

Félvezetők erősítőáramkörei

Írta és szerkesztette: Zimmermann József
villamosmérnök
informatikus tanár

Tartalom

<i>Bevezető.....</i>	<i>3</i>
<i>A négyfólyus erősítő</i>	<i>3</i>
<i>Erősítőkkel szemben támasztott követelmények.....</i>	<i>5</i>
<i>A bipoláris tranzisztorok.....</i>	<i>6</i>
<i>Erősítő alapkapsolások bipoláris tranzisztorral</i>	<i>6</i>
<i>Közös emitterkapsolás áramköri feladat megoldása.....</i>	<i>9</i>
<i>Közös kollektorú kapsolás</i>	<i>16</i>
<i>Közös bázisú erősítő.....</i>	<i>21</i>
<i>A tranzisztoros erősítőkkel kapsolatos fogalmak.....</i>	<i>28</i>
<i>Vezérlés és erősítés formái</i>	<i>29</i>
<i>Bázis vezérlés</i>	<i>29</i>
<i>Tranzisztor karakterisztikái és paraméterek.....</i>	<i>32</i>
<i>Közös bázisú kapsolás karakterisztikája és paraméterei.....</i>	<i>34</i>
<i>Bázisáram-vezérlés.....</i>	<i>36</i>
<i>Közös emitterű kapsolás</i>	<i>36</i>
<i>A tranzisztor működés korlátai, határadatok</i>	<i>43</i>
<i>A tranzisztor kisjelű vizsgálata.....</i>	<i>44</i>
<i>Térvezérlésű tranzisztorok</i>	<i>51</i>
<i>Felépítésük, típusok</i>	<i>51</i>
<i>A zárórétéges térvezérlésű tranzisztor JFET.....</i>	<i>52</i>
<i>Zárórétéges JFET karakterisztikái</i>	<i>56</i>
<i>A kapu kapacitásának meghatározása.....</i>	<i>58</i>
<i>A JFET munkapont beállítása</i>	<i>59</i>
<i>Előfeszítés stabilitás vizsgálata</i>	<i>61</i>
<i>JFET alapkapsolások.....</i>	<i>67</i>
<i>Dinamikus tulajdonságok, kisjelű viselkedése.....</i>	<i>67</i>
<i>A négyfólyus paraméterei</i>	<i>69</i>
<i>A forrás (source) kapsolás</i>	<i>69</i>
<i>A kapu (gate) kapsolás.....</i>	<i>71</i>
<i>Nyelő (drain) - vagy forráskövető kapsolás.....</i>	<i>73</i>
<i>Feladatok JFET erősítők méretezésére.....</i>	<i>75</i>

Bevezető

A weboldal könyveinek figyelmes tanulmányozásakor megtalálhatók az elektronikai áramkörök alapelemeinek tulajdonságai, amit két nagy, ahogy a szakirodalom is, csoportba soroltam. Ezek az aktív és passzív áramkörök. Aktív az áramkör, ha egy speciális funkcióra készült helyettesítő áramkör tartalmaz feszültség vagy áramgenerátort, ellenkező esetben (ha nem) akkor passzívnak jellemezzük.

Az elektronikus alapelemekkel felépített kapcsolásokat különböző feladatok ellátására készítjük, ezért annak megfogalmazása, hogy az áramkört mire használjuk vagy milyen feladatot fog ellátni igen fontos. Az áramkör tervezett funkciója lehet, az érkező jel fogadása és továbbítása két áramköri fokozat között, ezeket erősítőknek, vagy a jelforrást biztosító kapcsolások, melyeket oszcillátoroknak vagy generátoroknak nevezünk.

Az oszcillátorok, generátorok és jelforrások olyan áramkörök, melyek a rájuk kapcsolt egyenszintű energiából különböző alakú villamos jeleket állítanak elő. Mivel ezek az áramkörök az elektromos áramkörökhöz két vezetékkel kapcsolódnak, ezért helyettesítő kapcsolását kétpólusként vizsgálhatjuk.

