

Tranzisztoros AB-osztályú teljesítményerősítő-végfokozatok vizsgálata és néhány tervezési szempontja

ETO: 621.375.4.049.02.001.2

A jelenleg korszerű, transzformátor nélküli ellenütemű végerősítők sokféle áramköri megoldással készülnek, de alapkapcsolásukat tekintve szinte kizárólag AB-osztályú üzemben működő emitterkövetők. Méretezésük alapösszefüggései (például a P_{ki} leadott teljesítmény számítása az U_t tápfeszültségből és az R_t terhelő ellenállásból, a végtranzisztorok típusának kiválasztása a határadatok alapján, vagy a hűtőborda méretezése) ismertek, így ezeket a továbbiakban magyarázat nélkül felhasználjuk. Célunk az R_E emitterellenállások és az AB-osztályú munkapontokra jellemző I_E nyugalmi emitteráram optimális értékének meghatározása. Ezek a feladatok azonban nem végezhetőek el addig, amíg a végfokozat áramköri megoldását és a munkapontot beállító U_k feszültség előállítását ki nem választottuk.

Az ellenütemű emitterkövetők lehetséges felépítései közül csak a két legáttekinthetőbb megoldást vizsgáljuk (1. ábra). Bonyolultságukat tekintve az itt bemutatott két kapcsolás között helyezkednek el a két-két tranzisztorból álló komplementer és kvázi-komplementer végfokozatok. Ezek tulajdonságai néhány szempontból rosszabbak, és nehezebben számíthatók, mint a két alaptípusé. Használatuk esetén célszerű, ha viselkedésüket valamelyik vizsgált kapcsolással próbáljuk közelíteni.

A felsorolt áramköri adatok különböző módon befolyásolják a végfokozat hatásfokát, munkaponti stabilitását, torzítását és disszipációját. A hatások egymással összefüggnek, ezért adott viszonyok mellett nem lehet minden tulajdonság szempontjából

optimális megoldást találni. A műszaki feltételek döntik el, hogy melyik optimalizálását tekintjük fontosabbnak.

1. Hatásfok

A végerősítő η_t hatásfokát egyaránt befolyásolja a munkapont és az R_E ellenállás értéke. Jellemezzük a munkapont helyét az $M = \frac{2I_E}{i_{ki\max}}$ aránnyal, ahol $i_{ki\max} = \frac{U_t}{R_t + R_E}$. Ismeretes, hogy a legjobb hatásfokot a tiszta B-osztályú beállításban ($M=0$) nyerjük. Szinuszos jellel, teljes kivezérlésnél megközelíthető az $\eta_{\max}=0,78$. Nem lesz lényeges romlás akkor sem, ha a munkapont az $0 < M < 0,15$ tartományban van. (Lásd még később a 4. pontban is.) Különösen nagyobb kivezérlésnél elenyésző a különbség.

Az R_E emitterellenállás, általa, hogy a tranzisztorok leadott teljesítményének egy részét felemészti, a hatásfokot csökkenti. Ennek eredményeként a tényleges hatásfok:

$$\eta_t = \eta \frac{R_t}{R_t + R_E}$$

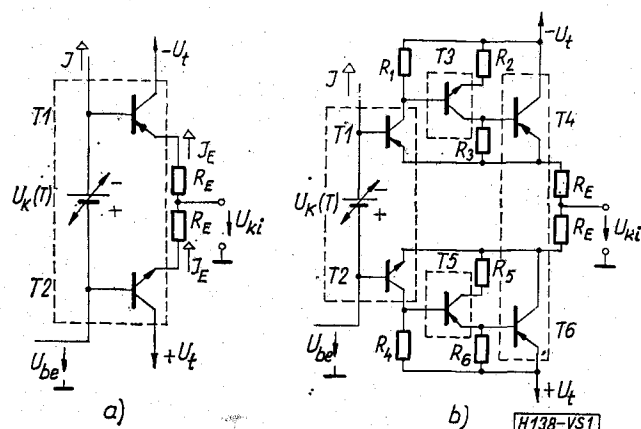
Az R_E ellenállást ebből a szempontból célszerű minél kisebbre választani ($R_E \ll R_t$).

