

Bipoláris tranzisztoros erősítőfokozatok linearitási kérdései

ETO: 621.375.4.018.78

Az aktív eszközök erősítő üzemű működésre alkalmas ún. aktív tartománya véges. Az egyes jellemzők közötti kapcsolat azonban még ebben a tartományban sem lineáris. Ha az eszköz munkapontját az aktív tartományon belülről választjuk és a vezérlés során fellépő pillanatnyi munkapontok sem esnek a lezárási vagy telítési tartományba (nincs vágás jellegű torzítás), akkor a nemlineáris függvényeket a munkapont környezetében jól konvergáló hatványsorral közelíthetjük. Megfelelően beállított differenciálerősítőnél az „aktív” tartományt mindkét irányú vezérlésnél egyforma jelleggel az egyik tranzisztor lezárása határozza. A kimeneti áram-bemeneti feszültség transzfer függvényt vizsgáljuk, a kimeneti feszültség a terhelőimpedancia ismeretében ebből meghatározható.

Az emitterkövető vagy földelt emitteres jellegű kapcsolás, valamint a differenciálerősítő alapkapcsolás linearitási tulajdonságainak meghatározásával kis torzítású fokozatok kialakítási szempontjaira is következtetni lehet.

A továbbiakban kellően lassú változásokat tételezünk fel (a tranzisztor pillanatnyi jellemzői az előző állapotaitól függetlenül csak a vezérléstől függenek). A tranzisztor kimeneti vezetését és visszahatását elhanyagoljuk és feltételezzük, hogy olyan áramtartományban működik, melyben transzfer karakterisztikája

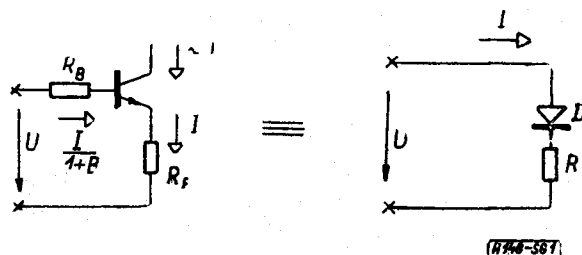
$$I_e \approx I_d \exp(U_{be}/U_T) \quad (1)$$

összefüggéssel írható le. $U_T = kT/q$ a temperatúra-feszültség (szobahőmérsékleten ≈ 26 mV), I_d pedig állandó hőmérsékleten a karakterisztikára jellemző konstans. Az emitter- és kollektoráramot (a bázisköri ellenállás transzformációját kivéve, lásd később), valamint a B sztatikus, és β dinamikus áramerősítési tényezőt azonos értékeknek tekintjük. Az 1. ábra helyettesítő képének R ellenállása, ha az ellenállás-áram nemlineáris függvény sorából a lineáris tagot vesszük csak figyelembe:

$$R = R_E + \frac{R_B + r_{bb'}}{1 + \beta} \approx R_0 + K(I_e - I_0)$$

ahol I_0 a munkaponti áram, $R_0 = R_E + \frac{R_B + r_{bb'}}{1 + \beta_0}$, $r_{bb'}$ a belső bázisellenállás és

$$K \approx -\frac{R_B + r_{bb'}}{\beta_0^2} \cdot \frac{d\beta}{dI_c} \Big|_{\beta_0}$$



1. ábra

Itt az áramerősítési tényező munkapontfüggésére az alábbi közelítést használtuk:

$$\beta \approx \beta_0 + \frac{d\beta}{dI_c} \cdot \Delta I_c \quad (2)$$

A fentiek figyelembevételével:

$$U = U_T \left\{ \ln(I_c/I_0) + \frac{I[R_0 + K(I_c - I_0)]}{U_T} \right\} + U_{BO}$$

Hatványsorba fejtve [4] szerint:

$$\frac{dU}{dI_c} \Big|_{I_0} = \frac{U_T}{I_0} + R_0 + KI_0; \quad \frac{dI}{dU} = a_1 = \frac{1}{\frac{U_T}{I_0} + R_0 + KI_0}$$

$$\frac{d^2U}{dI_c^2} \Big|_{I_0} = -\frac{U_T}{I_0^2} + 2K$$

és mivel

$$\frac{d^2y}{dx^2} = -\frac{d^2x}{dy^2} \left(\frac{dy}{dx} \right)^3,$$

így

$$\frac{1}{2} \frac{d^2y}{dx^2} = a_2 = \frac{1}{2} \left(\frac{U_T}{I_0^2} - 2K \right) \frac{1}{\left(\frac{U_T}{I_0} + R_0 + KI_0 \right)^3}$$

Így meghatároztuk az $I - I_0 = a_1 u + a_2 u^2$ hatványsor együtthatói közül az első kettőt.

