ANALÓG SZORZÓK

Korábban is találkoztunk ugyan olyan áramköri megoldásokkal, amelyek valamilyen módon szoroztak, de az egyik tényező eddig mindig állandó volt. Az analóg szorzók feladata ezzel ellentétben az, hogy két időben változó jel, azaz két változó mennyiség szorzatát állítsák elő.

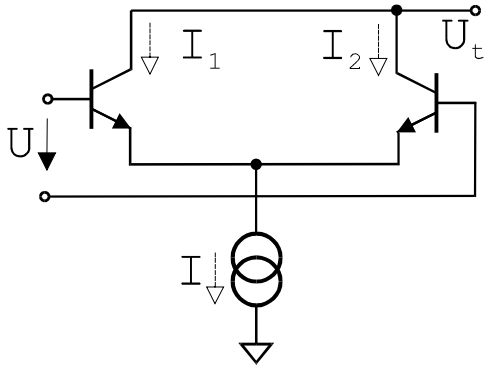
A szorzó kapcsolások megvalósítására több módszer is lehetséges. Tekintsük például a következő matematikai trükköt:

$$(a + b)^2 - (a - b)^2 = 4ab$$

A szorzás így elvégezhető, ha van két négyzetre emelő, egy összeadó és egy kivonó kapcsolásunk. A következőkben a differenciálerősítőt alkalmazó megoldásokat tárgyaljuk.

ANALÓG FESZÜLTSÉG SZORZÓ

A bipoláris tranzisztor kollektoráramának megváltozása arányos a bemeneti feszültségváltozás és a munkaponti kollektoráram szorzatával. A karakterisztika ezen tulajdonságát az ábrán látható differenciálerősítőt alkalmazva szorzásra használhatjuk.



1. ábra Differenciálerősítő

Ha $U = 0$ mellett pozitív I áramot adunk az áramkörre, akkor mindkét tranzisztoron egyenlő értékű áram folyik. Ha U pozitív, akkor T_2 kollektor árama nő és T_1-é csökken. A kollektoráramok különbsége annál nagyobb, minél nagyobb az emitteráram, azaz minél nagyobb U abszolút értéke. Feltételezhetjük, hogy az áramok különbsége legalábbis $U \cdot I$-vel arányos. A pontosabb számításhoz határozzuk meg a differenciálerősítő áramviszonyait:

$$I_1 = \frac{I}{2}\left(1 + th\,\frac{U}{2U_T}\right).$$

$$I_2 = \frac{I}{2}\left(1 - th\,\frac{U}{2U_T}\right).$$

Felírhatjuk az alábbi egyenletet:

(1.2) $$I_1 - I_2 = I\ th\left(\frac{U}{2U_T}\right).$$

A tangens hiberbolikusz függvény sorbafejtése után az egyenlet (csak a négynél kisebb kitevőjű tagokat véve figyelembe) az alábbiak szerint alakul:

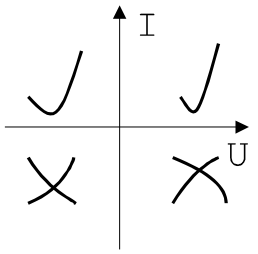
(1.3) $$I_1 - I_2 = I\left(\frac{U}{2U_T} - \frac{U^3}{24U_T^3}\right).$$

ebből:

(1.4) $$I_1 - I_2 \approx \frac{IU}{2U_T} \qquad \text{ha} \quad |U| << U_T.$$

A kapcsolás helyes működése érdekében feltétel, hogy I mindig pozitív legyen, miközben U pozitív és negatív is lehet. Emiatt ezt a szorzót két síknegyedes szorzónak nevezzük.

Az eredményben nem pontosan a bemenetek szorzatát, hanem egy azzal arányos mennyiséget kaptunk. Az arányossági tényező a szorzó K *skálatényezője.*



2. ábra Két síknegyedes szorzó bemenetei

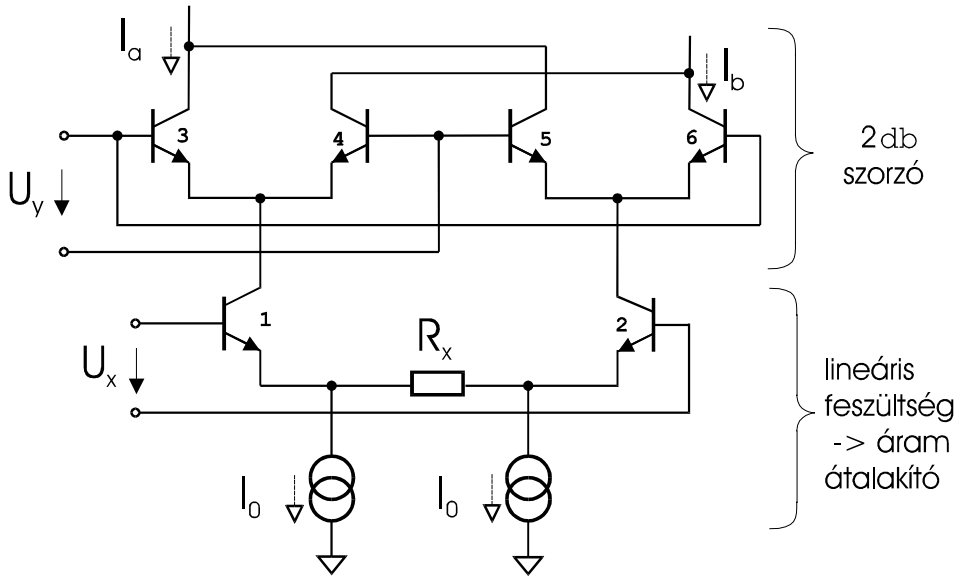
NÉGY SÍKNEGYEDES SZORZÓ

Az előbb bemutatott két síknegyedes szorzó esetében az xy szorzatban az egyik tényező, I nem lehet negatív. Ezt a megkötést kiküszöbölendő, egy cselt alkalmazunk:

$$y(1+x) - y(1-x) = 2xy$$

ahol $|x| < 1$ esetén mind az (1+x), mind az (1-x) argumentum pozitív lesz.

