel amplitúdója 15 V. Ha két jelet adunk össze, amelyek közül az egyik rövid ideig késleltetett, a kimenő jel amplitúdója majdnem megkétszereződik, és 30 V-nak felel meg. Ha mind a négy jel azonos amplitúdójú, akkor az IN1, IN2 és tPD jelekre 2-es szorzót alkalmazunk.

A téglalappal kiemelt jel kezdeti szakasza a következő ábrán látható feszített

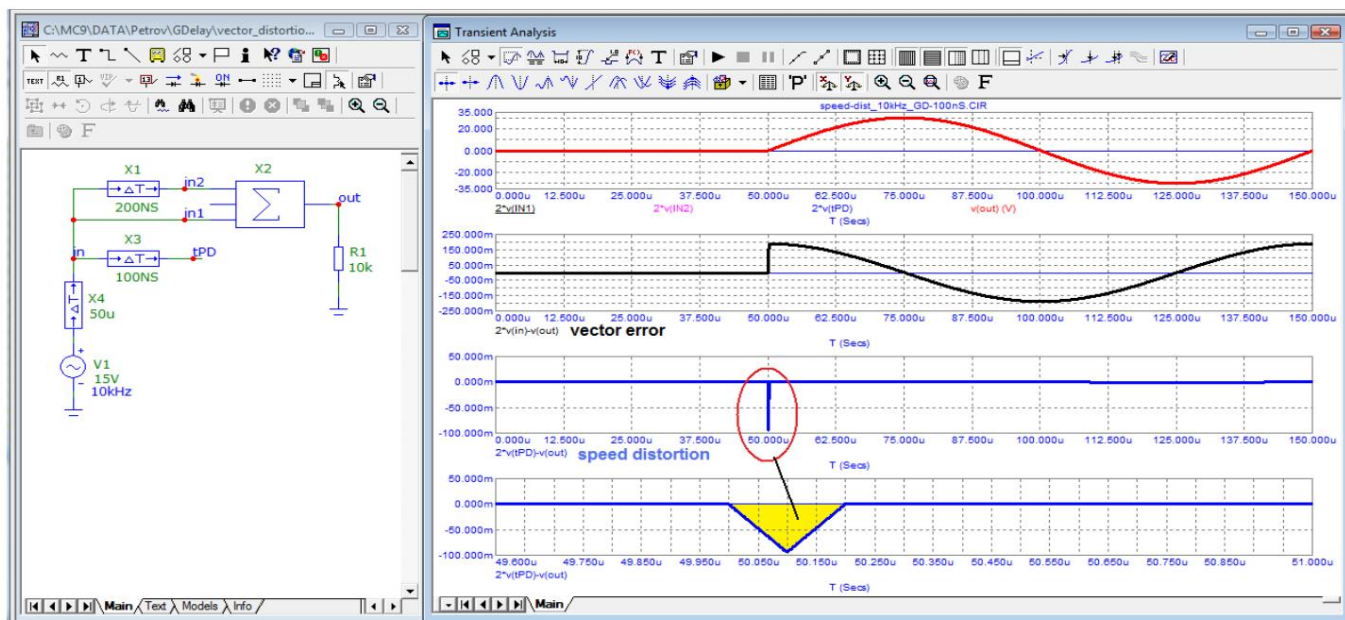


Rizs. 18 2 szinuszos összeadás eredményének kezdeti szakasza

A 18. ábrán látható, hogy az eredeti jel (fekete) és a 20 ns-kal késleltetett (rózsaszín) jel összeadásakor ennek fele, azaz 10 ns késleltetéssel egy kimeneti jel (piros) jön létre. Ezenkívül a kezdeti szakaszban a torzítás elkerülhetetlenül 20 ns, azaz $2 * t_{PD}$ felett fordulnak elő. Jiri Dostal megemlíti a sebességtorzítást könyvében, de nem ad egyértelmű definíciót, hogy mi az. Magamra vettem, hogy elnevezem ezt a fajta torzítást

nagy sebességűek, mivel közvetlenül kapcsolódnak egy olyan nagy sebességű paraméterhez, mint a tPD, és a dV/dt sebesség változásának pillanataiban fordulnak elő. Ideális esetben ezek a torzítások amplitúdójukban egyenlők a vektorhiba felével (a sárga háromszög vetületéből a vízszintes tengelyre), időben pedig $2 \cdot tPD$. A nagy sebességű torzítás amplitúdója és időtartama (sárga háromszög) határozza meg a torzítás általános szintjéhez való hozzájárulásukat.

Az ábrán az egyenest mutató [12] szerinti számítás is látható a vektorhibák és a sebességtorzulások tPD-től való függése. Ahhoz, hogy a legtöbbet kihozzuk ebből az ideális modellből, mérjük meg a sebességet torzítás, ábra. 19

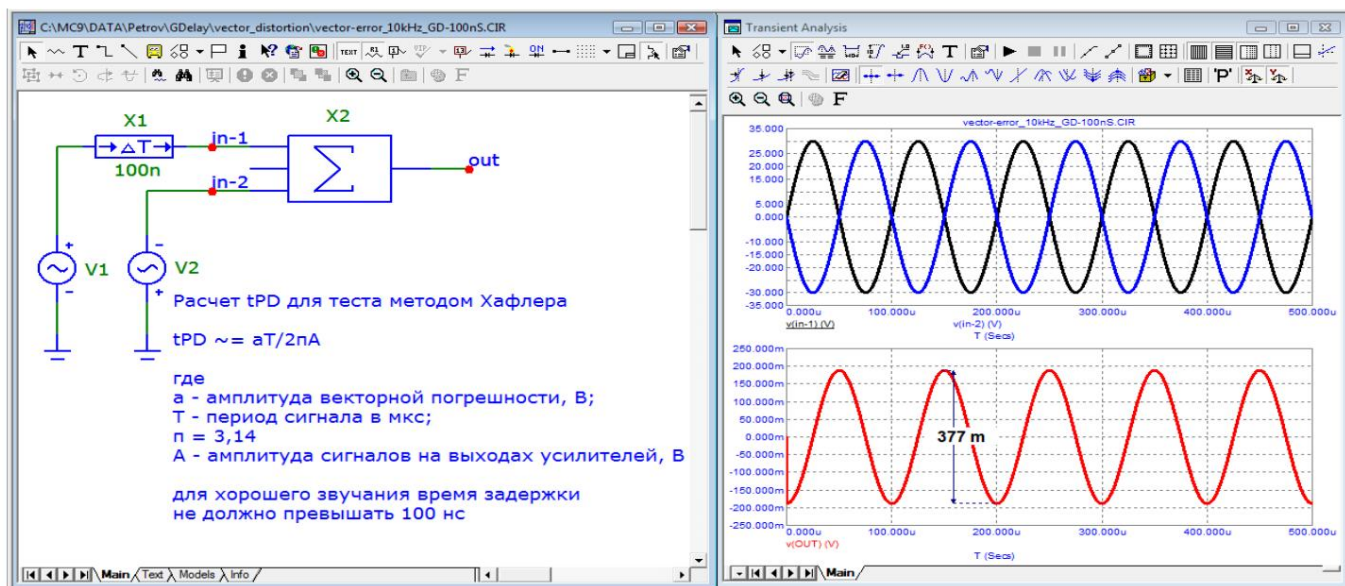


Rész. 19 A vektorösszegzésből származó torzítás mérési eredménye két feszültség

A 19. ábra azt mutatja, hogy a 100 ns-mal késleltetett kimeneti jel levonásakor a bemeneten negatív előjelű torzítások vannak a bemeneti jel első félhullámának polaritásához képest, és amplitúdója megegyezik a vektorhiba felével, és a teljes időtartam 200 ns, azaz $2tPD$. Ezeknek a torzításoknak semmi közük a lineáris torzulásokhoz (sem fázisban, sem amplitúdóban). Ezeket a torzításokat nagysebességűnek nevezem.

Szinuszos feszültséget egy állandó nagyságú, állandó szögsebességgel forgó vektor képez (lásd 16. ábra). Mind a vektoramplitúdó, mind a szögsebesség változásával a dV/dt feszültség is változik. Ezekben a pillanatokban további torzulások lépnek fel a jelterjedési késleltetési idővel (tPD) kapcsolatban.

A vektorhibák tisztázása érdekében állítsunk össze egy másik modellt, a 2. ábrát. 20



Rizs. 20 Ké feszültség összeadása vektorhibáinak mérési eredménye

Ké ellenfázisú jel hozzáadásának eredményeként, amelyek közül az egyik 100 ns-ot késik kimeneten vektorkülönbséget kaptunk azonos frekvenciájú szinuszos jel formájában, amelynek amplitúdója megfelel a (6) képletnek:

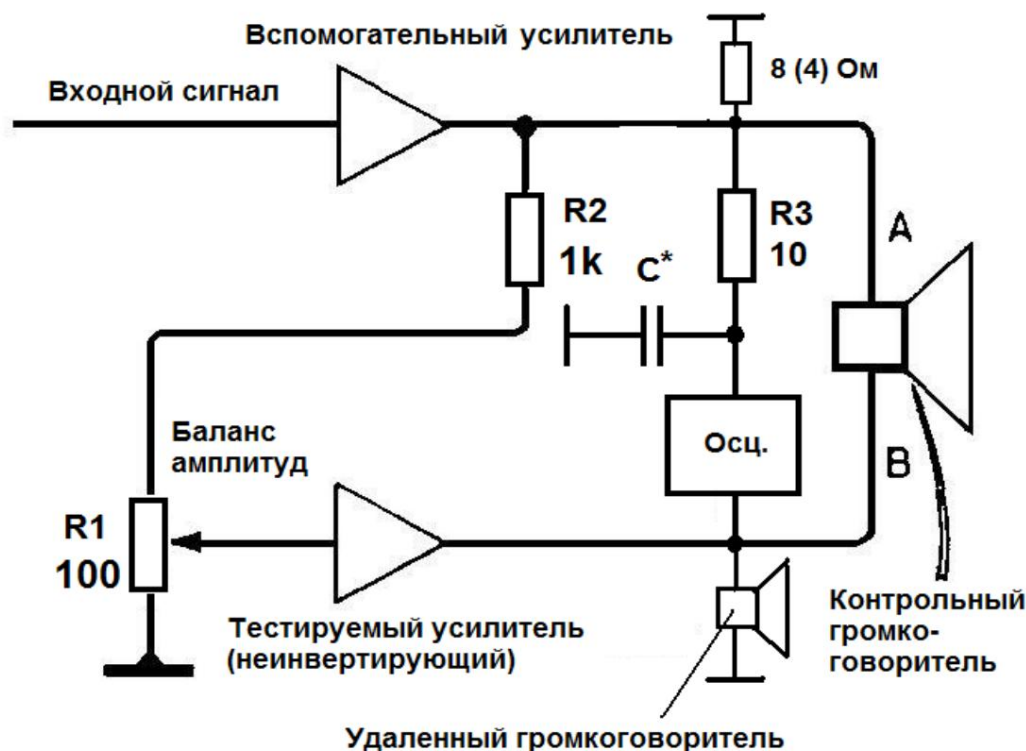
$$a \approx 2\pi A \cdot t_{PD} / T = 6,28 \cdot 60 \cdot 0,1 / 100 \approx 0,377 \text{ V}$$

Valódi erősítőben a nagy sebességű torzítás amplitúdója valamivel alacsonyabb lehet, mint számított - a tPD értéke és viselkedése függ mind a hangsávban, mind azon túl.

Az Apex HD50 ipari erősítőmodell nagysebességű torzításainak elemzése a [16]-ban található példa.

A torzítási termékek (különösen a kapcsolási torzítások) részletesebb elkülönítéséhez ideális képletet kell alkalmazni. De ezt csak a szimulátorban lehet megtenni. A mirigyben kombinálhatja a Hafler-tesztet a Sapozhkov-teszttel, 4. ábra. 21.

Hangolható képletési vonal elfogadható hibával készíthető a használatával egy egyszerű RC áramkör, amelynek időállandója tPD. A kondenzátort nagyfeszültségű, legalább 250 V-os feszültséghez kell használni, a szondát pedig kalibrált osztóval kell ellátni. Az érzékenység növelése érdekében, ha oszcilloszkóp helyett spektrumanalizátort használ, használhat szélessávú előerősítőt. Ha a méréseket osztó nélkül végezzük, akkor a számított kapacitást figyelembe kell venni a csatlakozó kábel kapacitásával.

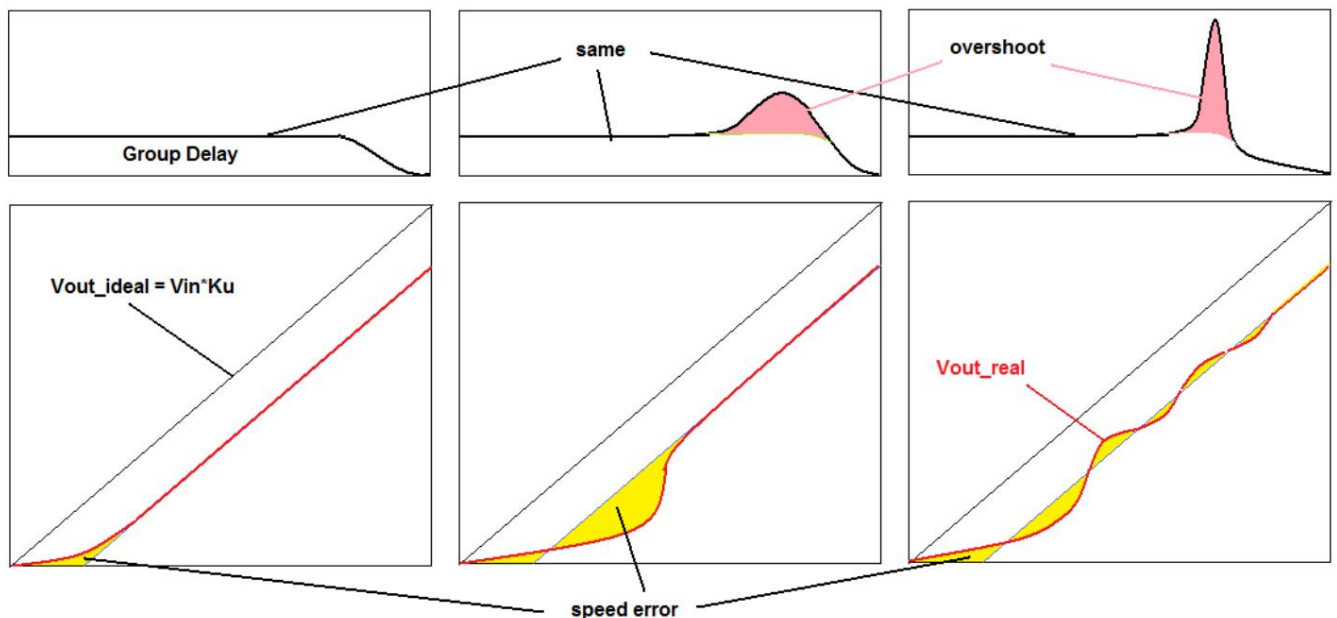


Rizs. 21 Hafler blokkdiagramja Sapozhkov vektortorzulás analizátorral kombinálva

Képlettető vonalként bizonyos esetekben használhatja a felsőrész Boucher láncát erősítő tők. Egy tipikus Boucher áramkör egy 10 ohmos ellenállásból és egy 100 nF-os, sorba kapcsolt kondenzátorból áll, egy ilyen áramkör időállandója 1 μ s. Amint azt a gyakorlat mutatja, a valós erősítő tők jelterjedési képlettető ideje széles skálán mozog: több tíz ns-től 1,5 μ s-ig vagy még tovább. Ezért teljesen lehetséges a felső erősítő tők Boucher áramkörének használata a számított értékkel képlettető létrehozására a kondenzátor cseréjével és az R3 ellenállás optimális értékére állításával, figyelembe véve az oszcilloszkóp kábel bemeneti kapacitását.

