

CAD segítség a Hi-Fi erősítő tervezésében: az áramkörszimulátor 2.

Piret Endre okl. színes-tv szakmérnök, piret@dtnetwork.hu

Az erősítő stabilitásvizsgálata

A korábbi beállításban lefutattuk az AC analízist, az eredmény az **5. ábrán** látható. Utólag behúztam zöld színnel két egyenest, a bal oldali a fázistartalék, a jobb oldali az amplitúdótartalék meghatározását mutatja. A helyzet eléggé lehangoló. Az első pillanatban látszik, hogy mind az említett fázistartalék, mind az amplitúdótartalék nulla körül van, igen kis pozitív szám mind a kettő. Az erősítő nem gerjed, de ahhoz közeli állapotban van. (Itt jegyezném meg, hogy ezt az erősítőt ebben az állapotban használok több éve, de az említett egyetlen esettől eltekintve nem volt velem bajom.)

Végezzük el a hangfrekvenciás teljesítményerősítőknél szokásos stabilitás-próbát, adjunk a kapcsolási rajzon C7-nek nullától külön-

böző értéket! C4 10 pF-os és 100 nF-os értéke mellett lefutattott AC analízis eredménye a **6. ábrán** látható. 10 nF mellett csúnya kiemelés van az amplitúdógörbén. Ha a kiemelés nagyobb, mint az amplitúdótartalék, az erősítő a kiemelés helyén (frekvenciáján) begerjed, ami 100 nF esetében láthatóan meg is történik.

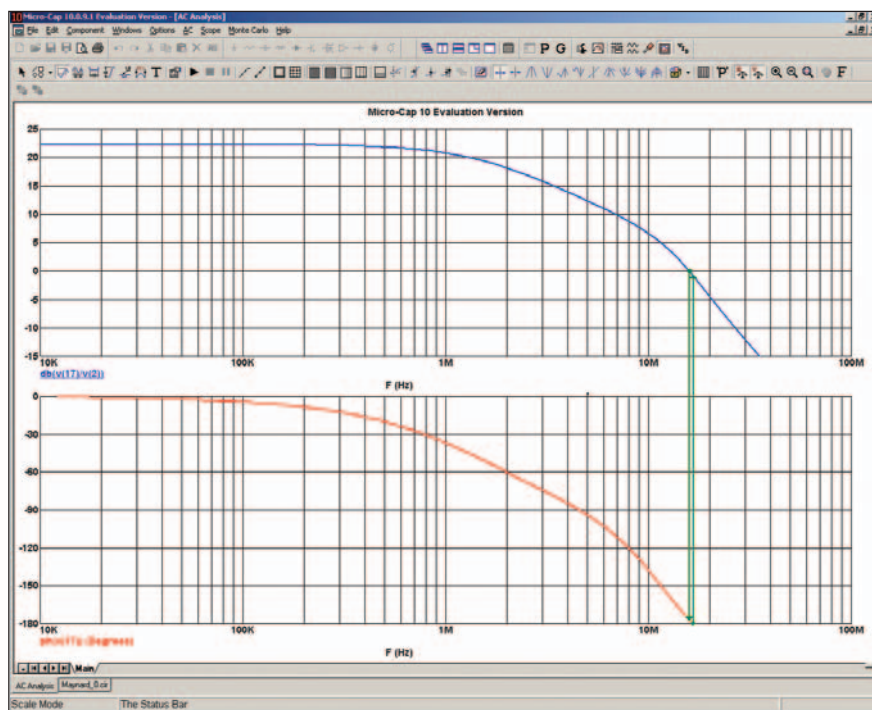
Az erősítő kapcsolását megnézve nyilvánvalóvá válik a kapacitív terhelés kellemetlen hatásának oka. A C4 kompenzáló kondenzátor az erősítő kimenetéről csatol vissza jelet. Ez a visszacsatolás nyilvánvalóan megszűnik az erősítő kimenetén lévő kondenzátor hatására a MHz-es tartományban, mivel a terheléssel párhuzamosan bekötött kondenzátor a magasfrekvenciás jeleket levezeti, így a magasabb frekvenciákon nincs többé visszacsatolt kompenzáló jel. A segítség egyszerű, az erősítő