Ha $u = U \cos \omega t$, akkor a kimeneti áram második harmonikus torzítási tényezője $\left(k_2 = \frac{I_{2\omega}}{I_0} \right) r_e = U_T/I_0$

és $b = U/U_T$ helyettesítéssel:

$$k_2 = \frac{U}{4U_T} \cdot \frac{r_e^2 - 2KU_T}{\left(r_e + R_0 + K \frac{U_T}{r_e} \right)^2} = \frac{b}{4} \cdot \frac{r_e^2 - 2KU_T}{\left(r_e + R_0 + K \frac{U_T}{r_e} \right)^2} \quad (3)$$

Ha $k_2 \ll 1$ és $|KU_T| \ll r_e^2$, akkor a bázis és emitter közé kerülő feszültség csúcserőértéke közelítőleg

$$U_{be} \approx \frac{r_e}{r_e + R_0} U,$$

vagyis

$$k_2 \approx \frac{U_{be}}{4U_T} \cdot \frac{r_e}{r_e + R_0} = \frac{U_{be}}{4U_T} \frac{1}{1 + \frac{R_0}{r_e}} \quad (4)$$

Azonos U_{be} vezérlőfeszültség-változáshoz ugyanakkora kollektoráram-változás tartozik. Így (4) alapján nyilvánvaló, hogy ha az áramerősítési tényező áramfüggése elhanyagolható, akkor az azonos kimeneti szinthez tartozó torzítás R_0 növelésével közel fordított arányban csökken. Ha a jelet a kollektor-körből vesszük le, akkor ugyanilyen arányban csökken a meghajtó generátortól értelmezett erősítés is. A (3) összefüggés alapján az is nyilvánvaló, hogy ha K pozitív, vagyis abban a tartományban vagyunk, ahol β az áram növelésével csökken, akkor lehetséges $k_2 \approx 0$, ha a számláló értéke nulla.

Emitterkövető esetén R_E értékének növelésével az erősítés nem csökken, hanem 1-hez tart, így a torzítás ebben az esetben általában kicsi.

Differenciálerősítőre (2. ábra) csak feszültségvezérlés esetére $r_{bb'}$ -t is elhanyagolva vizsgáljuk meg a helyzetet. Egyforma tranzisztorokat feltételezve:

$$I_{c1} = \frac{I_0}{1 + \exp(-u/U_T)} \quad \text{és} \quad I_{c2} = \frac{I_0}{1 + \exp(u/U_T)},$$

ahol u a két bemenet közötti feszültségekülönbség és I_0 az áramgenerátor árama.

Sorbafejtve a [2] cikk szerint:

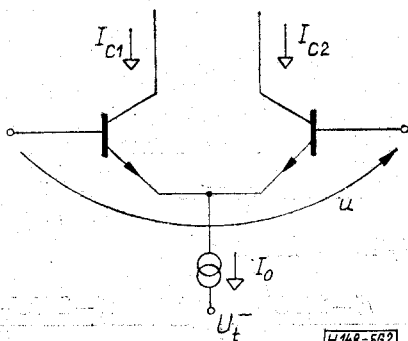
$$\frac{I_{c1} - I_{c2}}{I_0/2} = x - \frac{x^3}{12} + \frac{x^5}{120},$$

ahol

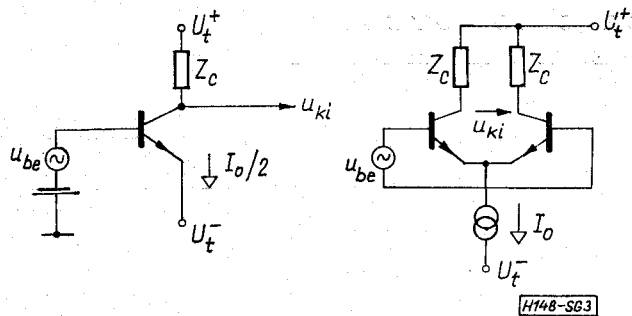
$$x = \frac{u}{U_T}.$$

Legyen x általánosan $d + b \cos \omega t$ alakú (d a normalizált egyenértékű offset-feszültség).