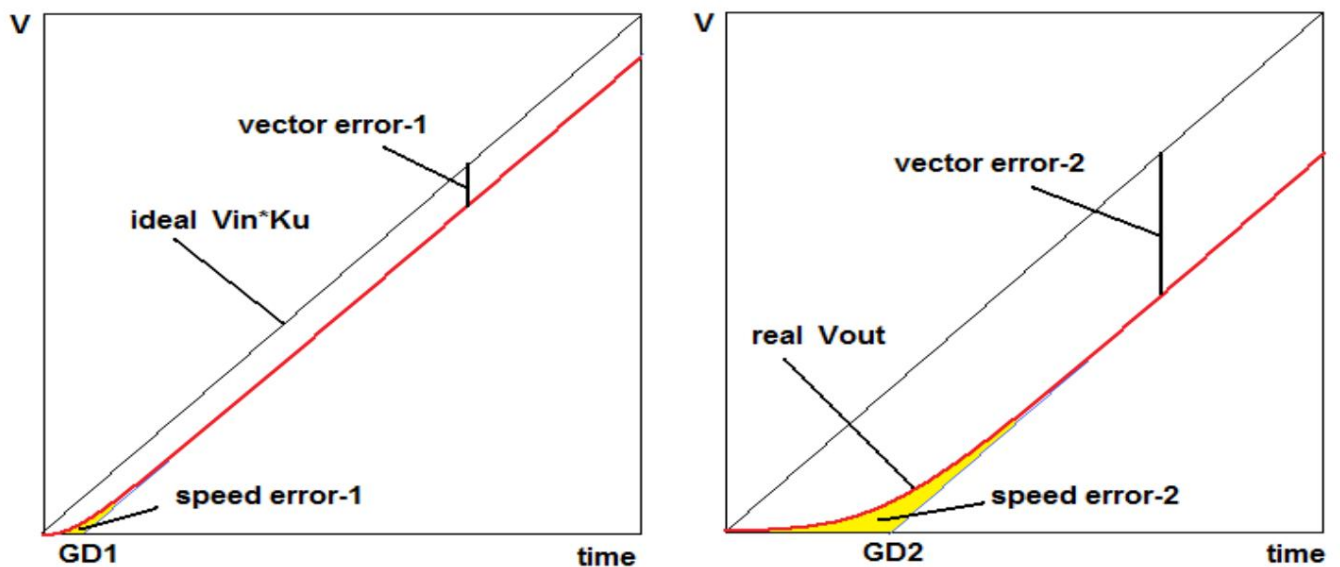
Ha a tPD képlettető nem több 100 ns-nál, akkor a nagysebességű torzítások már elhanyagolhatóak és elhanyagolhatóak, más tízpusú torzítások szintjén lesznek. Ha a képlettető nagy (talán 1,5 μ s vagy több), akkor ez a képlettető kompenzálja a nagy sebességű torzításokat, de más tízpusú torzítások (keresztelés, nemlineáris) továbbra is megjelennek, kivéve az amplitúdó-fázis okozta torzításokat. konverzió, mivel a fázis- és amplitúdóhibákat nagyrészt kompenzálja az RC lánc képlettető vonala.

Gyakran hallani "teoretikusoktól", hogy az erősítő tők csoportképlettetőének megnyilvánulása nem különbözik az egyszerű RC áramkör által bevezetett torzítástól. Ezt mondhatja az is, aki nem tudja, hogy az RC áramkör olyan képlettetőt vezet be, amely az áteresztőszávon túl simán nullára csökken, míg az erősítő tőkben a csoportképlettető (tPD) viselkedése instabil és nagyon változatos (gyakran jelentős kiugrásokkal pozitív régió és süllyedések a negatív régióban). A csoportképlettető viselkedés jellege határozza meg a transziens folyamatok és az első periódusokban (különösen az első félciklusban) bevezetett torzítások időtartamát és jellegét. Az UPT-ben a gyakorlatban leggyakrabban előforduló csoportképlettető viselkedési példák az 1. ábrán láthatók. 22



Rizs. 22 Példák a begyakorolt csoportkéltetési viselkedésekre UPT-ben

Zárt bemenetű erősítőben (csatoló kondenzátorral a bemeneten és osztóban OOS), valamint a szervező rendszerrel rendelkező UPT-ben a csoportkéltetés viselkedése sokkal bonyolultabb, gyakran "elrepül" a negatív tartományba. A 23. ábra mutatja a nagy sebességű torzítás függését a csoportkéltetéstől



Rizs. 23 Kétféle példa a nagy sebességű torzítás csoportkéltetéstől való függésére

A 22. ábrán (középen) láthatóhoz hasonló erősítőteszt látható az 1. függelékben. A Hafler-teszt és a Hafler-Sapozhkov-teszt a skálázott eredeti (bemeneti) jel levonásán alapul a kimeneti jelből. Bármilyen (hallható) maradék hiánya azt bizonyítja, hogy nincsenek titokzatos, méghatározatlan összetevők. Mindkét módszer sikeresen alkalmazható az erősítő teljesítményének értékelésére.

Utóbbi módszerek előnyei közé tartozik az is, hogy lehetőség van arra, hogy olyanként is alkalmazzák őket bármilyen testjel, beleértve a zenei jeleket is, valamint rendkívül egyszerűségük, amely nem igényel drága speciális mérőberendezést, ami nem kevésbé fontos. Ha a kiegyensúlyozás során háromszögjelet használunk, akkor különbség érhető el a meanderhez közeli feszültség. Ebben az esetben a meander amplitúdója a tPD jelterjedési kéltetéstől függ az alábbiak szerint:

$$a = 4A(tPD)/T \quad (8)$$

Ahol

T a jel periódusa, μs ;

A a jel amplitúdója az erősítő kimenetén, V tPD a

jel terjedési késleltetési ideje, μs

Négyzöghullám teszttel használata esetén a különbségjelnek így kell kinéznie egy egyenes vonal formájában, amelyen a jelfrontokkal szemben fel-le amplitúdójú lökések vannak, és amelyek időtartama a tPD-től függ. A bevezetett nagysebességű torzító tárok számszerűsítése (amplitúdójuk és időtartamuk mérése) a legjobb egy oszcilloszkóp használata.

Ma az erősítő tervezése nem valósul meg előzetes szimulációjuk nélkül. A vektorhibák a Dostal és minden más típusú torzító tárok (nemlineáris, crossover és nagysebességű) szerint mérhetők - kompenzációs módszerrel, ideális késleltetési vonallal, amely megegyezik a jelterjedési késleltetési idejével a vizsgált frekvencián. A mérések során a pontosság növelése érdekében gondos hangolást kell végezni, hogy mind az erősítő tét, mind a tPD-t a lehető legpontosabban meghatározzuk.

Módszerek dinamikus nemlineáris torzító tárok mérése [17].

A dinamikus nemlineáris torzító tárok mérése egyik széles körben használt módszere az úgynevezett "szinusztéglalap jelek" módszere. A mérőjel téglalap alakú, $f_1 = 3,18$ kHz ismétlési frekvenciájú impulzussorozat, amelyre $f_2 = 15$ kHz frekvenciájú harmonikus jel kerül. A jelfeszültség amplitúdó aránya $U_1 : U_2 = 4 : 1$, a jel fordulatszámát az aluláteresztő szűrő korlátozza az RC kapcsolatokon, a szűrő vágási frekvenciája $f_{LP} = 30$ és 100 kHz (DIM-30 és DIM-100). A nemlineáris torzító tárok mértéke az intermodulációs termékek effektív értékeinek és a harmonikus jel amplitúdójának aránya.

Egy másik módszer egy mérőjel használatán alapul, amely kettőből áll azonos amplitúdójú, kissé eltérő frekvenciájú harmonikus jelek. Ilyen frekvenciapárok lehetnek például $f_1 = 14$ és $f_2 = 15$ kHz vagy $f_1 = 19$ és $f_2 = 20$ kHz (CCIF-IM). A torzító tárok mértéke az intermodulációs termékek $mf_1 \pm nf_2$ amplitúdóinak effektív értékeinek a fő jelek amplitúdójához viszonyított aránya.

A harmadik módszer - a fűrészfog jelek módszere - egy $f_1 = 20$ kHz impulzusismétlési frekvenciájú fűrészfog jel használatán alapul, amely periodikusan ($f_2 = f_1 / 256$ frekvenciával) megváltoztatja a polaritást. A korlátozott jelfordulási sebesség okozta torzító tárok periodikus (f_2 frekvenciájú) eltolódásként jelennek meg a DC feszültségkomponens átlagértékeiben. A torzító tárok mértéke az alacsony frekvenciájú feszültség és a fűrészfog jel szintjének aránya.

Meg kell jegyezni, hogy nem minden vizsgálati módszert veszünk figyelembe. Például egy recenzióban Hiragi [18] inverz intermodulációs módszere (RIMD) és Hirata tesztmódszere [19] nem szerepelt.

Ami az NFB használatát illeti a torzító tárok csökkentésére, számos lehetőség létezik mérvadó nyilatkozatok. Például Kiril Hammer a következőket mondta egy interjúban [20]: „A tökéletes teljesítmény ugyanilyen fontos. Ez különösen igaz a közös visszacsatolású erősítőkre. A negatív visszacsatolás elméleti koncepciója nagyon erős, és az ezt leíró egyszerű síttett matematikai egyenletek mindig igazak. De csak akkor érvényesek, ha a tervezés figyelembe veszi a koncepció korlátait. A belépés és a kilépés közötti késleltetésnek nullának kell lennie! Nyilvánvalóan ez a való életben nem lehetséges.

Kétféleképpen lehet megoldani ezt a problémát:

1. Egyszerűen nem alkalmaz semmilyen negatív visszacsatolási rendszert a projektben (feladva a koncepció előnyeit). 2. Felgyorsítja az erősítő tét néhány nanomásodperces időkésleltetésre

bemenetről kimenetre (illetve 200 MHz sávszélesség...), akkor a kompenzációs hibák olyan kicsik, hogy a hangra nincs észrevehető hatása. Amint a második út mellett dönt, hirtelen rengeteg új probléma merül fel: hőviszonyok, tápfeszültség stabilitás, nagyfrekvenciás készülékekhez megfelelő kialakítás, zaj, interferencia stb. Itt érdemes felidézni Martin Colloms [21] kijelentését: „A mérnöki munka sok mindent megmagyarázhat a hangzás világról. Amikor azonban nem tud megmagyarázni

valami, az igazi móka kezdődik. Az észlelt hangminőség bizonyos szempontjait nem magyarázza meg a megalapozott elmélet. Egyre nagyobb a gyanú, hogy ezen szempontok némelyike a természetes hangszínen elvesztése; unalmas, kevésbé kifejező előadás; fokozott hallási fáradtság; valamint a visszaadott hangteljesítmény- és energiahátránya - negatív visszacsatolás alkalmazásának következménye lehet.

Malcolm Hawksford emeritus professzor nagy figyelmet szentelt az első útnak. Magas lineáris erősítési fokozatok torzító táskompenzációval, beleértve a pozitív visszacsatolású (POS) fokozatokat is a kimeneti áramhoz [22].

A kétféle erősítő gyártók folyamatosan versenyeznek egymással. És bár az első erősítő formálisan magasabb torzító tásit mutatnak szinuszos jelenállandósult állapotban a szubjektív tesztek során, gyakrabban nyertek csak kiderülnek azok.

Például Jeff Rowland úgy vétele, hogy "az OOS-os erősítő tők torzító tást okoznak az időtartományban", ezért kifejlesztette a "7-es modell" nem operációs rendszerű erősítő tők három olyan változatban, amelyek mind a feszültség-erősítő tőkben (VU), mind a kimeneti fokozatokban (VK) különböznek - műszaki megoldásokat nem hoznak nyilvánosságra. Ezeknek a modelleknek a jellemzője a kimeneti impedancia állandósága a teljes hangtartományban, rendkívül nagy terhelhetőség (akár 150 A-csúcs) és megfelelő (fázisban) reagálás a külső hatásokra back-EMF formájában. akusztika. És bár voltak némi különbségek a hangzásban, ennek ellenére magas pontszámot kaptak a szakemberektől és a kiváló minőségű hangzás szerelmeseitől.

Először, ha azt mondjuk, hogy a cég egyes alkatrészeit még rájuk sem lehet megvásárolni másodlagos piacon - az olyan erősítő tők, mint a "Coherence", a Model 7 és a Model 9, ritkasággá és órává váltak a zene szerelmesei körében. A második utat a legendás tervező és több audiocég tanácsadója, John Curl használja. Ugyanakkor betartja a következő szabályokat: - a kimeneti feszültség növekedési sebessége nem lehet kevesebb, mint 100 V/μs; - az első pólus frekvenciája a lehető legmagasabb legyen a hangtartományban (lehetőleg nem alacsonyabb, mint 100 ... 200

kHz);

minimális visszajelzés, és ennek hiánya jobb; - az A osztályú végfok működése 10 W-ig vagy nagyobb (lágyítja a kapcsolást torzító tás);

a lehető legalacsonyabb magasrendű páratlan felharmonikusok szintje az 5. és magasabb szinttől kezdve; - ha lehetséges, kerülje a fojtó használatát a kimeneten a stabil működé érdekében, mivel a μH töredéknyi induktivitású fojtótekercs jelentős késleltetést okoz, és reaktív terheléssel kombinálva oszcillációs tranzienst hozhat létre;

minőségi táplálék minden egyes kaszkádroz.

Megosztott egy kísérletet is, amelyet körülbelül 40 évvel ezelőtt mutatott be munkatársainak. Erősítő tőkét Ota Electrocompaniet-jét, magassugárzóként pedig egy 45 kHz-nél nagyobb sávszélességű Pioneer szalagos magassugárzót használtak. Tesztjelként egy téglalap alakú, 5 kHz-es frekvenciájú jelet (meander) használt, amelyet kapcsolható elsőrendű, 35 és 100 kHz-es aluláteresztő szűrők dolgoztak fel. Ebben az esetben a frontok felfutási ideje 10 μs-ról 3,5 μs-ra változott. Minden alkalmazott hallotta a hangkülönbséget. Ebből az egyszerű kísérletből arra a következtetésre jutott, hogy az emberi hallás érzékenyebb a jelváltozási sebességre, mint a tényleges frekvenciaválásra.

Ideológiájáról további részletek a [14]-ben, valamint számos fórumon található nyilatkozatban találhatók, különösen [23]. Például egy interjúban [20] Nelson Pass a következőket mondta:

„Az elmúlt tíz év ismét megmutatta, hogy a kiváló minőségű, milliomod torzító és egyéb kiváló teljesítményű erősítőknél nem túl népszerűek. Olyan, mint a tiszta desztillált víz – nincs íze, és a legtöbb ember nem akarja meginni. » Nem meglepő, hogy számos ismert gyártó, mint például: Akai, Denon, darTZeel, Denon Beat, Krell, Lamm, Pass Laboratories, Pioneer, Rowland, Sony, Tandberg, Threshold és mások általános környezetvédelem nélkül gyártottak modelleket. Az olyan cégek, mint a NAD, elkezdtek az első pólus frekvenciáját a hangtartomány fölémelni, miközben korlátozták a hurokerősítést. Az egyik interjúban V. Shushurin (Lamm) a következő példát hozta fel:

"Három erősítőnk van: az egyik 1-2%-os, a másik 0,1%-os, a harmadik ezredsázalékos. Mindezt egy olyan hangszórórendszeren keresztül hallgatjuk, amelynek 5%-os a torzító tása. Elméletileg nem szabad hallani a különbséget - csak a hangszóró kérése. De tökéletesen halljuk, hogy az erősítő másféleképpen szól. Paradox, ugye? Erre a kérdésre nem olyan könnyű megtalálni a választ. Több évbe telt, mire rájöttem, hogyan válaszoljak azt." Igaz, nem osztotta meg a választ...

És ez nem meglepő - a Rakovsky-skála szerint a Kg a hangminőséggel való korreláció legalacsonyabb szintjén van. Sokkal fontosabb a magasabb páratlan felharmonikusok aránya az 5. és magasabb (különösen a 7. és 9.) között.

John Kerl, hivatkozva az 1941-es német "Handbook of Radiotron Engineering"-re, a következő harmonikus súlyozási tényezőket adja meg [14]: $N^2 / 4$ (N 2 osztva 4-gyel) minden harmonikusra. Ebben az esetben a második harmonikus súlyozási tényezője 1, és például a 7. harmonikusé már 12,5 (22 dB-lel magasabb).

Sőt, a Kg nem veszi figyelembe az olyan nagy sebességű paramétereket, mint a jelterjedési késleltetés (időterjedési késleltetés) és annak viselkedése a hangtartományon túl. A hangminőségre azonban a csoportos késleltetés van a legnagyobb hatással. Az IRI állandósult állapotban (azaz lineáris üzemmódban) mérte a torzító tást, és nem veszi figyelembe a nagy sebességet és a tranzienseket torzító tás.

Ami a harmonikus komponensek hangszíne gyakorolt hatását illeti, ezt bővebben ismertettük 80 évvel ezelőtt [24]:

„A második felharmonikus tisztaságot és fényességet ad, de semmi többet, mivel az általános elv az, hogy egy oktáv hozzáadásával nem lehet különbséget tenni a hangszíneben vagy a jellegzetes zenei minőségben. Ha a második felharmonikusnak ugyanolyan erőssége van, mint az elsőnek, akkor majdnem ugyanaz a hatása, mintha egy oktávcsatlakozót helyeznénk el orgonán vagy harmóniumon, vagy oktávban játszanánk az egyes hangok helyett egy zongorán.

A harmadik felharmonikus a magas hangszínek köszönhetően ismét ad némi fényességet, de hangszíneben is különbséget hoz, vastagítja a hangszínt, és olyan lélegző vagy nazális karaktert ad hozzá, amit a klarinét hang egyik fő alkotóelemeként ismerhetünk fel.

A negyedik harmonikus, amely két oktávval magasabb, mint az alaphang, még nagyobb fényerőt ad. És talán még csípős is, de nem több, a már kifejtett ok miatt.