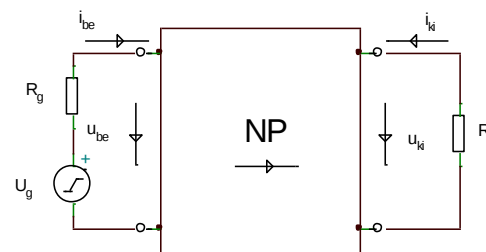
Az erősítőkapcsolások akár egy aktív elemmel is megépíthetők, pl. tranzistorral vagy műveletierősítővel, ami egy jelfolyamba illeszthető feladatot lát el, fogadja az előtte lévő fokozat jelét és továbbítja a következő fokozatnak. A jel fogadást két vezetéken végzi, ez az erősítő bemenete és két vezetéken továbbítja, ez a kimenete. Találkoztunk ilyen áramkörökkel, amit négy-pólusoknak nevezünk.

A leírtakból következik, hogy kellő megfontolással, a feladatnak megfelelő bonyolultságú elektronikus áramkör építhető erősítőből és jelforrásból, egyenszintű átviteltől kezdve a GHz-es tartományig. A tervezés kritériumaként kell meghatározni a villamos jel (u, i, f) tartományát, ehhez kell a megfelelő aktív és passzív elemeket kiválasztani, majd a feladat elvégzéséhez szükséges áramköri kapcsolást elkészíteni. Ez után jön az

áramkör elkészítése és tesztelése. Ha a fizikai megvalósítás megváltoztatta a jelátvitel villamos paramétereit, akkor újra el kell készíteni, ha kell többször is.

A négy-pólus erősítő

Az alcím az erősítő négy-pólus tulajdonságát jelenti, a rákapcsolt jel lehet analóg és digitális. Analóg jel esetében az erősítővel kapcsolatos követelmény az, hogy erősítés lineáris legyen, vagyis az erősítendő jel kimenetének és bemenetének amplitúdó hányadosa azonos konstans értéket adjon. Az ilyen kivitelezés nem is olyan egyszerű, mivel az alkalmazott passzív és aktív elemek karakterisztikái az átviteli jel frekvencia függvénye, de mindig lehet találni olyan kis egyenes karakterisztika szakaszt, ahol a lineáris átvitel megvalósítható. Ha a jelátvitel bizonyos frekvencián eltér, akkor azt mondjuk, hogy az erősítő torzít. Digitálisjel erősítőjének úgy kell működnie, hogy vezérlés hatására a kimenet két állapotot vehessen fel, szakadást vagy rövidzárat. Hogy melyikhez milyen villamos érték tartozik, az a megoldás függvénye.



1. kapcsolat

Egy elvi elrendezést látunk az erősítő négy-pólusra (NP) az 1. ábrán. Szimbolikus jelöléssel láttam el a bemeneti oldali hálózatot, ami egy valóságos generátor, aminek forrásfeszültsége U_g , belsőellenállása R_g , és u_{be} és i_{be} bemeneti villamos jelet szolgáltat. A kimenetet R_t terhelőellenállás

zárja le, rajta u_{ki} , i_{ki} értékekkel. Az 1. ábra pillanatnyi feszültség és áramviszonyokat ábrázol, ahol az U_g feszültséggenerátor pozitív pólusa az ábra szerinti, ami meghatározza a feszültség és áramviszonyok mérőértékét. Az u_{ki} kimeneti feszültséget a négypólus belső kapcsolása csökkenti, így ezt az u_{ki} feszültség és i_{ki} áramviszonyokat adja vissza az 1. ábra. Feltételezzük, hogy a

$$\Delta\{U_g(t), i_{be}(t)\} \xrightarrow{A} \Delta\{u_{ki}(t), i_{ki}(t)\}$$

Ahol az A , a konstans szorzatértékű, torzításmentes változást eredményez a kimeneten. Az erősítést két mennyiséggel tudjuk jellemezni, a nagysága mellett meg kell adni a be és kimeneti jelek közötti fáziseltérést, ezért utalunk az $\bar{A}$, jelöléssel annak komplexitására. Az erősítés nagysága a k_i és bemeneti jelek csúcs- vagy effektívértékének hányadosa, Az erősítés fázisszöge a kimeneti és bemeneti jelek fáziseltérése, aminek időeltérését Δt_A -val szögeltérését φ_A -val jelöljük.

Általában nem vonható le az a következtetés, hogy az erősítő elektronikus áramkörének jelei állandó frekvenciájú szinuszos jelek, ellenkezőleg, az állapítható meg, hogy különböző frekvenciájú és fázisú, eltérő amplitúdójú, de szinuszos jelekből áll. Ezért megfogalmazható egy erősítő jelátvitelére jellemző fogalom, ami

azoknak a szinuszos lefolyású feszültségeknek vagy áramoknak az összessége, amely már nem szinuszos jel, a jel spektrumának nevezzük.