Ezen az elven építhetünk négy síknegyedes szorzót, mégpedig úgy, hogy az előbbi két síknegyedes kapcsoláshoz még egy differenciálerősítőt kapcsolunk párhuzamosan, amelynek megfelelő bemeneteire U_y-t ellenkező polaritással kapcsoljuk rá. Az így párhuzamosan kapcsolt differenciálerősítők áramát egy újabb differenciálerősítővel vezéreljük, mely így előállítja az 1+x-et és az 1-x-et jelképező áramokat. Így mindkét bemeneti feszültség tetszőleges lehet. A következő kapcsolás a fentiek alapján készült:



3. ábra Négy síknegyedes szorzó

A kapcsolás alsó részén látható, T1-ből és T2-ből álló áramkör egy (közel) lineáris feszültség-áram átalakító. A T1 és T2 kollektorán folyó áramok a matematikai elvben szereplő 1+x-et és 1-x-et jelképezik. Ez a két áram veszi át *I* szerepét a két párhuzamosan kapcsolt differenciálerősítőnél a kapcsolás felső részében. Mivel U_y -t ellentétes polaritással vezetjük rá az egyes differenciálerősítőkre, ezért y(1+x)-nek és y(1-x)-nek a különbségét

kapjuk, amely az egyik kimeneti áramhoz hozzáadódik, a másikból kivonódik. E két kimeneti áram különbségét képezve a két síknegyedes szorzó karakterisztikájára emlékeztető eredményt kapunk, ám itt mindkét bemeneti érték feszültség, amely ugyanúgy lehet pozitív, mint negatív. Mivel az U_x-et árampárrá átalakító kapcsolás U_x széles tartományában lineáris, ezért ezt a kapcsolást egyik bemenetén linearizált négy síknegyedes szorzónak nevezzük.

A négy síknegyedes szorzó ábrájában az áramok értékei a következők:

$$I_1 = I_0 + \frac{U_x}{R_x} \quad I_2 = I_0 - \frac{U_x}{R_x}$$

$$I_3 = \frac{1}{2} I_1 \left(1 + th \frac{U_y}{2U_T}\right) = \frac{1}{2}\left\{I_0 + \frac{U_x}{R_x} + I_0 th \frac{U_y}{2U_T} + \frac{U_x}{R_x} th \frac{U_y}{2U_T}\right\}$$

$$I_4 = \frac{1}{2} I_1 \left(1 - th \frac{U_y}{2U_T}\right) = \frac{1}{2}\left\{I_0 + \frac{U_x}{R_x} - I_0 th \frac{U_y}{2U_T} - \frac{U_x}{R_x} th \frac{U_y}{2U_T}\right\}$$

$$I_5 = \frac{1}{2} I_2 \left(1 - th \frac{U_y}{2U_T}\right) = \frac{1}{2}\left\{I_0 - \frac{U_x}{R_x} - I_0 th \frac{U_y}{2U_T} + \frac{U_x}{R_x} th \frac{U_y}{2U_T}\right\}$$

$$I_6 = \frac{1}{2} I_2 \left(1 + th \frac{U_y}{2U_T}\right) = \frac{1}{2}\left\{I_0 - \frac{U_x}{R_x} + I_0 th \frac{U_y}{2U_T} - \frac{U_x}{R_x} th \frac{U_y}{2U_T}\right\}$$

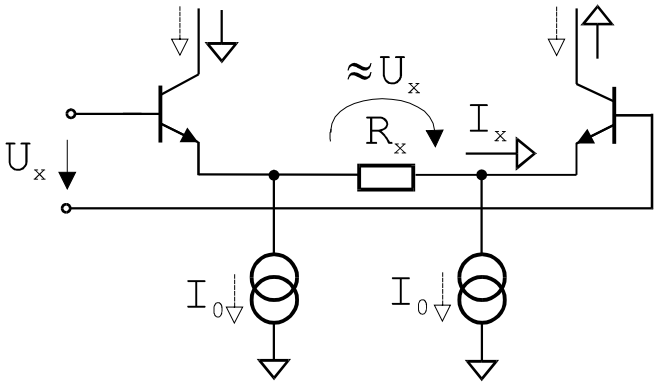
A fentiek alapján kapjuk a kimeneti I_a és I_b áramokat:

$$I_a = I_0 + \frac{U_x}{R_x} th \frac{U_y}{2U_T}$$

$$I_b = I_0 - \frac{U_x}{R_x} th \frac{U_y}{2U_T}$$

A LINEÁRIS FESZÜLTSÉG->ÁRAM ÁTALAKÍTÓ

Az (1+x) és (1-x) előállításához a fenti kapcsolásban a bemenet csak feszültség alakjában áll rendelkezésre, ezért van szükség az feszültségről áramra történő konverzióra. Természetesen szeretnénk minél lineárisabb átalakítási karakterisztikát elérni. A következő ábra mutatja a négy síknegyedes szorzóban is használt megoldást:



4. ábra Lineáris feszültség-áram átalakító

A karakterisztika linearizálása az ellenállás feladata:

$$U_x = U_{BE1} + I_x R_x - U_{BE2} = I_x R_x + \left(U_{BE1} - U_{BE2}\right)$$

Itt az $\left(U_{BE1} - U_{BE2}\right)$ tag elhanyagolható, ha az ellenállásra $R_x >> r_d$ érvényes.