Az ötödik harmonikus amellel, hogy még több ragyogást ad, gazdagságot ad a hangnak, amely némileg hasonlít a kúrthoz, a hatodik pedig finom, átható orrhangot ad. Ez a hat harmonikus egy közös gyökéhang akkord részét képezi, és ezért egyetértenek ezzel a feljegyzéssel és egymással.

A hetedik harmonikus azonban bevezet egy diszsonancia elemet. Ugyanez igaz a kilencedikre is, tizenegyedik, tizenharmadik és minden magasabb páratlan harmonikus; a diszsonanciát hangmagasság keménységként is hozzáadják, és így édességet vagy durvaságot hoznak az összetett hangzásba. Az így kapott hangminőséget gyakran „fémesek”-nek nevezik.

Theo Williamson még az 1950-es években azt írta, hogy egy audiojel jó minőségű erősítőhöz elegendő, ha Kr legfeljebb 0,1% maximális teljesítmény mellett. Ebben az esetben a felharmonikus tartalom a legkifinomultabb hallgatási teszteknek gyakorlatilag kimutathatatlan (nyilván a kis hatótávolságú csöves erősítőkre gondolt, a modern tranzistoros erősítőknél ez nem így van). Azt is megjegyezte, hogy a dinamikában egy összetett jel harmonikus összetevői közötti fáziseltolódások, különösen a hangok támadásakor, jelentős hatással vannak a hang természetességére.

deg. szinte a teljes hangtartományban. Íme, amit S. Ageev ír erről [25]. „Ha a hurokerősítő és fáziszöge közel ± 90 vagy ± 270 fok, az eredeti erősítő amplitúdó-nemlinearitása szinte teljesen átalakulnak fázisokká (azaz parazita fázismodulációvá, bár $|bK|$ -szer gyengül).). Ebben az esetben a parazita amplitúdómoduláció gyakorlatilag megszűnik, és az intermodulációs torzítások eredményei 20 ... 30 dB-lel optimistábbak lehetnek, mint amennyit a spektrumanalizátor (és az UMZCH esetében a hallás) mutat. Sajnos a legtöbb szervezeti egység és sok UMZCH esetében pontosan ez a helyzet.” Kísérleteket tettek az állandó hurokerősítő tartományának mesterséges kiterjesztése képességű korrekció alkalmazásával. De ez csak a mért paraméterekben (THD) ad javulást, a hangminőség csak a csoportkérelmetési karakterisztika változásai miatt romlik. Ami a modern erősítő fordulatszám-paramétereit, különösen az elfordulási sebességet illeti, például a legjobb NAD M3 erősítő fordulatszáma (SR) 1000 V/μs; HK Citation XX - 500 V / μs; Denon POA 2400 - 500 V/μs; HK PA 2400 - 280 V/μs; KR-8050 - 200 V/μs; KR-770 - 180 V/μs; HK Citation 22 - 160V/μs; Sansui G-22000 - 175V/μs stb. - a lista hosszan folytatható...

Remélem, hogy a bemutatott anyag lehetővé teszi, hogy friss pillantást vehessen a régóta ismertre információk mind a jó minőségű hangerősítővel szemben támasztott követelményekről, mind azok vizsgálati módszereiről a mérési eredmények és a hangminőség közötti maximális korreláció elérése érdekében.

Irodalom:

1. K. Kupfmüller. Facberichte des Jahresammlung, Vers, dVdE, 1926, S.87

1962

3. Lynn Olson, Matt Kamna, A gép hangja. A rejtett harmonikusok a THD mögött, "Glass Audio" 4/97

4. V. A. Simon et al. Beugásos szűrő állítható paraméterekkel, St.

Szentpétervári Állami Elektrotechnikai Egyetem "LETI" V. I. Uljanov (Lenin), UDK 621.396.6; 621.375.13

5. V.M. Wolf, Method for measuring non-linear distortion, SU90185 szabadalom 6. I. Aldoshina, 126.

AES Congress in München - tudományos eredmények, Hangmérnök 2009-07 7. A. Darre, Methoden zur Messung nichtlinearer Verzerrungen im Tonfrequenz, Gebiet Frequenz

1955 3., 4

8. A. Syritso, Measurement of nonlinear distortions on a noise signal, Radio 1999, No. 4 9. M.A. Sapozhkov, Correlation Method for Measuring Nonlinear Transmission Distortions, Acoustic Journal, 2. kötet, no. 3,

1956 10. N.L. Bezladnov, A nemlineáris torzítások mérési módszereinek fejlesztéséről, Electrosvyaz, 1957, 2. sz.

11. PJ Baxandall, A hallható erősítő torzítása nem rejtett, Wireless World, 1977. november 12. I. Dostal, Operational amplifiers, Moszkva, Mir, 1982 13. DA Hafler, Listening Test for Amplifier Distortion, Hi-Fi News and Review 1986. november, pp.25-29

14. John Curl: Az élő tévé vizsgálat nélkül előírt, avagy bölcsesség szavai, 2006 15. J. Gordon Holt, The Carver Challenge, első kiadás: 1985. október 11. (<https://www.stereophile.com/content/carver-kihivas>)

16. A. Petrov, Nagy sebességű torzítások, Radioamator 2020, No. 5-6, p.31 17. P. Shkritek, Reference Guide to sound circuitry, Moszkva "Mir" 1991 18. J. Hiraga, The Many Faces of Distortion, Glass Audio, 2005. május 19. Y. Hirata, Nonlinear Distortion Measurement Using Composite Pulse Waveform, J. Audio Eng.

Soc., Vol. 29. sz. 4, 1981. április 20.

The Absolute Sound_ 2012. május/június 21.

Martin Colloms, A Future Without Feedback? 1998. január, 21. kötet, 1. kötet, 87. o. 22.

Malcolm Hawksford, A Compilation of Technical Papers on Audio Amplifier Systems 23. <https://www.diyaudio.com/forums/solid-state/94676-bob-cordell-interju-negativ-visszajelzes-post1272373.html>

24. Sir James Jeans, Tudomány és zene, New York: At the UNIVERSITY PRESS, 1937 25. S.
Ageev, Az erősítő tők tervezési kérdései általános visszajelzéssel. - Rádió, 2003, 4. szám, p. 16-19.

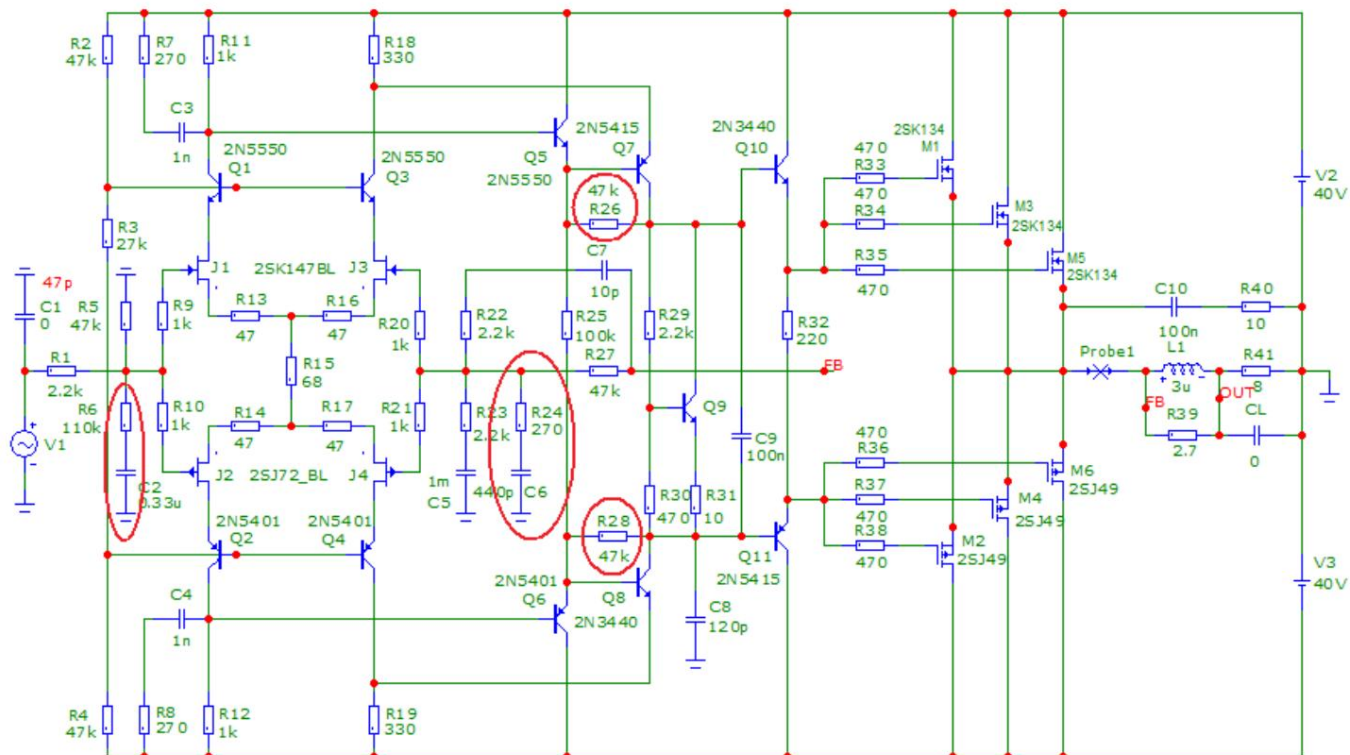
anyag, amelyet Petrov
Alekszandr Afanasjevics készített

1. számú melléklet

SWDT Hafler akcióban

Amint azt a cikkben már említettük, Hafler ötlete az, hogy a vektorhibákat a nagyfrekvenciás tartományban -60 dB-re (1000-szer) és az alá, a közepes és alacsony frekvenciákon pedig -70 dB alá (3000-szer) csökkentse.

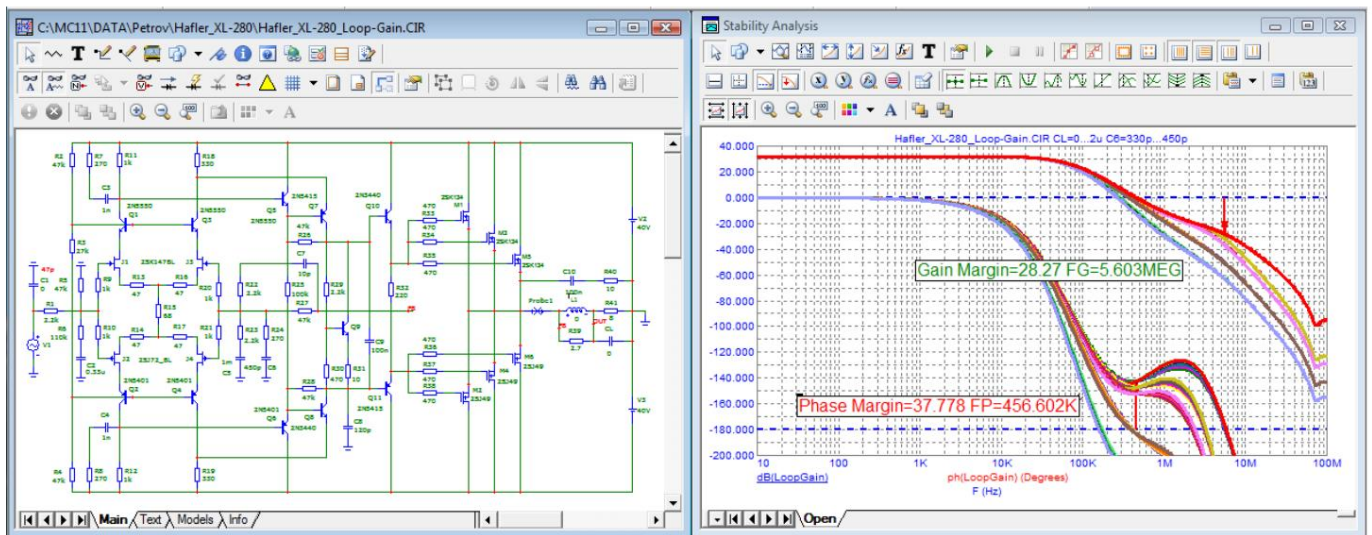
Tekintsük D. Hafler megközelítését a tervezéshez és a teszteléshez az ő példáján Hafler XL-280 Excelinear demóerősítő, ábra. 1



Rizs. 1 Az XL-280 erősítő vázlatja

A helyi OS R26, R28 segítségével Hafler az első pólus frekvenciáját 30 kHz-re emelte. Ebben az esetben a hurokerősítő tést a teljes hangsávban állandó, és valamivel több, mint 30 dB. Az R6, C2 áramkör segítségével kompenzálta a C5 kondenzátor hatását az OOS osztóban. A hangolható C6 kondenzátor segítségével bevezetik a jel terjedési késleltetésének beállítási tását a hangsávban. A C6 kondenzátor a C7 és C8 kondenzátorokkal együtt 450 kHz-es rezonanciát hoz létre, a frekvenciamenet 6 dB-ig történő növekedésével.

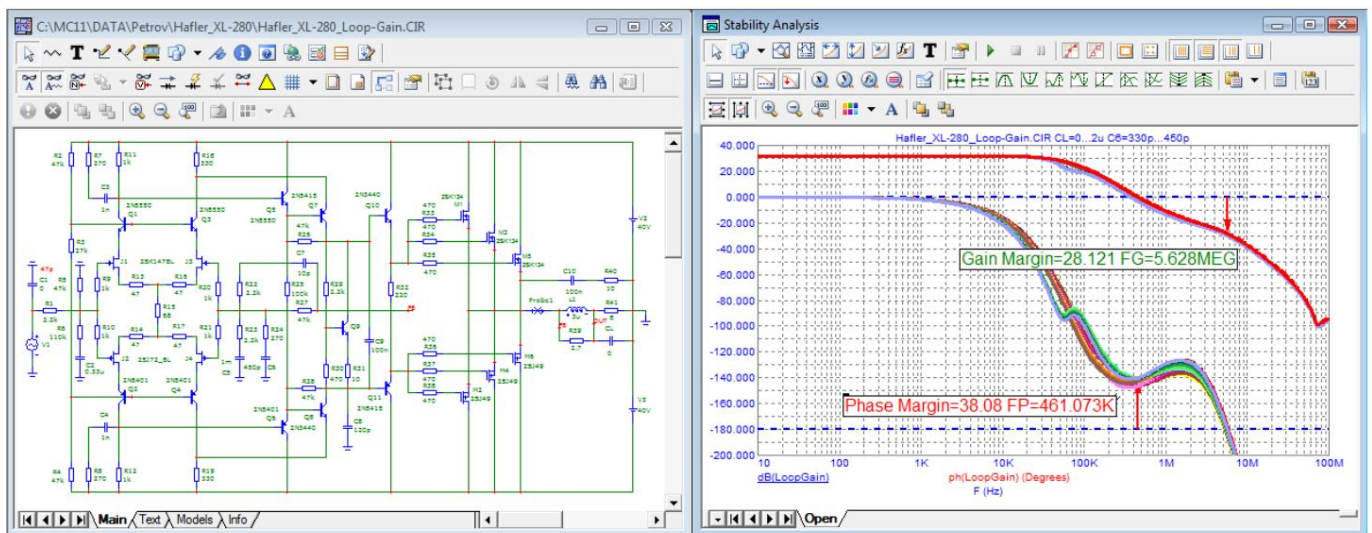
Vegyünk egy hurokerősítősi diagramot 50 nF és 2 μ F közötti reaktív terheléssel a jelkésleltetési időt felelős C6 kondenzátor teljes hangolási tartományában, ábra. 2



Rizs. 2. Az eredeti áramkör Bode diagramja (L1=0)

A Bode diagramból látható, hogy 0,5 uF vagy nagyobb terhelési kondenzátorral a modell a kimeneten inductívitás nélküli erősítő instabil (nincs fázishatár).