1. $d=0$ esetén $k_2=0$ és $k_3=b^2/48$



2. ábra



3. ábra

2. $d \leq 1$ és $b \leq 1$ esetén a sor alapján kapott különböző frekvenciájú áramkomponensek közelítőleg:

$$\omega \text{ frekvenciás: } b - 1/4d^2b - 1/16b^3$$

$$2\omega \text{ frekvenciás: } 1/8db^2$$

$$3\omega \text{ frekvenciás: } 1/48b^3$$

Az eredő torzítási tényező tehát:

$$k \approx \frac{b}{8} \frac{\sqrt{d^2 + b^2/36}}{1 - d^2/4 - b^2/16} \quad (5)$$

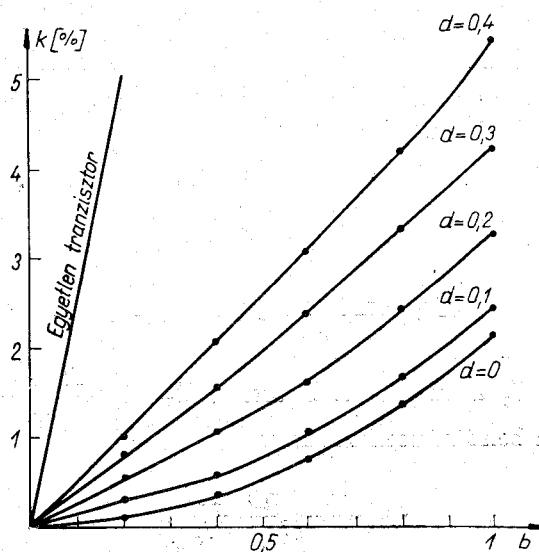
(5) alapján $d^2/4 + b^2/16 \ll 1$ közelítéssel:

$$k \approx \frac{b}{8} \sqrt{d^2 + b^2/36}. \quad (6)$$

Az $I_0/2$ munkaponti áramra beállított Z_c kollektorimpedanciájú földelt emitteres kapcsolás erősítése megegyezik az I_0 összárámú, Z_c kollektorimpedanciájú, szimmetrikus kimenetű differenciál-erősítőével (3. ábra):

$$|A| = \left| \frac{u_{ki}}{u_{be}} \right| = \frac{I_0 |Z_c|}{2U_T}.$$

Így a feszültségvezérelt fokozatok bemeneti szinttől függő torzítása a fenti megfeleltetések biztosítása mellett, valós terhelés esetén, a kimeneti szinttől való függésre is jellemző.



4. ábra

A torzítási tényezőt szimmetrikus beállítású és „felborított” differenciálerősítő és egyszerű tranzisztoros fokozat esetére a normalizált bemeneti feszültség (b) függvényében (6) alapján közelítőleg a 4. ábra mutatja. Az eredmény úgy lenne pontosítható, ha a konvergencia gyorsítása érdekében a sorbafejtést a felborult munkapontban végeznénk. A 4. ábra görbéi kis argumentumokra így is pontosak, növekvő argumentumokra az eredmény jellegre helyes, de hibája nagyobb. A d paraméter jó közelítéssel a két munkaponti áram relatív eltérését is megadja. Látható, hogy a differenciálerősítő az egytranzisztoros megoldáshoz képest sokkal lineárisabb. Másrészt a differenciálerősítőnél már viszonylag kis d értéknél is a második harmonikus fog dominálni, így a „felborult” differenciálerősítő torzítás szempontjából annak ellenére kedvezőtlen, hogy I_w értéke (és ezzel az erősítés) nem csökken jelentősen [6].

Aszimmetrikusan kivéve a jelet az eddigi megfontolások továbbra is érvényesek (minden komponens az itt szereplőnek fele lesz).