2. Munkaponti stabilitás

Az I_E munkaponti emitteráram T környezeti hőmérséklettől való függése — tekintettel a jelentős disszipációra és a kis R_E ellenállásra — megengedhetetlenül nagy lehet. Ez hátrányos az I_E áramtól függő tulajdonságok (pl. torzítás) vagy megengedett legnagyobb környezeti hőmérséklet szempontjából. A nagy hőmérsékletfüggés termikus megfutást is eredményezhet.

A szükséges stabilizálást az 1a ábrán is jelölt U_k hőmérsékletfüggő előfeszültséggel biztosíthatjuk. A $T1$; $T2$ tranzisztorokkal közös hűtőbordára (az ábrán szaggatott vonallal jelölve) szerelt hőmérsékletfüggő elem (dióda, termisztor vagy tranzisztor) úgy változtatja a hűtőborda T_b hőmérsékletétől függően a feszültségét, hogy a tranzisztorok I_E árama lehetőleg állandó maradjon. A tranzisztorok árama a T_r réteghőmérséklettől függ, az U_k feszültséget előállító elem pedig a hűtőborda T_b hőmérsékletét érzékeli. Ez a stabilizálás szempontjából hátrányos, mert a réteghőmérséklet változása a termikus ellenállásokon leosztva jut el a hőmérsékletfüggő elemig. A leosztás mértéke:

Beérkezett: 1971. XI. 15.



1. ábra. Ellenütemű emitterkövető végfokozatok. Egyszerű komplementer-párral (a) és a Quad-triples kapcsolás egyik változata (b)

$$\gamma = \frac{T_b - T}{T_r - T}$$

A szokásos hűtési viszonyok mellett γ értéke általában 0,2–0,5 lehet. Az U_k feszültség szükséges hőmérsékletfüggését megszabja γ , R_E , valamint a $T1$, $T2$ tranzisztorok hőmérsékletfüggése, hűtése és disszipációja. Ideálisan olyan áramkörrel kellene realizálni az U_k feszültséget, melyben függetlenül szabályozható a feszültség értéke és annak hőmérsékletfüggése.

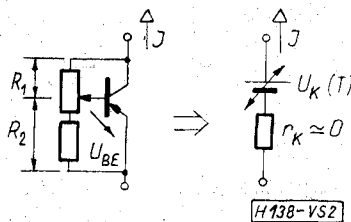
Nem ilyen ideális, de a gyakorlatban jól használható a 2. ábrán bemutatott tranzisztoros kétpólus. Belső ellenállása kicsi, általában elhanyagolható. Hőmérsékletfüggésének kedvező jellege lehetővé teszi, hogy a szobahőmérséklet ± 40 °C-os környezetében az I_E áram megváltozása néhány százalékon belül maradjon. A feszültség értéke az R_1 és R_2 ellenállások arányával változtatható. Vezessük be az ellenállások arányától függő δ mennyiséget

$$\delta = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

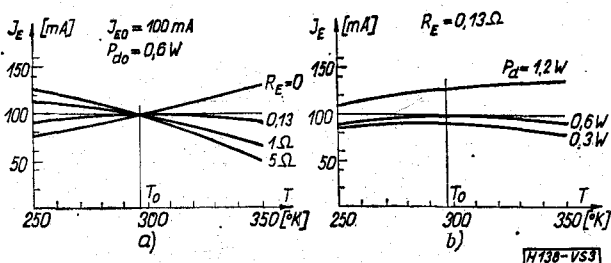
Így U_k feszültség ilyen alakban írható:

$$U_k(T_b) = \delta \cdot U_{BE}(T_b)$$

Mivel egyszerre kell biztosítani a $T1$ és $T2$ tranzisztorok I_E áramának szobahőmérsékleten előírt értékét, valamint annak minimális hőmérsékletfüggését, a két követelményből a kapcsolás két adatára kapunk felvételt. Ezek az adatok az R_E emitterellenállás, és az R_1 , R_2 ellenállásokkal beállítható δ . A [2] irodalomban részletesen megtalálhatók a méretezési összefüggések. Az I_E áram ilyen módszerrel történő beállítása viszonylag kis R_E értéknél adja a hőmérséklettől független munkapontot, ami a hatásfok szempontjából kedvező. Az optimális, és ettől eltérő R_E értékeknél, a munkaponti áram hőmérsékletfüggésének jellegét mutatja be a 3a ábra.



2. ábra. Tranzisztoros kapcsolás, és helyettesítő képe, hőmérsékletfüggő munkapontbeállításhoz



3. ábra. Egy AD 161; AD 162 komplementer-párral felépített végfokozat munkapontjának hőmérsékletfüggése

Az eddigi megállapítások vezérlés nélküli esetre vonatkoztak. Változó vezérlésnél azonban a tranzisztorok disszipációja, és ezzel a réteghőmérséklet még állandó környezeti hőmérséklet mellett is megváltozik. A további vizsgálatokhoz a vezérlőjelek két csoportját kell megkülönböztetnünk.

- a) A jel frekvenciája akkora, hogy a T_r réteghőmérséklet a tranzisztor hőtehetetlensége miatt nem tudja követni a disszipált teljesítmény pillanatértékét. Ilyenkor a két tranzisztor réteghőmérséklete azonos és a disszipált teljesítmény átlagértékétől függ.
- b) A jel pillanatértékének változása olyan lassú, hogy közben a tranzisztorok réteghőmérséklete is változik és egymástól eltérő lesz. Az egyenfeszültség-erősítők általában ilyen feltételek mellett működnek.

Az a) feltételt kielégítő vezérlésnél a vezérlőjel átlagos értékének megváltozása okoz disszipáció- és ennek következtében munkapont változást. Az ilyen okból megváltozott I_E munkaponti áram úgy mérhető, hogy az állandó amplitúdóval tartósan vezérelt erősítő bemeneti feszültségét hirtelen megszüntetjük, és egy kis tehetetlenségű (vagy digitális) műszeren az I_E áramot rögtön leolvassuk. Ha a vizsgált végfokozat vezérlés nélkül hőmérsékletfüggetlen munkapontú volt, és a tranzisztorok P_{d0} teljesítményt disszipáltak, akkor a kivezérléssel megváltoztatott disszipáció hatására a munkaponti áram a 3b ábrán bemutatott jelleggel változik. Az ábra az előbb leírt módon mérhető munkaponteltolódást mutatja.

A munkaponti áramot a T környezeti hőmérséklettől és a disszipációtól egyszerre függetlenné tenni csak $\gamma=1$ mellett lehetne. Ennek az az oka, hogy $\gamma \neq 1$ -nél a munkapontbeállító áramkör más mértékben érzékeli a T és T_r hőmérsékletek megváltozását, mint a stabilizálандó tranzisztorok. Önmagában a disszipációtól független munkapont megvalósítható. Az előbbi tranzisztoros munkapontbeállító áramkört alkalmazva, ennek feltétele, hogy δ értékét (és ezzel U_k -t is) $1/\gamma$ -szorosán növeljük. Mivel a munkaponti áram nem változhat, R_E értékét ennél nagyobb mértékben szintén meg kell növelni. Ilyen beállításnál a munkaponti I_E áram mindig erősen csökken a környezeti hőmérséklet növekedésével. A probléma megkerülhető, ha a környezeti hőmérséklettől való függetlenséget biztosítjuk a beállítással, és úgy választjuk meg a munkapontot, hogy a tranzisztorok disszipációja a kivezérléstől minél kevésbé függjön. Ennek lehetőségét a 4. pontban áttekintjük.