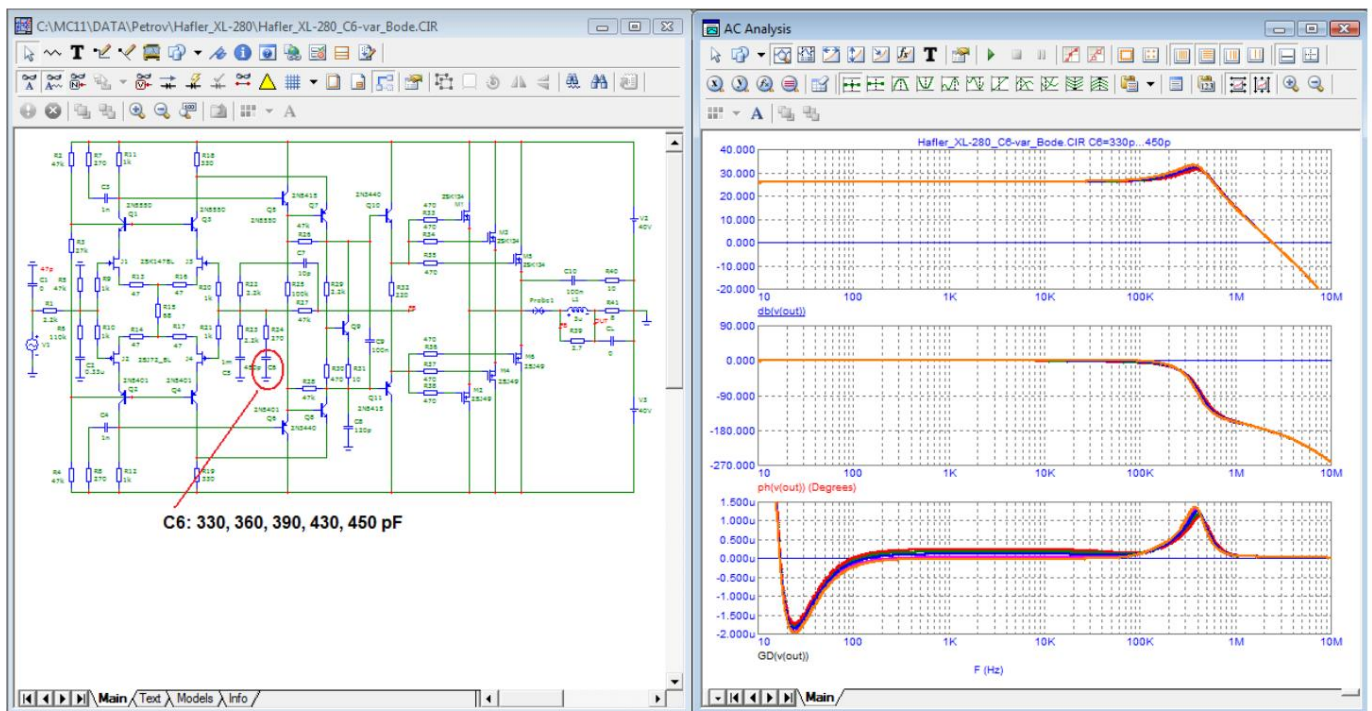
Használjuk a standard technikát a stabilitás biztosítására a segítő csatlakozással, ábra. 3.



Rizs. 3. Hurokerősítő csatlakozással

Az induktor inductívitásának optimális értéke 3 μ H, az optimális sőtellenállás pedig 2,7 Ohm volt.

Vegyünk egy Bode diagramot, ábra. 4

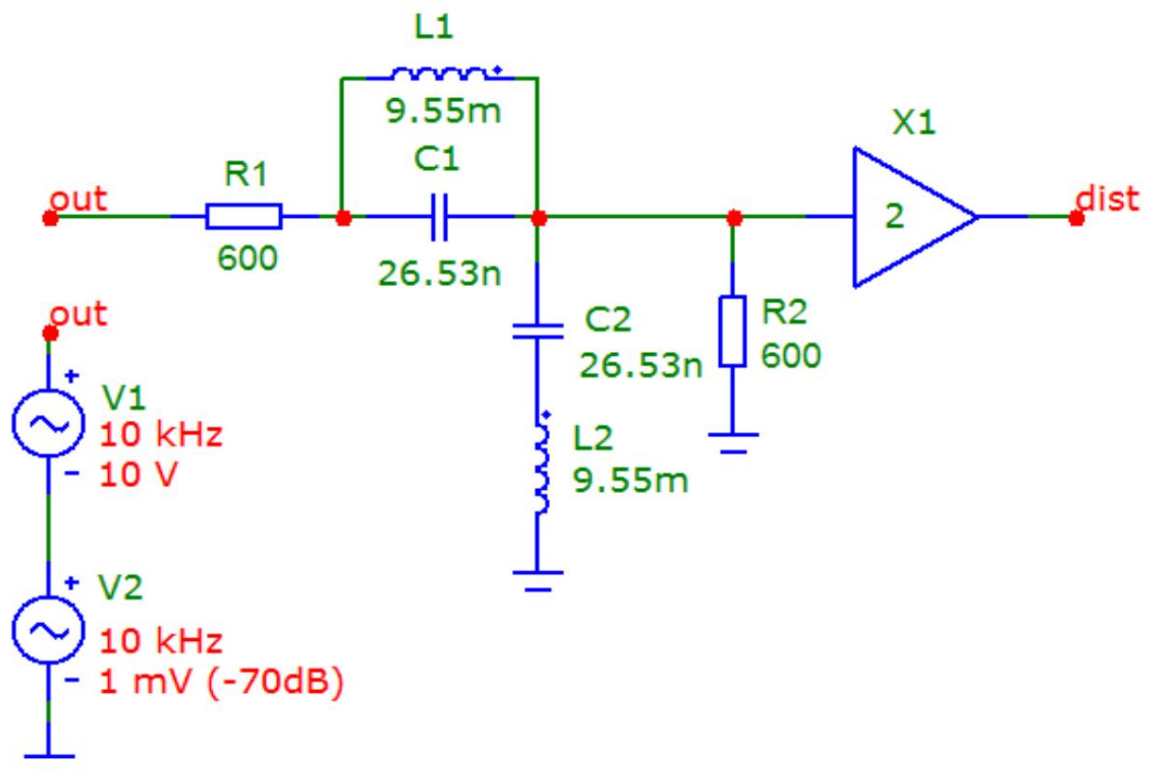


Rizs. 4 Bode diagram és TPD beállítási határértékek

A Bode-diagramból látható, hogy a 200 Hz-től közel 100 kHz-ig terjedő frekvenciatartományban a csoportképletetés állandó, azonban 450 kHz-es frekvencián a csoportképletetés 1,3 μ s-ig, az LF régióban pedig (kb. 25 Hz), a csoportképletetés mí nusz 2 ms-ig negatív értéket vesz fel. A nagysebességű torzítást a 450 kHz frekvenciájú csoportképletetés határozza meg!

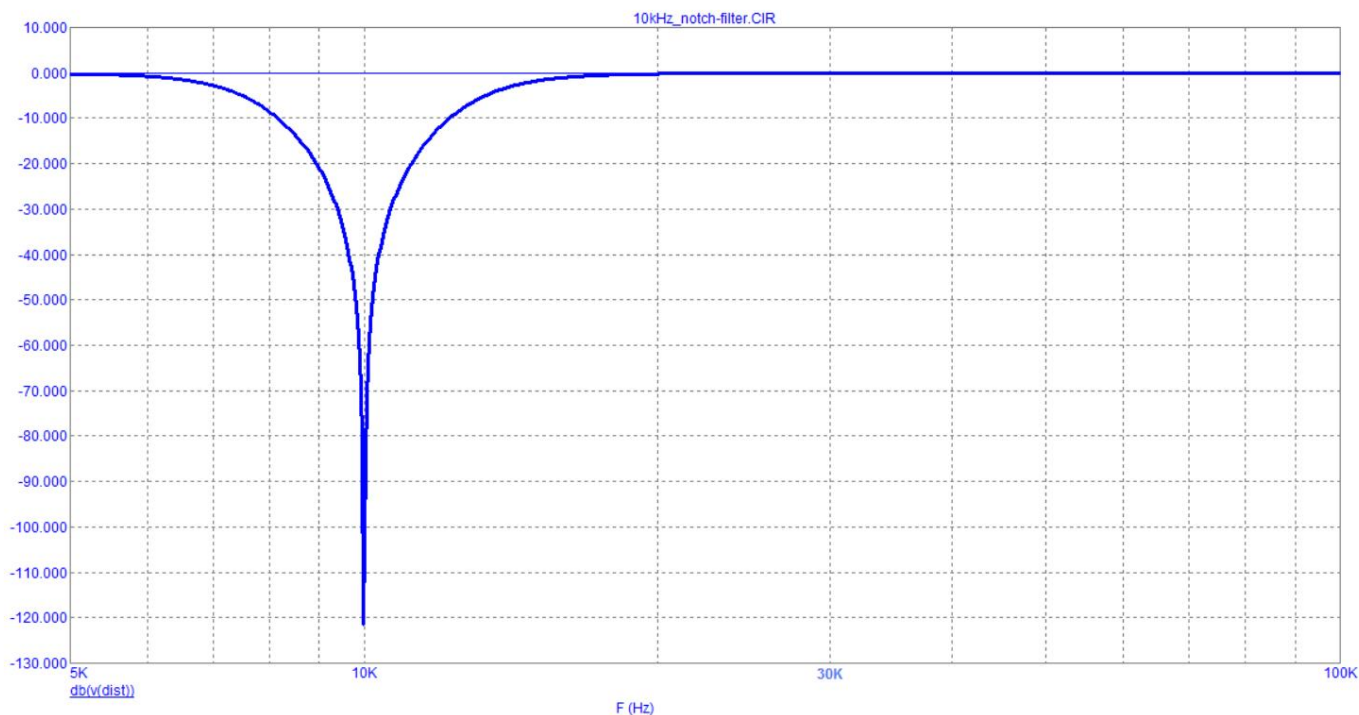
C6 kondenzátor nélkül a csoportképletetés 550 ns (ami sok) 100 kHz-ig, akkor sima csökkenés következik. Így a C6 kondenzátor nélkül a csoportképletetés több mint 4-szerese a jó minőségű erősítőknél megengedett szintnek.

Mérjük meg az erősítő modell által bevezetett torzítást 10 kHz-es frekvencián. Ehhez rovátkolt szűrőt használunk, ábra. 5



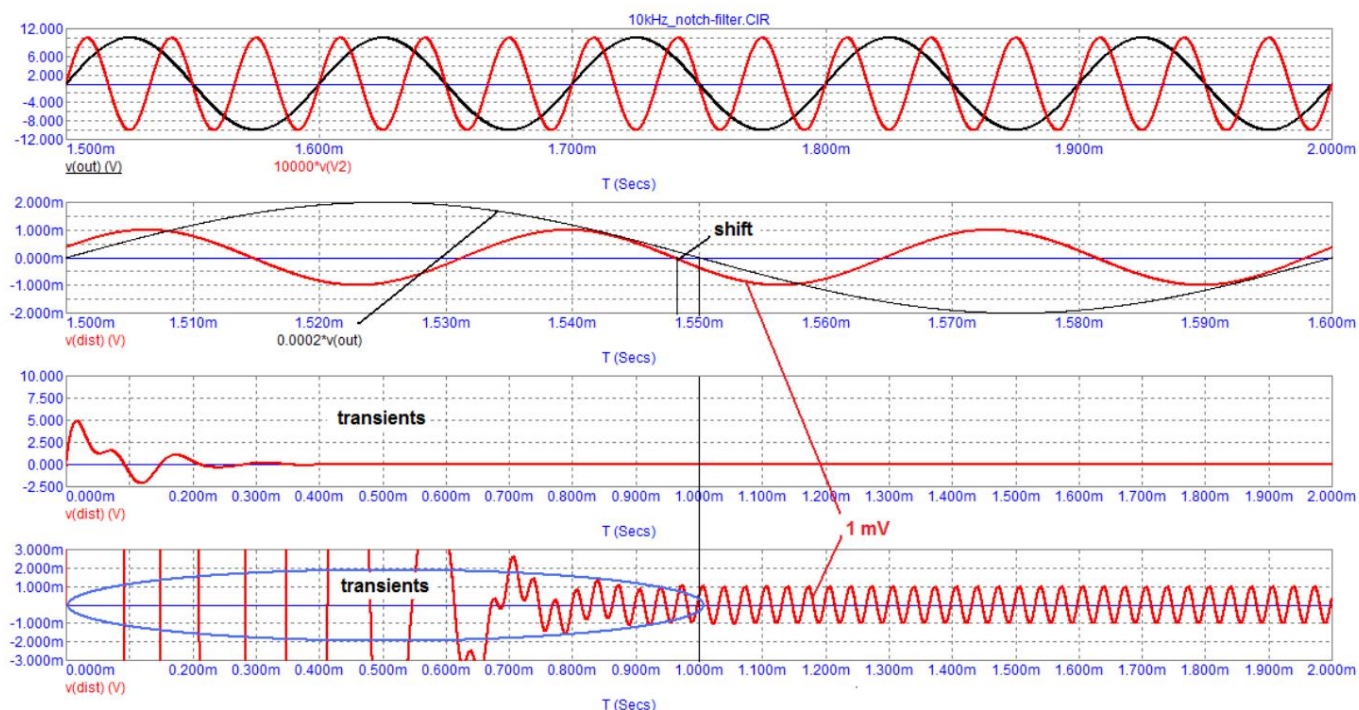
Rizs. 5. 10 kHz-es bevágásos szűrő áramkör

Egy ilyen szűrő Bode diagramja az ábrán látható. 6



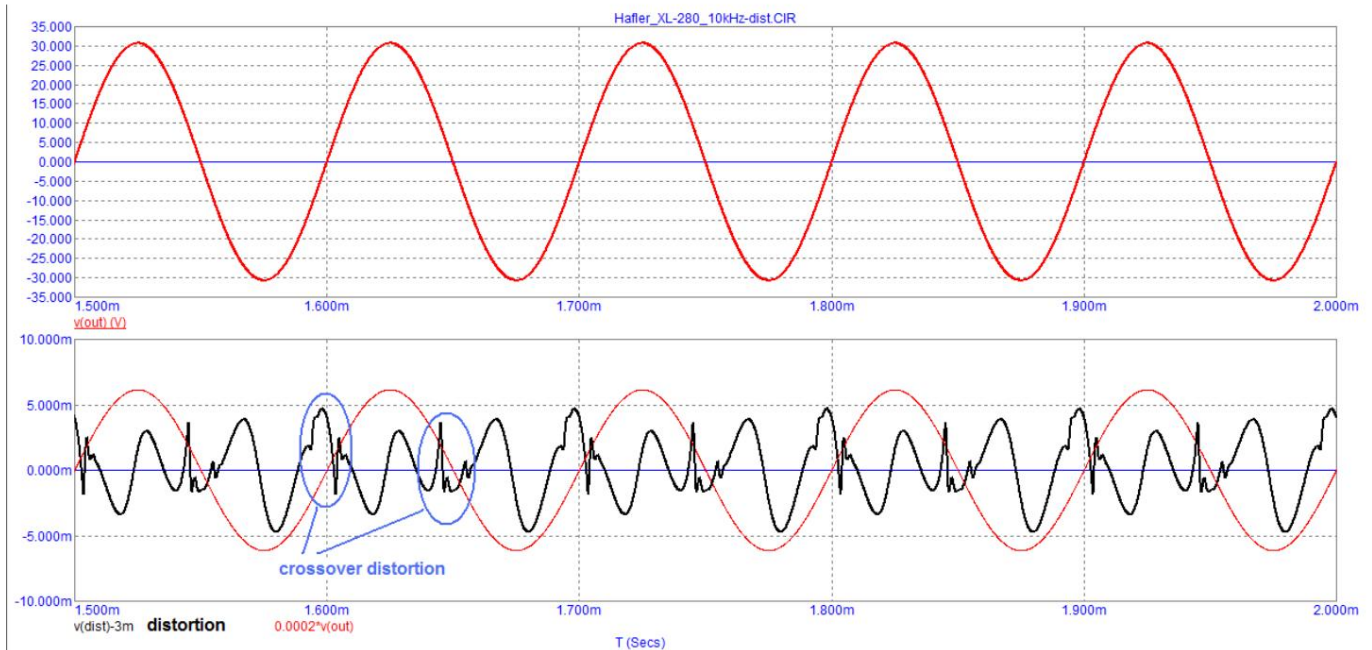
Rizs. 6

A Bode diagramból látható, hogy a jel csillapítása 10 kHz-es frekvencián több mint 120 dB. Alkalmazzuk egy ilyen szűrő bemenetére egy 10 kHz-es frekvenciájú jelet 10 V-os (csúcs) és egy 30 kHz-es frekvenciájú jelet (3. harmonikus) 1 mV-os (csúcs) szinten, és lásd hogyan birkózik meg a szűrő egy mesterségesen hozzáadott 3. felharmonikus méréssel, ábra. 7



Rizs. 7 3. harmonikus mérési eredmény

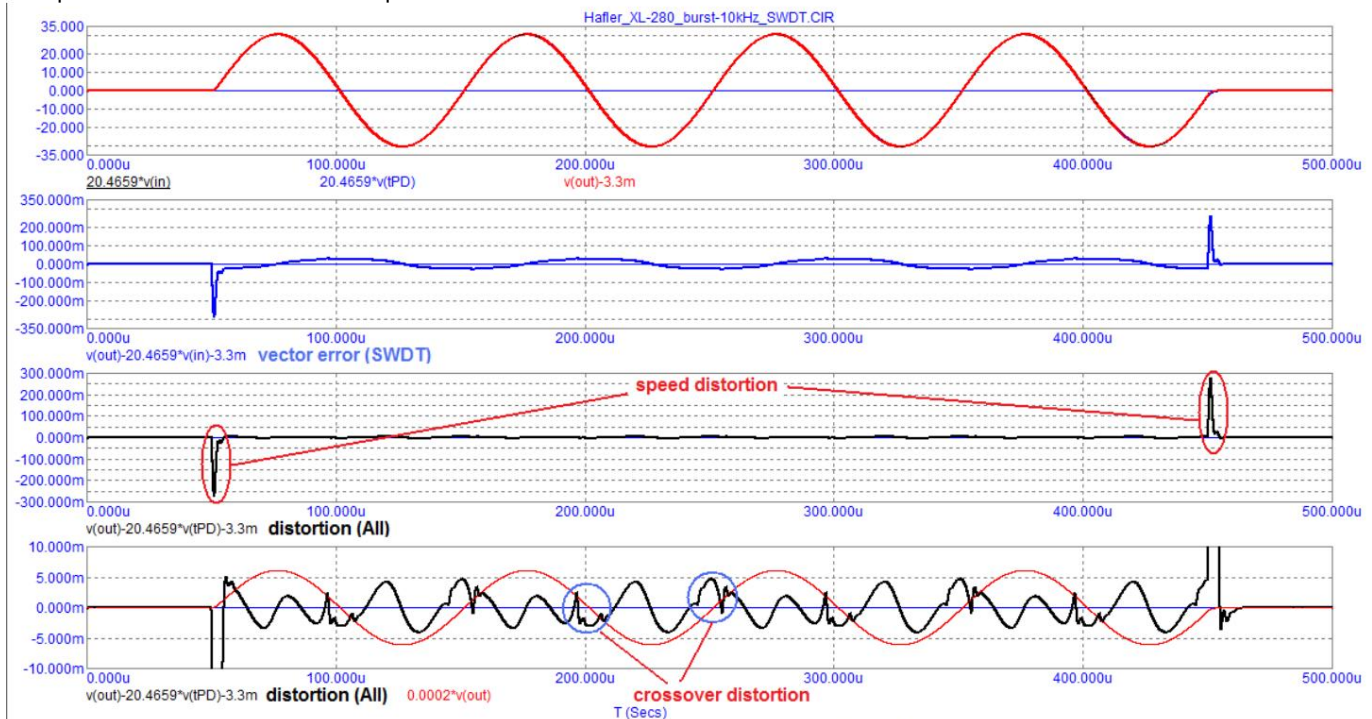
Amint az a vizsgálati eredményből látható, a tranziensek magában a szűrőben körülbelül 1 ms-ig tart (legalább 10 periódus a fő jeltől). A harmadik harmonikus nagy amplitúdópontossággal és kis fáziseltolással van leválasztva (ami természetes). Egy ilyen szűrőt alkalmazunk az erősítőmodell által okozott torzítás kiértékelésére, 2. ábra.