Ezért az erősítő minőségi vizsgálata mindig arra terjed ki, hogy a bemeneti jel egy vagy több különböző frekvenciájú szinuszos lefolyású jeltől tevődik-e össze.

Az 1. ábrán felrajzoltam egy négypólus erősítőt, megadva a bemeneti és kimeneti áram és feszültségértékeit. A villamos jellemzői szerint három erősítést ismerünk, amit az indexében írt betűvel különböztetünk meg (u , i , p).

Feszültségerősítést $\bar{A}_u$.

$$\bar{A}_u = \frac{u_{ki}(t)}{u_{be}(t)}$$

Az áramerősítés $\bar{A}_i$

$$\bar{A}_i = \frac{i_{ki}(t)}{i_{be}(t)}$$

A teljesítmény erősítést $\bar{A}_p$

$$\bar{A}_p = \frac{u_{ki}}{u_{be}} \cdot \frac{i_{ki}}{i_{be}} = \bar{A}_u \cdot \bar{A}_i$$

Az erősítésnek logaritmus értékét is meghatározhatjuk. Mivel a bemeneti és kimeneti jelekhez t ideig tartó fáziseltolása miatt negatív érték is tartozhat, a hányadost négyzetre emelve, abszolútértékkel, pozitív előjellel számolhatunk. A lg-al (10-es alapú) számolt erősítést kis a betűvel jelöljük. Mértékegysége a Bel, mivel ez igen nagy értéket jelent, ezért ennek a tizedét a decibelt (dB) alkalmazzuk. Ezek után

A feszültségerősítés

$$a_u[dB] = 10 \lg(\bar{A}_u)^2 = 10 \lg \left(\frac{u_{ki}(t)}{u_{be}(t)} \right)^2 = 20 \lg \frac{u_{ki}(t)}{u_{be}(t)}$$

Az áramerősítés

$$a_i[dB] = 10 \lg(\bar{A}_i)^2 = 10 \lg \left(\frac{i_{ki}(t)}{i_{be}(t)} \right)^2 = 20 \lg \frac{i_{ki}(t)}{i_{be}(t)}$$

A teljesítményerősítés.

Az $\bar{A}_u$ és $\bar{A}_i$ szorzata mindig pozitív, így a négyzetre emelés elhagyható

$$a_p[dB] = 10 \lg \bar{A}_p = 10 \lg(\bar{A}_u \cdot \bar{A}_i)$$

Korábban a természetes 'e' alapú logaritmust alkalmazták, aminek a mértékegysége neper (N)

A feszültségerősítés neper-ben

$$a_u[N] = \ln \frac{u_{ki}}{u_{be}}$$

Említésre méltó a két mértékegység közötti átszámítás

$$1 \text{ dB} = 0,115N \text{ és } 1N = 8,7 \text{ dB}$$

Erősítővel szemben támasztott követelmények

Adott feladat ellátására készített erősítővel szemben támasztott követelményeket a tervező állítja össze. Tervezéskor feltételezzük, hogy az erősítő lineáris négypólusként viselkedik, ezért négypólus paraméterrel leírható, kiválasztjuk a legmegfelelőbbet és számításakor ezt vesszük figyelembe. Döntésünket segíti az üzemi frekvenciatartomány. Ha ismert az erősítő áramköri helye, amin azt értem, hogy egyszerű jelátalakítóhoz készített erősítő, pl. mikrofon, vagy egy áramkör része, akkor a bemeneti és kimeneti kapcsok jelszintjei meghatározhatók, illetve az üzemi frekvenciatartománya is, akkor ehhez választjuk az erősítő félvezető elemét. Pl. egy mikrofon jel nagysága mV-os tartomány frekvenciája 0-tól 3kHz-ig tart, míg egy mikrohullámú antenna jelszintje μV nagyságrendű és üzemi frekvenciája GHz tartományú, de hozhattam volna példaként a nagyjelű erősítőket, amelyek hangfalak kivezérlését kell megoldania, állandó erősítés mellett, néhány Hz-től 20 kHz-ig.