A két áramforrás eleve átküld valamekkora áramot az emittereken, ezért az I-k korlátain belül maradva tetszőleges polaritású U_x mellett nyitóirányú áram folyik rajtuk. A tranzisztor

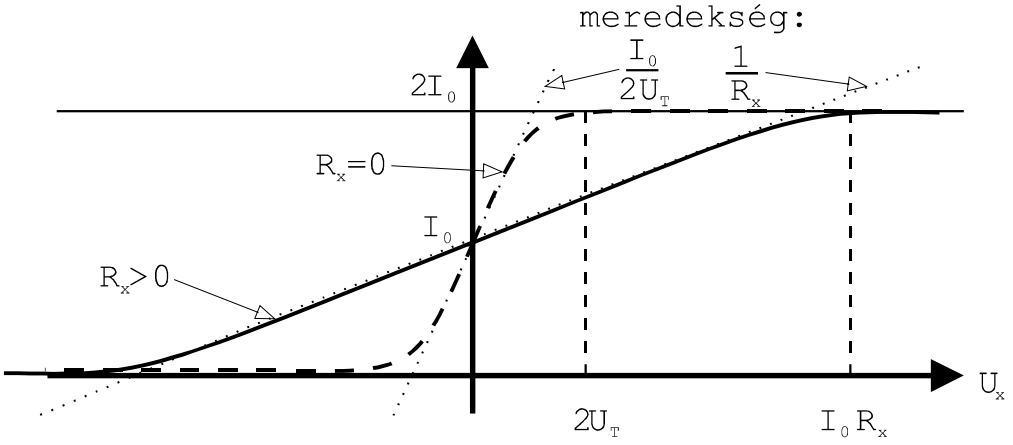
nem zár le, tehát érvényes marad a felírt összefüggés (ami lezárt tranzisztornál teljesen másképp nézne ki).

A feszültségkorlátot az alábbi egyenletek határozzák meg:

$|I_x| < I_0$ (A tranzisztor helyes működésének feltétele)

$$I_x \approx \frac{U_x}{R_x} \quad \Rightarrow \quad |U_x| < R_x I_0$$

A differenciálerősítő karakterisztikáját az alábbi ábra mutatja:



5. ábra Differenciálerősítő karakterisztikája

A szaggatott vonal az R_x ellenállás nélküli, a folytonos vonal az R_x ellenállással kapható karakterisztikát mutatja. I_0 növelésével a szaggatott vonalú karakterisztika megnyúlik, $I_0/2U_T$ meredeksége megváltozik. Ennek oka az, hogy r_d-t vezéreljük I_0-lal. I_0 növelésekor ugyanabban a szűk tartományban marad a karakterisztika lineáris az U_x tengelyen. Ez a lineáris rész ilyenkor igen keskeny.

Az R_x-szel linearizált kapcsolás helyes méretezése esetén viszont a differenciálerősítő két tranzisztorának B-E feszültség-különbsége elhanyagolhatóan kicsi az U_x bemeneti feszültséghez képest. Ebben az esetben a karakterisztika meredeksége $1/R_x$ konstans, így az R_x ellenállás széthúzza azt az U_x tartományt, ahol a lineáris közelítés használható.

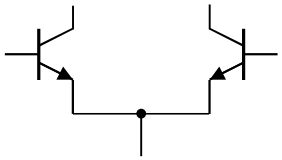
Vezérlés esetén az R_x-en folyó áram az egyik tranzisztor áramához hozzáadódik, a másikéból pedig kivonódik (1+x, 1-x).

Két fontos megjegyzés a négy síknegyedes szorzó kapcsolásához:

- U_x és U_y bemenetek közül egyik sem jut ki közvetlenül a kimenetre, csak kettőjük szorzata jelenik meg. Ezt a kapcsolást ezért *kiegyenlített* szorzónak nevezzük. Ha a szorzaton kívül a bemenetekkel arányos tagok is megjelennek, akkor a szorzó *kiegyenlítetlen*.
- A kapcsolás csak az egyik bemenetről, U_x-ről linearizált. U_y bemenetről nem lineáris a szorzó (ezen próbálunk majd segíteni a következőkben).

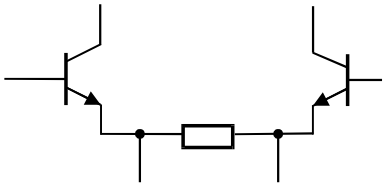
NÉGY SÍKNEGYEDES MINDKÉT BEMENETÉN LINEARIZÁLT SZORZÓ

Mi a problémánk? Az alábbi két tranzisztorból álló kapcsolás szoroz, de nem lineáris:



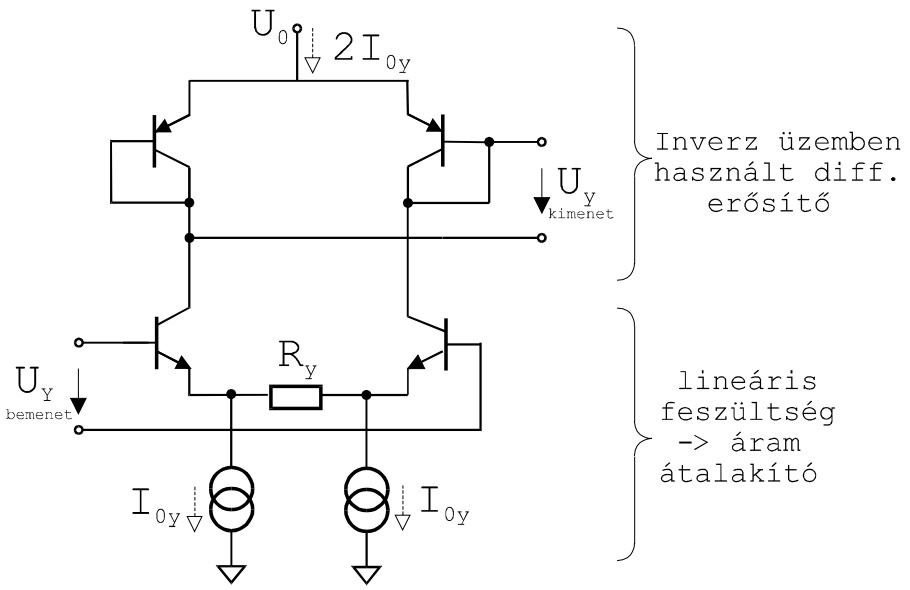
6. ábra Nem lineáris szorzó kapcsolás

A következő kapcsolás viszont lineáris, de nem szoroz:



7. ábra Lineáris, nem szorzó kapcsolás

A kiutat az inverz karakterisztikával történő elő-torzítás jelenti. (Az inverz nemlineáris elő-torzítás, és az áramkör torzításának hatása kiegyenlíti egymást, így kapunk közelítőleg lineáris eredményt).



8. ábra Linearizáló előtorzítás a négy síknegyedes szorzó bemenetére

A fenti kapcsolás egy előáramkör lesz a négy síknegyedes szorzóhoz, ami az előtorzítást fogja elvégezni. Az eredeti U_y bemenetet most az ábra bal oldalára adjuk rá (megkülönböztetésül nagy Y-nal, U_Y-nak jelöltük), és az előáramkör jobb oldalán megjelenő kimenetet engedjük tovább a szorzó bemenetére.

Az előtorzításra szolgáló kapcsolásban az alsó lineáris feszültség-áram átalakító kimeneti áramát a felette levő differenciálerősítőre kényszerítjük. A felső differenciálerősítőt inverz üzemmódban használjuk; a C-B összeköttetéseken át a kimenet önmagát vezérli. Ennek megfelelően a két bázis közti feszültségkülönbség a feszültség-áram átalakítókkal a felső

tranzisztorokra kényszerített áramnak olyan függvénye lesz, amely az egyszerű differenciálerősítőének pontosan az inverze.

Az alsó és a felső differenciálerősítő árama egyenlő:

$$\overbrace{I_{0y}\left(1+th\frac{U_y}{2U_T}\right)}^{felsõ\ diff.er.} = \underbrace{I_{0y}+\frac{U_Y}{R_y}}_{alsó\ diff.er.}$$

Ebből az egyenletből kellene U_y-t kifejezni, majd a négy negyedes szorzó kimeneti áramainak (I_a és I_b) korábban megkapott képletébe helyettesíteni. Az ottani áramok képletében azonban $th\left(U_y\right)$ szerepel, ezért itt is elég csak tangens hiberbolikusz függvényeként kifejezni U_y-t, és így helyettesíteni:

$$th\frac{U_y}{2U_T}=\frac{U_Y}{R_yI_{0y}}$$

és korábban láttuk, hogy $$I_a = I_0 + \frac{U_x}{R_x}\, th\, \frac{U_y}{2U_T}$$

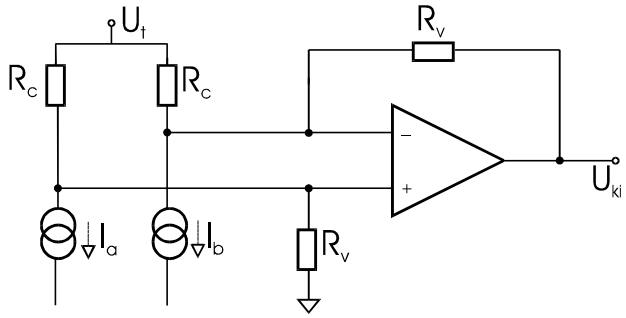
a két egyenletből ezt kapjuk: $$I_a = I_{0x}+\frac{U_xU_Y}{R_xR_yI_{0y}}$$

A végeredmény tehát valóban lineáris.

A kivezérlés határát akkor érjük el, ha a tranzisztorok közül valamelyik lezár. (Akkor zár le, ha nagyobb lenne az ellenirányú áram, mint amennyivel az áramgenerátor előfeszítette a B-E átmeneteket.)