Rizs. 8. A modell torzítási eredménye 10 kHz-es frekvencián

A torzítási spektrumban főleg a 3. harmonikus látjuk, és azzal arányos amplitúdó kapcsolási torzítás.

Most használjuk a Hafler-tesztet a vektortorzítás mérésére és kompenzációs módszer minden típusú torzítás mérésére, ábra. 9



Rizs. 9 SWDT - Hafler teszt

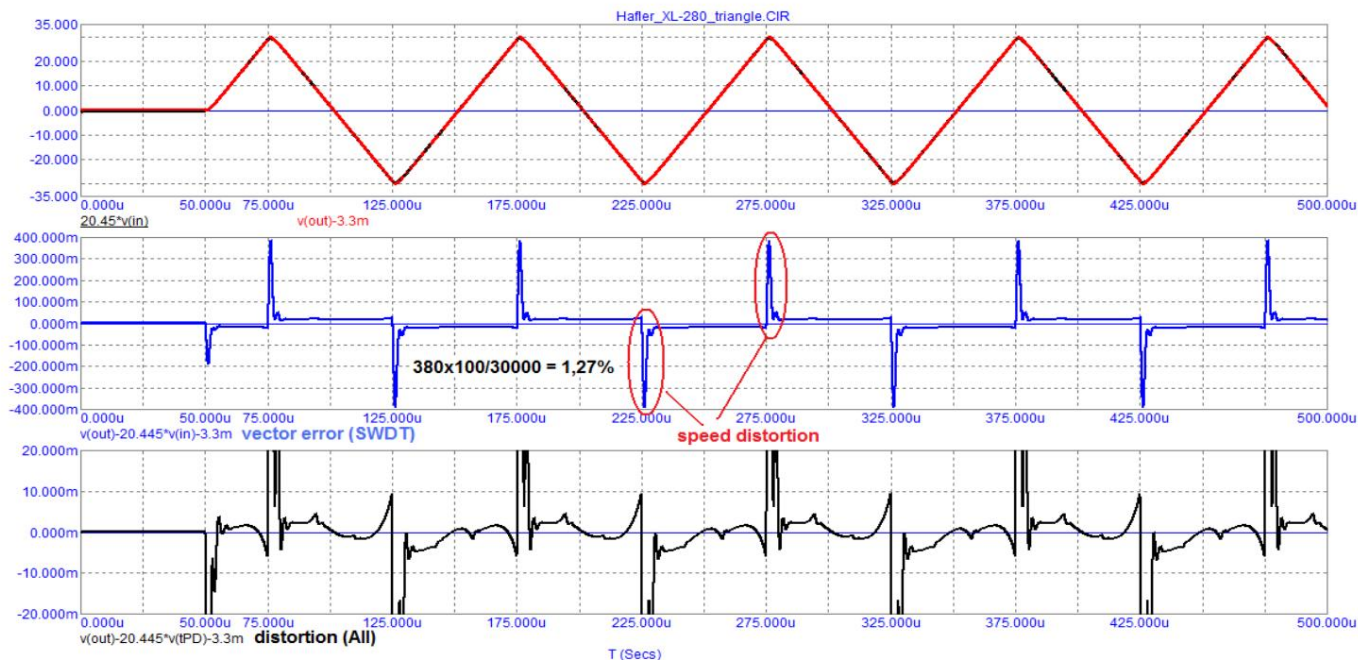
A második grafikonon (kék) a skálázott bemeneti jel kivonásával kapott vektorhibákat látjuk a kimeneti feszültségből. Teljesen megfelelnek a Hafler követelményeinek - -60 dB (1000-szeres), azaz 30 V-ról 30 mV-ig történő elnyomás. Ha a Hafler-módszert formálisan fix frekvenciák felhasználásával alkalmazzuk, olyan eredményt kapunk, amely alig tér el a mértől. harmonikus torzítás állandósult állapotban. Arra is ügyeltünk, hogy a rovátkolt szűróvel és a kompenzációs módszerrel végzett mérések eredményei megegyezzenek (4. grafikon). Azonban a robbanás elején és végén jelentős torzítást látunk, körülbelül 250 mV amplitúdóval. Ez az a sebességtorzítás, amelyet más módszerekkel nem határoznak meg.

Így Hafler egyértelműen tévedett, amikor azt hitte, hogy ez a vektor nagysága

A jel kisleltetési idejével kapcsolatos hibák felelősek az erősítő által okozott torzításért. Nem értette az átviteli sávon túli csoportkisleltetés viselkedésével kapcsolatos további torzulások előfordulásának okait.

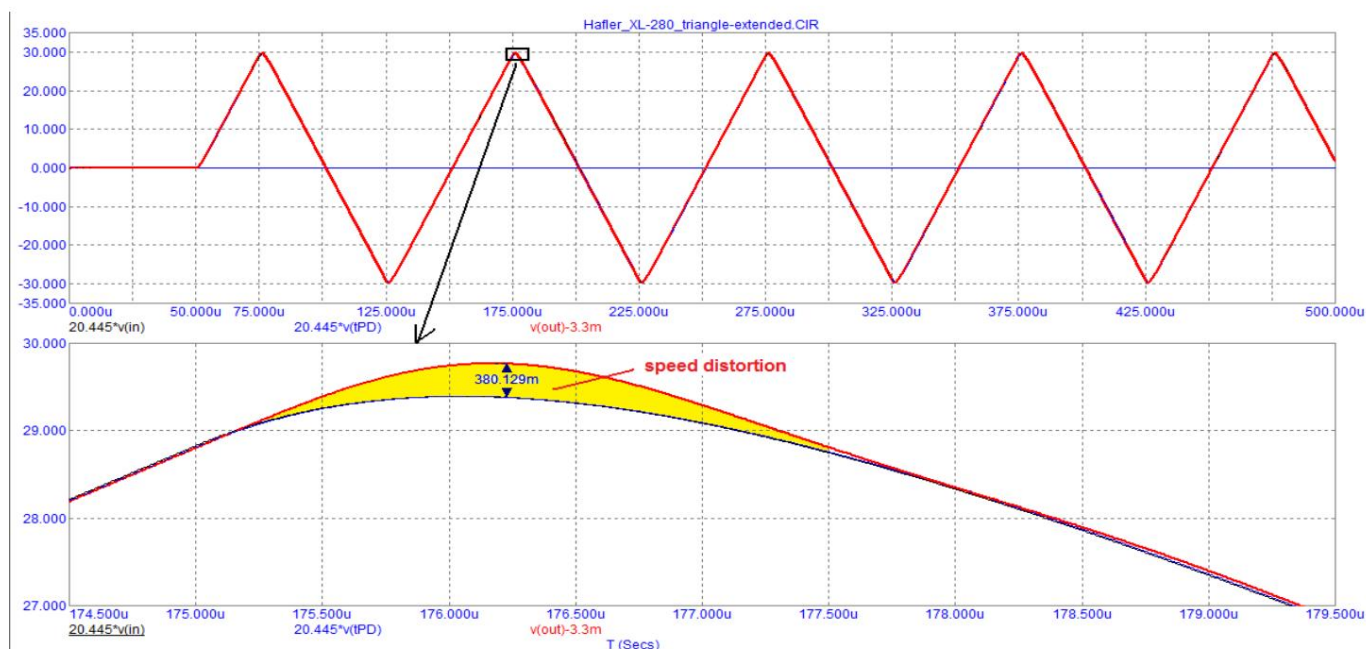
Egy szinuszhullám elején fellépő torzítás Graham Maynard az első periódus torzításának nevezik - "első ciklus torzítás" (FCD). <https://www.diyaudio.com/forums/solid-state/32758-cycle-distortion-graham-post379900.html>

A következő jel, amely nagyon kényelmes az SWDT-tesztben, egy háromszög alakú jel, amelynek frekvenciája 10 kHz, 1. ábra. 10.



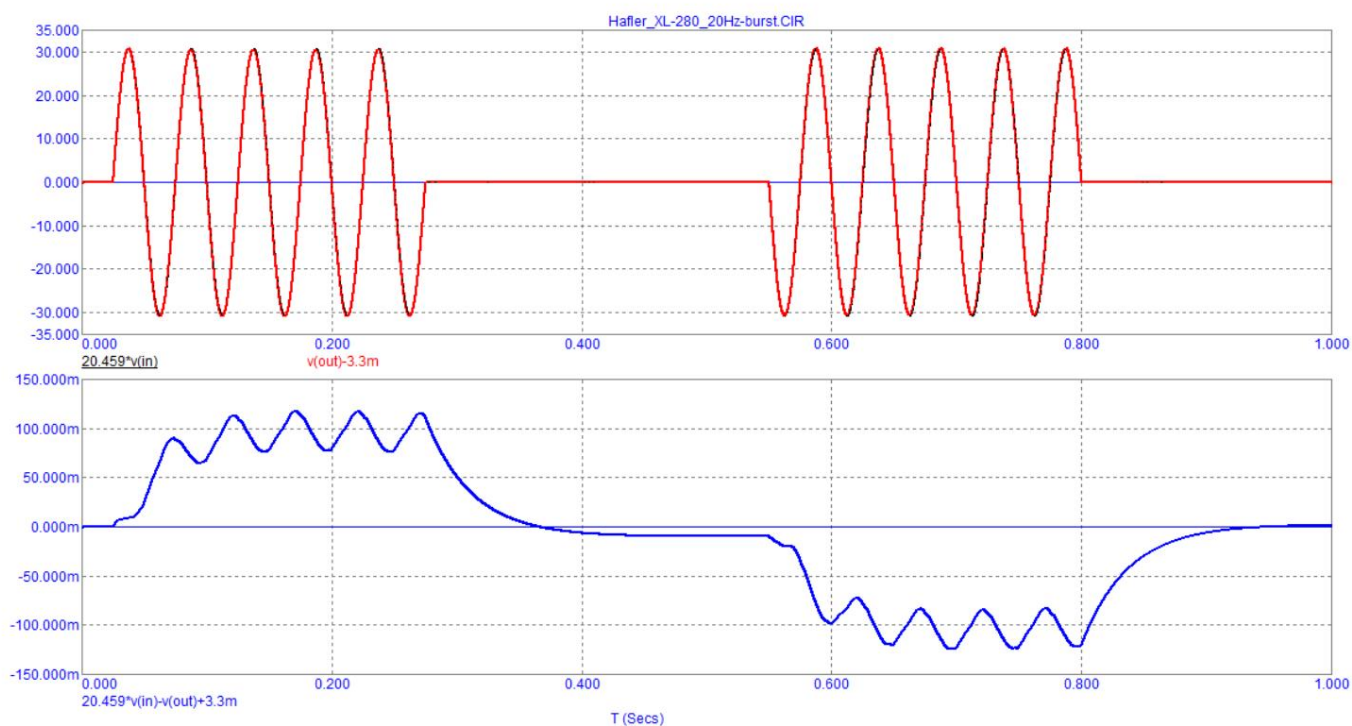
Rizs. 10. SWDT teszt háromszögjellel.

A második grafikon a Hafler-vektorhibákat mutatja (kék). A háromszögjel csúcaival szemben 380 mV-os vagy 1,27%-os amplitúdójú túlfeszültségeket látunk. Az alsó grafikon (fekete) a kompenzációs módszerrel kapott összes torzítást mutatja. A nagy sebességű torzítások közötti vonal görbülete az átviteli karakterisztika linearitását jelzi. Nyújtsuk meg az egyik csúcs egy szakaszát, és nézzük meg a sebességtorzulásokat "mikroszkóp alatt", 1. ábra. tizenegy.



Rizs. 11. Nagy sebességű torzítás

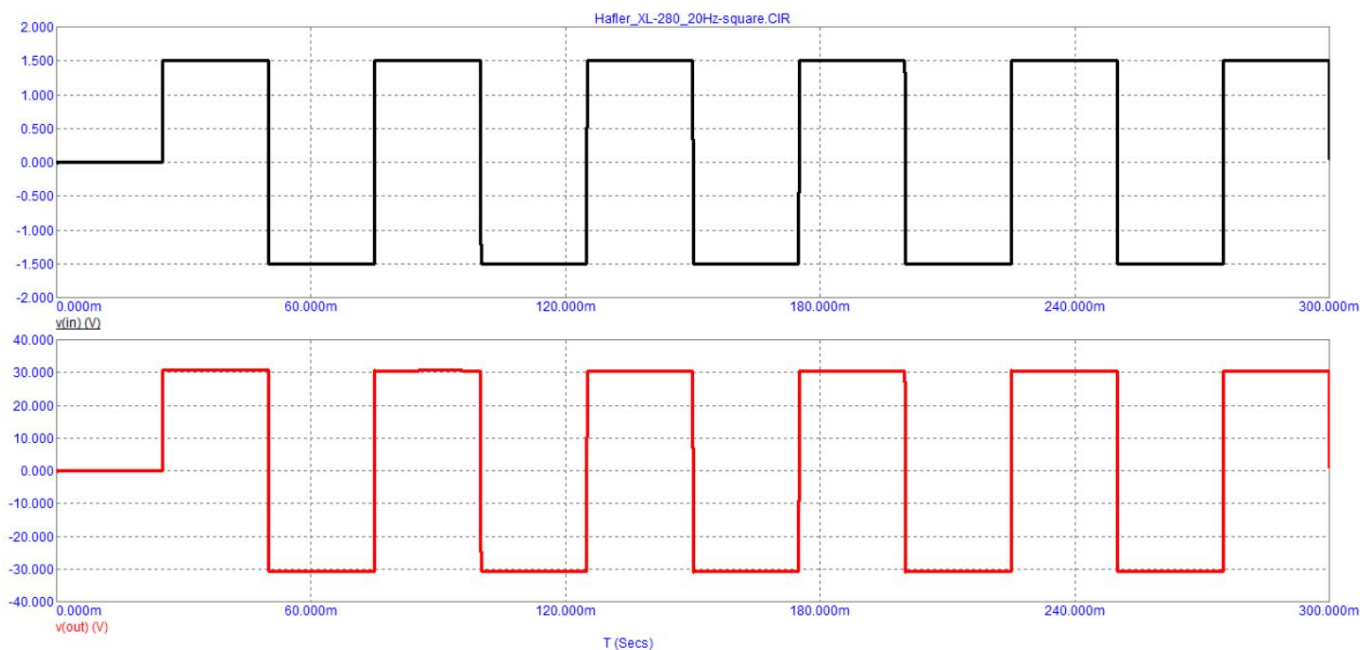
Az ilyen jel elfordulási sebessége az erősítő kimenetén 60 V amplitúdójú csúcstól csúcsig és 50 μ s időtartammal egyenlő lesz: $60/50 = 1,2 \text{ V}/\mu\text{s}$, azaz tízszer vagy akár százszor kisebb, mint az erősítő kimeneti feszültségének elfordulási sebessége. Vizsgáljuk meg, hogyan erősödik a 20 Hz-es frekvenciájú jel, ábra. 12



Rizs. 12

A burst teszt kimutatta, hogy a jelben akár 100 mV-os offset is megjelenik, ami az első fázis polaritásától függ. Az "aranyfűlű" eltolás szerint $\pm 25 \text{ mV}$ már hallható és negatív befolyásolja a hangminőséget. Lehetséges, hogy a Doppler-effektus bizonyos mértékig megnyilvánul (kiszámítható persze, de lustaság) a jel MF-HF komponenseinek további modulációja miatt.