kimenetével sorbakötött kisértékű (csak néhány uH-s) induktivitás leválasztja a kondenzátort az erősítő kimenetéről. Ez a megoldás megszünteti a kapacitív terhelések kellemetlen hatását, nem oldja meg azonban az alapvető problémát, azt, hogy az erősítő stabilitási tartaléka kicsi. A stabilitási tartalék növelése azonban csak az erősítő kompenzálásának megváltoztatásával oldható meg. A kompenzálás alapvető megváltoztatása viszont kihatással lehet az erősítő sávzélességére, esetleg még linearitására is. A kényes művelet elég sok kísérletet, időt igényelt, melynek összes lépését nem, csak a végeredményt ismer tettem a miértekkel együtt.

A kompenzálás művészete

A kompenzálás célja az, hogy a globális visszacsatolással rendelkező erősítő zárthurkú frekvenciamenete és fázismenete olyan legyen, hogy az erősítő biztonságosan ne gerjedjen be. Az erősítő jó impulzusátvitelt is kellő amplitúdó- és fázistartalékokat követel meg.

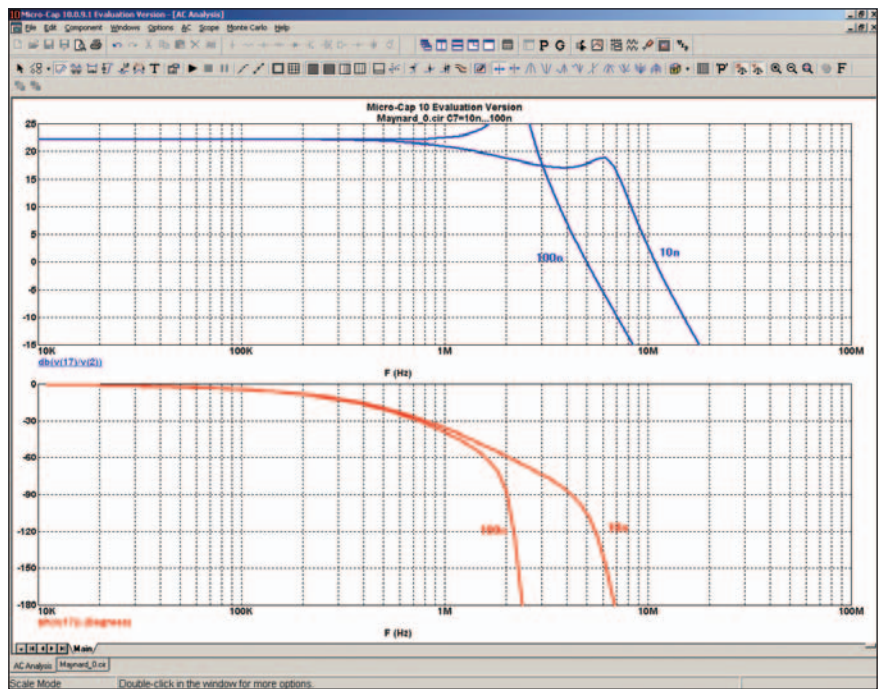
Az erősítőben megbúvó, főleg az aktív elemekben (csövekben, tranzisztorokban) lévő kapacitások általában aluláteresztő jellegű R-C tagokat képeznek. Ha ilyen tag csak egyetlen egy volna a hurokban, nem lenne semmi baj, mert, mint tudjuk, ez 20 dB/dekádós (6 dB/oktávós) levágást létesítene, és maximális fázistolása csak 90 fok lenne. Ez még nem okozna gerjedést egy visszacsatolt erősítőben, de ha már két ilyen tag van jelen, akkor már 180 fokra nőhet a visszacsatoló hurokban belül a fázistolás, és a gerjedés létrejöhet. Ha csak a Miller-kapacitásokat vesszük figyelembe, akkor a két vagy több fokozatú erősítők a veszélyeztetettek. A helyzet en-



5. ábra

nél még bonyolultabb, mert a szórt kapacitások stb. is vannak. Félvezetős erősítők esetében az eszközökben a véges sebességű töltéshordozók még szintén késleltetést, tehát frekvenciafüggő fáziskésést hoznak létre, mely késés azonban abban különbözik az aluláteresztő R-C tag késleltetésétől, hogy ez a jelenség nem befolyásolja az amplitúdómenetet.