Bázis- és egyedi emitterköri — a két oldalon lehetőleg egyforma — ellenállások alkalmazásával a karakterisztika linearitása az erősítés csökkenése mellett az egyszerű tranzisztoros fokozathoz hasonlóan javítható [5].

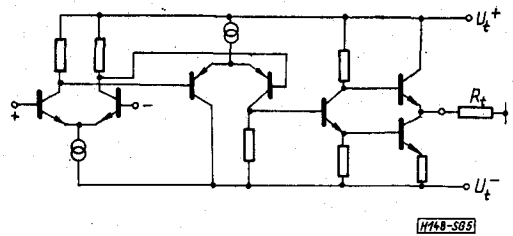
Összetett rendszerek eredő torzítása még visszacsatolás nélkül sem határozható meg egyszerűen a résztorzításokból, másrészt a bemeneti impedancia sem lineáris, tehát egy-egy fokozat terhelőimpedanciája is a vezérlésnek megfelelően változik. Elvileg a teljes rendszer eredő transzfer karakterisztikájának ismerete lenne szükséges. A számítás lényegesen bonyolultabb lesz, ha a frekvenciafüggő viselkedést illetően a visszacsatolás hatását is figyelembe kell venni. Mindenesetre az eddigiek alapján nyilvánvaló néhány szempont:

1. R növelésével (áramvezérléshez történő közeledés) állandó kimenőszint mellett a torzítási tényező csökken. R igen nagy értékénél már figyelembe kell venni I_c és I_E különbözőségét is.

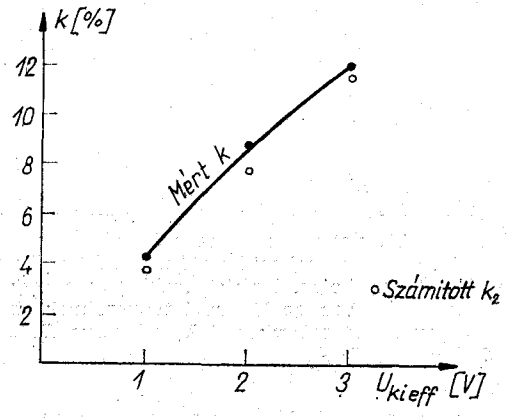
2. A kiegyenlített differenciálerősítő torzítás szempontjából feszültségvezérlésnél igen kedvező az egyszerű fokozathoz képest. Ha a munkaponti áramok különböznek, a torzítás jelentősen megnő.

3. A használt módszer és az itt meghatározott hatványsorok más kérdések (pl. keresztmoduláció) vizsgálatára is alkalmasak.

4. Kis torzítású fokozatok kaszkádba kapcsolása jó linearitású áramkört eredményez. Erre mutat példát az 5. ábra kapcsolása, mely differenciálerősítőket és nagy emitterellenállásokat tartalmazó A-



5. ábra



6. ábra

osztályú fokozatokat tartalmaz, így visszacsatolás nélkül is igen kis torzítású.

5. Ha a teljes erősítőlánc nemlinearitása alapvetően valamely fokozatának nemlineáris viselkedésére vezethető vissza, akkor a torzításviszonyok jó közelítéssel meghatározhatók. Ennek szemléltetésére a 6. ábra a visszacsatolás nélkül működtetett AH 1 típusú HIKI gyártmányú vékonyréteg erősítő kapcsolási rajzának [3] felhasználásával a számított és a mért torzításértékeket mutatja a kimenőszint függvényében.

IRODALOM

- [1] Mönicke: Dimensionierungsfragen beim Entwurf klirrarmer Transistorverstärker. NTZ 1966/5.
- [2] Frater: Accurate Wideband Multiplier-Square-Law Detector. The Review Scientific Instruments 1964/7.
- [3] AH-1 műveleti erősítő adatlap. HIKI. 1971.
- [4] Simon Gyula: Integrált áramköri műveleti erősítők. Egyetemi doktori értekezés (1971).
- [5] Zólyom Imre: A differenciálerősítő elemzése a nagyfrekvenciás integrált áramkörökben való alkalmazhatósága szempontjából. Híradástechnika, 1970/9.
- [6] Simon Gyula: Vékonyréteg integrált áramköri műveleti erősítők konstrukciós kérdései. Mikroelektronikai alkatrész anketon elhangzott előadás (1971).