Ellenőrizzük egy téglalap alakú, 20 Hz frekvenciájú jel erősítési minőségét, ábra. 13.

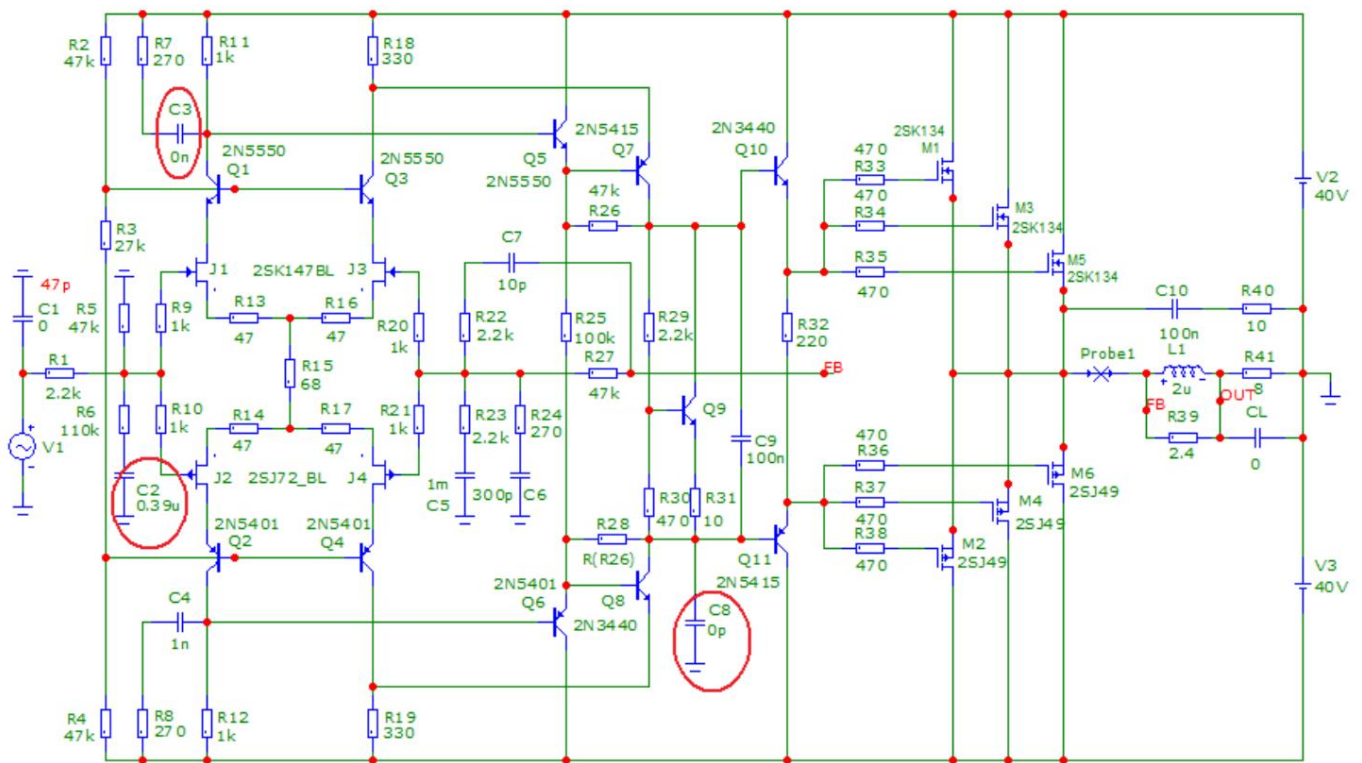


Rizs. 13.

A 13. ábra azt mutatja, hogy a jelpolcok vízszintesek, azaz nincsenek kifejezett torzítások. És ez nem meglepő, mert ez egy egyenáramú erősítő (UCT).

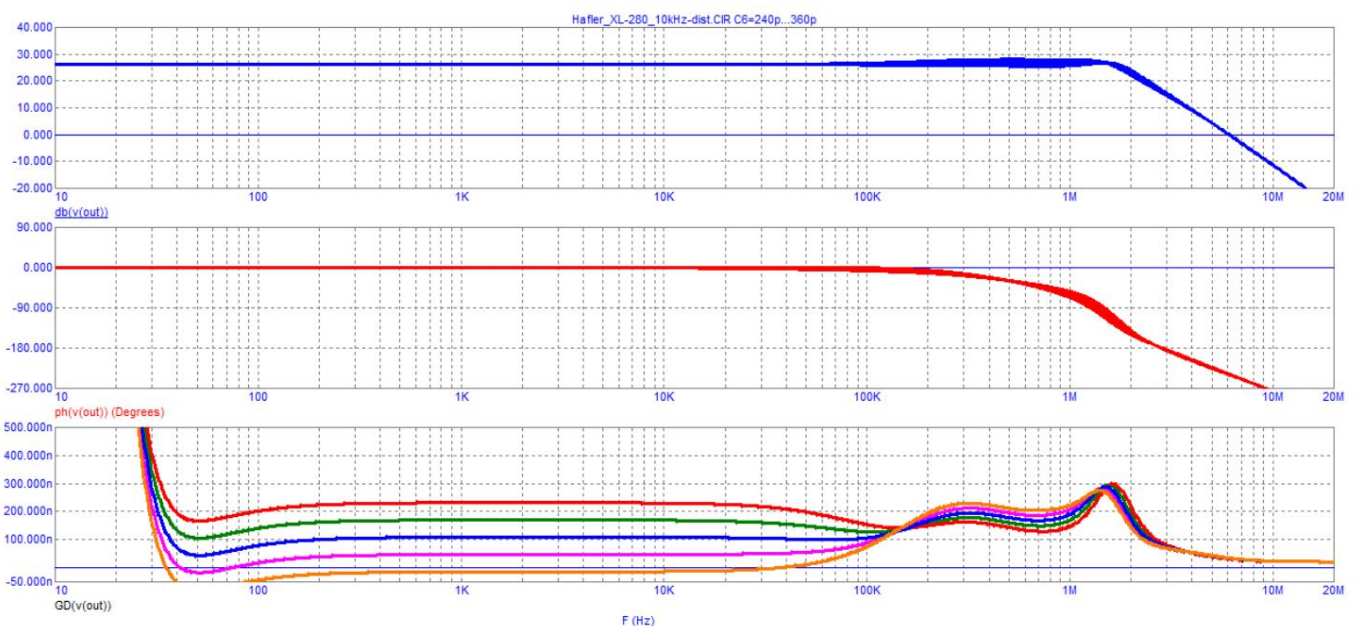
Jegyzet. Mielőtt a jelet a bemenetre juttatná, egy 100 kHz-es vágási frekvenciájú aluláteresztő szűrőn halad át.

Próbáljuk meg úgy finomítani a modellt, hogy csökkentsük a nagysebességű torzulásokért felelős csoportképletelési túlfeszültséget. 14



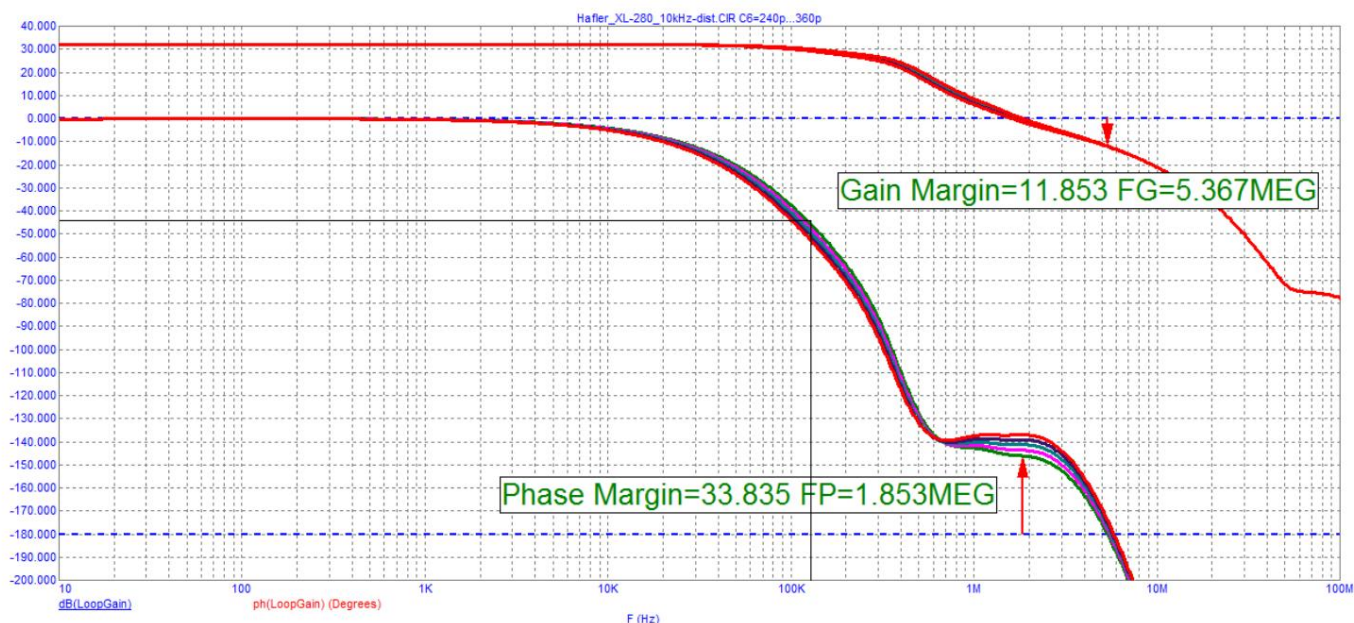
Riz. 14. A módosított modell vázlata

A csoportképletelési vízszintes szakaszának kiterjesztése érdekében az LF régióban a kapacitást megnöveltük C2 kondenzátor. A C3, C4 és C8 korrekciós kondenzátorok eltávolítása a 450 kHz-es túllövét 1,5 μ s-ról 300 ns-ra csökkentette, és 1,5 MHz-re tolja el, 1. ábra. 15, és az első pólus frekvenciáját 20 kHz-ről 120 kHz-re (6-szor) növelte. Ugyanakkor az egyenáramú kaszkádok üzemmódjai változatlanok maradtak. Valójában nincs szükség C8 kondenzátorra, mivel a párosított kimeneti tranzisztorok bemeneti kapacitása a puffercsoport (Q10, Q11) kimenetéről a bemenetére konvertálódik.



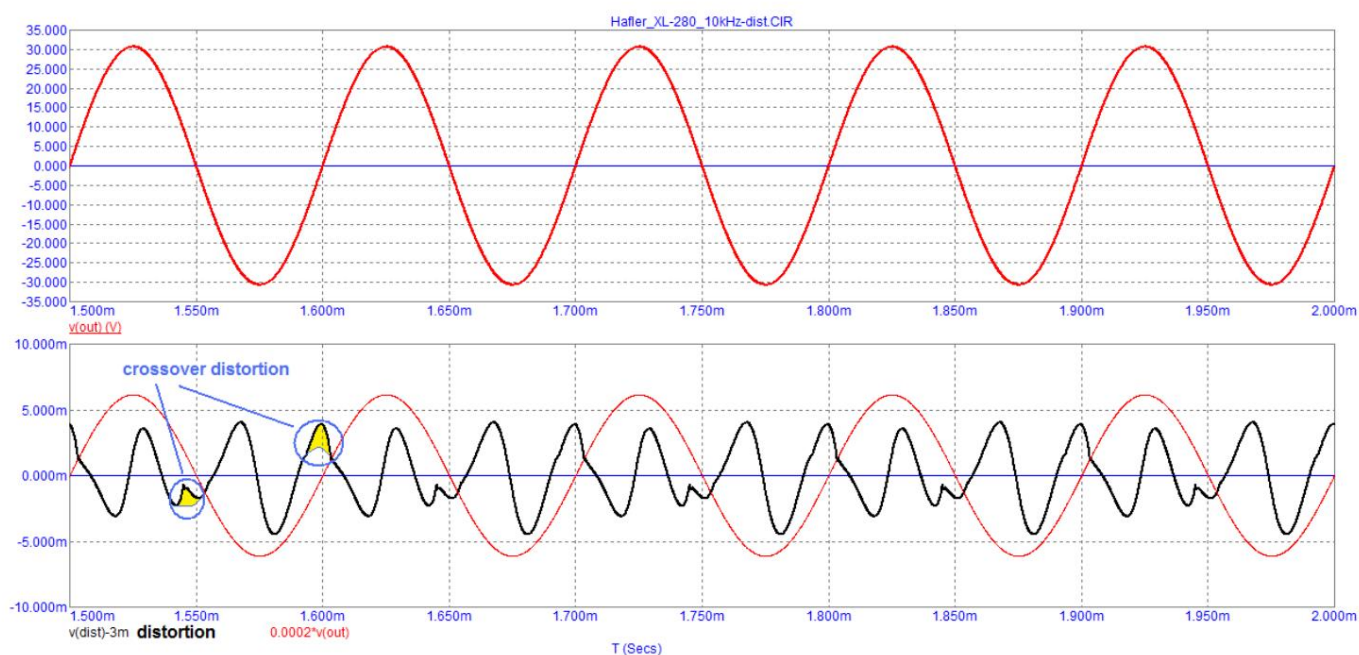
Riz. 15.

Ellenőrizzük a hurokerősítő tési és stabilitási határokat, 16. ábra



Rizs. 16. A hurokerősítő tési diagramja minden lehetséges destabilizáláshoz tényezők (HHG hangolás és reaktív terhelés 50 nF-től 2 μ F-ig).

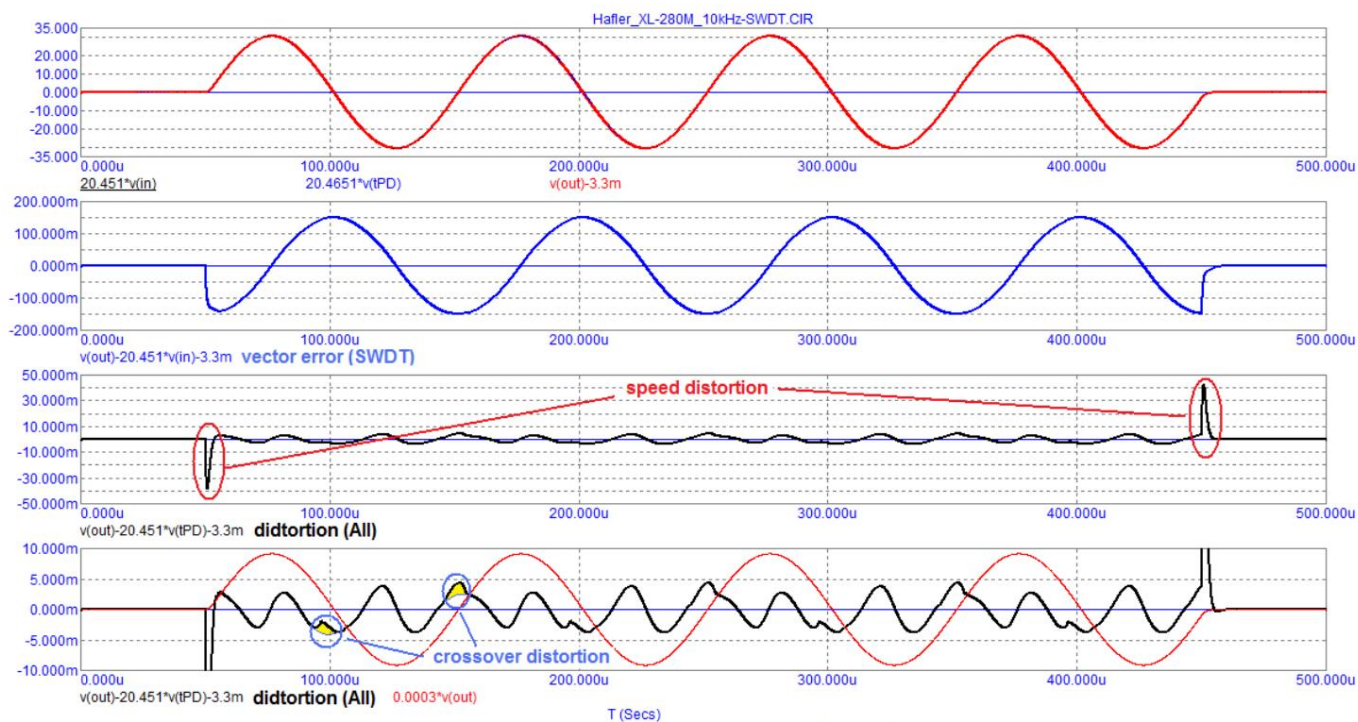
Használjunk bemetszett szűrőt és mérjük meg a torzítást 10 kHz-es frekvencián, ábra. 17.