Az erősítő bemenete, csatlakozik az előtte lévő fokozatra, vagy jelátalakítóra, amit terhelni fog, ezért nem mindegy, hogy milyen jelcsökkenést okoz. Képzeljük el a két párhuzamosan kapcsolt ellenállást, illetve reaktanciát, az eredő értéke mindig a kisebb párhuzamos tag érték környezetét veszi fel. A cél az, hogy minél kevésbé terheljük az előtte lévő fokozat, azaz a jelforrás kimenetét. Az erősítőnk bemeneti váltakozóáramú ellenállását, amit r_{be} -vel jelölünk, bemeneti differenciális ellenállásnak nevezzük, amit igyekezzünk minél nagyobbra méretezni.

Az erősítő kimenetére hasonló követelmények vannak, csak éppen azt a problémát kell megoldania, hogy minél nagyobb választékot biztosításával adjunk lehetőséget a különböző értékű terhelések rákapcsolására. Ezt akkor oldjuk meg, ha az erősítőnk kimeneti ellenállása minél kisebb. Az erősítő kimeneti váltakozóáramú ellenállását, ami r_{ki} -vel jelölünk, kimeneti

differenciális ellenállásnak nevezzük. Továbbiakban bemeneti és kimeneti ellenállásnak nevezzük.

A kiválasztott alkatrészek és a kivitelezett áramkör nyomtatott áramköri megoldásai különböző jeltorzításokat okoznak. Pontosan határoljuk be, hogy a várt erősítés, a kiválasztott félvezető bemeneti karakterisztikájának lineáris szakaszának tartománya elég e a kívánt kimeneti jel eléréséhez, vagyis az erősítés torzításmentes e. Ha a torzítás mértéke már nem engedhető meg, akkor vagy új alkatrészt kell választani, vagy ha evvel sem oldható meg a probléma, az erősítést több lépésben kell elvégezni. Magasabb frekvenciákon az áramkörök vezetékein jelentkezik a skin effect (bőrhatás). Ez azt jelenti, hogy a jelnek csak egy része folyik a vezetékben, másik része a vezeték felületén, ami a mellette lévő vezetékkel kapcsolatba kerül. Ha belegondolunk a kondenzátor felépítésébe, ahol két vezető felületét szigetelő választja el, máris felfedezhető a két vezeték között létrejött kondenzátor csatolás. De lehet induktív csatolás is, ahol a két vezető közül a jelet vivő a primer tekercs, a jelet átvevő a szekunder tekercs és kialakult a transzformátoros csatolás. A megoldás nem egyszerű, de nem is olyan bonyolult. Próbáljuk áramkörünket úgy kivitelezni, hogy a kimenetről ne kanyarodjunk vissza a bemenethez, vagy ha ez mégis szükséges, akkor a két jelvezeték közé egy jelnélkülit iktassunk be, ami lehet a tápegység $\pm$ vagy 0 vezetéke. mindig a gyakorlat határozza meg a kívánt megoldást, mert pl. hangfrekvencián hallható a zavaró jel, más esetekben csak méréssel tudjuk meghatározni.

Az erősítő is termel zajt, ez az erősítő saját zaja. Nehéz megfelelő keretek között tartani, de nem lehetetlen. A saját zaj lehet termikus, zaj pl. egy ellenállás, ami úgy van méretezve, hogy teljesítménye éppen csak teljesíti az áramköri követelményeket. Okozhatja továbbá a nagy erősítésre beállított félvezetőelem, de a nem megfelelő frekvenciára kiválasztott is hasonlóan viselkednek. A zajt nem tudjuk teljes mértékben kiküszöbölni, de beállíthatjuk a megfelelő jel/zaj viszonyt, amikor már nem okoz zavart az erősítő működésében.

A végére hagytam a legfontosabbat az elkészített erősítő határadatainak megadását. Mindenféleképpen tudatni kell, hogy mire készült az erősítő. Itt meg kell adni a bemeneti jel legnagyobb, feszültség, áram, frekvencia legnagyobb értékét, amit az erősítő még a megadott torzítási érték alatt tud feldolgozni, és mekkora az a kimeneti jel, feszültség, áram, teljesítmény, amit az erősítő károsodás nélkül, üzemszerűen szolgáltatni tud. A határadatokat a félvezetők karakterisztikájából határozhatjuk meg. Ez elsősorban a nagyjelű erősítők esetén fontos, kisjelű erősítőknél arra kell figyelni, hogy a bemeneti jel nem okoz e túlvezérlést. Az utóbbira már olyan közelítő számítások vannak, amivel könnyen, elég pontosan méretezhetők a kisjelű erősítők.