A leggömbömb, de bolondbiztos, és ezért a leggyakrabban alkalmazott kompenzációs eljárás az, hogy egy olyan szimpla RC tagnak megfelelő aluláteresztő tagot építünk be az erősítő belsejébe, melynek hatására az erősítő olyan alacsony frekvencián kezd el a 20 dB/dekádos esést, hogy az áramkörében már meglévő RC elemek okozta fázistolások (magas frekvencián) az erősítő a 0 dB-es (egyszeres) zárthurkú erősítési szintje alá kerüljenek. Ezt a kompenzációt nevezzük domináns aluláteresztő (angolban: lag) típusú kompenzációnak. A domináns aluláteresztő tag megvalósítása legtöbbször egy feszültség-erősítést végző tranzisztor kollektora és bázis közé kötött kapacitással, azaz egy miller-integrátorral történik. Ilyen típusú kompenzációt találunk a legtöbb műveleti erősítőben is. A uA 741 nyílt hurkú erősítése 50 Hz-en, az LM224-é 5 Hz-en, a hangfrekvenciás alkalmazásra ajánlott NE5532 pedig 500 Hz-en kezd el esni. A „mellékhatás” az, hogy kellő visszacsatolás után a frekvenciamenet a hangfrekvenciás tartományban lineáris lesz ugyan, de a hurokerősítés a fenti törésponti frekvencia felett 20 dB-lel esik minden tízszeres frekvencianövekedés esetén. A uA741 esetében például ez a hurokerősítés-csökkenés 5 kHz-en már 40 dB. A műveleti erősítők tervezőinek nincs könnyű dolguk, nekik biztosítani kell az erősítő stabil működését még egységnyi erősítésre visszacsatolt erősítő esetén is. A mi esetünkben csak egyetlen meghatározott erősítésre visszacsatolt erősítővel van dolgunk, ennek ellenére a legtöbb erősítőben olyan domináns aluláteresztő kompenzációt találunk, mely-



6. ábra

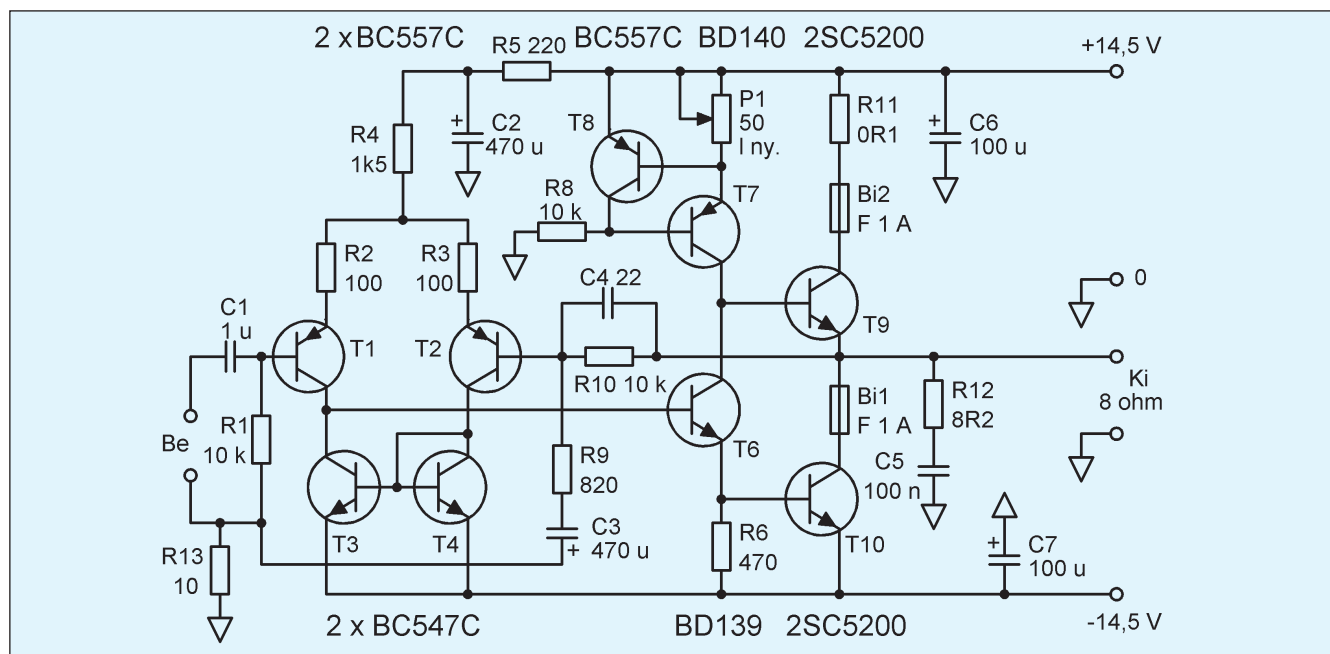
nek töréspontja a hangfrekvenciás sáv alján van. A következmény több kellemetlen jelenség:

- a töréspontnál magasabb frekvenciákon a visszacsatolt erősítő linearitása erőteljesen romlik, amit a torzítások megfelelő növekedése is jelez. A fül legnagyobb érzékenysége 3 kHz környékén van, itt a legérzékenyebb fülünk mindenféle torzításra,
- a növekvő frekvenciával csökkenő globális (kimenetről a bemenetre ható) visszacsatolás kiemeli a magasabb harmonikusokat, hiszen minden harmonikust a globális visszacsatolás 6 dB-lel kevésbé nyom el, mint a nála eggyel alacsonyabrendűt,
- mint ahogy erre Ota többször, például [5]-ben is rámutatott, a kompenzációval „lelassított” erősítő tranziens intermodulációs torzítást, TIM-et termelhet. Az erősítő egy hirtelen, gyorsabb jelet rövid ideig nem tud követni, mert a visszacsatolt jel késik, az első fokozatban lévő differenciálerősítő pedig ezért e rövid időre túlvezérlődik. Ez magasabb hangfrekvenciákon, és sajnos, a jel nullátmeneténél, ahol a jel a legmeredekebb,

következik be. A fül a nullátmenetnél bekövetkező torzításokra a legérzékenyebb, ezért kritikus a B-osztályú erősítő nyugalmi áramának beállítása is annyira. A TIM rövid ideig tart, és a torzítási értékekben nem látszik, mert a rövididejű jeletérés effektívértéke kicsi, ennek ellenére fülünket a TIM sérti.

A TIM elkerülésének érdekében Ota szerint az a követelmény, hogy az említett „sarokpont”, vagyis a nyílt hurkú erősítés frekvenciamenetének 3 dB-es pontja, legalább 20 kHz-en legyen. Ezt kicsit maximalizmusnak tartom ugyan, de biztos, hogy legalább 8...10 kHz az a határ, amire feltétlen szükség van. Mindenesetre egyik feltétel sem teljesíthető a szokásos domináns lag-típusú kompenzációval. Itt ütközik két látszólag független paraméter egymással: a stabilitás és a linearitás. A kompenzáció „művészete” abban áll, hogy ezt az ellentmondást feloldjuk, illetve jó kompromisszumot találjunk. Ebben a kompromisszumkeresésben nyújtott nekem lehetőséget és nagy segítséget az áramkör-szimulátor.

A megoldás kulcsa egy egészen más típusú kompenzációban van. Nem csökkentjük az erősítő nyílt-



8. ábra

hurkú sávzélességét, hanem ellenkezőleg, a kompenzálassal növeljük azt. Könnyen, szemléleti úton is belátható, ha egy erősítőbe differenciáló jellegű (lead) tagot építünk be, és ennek töréspontja megegyezik egy már az erősítőben meglévő integráló tag töréspontjával, akkor az eredő frekvenciamenet egyenes lesz, és 0-fázistolású. Vagyis kompenzáltuk, kiküszöböltük a szóbanforgó integráló tag hatását. Otalához hasonlóan ilyen típusú kompenzálást (is) fogok használni.