Rizs. 17. Bemetszett szűrővel végzett torzításmérés eredménye

A tesztből az következik, hogy az alsó harmonikusok spektruma és szintje változatlan maradt, főként a 3. harmonikus kb. 4 mV (csúcs) szinten. A kapcsolási torzítások mértéke azonban jelentősen csökkent és spektruma javult, az első pólus megnövekedett frekvenciája miatt a torzítások „simábbá” váltak.

Végezzük el a Hafler-próbát és mérjük meg a torzítást kompenzációs módszerrel, ábra. 18



Rizs. 18. A Hafler-próbával (harmadik grafikon) és a kompenzációs módszerrel (negyedik grafikon) végzett mérések eredménye

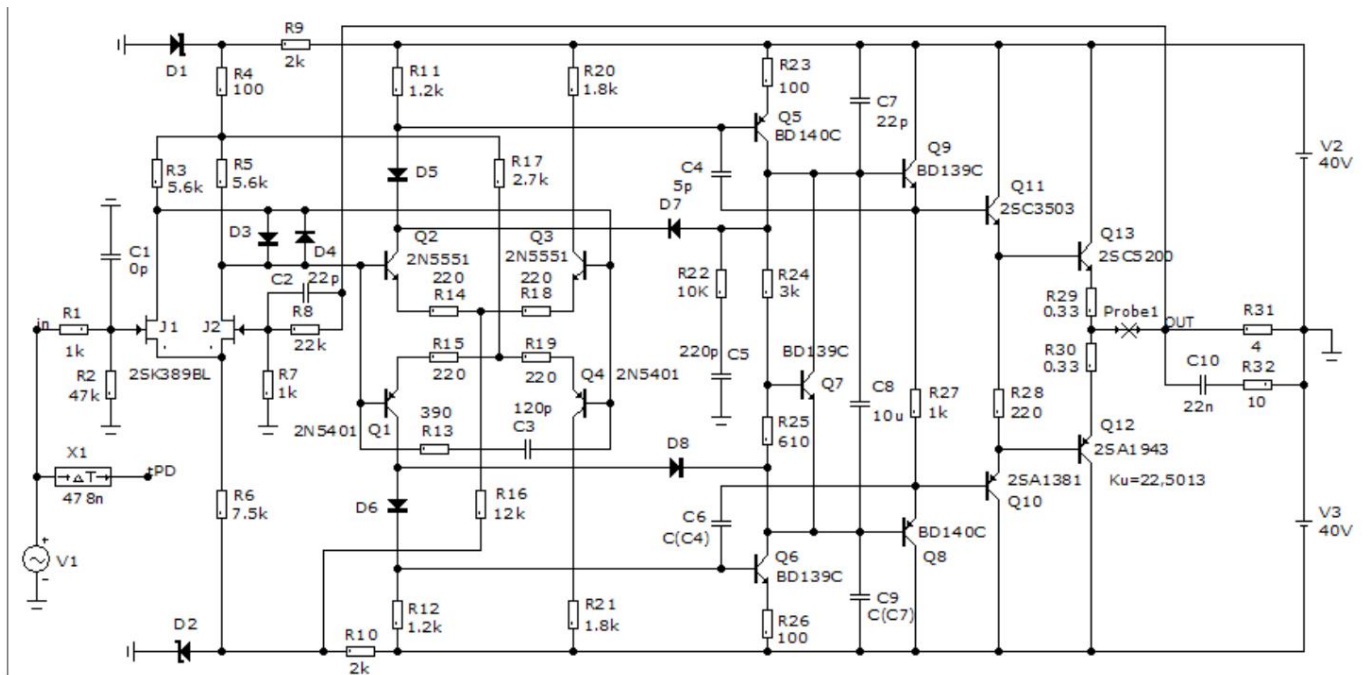
Az eredeti áramkör tesztjéhez képest a csoportkéltetés 13 ns-ról 80 ns-ra több mint 6-szorosára nőtt, így a vektorhibák ugyanannyival (150 mV-ig (csúcs)) nőtték. Ugyanakkor a nagysebességű torziás 250 mV-ról 40 mV-ra csökkent (6-szor). Állandósult állapotban a torziások megegyeznek a rovátkolt szűréssel mért torziásokkal).

A kapcsolási (crossover) torziások sok AB osztályú erősítőnél jól hallhatóak, nem hiába szeretik sokan az A osztályú erősítőket. És ha belegondolunk, hogy egy igazi zenei jelnél a nulla átmenetek gyakrabban esnek egybe az alacsony frekvenciájú jelekkel (viszonylag előfordul ritkán), és a nagyfrekvenciás komponensek és harmonikusaik sokkal gyakrabban változnak dV / dt (amitől a nagy sebességű torziások múlnak), akkor remélem kiderül, hogy valójában mitől függ a hangminőség.

Alekszandr Petrov

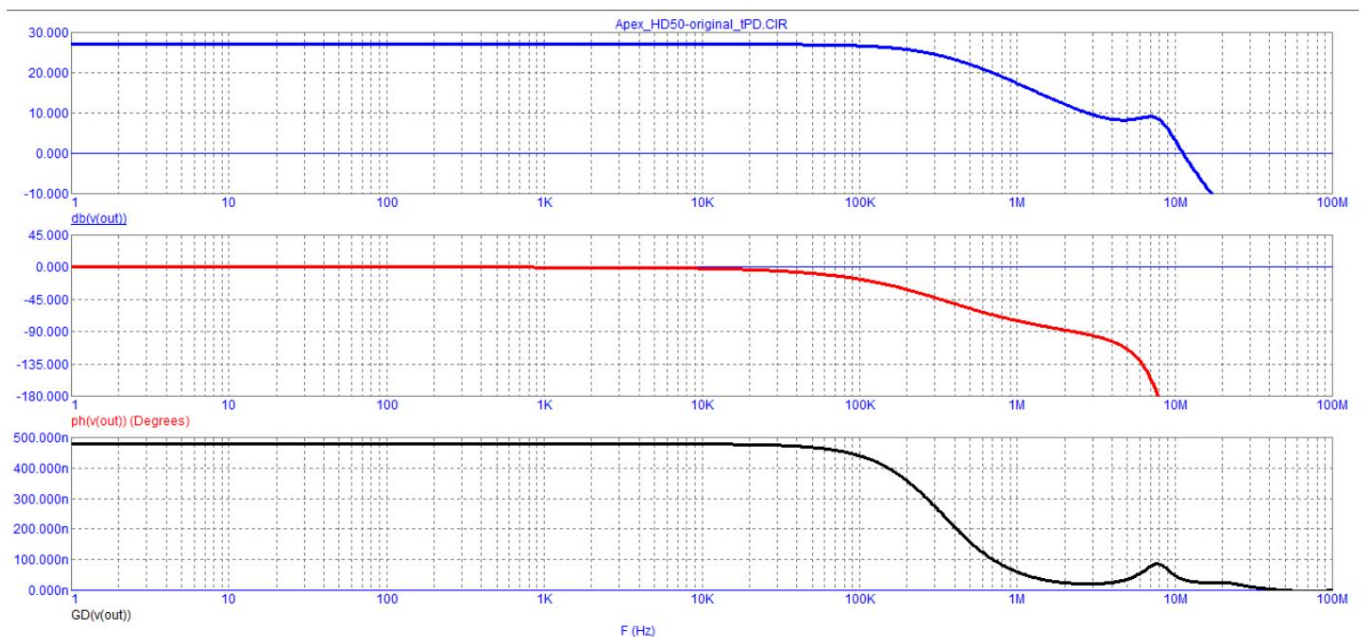
2. függelék

Vizsgáljuk meg a jelterjedési késleltetési idő (t_{PD}) hatását a valós erősítő modellekre. Ilyen erősítő tökélet vegyük az Apex HD50-et, 22. ábra.



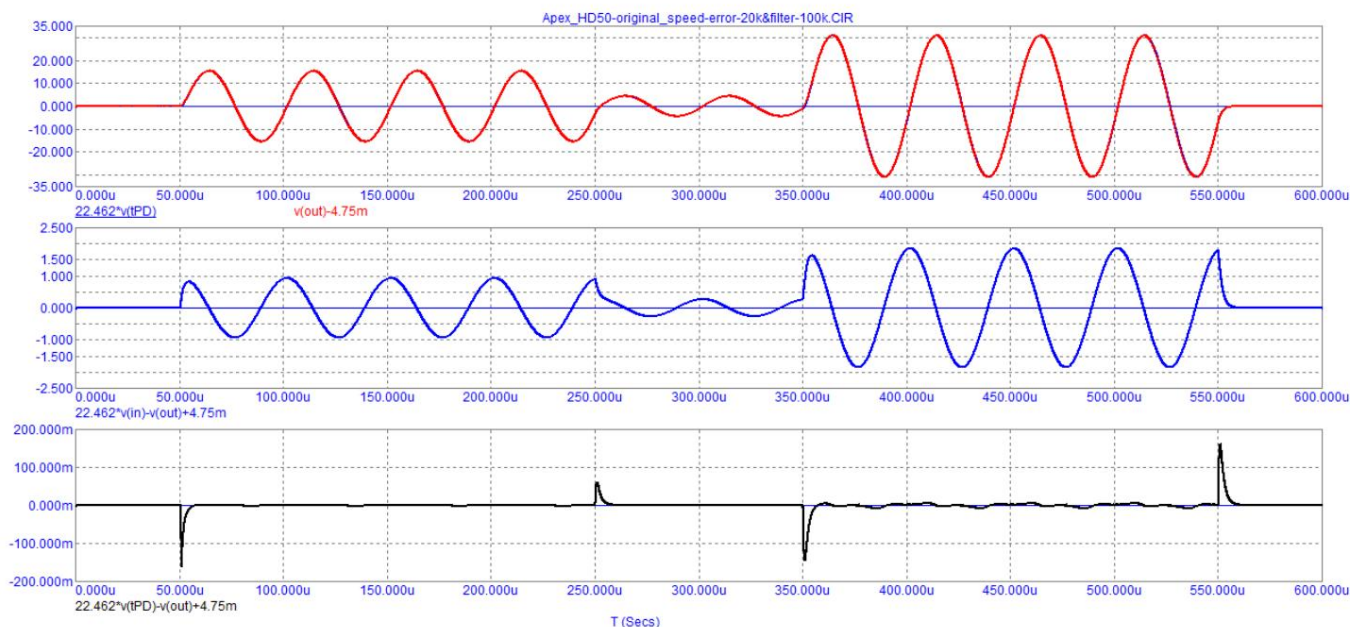
Risz. 22

A bode diagram az ábrán látható. 23



Risz. 23

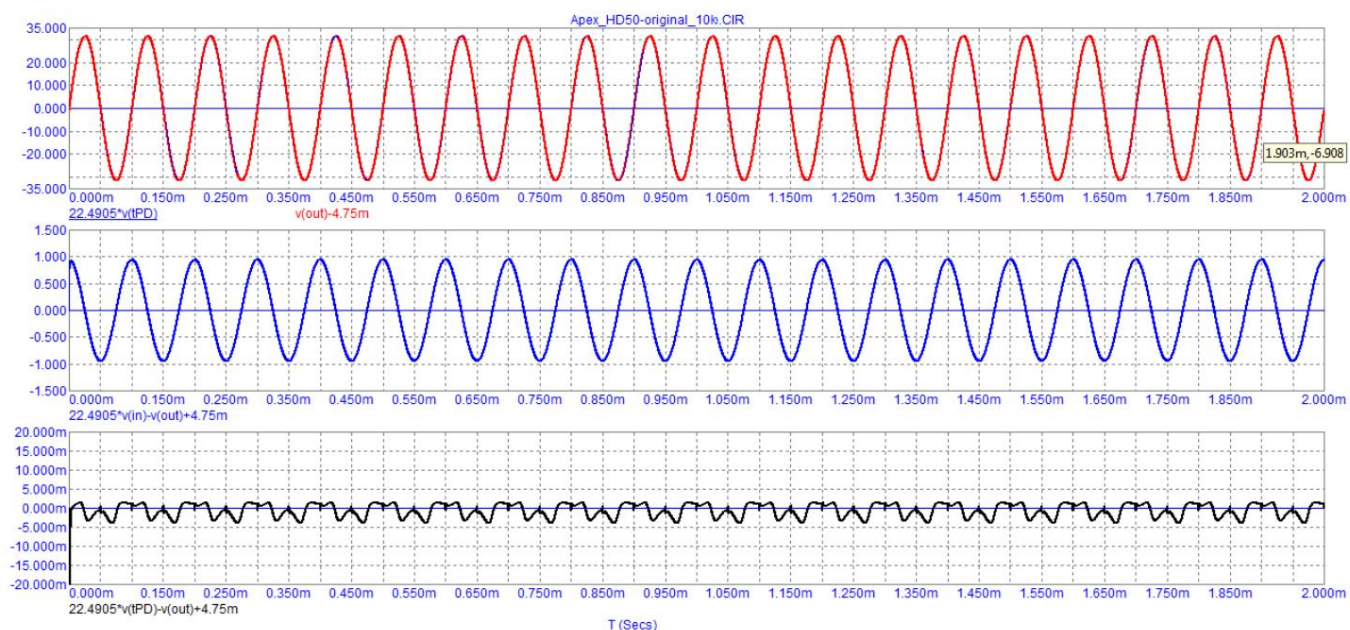
A Bode diagramból láthatja, hogy a t_{PD} majdnem 500 ns (pontosabban 478). Alkalmazzuk az erősítő bemenetére 20 kHz frekvenciájú, különböző amplitúdójú, egymást követő sorozatokat egy másik fázistörés nélkül. Ebben az esetben a generátor kimeneti jele egy 100 kHz-es vágási frekvenciájú aluláteresztő szűrőn halad át, 1. ábra. 24



Rizs. 24

Az első 15 V-os (csúcs) robbanás kezdetén rövid távú nagysebességű torzítást látunk, amelynek amplitúdója meghaladja a 150 mV-ot, ami a 15 V-os amplitúdó 1%-a. Ez a nagy sebességű torzítás az utolsó sorozat végén is megjelent (0,5%).

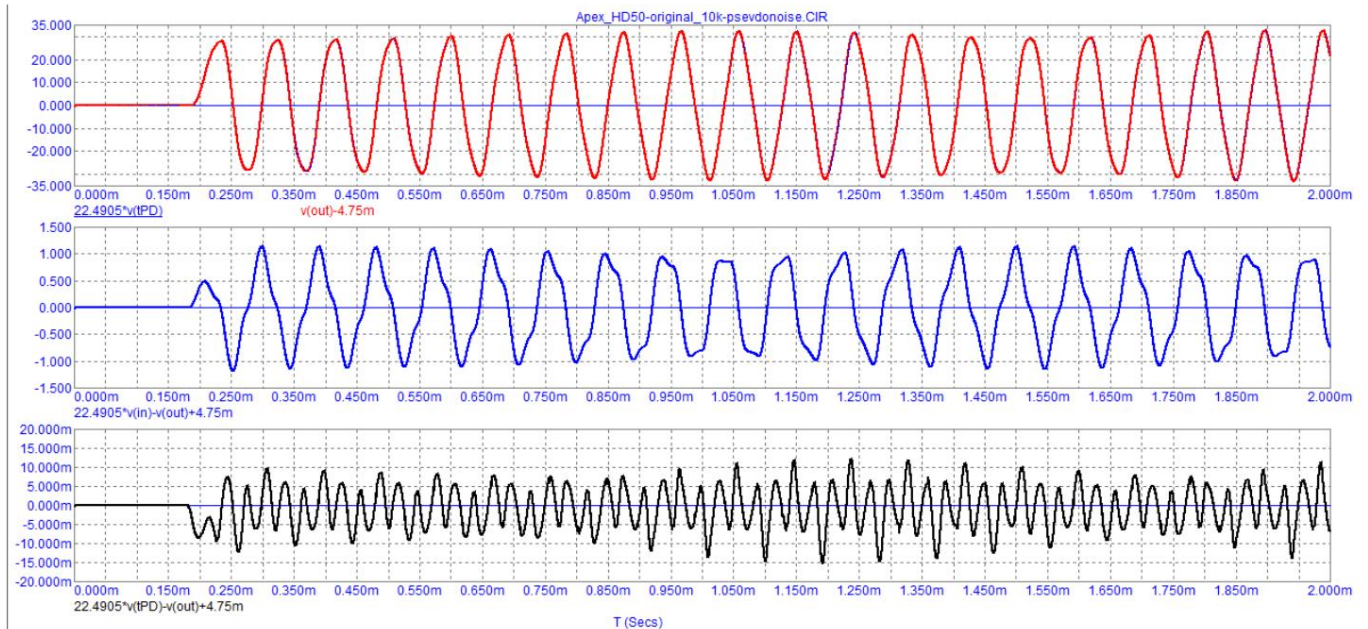
Annak ellenőrzésére, hogy az erősítő hogyan viselkedik a hangjelhez közeli jel mellett, alkalmazunk 1/3 oktáv pszeudozajt 10 kHz frekvenciával az erősítő bemenetére. Állítsuk fel előzetesen a modellt (gondosan választjuk ki a K_u együtthatót és adjuk meg a tPD-t) egy 10 kHz-es frekvenciájú szinuszon, ábra. 25



Rizs. 25

A torzítás mérésének eredménye a kimeneti jelnek a képlettel bemeneti jelből való közvetlen levonása révén alacsony rendű harmonikusokat eredményezett, amplitúdója elérheti a 3 mV-ot (0,01%), és kismértékű keresztelési torzítást (a nulla kereszteléssel ellentétben).