A bipoláris tranzisztorok

Erősítő alapkapsolások bipoláris tranzisztorral

Az elektromos passzív hálózatokat paraméteres egyenletekkel vizsgáltuk, megállapítottuk milyen adatot szeretnénk meghatározni, milyen frekvencián és milyen jelszinten. Ismétlésként megemlítem a következőket, Az *impedancia (Z) paraméteres* egyenletrendszer, ahol a paraméterekkel az U_{be} és U_{ki} feszültséget határozzuk meg. Alacsony frekvencián használjuk

$$U_{be} = Z_{11}I_{be} + Z_{12}I_{ki}$$

$$U_{ki} = Z_{21}I_{be} + Z_{22}I_{ki}$$

Az *admittancia (Y) paraméter*, az áramok I_{be} , I_{ki} meghatározása, alacsony frekvencián.

$$I_{be} = Y_{11}U_{be} - Y_{12}U_{ki}$$

$$I_{ki} = -Y_{21}U_{be} + Y_{22}U_{ki}$$

A *hibrid (H) paraméterek*, ami keveri az impedancia és admittancia elemeket, U_{be} , I_{ki} értékét határozzuk meg alacsony frekvencián.

$$U_{be} = h_{11}I_{be} + h_{12}U_{ki}$$

$$I_{ki} = -h_{21}I_{be} + h_{22}U_{ki}$$

Az inverz hibrid (D), amikor I_{be} , U_{ki} értékét határozzuk meg

$$I_{be} = d_{11}U_{be} - d_{12}I_{ki}$$

$$U_{ki} = -d_{21}U_{be} + d_{22}I_{ki}$$

A transzkonduktancia (g) paraméter, amivel a I_{ki} kimeneti áram és U_{be} bemeneti feszültség kapcsolatával határozza meg a I_{be} bemeneti áramot és U_{ki} kimeneti feszültséget. A paramétert nagyfrekvenciás beállításkor használják.

$$I_{be} = g_{11}U_{be} - g_{12}I_{ki}$$

$$U_{ki} = g_{21}U_{be} + g_{22}I_{ki}$$

A szórási (S) paraméter, ahol a mikrohullámú alkalmazások be és kimenőjelek amplitúdóit határozzák meg. Itt a és b a be és kimenő jelek amplitúdója.

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$$

A *jelátviteli (T vagy ABCD) vagy transzmisszió paraméterek*, ami hálózati kapsok (portok) közötti átvitel jellemzésre használnak.

$$U_{be} = AU_{ki} + BI_{ki}$$

$$I_{be} = CU_{ki} + DI_{ki}$$

Az *inverz jelátvitel (G) paraméter egyenletei*

$$U_{ki} = G_{11}U_{be} + G_{12}I_{be}$$

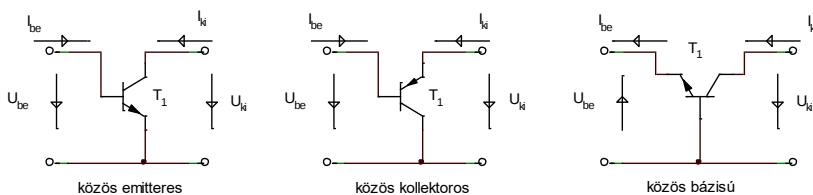
$$I_{ki} = G_{21}U_{be} + G_{22}I_{be}$$

Létezik még a tranzisztor fizikai felépítésére alkalmazott modell, amit a félvezetőknél már leírtam ez a Barrier (B) paraméterek az Ebers-Moll modellek paraméterei.

A felsorolt paraméterekkel megszerkeszthető a NP áramkör. Az egyenletrendszerek első egyenlete a bemeneté, a második a kimeneté. Bemenet vagy kimenettől függetlenül, ha feszültségadatot akarunk meghatározni, akkor azok paraméterei sorba kapcsolt feszültséggenerátorokra, ha áram meghatározás kell, akkor azok párhuzamosan kapcsolt áramgenerátorokra van módosító hatása. A paraméteres egyenletekben a transzfer paraméterek előjeleit a felvett

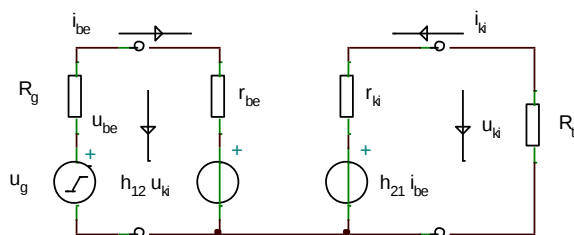
merőirány határozza meg, azt is tudjuk, hogy a paraméterek egymásból átszámíthatók.