Ha a b) típusú lassú vezérlőjel kerül a végfokozatra, akkor a már említett réteghőmérséklet-eltérések miatt a torzitása megnövekszik. A jelenség valamennyire csökkenthető, ha a két végtranzisztor jó termikus csatolásban van egymással. Ilyen vezérlésnél is kedvező tulajdonságú az 1b ábrán bemutatott kapcsolás (Quad-triples). A $T1$, $T3$, $T4$, illetve a $T2$, $T5$, $T6$ tranzisztor-hármasok egy-egy belső erősítőt képeznek az 1a ábra szerinti kapcsolás két tranzisztor helyén. A megoldás előnyei jórészt onnan erednek, hogy a disszipáció zömét a $T4$, illetve a $T6$ tranzisztorok viselik és $T1$, $T2$ disszipációja gyakorlatilag elhanyagolható. Így a belső erősítők transzfer tulajdonságait meghatározó bemeneti tranzisztorok

réteghőmérséklete csak a környezeti hőmérséklettől függ. Ennek biztosítására a tranzisztorokat a szagatott vonalakkal jelölt elosztásban kell hűtőbordára szerelni. A $T1$, $T2$ tranzisztorok és a hőmérsékletfüggő munkapontbeállító elem közös hűtőbordára szerelve biztosítják a környezeti hőmérséklettől független munkapontot. A $T3$ és $T5$ külön hűtőbordán vannak, hogy a végtranzisztorok melegedése ne okozzon termikus pozitív visszacsatolást.

A környezeti hőmérséklettől független munkapont beállításához felhasználhatók az 1a ábra szerinti kapcsolás összefüggései [2], ha $T1$ és $T2$ hőmérsékletfüggésének és hűtésének adataival számolunk. A belső erősítők második és harmadik tranzisztorainak hatását úgy vesszük figyelembe, hogy az eredő áramerősítéssel szorzott R_E emitterellenállásokkal számolunk a tényleges érték helyett.

3. Nemlineáris torzítás

Az AB-osztályú komplementer emitterkövetők nemlineáris torzításának vizsgálatát egy nemlineáris ellenállásokat is tartalmazó váltakozóáramú helyettesítő kép segítségével végezzük el (4. ábra). A végfokozatot u_g forrásfeszültségű R_g belső ellenállású meghajtó fokozat táplálja. Bemeneti árama i_{ki}/B értékű, ahol B a fokozat áramerősítése. Annak érdekében, hogy az egész helyettesítő képben csak az i_{ki} áram szerepeljen, az áramerősítést az R_g ellenállás ugyanilyen mértékben való csökkentésével vesszük figyelembe. A végfokozat tranzisztorainak bázis-emitter feszültsége és az R_E ellenálláson eső feszültség, az i_{ki} áram pillanatértékétől függően változik. Az eredő feszültségváltozást az R_d ellenálláson létrejövő feszültségesséssel helyettesítjük.

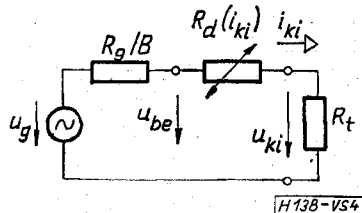
$$R_d = \frac{u_{be} - u_{ki}}{i_{ki}}$$

Az R_d ellenállás a tranzisztorok $U_{BE}=f(I_E)$ karakterisztikája miatt nemlineáris. Értéke a kapcsolás paraméterein kívül függ i_{ki} -től is. A generátor forrásfeszültségére vonatkoztatott feszültségátvitel a helyettesítő kép alapján így írható:

$$\frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{R_t}{R_t + R_d(i_{ki}) + \frac{R_g}{B(i_{ki})}}$$

A nemlineáris torzítást okozó $R_d(i_{ki})$ és $B(i_{ki})$ függvények ismeretében az átvitel linearitási hibája meghatározható.