$$\left|U_x\right| < I_{0x}R_x \text{ és } \left|U_Y\right| < I_{0y}R_y$$

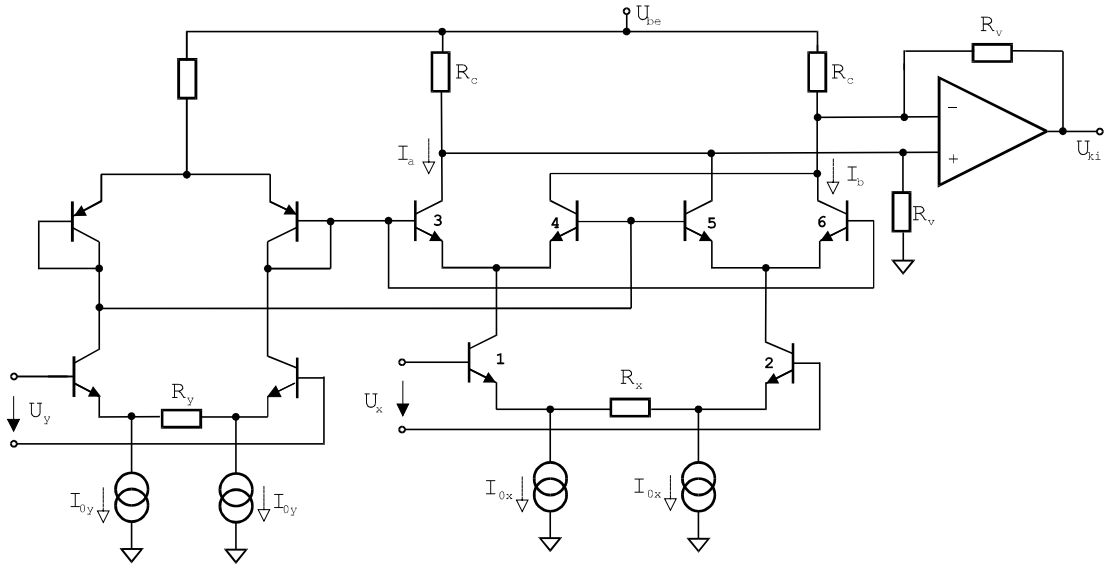
Korábban láttuk már, hogy a szorzat a két kollektoráram (a négy síknegyedes szorzó ábráján I_a és I_b) különbségéből kapható meg. A két áram különbségét egyetlen kimeneti feszültséggé az alábbi áramkivonóként működő műveleti erősítős kapcsolás szolgáltatja. Ez az áramkör a négy síknegyedes szorzó ábrájának felső részéhez kapcsolódik, I_a és I_b az ottani kollektoráramok értékei. (A szemléletesség kedvéért itt áramgenerátor áramaiként jelöltük I_a -t és I_b -t, mivel értékük és irányuk a szorzó által meghatározott).



9. ábra Az áramkülönbségeket feszültséggé alakítjuk

$$U_{ki} = R_v\left(I_b - I_a\right) = R_v \cdot 2\frac{U_xU_y}{R_xR_yI_{0y}}$$

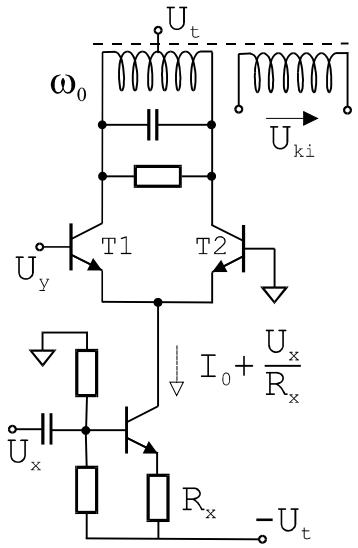
$K = \dfrac{2R_v}{R_x R_y I_{0y}}$ adódik skálatényezőnek, amit tipikusan 10 $\dfrac{1}{V}$ -ra választunk.



10. ábra A mindkét bemeneten linearizált négy síknegyedes szorzó teljes kapcsolása

ANALÓG SZORZÓK TIPIKUS ALKALMAZÁSAI

Keverő



11. ábra Keverő

Tekintsük az ábrán látható kapcsolást:

$$I_{C_1} = \left(I_0 + \frac{U_x}{R_x} \right) \frac{1}{2} \left(1 + th \frac{U_y}{2U_T} \right)$$

Ha a bemenetek szinuszos jelek:

$$U_x = \hat{U}_x \cos \omega_x t \text{ és } U_y = \hat{U}_y \cos \omega_y t ,$$

akkor a szorzatban a következő frekvencia komponenseket kapjuk:

- DC
- ω_x
- ω_y
- $\omega_y + \omega_x$ ⇐ ezt a két összetevőt akarjuk
- $\omega_y - \omega_x$ ⇐ megkapni, ők hasznosak
- $3\omega_y + \omega_x$
- $3\omega_y - \omega_x$, stb.

Hangoljuk a rezgőkört a bemeneti jelek frekvenciáinak összegére:

$$\omega_0 = \omega_x + \omega_y$$

Ekkor a rezgőkör sáváteresztő szűrőt valósít meg, amely az ω_0-tól különböző frekvencia összetevőket jelentősen csillapítani fogja ("eltünteti"). Mire használjuk ezt?

Lineáris üzemben a szorzó karakterisztikájának linearizált szakaszán mozgunk:

$$th\frac{U_y}{2U_T} \approx \frac{\hat{U}_y}{2U_T}\cos\omega_y t \qquad \text{ha } \hat{U}_y < 2U_T$$

Amikor viszont

$$\hat{U}_y >> 2U_T ,$$

azaz kapcsolóüzembe kerülünk, akkor a tangens hiberbolikusz függvény egy előjelfüggvénnyé alakul. Ha ezen az előjelfüggvényen mozgunk periodikusan (szinuszos bemenetet használva), akkor a karakterisztika egy négyszögjelet fog a kimeneten eredményezni:

$$th\left(\frac{\hat{U}_y}{2U_T}\cos\omega_y\right) \approx \frac{4}{\pi}\left\{\cos\omega_y t + \frac{1}{3}\cos 3\omega_y t + \ldots\right\} \qquad \text{kapcsoló üzemben}$$

A kapott négyszögjel Fourier-sorba fejthető, ez a sorbafejtés szerepel a zárójelben a páratlan felharmonikusokkal. A négyszögjel amplitúdója nem függ az eredeti y bemenet amplitúdójától (ekkor már a szorzó nemlineáris szakaszain mozgunk, hiába növeljük a bemenetet, a kimenet konstans marad).