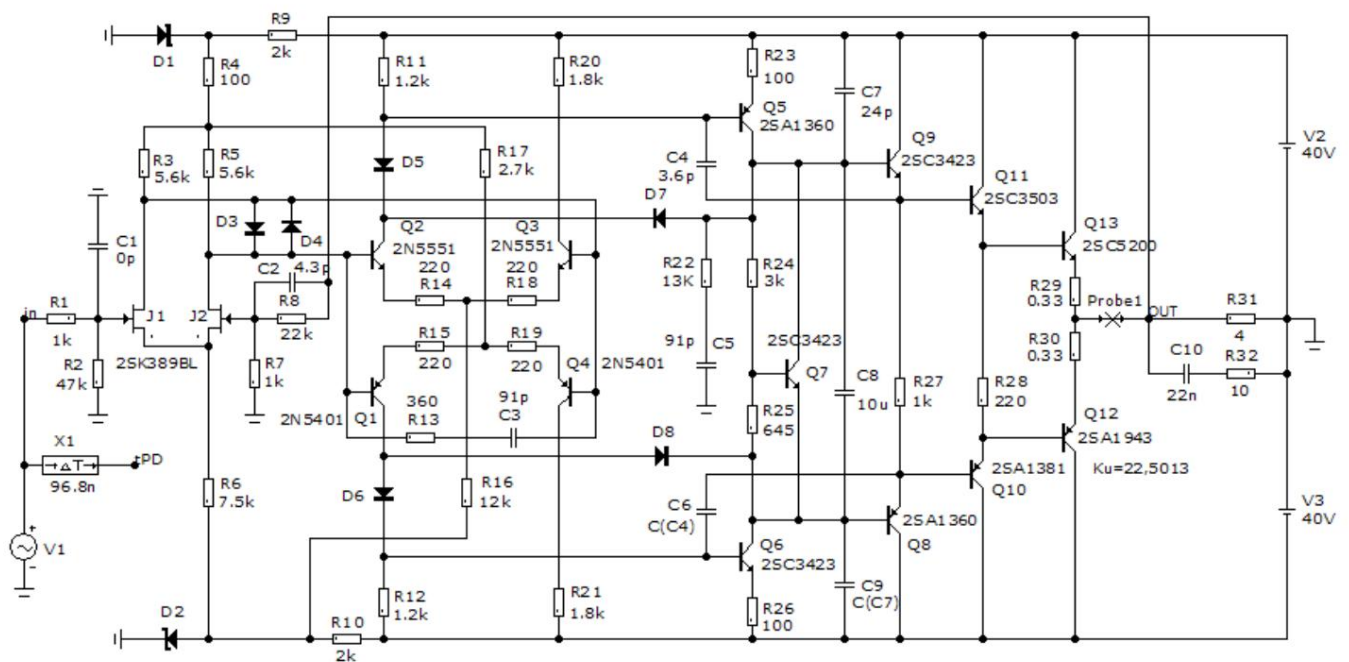
A beállítást módosítva a szinuszoidot pszeudozajra változtatjuk. Az állítást wav fájl formájában használjuk, amelyet a modell bemenetére táplálás előtt egy 30 kHz-es vágási frekvenciájú 4. rendű Bessel aluláteresztő szűrőn vezetünk át. 26



Rizs. 26

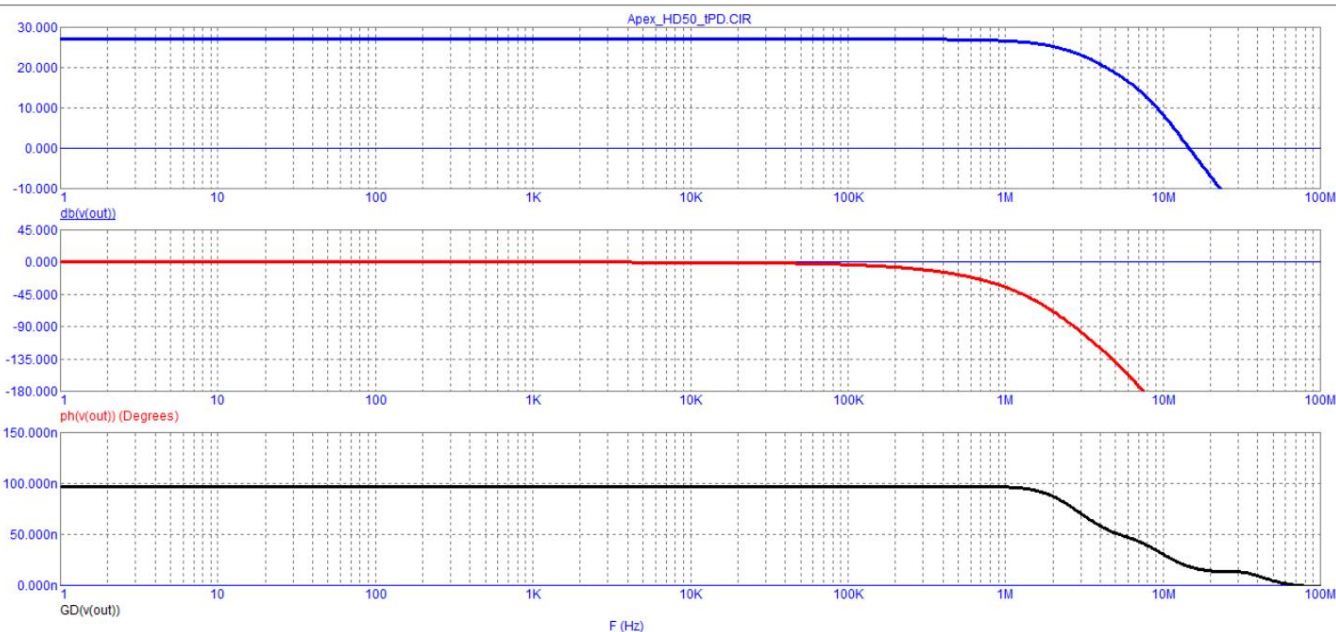
A torziási termékek szintje pseudozaj esetén körülbelül ötszörösére, azaz 0,05%-ra nőtt.

És most, az üzemmódok megváltoztatása nélkül (a kimeneti tranzisztorok nyugalmi árama 110 mA), véglegesítjük a modellt a TPD csökkentése érdekében, ábra. 27



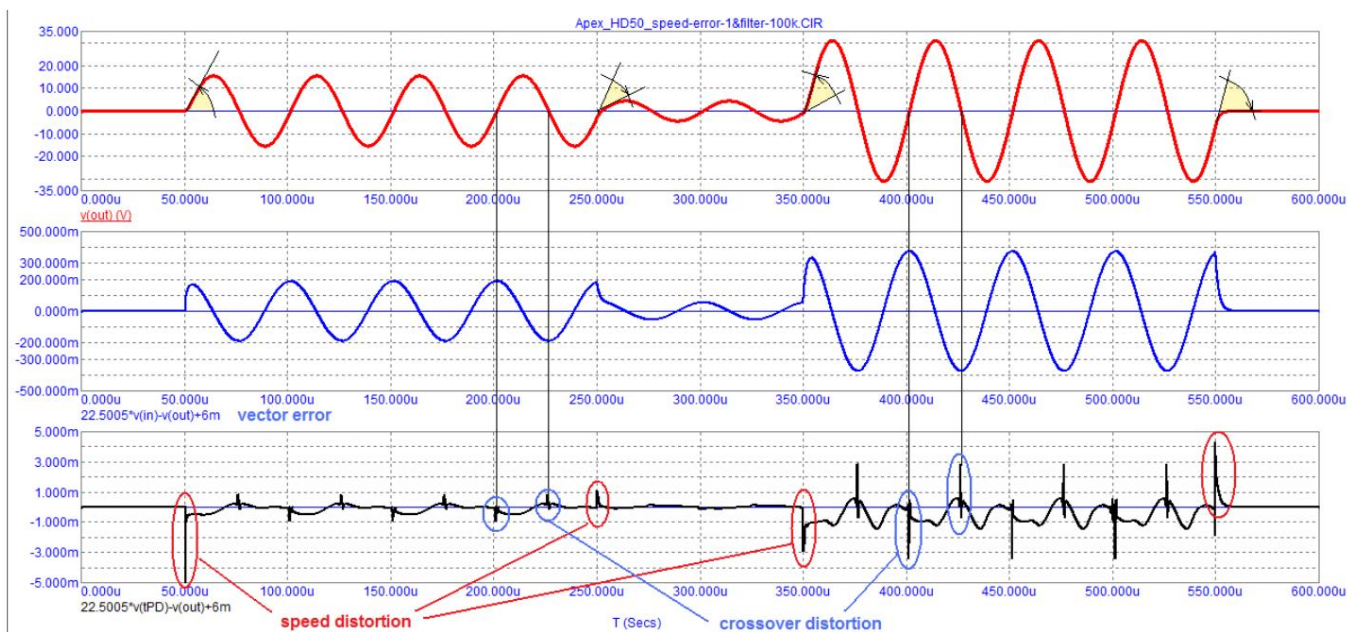
Rizs. 27

A módosított változat Bode diagramja a 28. ábrán látható



Rizs. 28

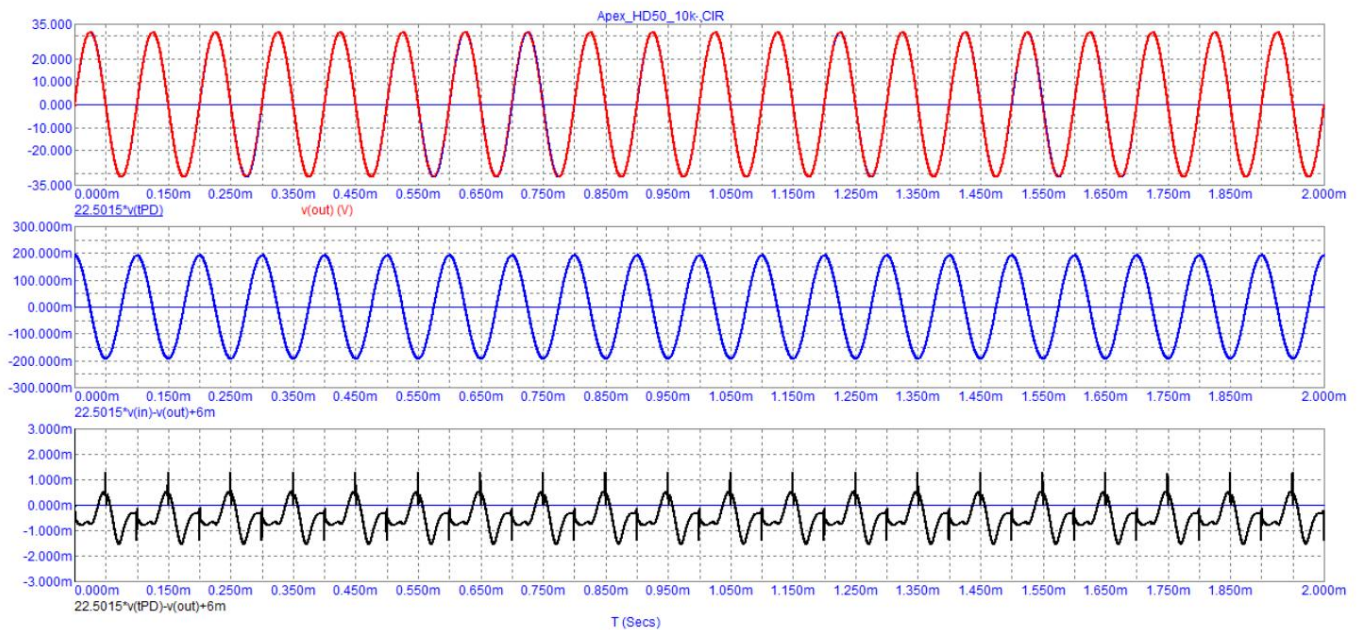
A Bode diagramból látható, hogy a tPD közel 5-szörösére csökkent, és valamivel 100 ns alá, lineárisan pedig 1 MHz-nél nagyobb lett. Végezzük el ugyanezeket a teszteket a módosított modellel. A nagy sebességű torzi tások mértéke 20 kHz frekvenciájú sorozatlövéseknél az 1. ábra mutatja. 29



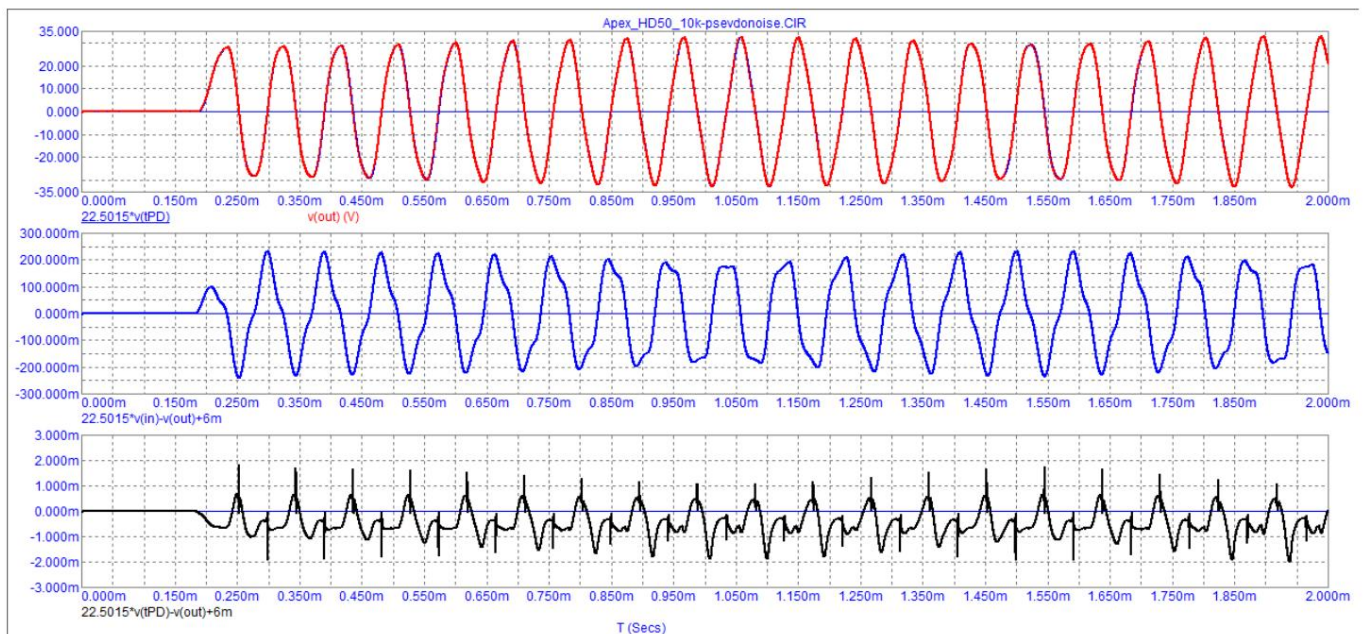
Rizs. 29

A vizsgálati eredményből látható, hogy a nagy sebességű torzi tás amplitúdója a burst elején és végén 150 mV-ról 5 mV alá (több mint 30-szorosára) csökkent, a harmonikus komponensek szintje is csökkent, a kommutációs torzi tás előtérbe kerültek, amelyek majdnem elérik a nagysebességű torzi tás szintjét. Valós jelekben természetesen nem lesz ilyen 20 kHz-es frekvenciájú jel, ezért a ténylegesen bevezetett kapcsolási torzi tások jelentősek lesznek lent.

Végezzünk hasonló teszteket pszeudozajra 10 kHz-es frekvenciával, ábra. 30 és 31



Rizs. 30 A direkt módszerrel kapott modell vektorhibái és torzulásai kivonás 10 kHz frekvenciájú szinuszoson



Rizs. 31 A közvetlen kivonással kapott modell vektorhibái és torzulásai 10 kHz-es frekvenciájú 1/3 oktávós álzajra.

Ha alaposan megnézi mindkét teszt harmadik grafikonját, könnyen láthatja, hogy szinte azonosak. Ez arra utal, hogy 100 ns vagy annál kisebb jelterjedési késleltetés mellett (feltéve, hogy a csoportkésleltetés lineáris, és nincsenek jelentős 1 MHz-es tuskák), a nagysebességű torzító tárok gyakorlatilag nem jelennek meg a 0.2 sávban...

Alekszandr Petrov