A B áramerősítés i_{ki} áramtól függésének egyik legfontosabb oka a két végtranzisztor (vagy a belső



4. ábra. Helyettesítő kép a végfokozat nemlineáris torzításának meghatározásához

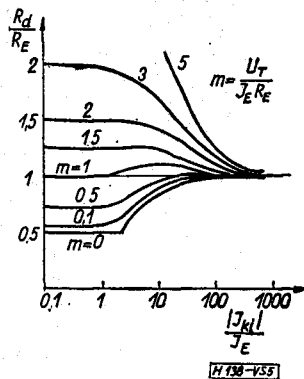
erősítők) eltérő áramerősítése. Ennek kiküszöbölésére $T1$ és $T2$ tranzisztorokat mindkét típusú kapcsolásnál azonos B -re kell válogatni. Az 1b kapcsolásnál ezenfelül az eredő áramerősítést is azonosra kell beállítani, de ez már az R_1, R_3 illetve R_4, R_6 ellenállások változtatásával is elvégezhető.

A négy tranzisztorból álló komplementer és kvázi-komplementer kapcsolásoknál bonyolultabb a helyzet. A két fél áramerősítésének itt is azonosnak kell lenni. Az $R_d(i_{ki})$ nemlinearitásra vonatkozó alábbi megállapítások azonban, néhány kivételtől eltekintve nem használhatók, mert a kapcsolások nem vezethetők vissza az 1a ábra szerinti elrendezésre.

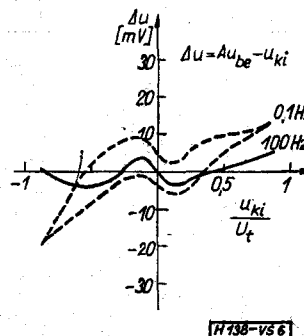
Teljesen szimmetrikus $T1, T2$ komplementer-párt feltételezve, az R_d ellenállás relatív értékének a kimeneti áramtól való függését mutatja az 5. ábra. Az ellenállás változási tartományát jelentősen befolyásolja a munkapontra jellemző m paraméter. A legkisebb torzítást az $m=1-1,5$ munkapontok adják (U_T a termikus potenciál). Tehát szobahőmérsékleten az $I_E \cdot R_E$ feszültségnek 26-40 mV között kell lenni. Figyelemre méltó a torzítás jellegét meghatározó m tényező hőmérsékletfüggése:

$$m = \frac{U_T}{I_E R_E} = \frac{T_r}{I_E} \frac{k}{q R_E}$$

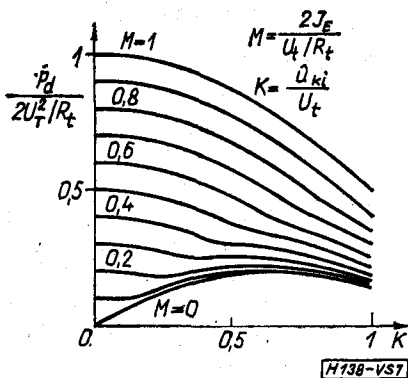
Ha a munkaponti áram arányosan változik az abszolút hőmérsékletben mért T_r réteghőmérséklettel, akkor a torzítás hőmérséklettől független. Természetesen ez akkor igaz, ha mindkét tranzisztor réteghőmérséklete azonos.