A T1 tranzisztor kollektoráramának időfüggvénye így a következő:

$$I_{C_1} = \left(I_0 + \frac{\hat{U}_x\cos\omega_x}{R_x}\right)\frac{1}{2}\left(1 + th\frac{\hat{U}_y\cos\omega_y}{2U_T}\right)$$

Innen a frekvencia-spektrumbeli jel amplitúdója a szűrés után, ω_0 frekvencián:

$$\hat{I}_{C_1\omega_0} = \frac{1}{2}\frac{\hat{U}_x}{R_x}\frac{1}{2}\frac{4}{\pi} = \underbrace{\frac{1}{\pi}\frac{1}{R_x}}_{\substack{\text{keverõ}\\ \text{meredekség}}}\hat{U}_x$$

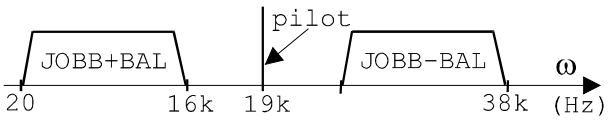
(Az első 1/2-ed trigonometrikus azonosságból, a $4/\pi$ a négyszögjel Fourier sorából jött).

A keverés célja, hogy egy adott frekvenciasávban rendelkezésre álló jelet egy másik, a későbbi feldolgozás számára előnyösebb frekvenciára tegye át (transzponálja). Ehhez tehát *y* bemenetre egy szinuszos jelet, a vivőt, míg az *x* bemenetre a transzponálandó jelet adjuk, mely nem csak szinuszos, hanem összetett spektumú jel is lehet.

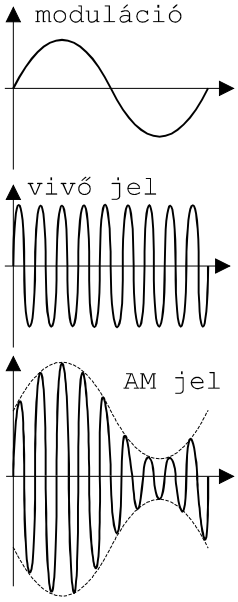
Ha a rezgőkört a $\omega_y - \omega_x$ különbségi oldalsáv frekvenciájára hangoljuk, *alsó keverésről*, ha az $\omega_y + \omega_x$ összegi oldalsávot használjuk, akkor *felső keverésről* beszélünk.

A rezgőkör sáváteresztő szűrőként tehát a használt oldalsávon kívül minden más frekvencia komponenst eltávolít. Ha négy síknegyedes kiegyenlített szorzót használunk, akkor sem ω_x sem ω_y nem jelenik meg az eredményben - ezt az áramkört hívjuk *kétszeresen kiegyenlített keverőnek.*

> Keverést kell alkalmazni pl. sztereo rádiómûsor továbbításánál, hiszen minkét oldal jelének azonos vivõ frekvenciát kell modulálnia (FM moduláció). Ezért továbbítás elõtt képzik a jobb- és baloldal különbségi és összegi jelét (16kHz sávszélességben). Az összeg marad a 20Hz-16kHz-es tartományban, a különbségi jelet 38kHz-re keverik fel alsó keveréssel (azaz a jel a 19-38kHz-es tartományba kerül). Végül egy 19kHz-es pilotjelet adnak még az így kapott jelhez, hogy a vételi oldalon a 38kHz-re felkevert jelet vissza tudják állítani. Ezt a végsõ jelet ültetik az FM modulátorra, és így kerül majd sugárzásra.
>
> A rendszer kompatíbilis marad a mono vevõkkel: ezek a vevõk csak a 19kHz alatti tartományt használják az FM-demoduláció után kapott jelbõl; ez a jel a bal és jobb oldal összege - azaz éppen a két oldal csatornájának összekevert, "monósított" jele.


pilot
JOBB+BAL
JOBB-BAL
ω
20
16k
19k
38k
(Hz)

AM-DSB



Az AM-DSB (Amplitude Modulation - Double Side Banded) a két oldalsávos amplitúdó moduláció rövidítése. Célja, hogy egy kis frekvencián rendelkezésre álló jelet egy nagyobb frekvenciára, vivőre ültessünk, általában a könnyebb továbbíthatóság, műsorszórás miatt.

Az AM-DSB modulátorban a fent leírt keverőt kapcsoló üzemben vezéreljük a szinuszos vivő jellel. A moduláló jel kerül a keverő másik bemenetére, ez általában szélesebb tartományú, de a vivőnél jóval alacsonyabb frekvenciájú jel (pl. zene).

A kapcsoló üzem használatakor keletkező négyszögjel miatt nem csak a vivő frekvenciájára tükrösen, hanem annak páratlan számú felharmónikusain is megjelenik a modulációs jel spektruma, mint azt az alábbi ábra is szemlélteti:



12. ábra Amplitúdó modulált jel spektruma

Négy síknegyedes kiegyenlített szorzót alkalmazva a vivő jel nem jelenik meg a spektrumban, ez az eljárást AM-DSB/SC néven ismeretes (Suppressed Carrier - elnyomott vivő).

Az ábrán látható, hogy az AM jel amplitúdó-burkológörbéje hordozza a moduláló jelre vonatkozó információt. A demodulátorban ezt a burkolót nyerjük vissza, általában egy csúcs-egyeniányítót használva.

LOG-ANTILOG ERŐSÍTŐK

Mint már a bevezetőben is említettük, szorozni és osztani az eddig látott differenciálerősítős megoldásokon kívül más módszerekkel is lehetséges. Tekintsük például a következő egyszerű logaritmus-azonosságot:

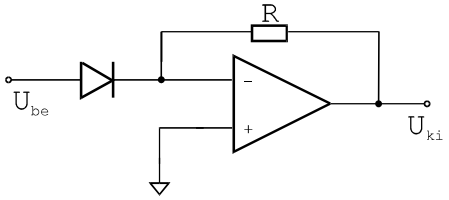
$$\frac{xy}{z} = \exp\left(\ln x + \ln y - \ln z\right)$$

A fenti képletet használva egy szorzás és egy osztás elvégzéséhez három logaritmáló áramkör, egy exponenciális hatványozó, valamint összeadó, kivonó kapcsolások kellenek.