Egy négypólus erősítésének meghatározásához a bemenetnek és a kimenetnek egy közös viszonyítási alapra van szüksége, amit a bemenet és kimenet egy-egy csatlakozási pontjának összekötésével érnek el. Tranzisztor alkalmazásakor annak mind a három elektródáját külön-külön kapcsolásban köthetjük a referenciapontra, így három féle kapcsolást érhetünk el. Ha az emitter kerül a közös pontra, akkor közös emitteres, ha a kollektor, akkor közös kollektoros, ha a bázis, akkor közös bázisú kapcsolást nyerünk.



2. kapcsolás

A három kapcsolás közös jellemzője, hogy a tranzisztor, akár npn vagy pnp struktúrájú a bázis-emitter átmenetben tudjuk vezérelni. Jelen vizsgálatunk a tranzisztor kisjelű üzemében h paraméteres vizsgálata. Most megadjuk a négypólus erősítő általános felépítését, a 3. kapcsolásban



3. kapcsolás

A 2. és 3. kapcsolásból már megszerkeszthető a tranzisztor három alapkapsolásának négypólus helyettesítő képe. A h paraméterek fizikai jelentése ismert, de ismétlésként megadható.

Bemenetiellenállás

$$h_{11} = \left. \frac{u_{be}}{i_{be}} \right|_{u_{ki}=0}$$

Feszültségvisszahatás

$$h_{12} = \left. \frac{u_{be}}{u_{ki}} \right|_{i_{be}=0}$$

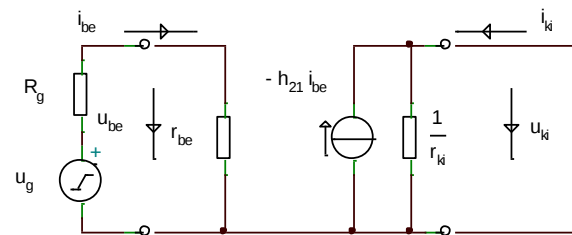
Áramerősítési tényező

$$h_{21} = \left. \frac{i_{ki}}{i_{be}} \right|_{u_{ki}=0}$$

Kimeneti vezettség

$$h_{22} = \left. \frac{i_{ki}}{u_{ki}} \right|_{i_{be}=0}$$

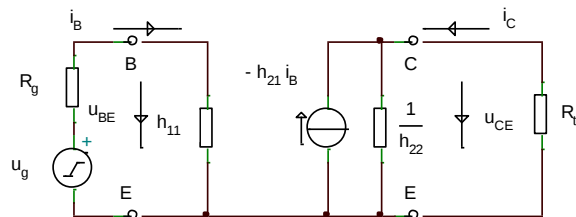
A 3. kapcsoláson elvégezhető néhány átalakítás, mivel a feszültségvisszahatás értéke szilícium tranzisztornál közelítőleg nulla, ezért a $h_{12}u_{ki}$ ideális feszültséggenerátor rövidzárral helyettesíthető, a kimeneten lévő $h_{21}i_{be}$ és r_{ki} elemekből felépített valóságos feszültséggenerátor áramgenerátorrá alakítható.



4. kapcsolás

Ezek után csak az a dolgunk, hogy a tranzisztor alapkapsolásait (2. kapszolás) behelyettesítjük a 4. kapszolásba.

Közös emitterű kapszolás vizsgálata.



5. kapszolás

A kapszolás egyenletei, a feszültségvisszahatást 0 értéke miatt elhagyjuk. Feszültségjelölésben az index első betűje a legpozitívabb feszültségű, minden a rákövetkező, az előzőnél alacsonyabb értékű.