5. ábra. Az R_d ellenállás változása a kivezérés függvényében



6. ábra. Egy AD 161; AD 162 komplementer-párral felépített végfokozat linearitási hibája közepes- és kismérfrekvencián



7. ábra. Ellenütemű erősítő egyik tranzisztorán disszipált teljesítmény szinuszos vezérlésnél, a kivezérlés és a munkapont függvényében

Az R_d ellenállás nemlinearitása, illetve a B áram-erősítés változása, különböző súllyal befolyásolják az eredő linearitási hibát. A súlyozás az ellenállások egymásközi viszonyától függ. Kis R_t és R_g ellenállásoknál a bázis-emitter karakterisztika miatt nemlineáris R_d dominál. Az ebből adódó torzítás angol elnevezése a „crossover distortion”.

Ha a mérendő torzítás, vagy a mérési frekvencia kicsi ($k < 0,1\%$, illetve $f < 10$ Hz), akkor a szokásos, torzításmérővel való mérés nem alkalmazható. Pozitív erősítésű rendszeren ilyen körülmények között is jól mérhető a linearitási hiba. A módszer lényege, hogy nagy közös jeleinyomású differenciál erősítő oszcilloszkóppal a kimeneti és bemeneti feszültségek különbségét rajzoljuk fel az ernyőre, a kimeneti feszültség függvényében. Ha a vizsgált rendszer erősítése eltér az egységtől, akkor a nagyobbik feszültség ilyen mértékben leosztott részével képezük a különbséget. Ezzel a módszerrel végzett mérések eredménye látható a 6. ábrán. A vizsgált egyszerű komplementer végfokozat linearitási hibája alacsony frekvencián közelítőleg négyeszeresére nőtt. Hasonló méréssel az 1b ábrán bemutatott végfokozatnál a torzítás növekedése kis frekvencián nem észlelhető.

A tapasztalatok szerint a végfokozat torzítása olyan kis szintre is leszorítható, hogy a meghajtó fokozat (szokás szerint földelt emitteres, nagy kivezérlésű aszimmetrikus kapcsolás) torzítása alá csökken. Váltakozóáramú erősítőknél a meghajtófokozat linearitását kollektorköri feszültség-utánhúzással szokták javítani. Nagyon igényes esetekben javasolható a [4] irodalomban ismertetett megoldás. Ez földelt emitteres ellenütemű végfokozatot és különleges megoldású meghajtóáramkört használ.

4. A disszipáció változása

Vizsgálataink utolsó részeként a munkapontnak a disszipáció változására gyakorolt hatásával foglalkozunk. A 7. ábrán láthatjuk az egy tranzisztoron disszipált teljesítmény relatív értékének változását a munkapont és kivezérlés függvényében. A görbesereg az a) pontban előírt frekvenciájú szinuszos vezérlésre vonatkozik. A legkisebb, de relatív nagyon változó disszipált teljesítménnyel a B -osztályú beállítás ($M=0$) dolgozik. Számunkra sokkal kedvezőbb lehet az $M \approx 0,2$ munkapont, mert ennél a disszipált teljesítmény még alig nagyobb, ugyanakkor a teljes kivezérlési tartományban mérhető ingadozása nem éri el a $\pm 10\%$ -ot.

A leadott teljesítmény nem függ a munkaponttól, tehát a nagyobb disszipáció rosszabb hatásfokot (η) jelent. Ha a körülmények lehetővé teszik a $M \approx 0,2$ munkapont beállítását, akkor ezzel a kivezérlés váltakozásakor létrejövő munkaponteltolódás változó áramú erősítőknél minimálisra csökkenthető.

I R O D A L O M

- [1] Oppermann, W.: Probleme bei eisenlosen Endstufen, Funkschau. 1969. No 16.
- [2] Varga S.: Teljesítményerősítők végtranzisztorainak munkaponti stabilitása. Mérés és Aut. XIX. (1971) 8. sz. (aug.)
- [3] Oliver, B. M.: Distortion in Complementary-Pair Class-B Amplifiers. Hewlett-Packard Journal. 1971. febr.
- [4] Blomleg, P.: New Approach to Class B Amplifier Design. Wireless World. 1971. march. (127—131. old.)