A következőkben néhány logaritmikus és exponenciális karakterisztikát megvalósító alapkapcsolást mutatunk be:

Az ábrán látható kapcsolás bemenetén feszültség-áram konverziót végzünk. A diódán keresztülfolyó áram exponenciális függvénye lesz a bemenetre adott feszültségnek:

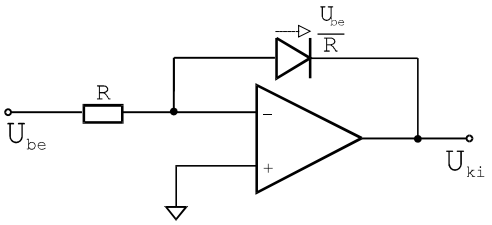
$$U_{ki} = -RI_S \exp\frac{U_{be}}{U_T}$$



13. ábra Exponenciális karakterisztikájú kapcsolás (antilog erősítő)

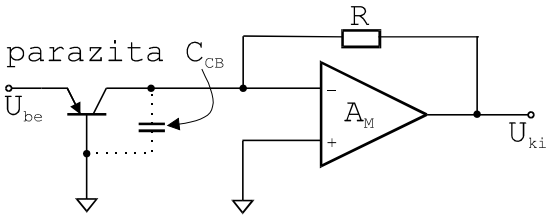
Az előző áramkörben az ellenállást és a diódát felcserélve inverz karakterisztikát kapunk. Mivel most a dióda a visszacsatolás ágában van, és az ellenállás végzi a feszültség-áram átalakítást. Az így kapott áramkör egy logaritmáló, karakterisztikája a következő:

$$U_{ki} = -U_T \ln \frac{U_{be}}{RI_S}$$



14. ábra Logaritmáló kapcsolás

Különféle másodlagos hatások következtében (rekombinációs áramok, stb.) a diódás megoldásnál pontosabb eredményt kaphatunk, ha tranzisztort használunk. Egy lehetséges megvalósítást mutat a következő ábra:



15. ábra Antilog erősítőt megvalósító kapcsolás tranzisztorral

A karakterisztikát leíró egyenletben a tranzisztor miatt formálisan megjelenik α:

$$U_{ki} = -R\alpha I_S \exp \frac{U_{be}}{U_T}$$

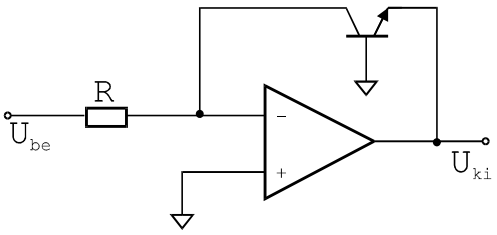
A visszacsatolás kisjelű hurokerősítése:

$$H = -A_M \cdot \underbrace{\frac{1}{1 + p \cdot C_{CB} \cdot Q}}_{\beta}$$

Itt a β visszacsatolási tényező egy új töréspontot határoz meg a frekvenciamenetben, amely fázistolást eredményez, ezért stabilitási problémák léphetnek fel.

A diódás megoldás pontatlansága miatt a gyakorlatban logaritmikus karakterisztikát is tranzisztorral állítunk elő. Az ábrán látható megoldás esetén a karakterisztika:

$$\frac{U_{be}}{R} = \alpha I_S \exp\left(-\frac{U_{ki}}{U_T}\right) \Rightarrow U_{ki} = -U_T \ln \frac{U_{be}}{R\alpha I_S}$$



16. ábra Tranzisztoros logaritmáló

Mindkét tranzisztoros megoldás hátránya, hogy gerjedésre hajlamosak. Vizsgáljuk meg a kapcsolásokat a stabilitás szempontjából! (Az egyszerűség kedvéért legyen α=1.)

Kisjelű szempontból mindkét áramkör földelt bázisú alapkapcsolás. A visszacsatolt hálózatban $\beta = -\frac{R}{r_d}$.

A kisjelű parazita r_d-n a munkaponti áram kicsi, ami viszont a ...

$$I_{E0} = \frac{U_{be}}{R} \Rightarrow r_d = \frac{U_T}{I_{E0}} = R \cdot \frac{U_T}{U_{be}}.$$

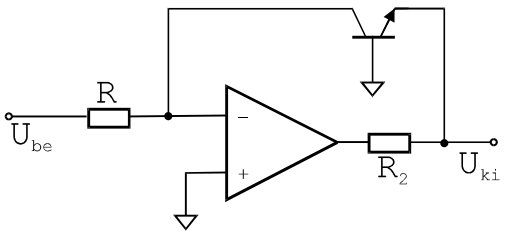
$$\beta = -\frac{R}{r_d} = -\frac{U_{be}}{U_T}.$$

β tehát itt 1-nél sokkal nagyobb is lehet. Ilyen eddig még nem volt: ez egy aktív visszacsatolt hálózat!

A gerjedés elkerülésére egy ellenállást kell beiktatni a körbe, melyet közvetlenül az erősítő kimenetére kell kötnünk, hogy az ne zavarja a logaritmáló karakterisztikáját. Ezt a megoldást láthatjuk az ábrán.