Az elmondottakból az is látható, hogy lényeges, hogy az erősítő nyílthurkú Bode diagramjait megismerjük. Ennek két nehézsége is van: egy elméleti, és egy gyakorlati. Az elméleti nehézség abban áll, hogy az erősítő globális visszacsatoló hurkát úgy szakítsuk

meg, hogy az erősítő egyéb üzemi viszonyain ne változtassunk. Így például a kompenzáló elemeknek is működésben kell maradniuk. Itt követtem el 2006-ban azt a hibát, hogy a méréshez a hurkot úgy szakítottam meg, hogy a 820 ohmos ellenállást (7. ábra) rövidrezártam. Ezzel viszont hatástalanítottam C4-et is. Ezért sokkal nagyobb mért sávzélességről adtam számot [1]-ben, mint ami helyesen mérhető. A megszakítás helyes módja a 7. ábrán látható, a vázlaton Rx-szel és Cx-szel jelöltem a visszacsatoló hálózatba pótlólagosan beiktatott szűrőt, mely a hangfrekvenciás komponenseket a visszacsatolásból kiszűri úgy, hogy közben a 22 pF-os kompenzáló kapacitás működésben maradjon. A gyakorlati nehézség pedig abban áll, hogy a nagy erősítés miatt igen kis, mV nagyságú bemeneti jelek kellenek. Szinte elkerülhetetlen, hogy magasabb frekvenciákon a nagy kimenőjelből ne sugározzon vissza jel a bemenetre. Szimulációban ez a probléma fel sem merül.

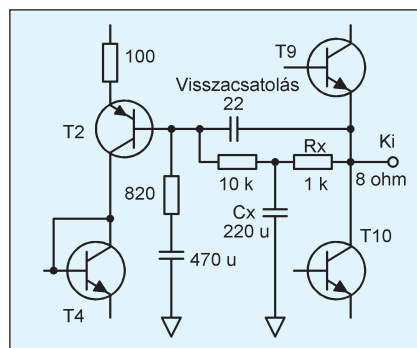
A javított JLH-Maynard erősítő

A kiindulópont a már említett „legjobb hangú” kis erősítőm, melynek a megvalósítás szerinti

kapcsolási rajza látható a 8. ábrán. A T6-T9-T10-ból álló tranzistorhármás zseniális kapcsolása JLH-től, a differenciálerősítő alkalmazásának ötlete Graham Maynardtól származik, ezeket a T1-T2 emittereiben lévő ellenállásokkal, valamint a T6 kollektorkörében lévő áramgenerátorral jómagam toldottam meg.

Ez a kis erősítő – a stabilitást leszámítva – egészen jó paraméterekkel rendelkezik. A nyílthurkú sávzélesség 17 kHz, a nyílthurkú erősítés 60 dB, a nyílthurkú torzítás 1 kHz-en és 10 kHz-en 1,5%. A zárt hurkú erősítés 22,5 dB, sávzélesség: 1500 kHz, torzítása 1 kHz-en: 0,036%, 10 kHz-en: 0,037% 9 W kimenőteljesítmény mellett. A valóságban mért torzítás (2006-ban): 0,035% illetve 0,04%, meglepően jól egyezik a szimulációval. A fázistartalék 0 fok körüli, az amplitúdótartalék is 0 dB körül van, és ez a baj.

A meglehetősen hosszúra nyúlt munka végeredményét mutatom be a 9. ábrán látható kapcsolási rajzon. A kompenzálás megváltoztatásán kívül egyéb változtatásokat, finomításokat is végeztem. Kezdjük a kompenzálassal. A T1 és T2 emitterellenállásait megnöveltem, ezzel megnöveltem a bemeneti differenciálerősítőben a lokális visszacsato-



7. ábra