Ebben az esetben *H* értéke így alakul:

$$H = \frac{-\alpha RA}{r_d + R_2}$$



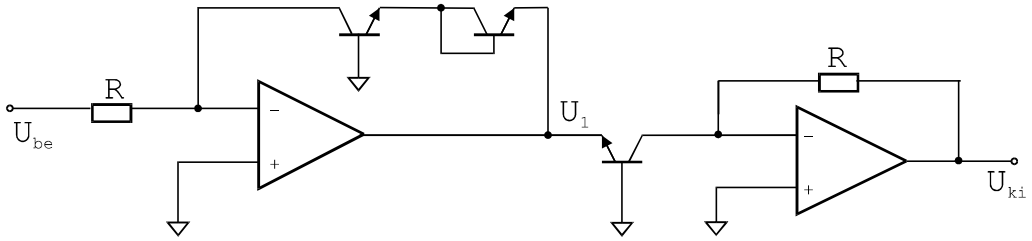
17. ábra A gerjedést kiküszöbölő megoldás

NÉGYZET KÉPZÉS

A megismert áramköri blokkok segítségével négyzetre emelő kapcsolást is könnyen megvalósíthatunk. Szintén a logaritmus azonosságokat fogjuk kihasználni:

$$\ln x^2 = 2\ln x$$
$$x^2 = \exp(2\ln x)$$

Egy olyan kapcsolásra van tehát szükségünk, mely először elvégzi a logaritmálást, majd az így kapott érték konstans-szorosát (jelen esetben kétszeresét) egy exponenciális függvény argumentumaként használja.



18. ábra Négyzetre emelés

A ábrán látható kapcsolásban a bemeneti mennyiség logaritmusának megkétszerezését úgy érjük el, hogy egy tranzisztor helyett kettőt alkalmazunk; T1-et és T2-t. Így tehát az alábbi összefüggések írhatók fel:

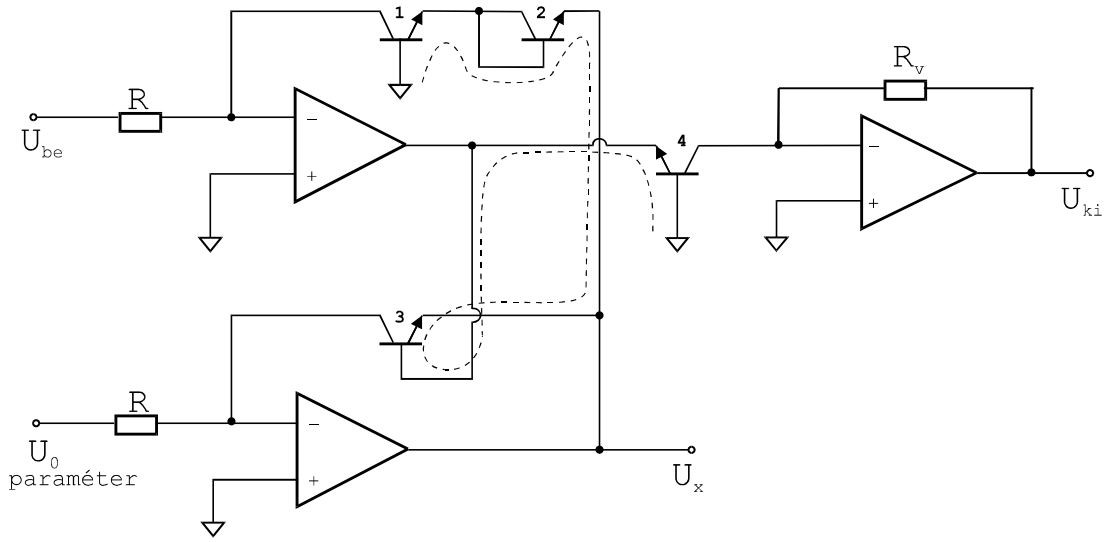
$$U_T = -2U_T \ln\frac{U_{be}}{RI_S}$$

$$U_{ki} = RI_S \exp\left(-\frac{U_1}{U_T}\right) = RI_S \exp\left(2\ln\frac{U_{be}}{RI_S}\right) = \frac{{U_{be}}^2}{RI_S}$$

Ahol a skálatényező: $K = \frac{1}{RI_S} \approx \frac{1}{10^{-16}}\frac{1}{V}$

Bár ez a megoldás elvileg működőképes, a gyakorlatban mégsem használható, az antilog erősítő bemenetére ugyanis a két sorbakapcsolt tranzisztor miatt két nyitófeszültség jut. Ez azt eredményezi, hogy az egységnyi feszültség irreálisan kicsi, 10^{-16} V körüli lesz.

Megoldást jelenthet erre a problémára egy újabb tranzisztor alkalmazása, melyet úgy kötünk be, hogy a két bázis-emitter átmenet után egy fordított, emitter-bázis átmenet következzen. Ezen az átmeneten állandó áram folyik $\Rightarrow U_{BE}$ konstans lesz. Ezzel levonunk egy nyitófeszültségnyi értéket, s így könnyebben kezelhető skálatényezőt kapunk. A következő ábrán ezt a kompenzált megoldást láthatjuk:



19. ábra

Az ábrán is látható, hogy földtől-földig haladva ugyanannyi P-N és N-P átmenet van. A skálatényező kedvező alakulása az alábbi összefüggésekből következik:

$$U_x = -U_T \ln\left(\frac{U_b}{I_S R}\right)^2$$

$$U_{BE_3} = U_T \ln\frac{U_0}{R_0 I_S}$$

$$U_{EB_4} = U_x + U_{BE_3} = -U_T \ln\frac{U_b{}^2 R_0}{U_0 R^2 I_S}$$

$$U_{ki} = R_v I_S e^{\frac{U_{BE_4}}{U_T}} = U_b{}^2 \frac{R_v R_0}{U_0 R^2}$$

$$K = \frac{R_v R_0}{U_0 R^2}\left[\frac{1}{V}\right]$$

Az így kapott skálatényező értéke már az általunk gyakorlatban is használható tartományba esik.