Bemenetiellenállás rövidre zárt $u_{CE} = 0$ kimeneti feszültség esetén

$$h_{11} = \left. \frac{u_{be}}{i_{be}} \right|_{u_{ki}=0} \Rightarrow h_{11e} = \left. \frac{u_{BE}}{i_b} \right|_{u_{CE}=0}$$

Mértékegysége

$$[h_{11e}] = \frac{[u_{BE}]}{[i_B]} = \frac{V}{A} = \Omega$$

Áramerősítési tényező rövidre zárt $u_{CE} = 0$ kimeneti feszültség esetén

$$h_{21} = \left. \frac{i_{ki}}{i_{be}} \right|_{u_{ki}=0} \Rightarrow h_{21e} = \left. \frac{i_c}{i_B} \right|_{u_{CE}=0}$$

Mértékegysége

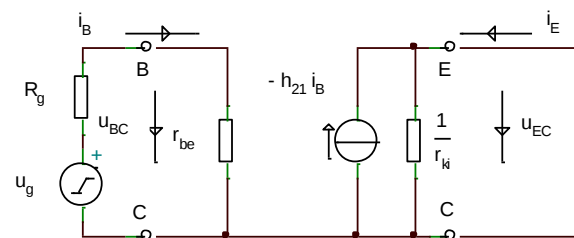
$$[h_{21e}] = \frac{[i_c]}{[i_B]} = \frac{A}{A} = \text{nincs}$$

Kimeneti vezetés bemeneti szakadással $i_B = 0$ (vezérlőjel nélküli állapot)

$$h_{22} = \left. \frac{i_{ki}}{u_{ki}} \right|_{i_{be}=0} \Rightarrow h_{22e} = \left. \frac{i_c}{u_{CE}} \right|_{i_B=0}$$

Mértékegysége a S (siemens)

Közös kollektorú kapszolás



6. kapszolás

Bemeneti ellenállás rövidre zárt $u_{EC} = 0$ kimeneti feszültség esetén.

$$h_{11} = \left. \frac{u_{be}}{i_{be}} \right|_{u_{ki}=0} \Rightarrow h_{11c} = \left. \frac{u_{BC}}{i_b} \right|_{u_{EC}=0}$$

Mértékegysége az Ω

Áramerősítési tényező rövidre zárt $u_{CE} = 0$ kimeneti feszültség esetén

$$h_{21} = \left. \frac{i_{ki}}{i_{be}} \right|_{u_{ki}=0} \Rightarrow -h_{21c} = \left. \frac{i_E}{i_B} \right|_{u_{EC}=0}$$

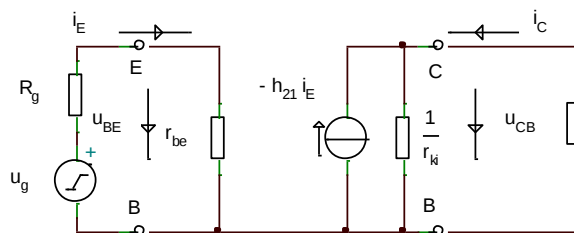
Nincs mértékegysége.

Kimeneti vezetés bemeneti szakadással $i_B = 0$.

$$h_{22} = \left. \frac{i_{ki}}{u_{ki}} \right|_{i_{be}=0} \Rightarrow h_{22c} = \left. \frac{i_E}{u_{EC}} \right|_{i_B=0}$$

Mértékegysége a S (siemens)

Közös báziskapcsolás



7. kapcsolás

Bemeneti ellenállás

$$h_{11} = \left. \frac{u_{be}}{i_{be}} \right|_{u_{ki}=0} \Rightarrow h_{11b} = \left. \frac{u_{BE}}{i_E} \right|_{u_{CB}=0}$$

Mértékegysége Ω

Áramerősítési tényező

$$h_{21} = \left. \frac{i_{ki}}{i_{be}} \right|_{u_{ki}=0} \Rightarrow -h_{21b} = \left. \frac{i_C}{i_E} \right|_{u_{CB}=0}$$

Nincs mértékegysége.

Kimeneti vezetés

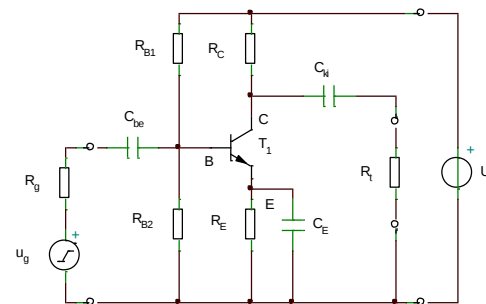
$$h_{22} = \left. \frac{i_{ki}}{u_{ki}} \right|_{i_{be}=0} \Rightarrow h_{22b} = \left. \frac{i_C}{u_{CB}} \right|_{i_E=0}$$

Mértékegysége a S (siemens)

Meg kell jegyezni, hogy a közös bázisú és kollektorú kapcsolás áramerősítési tényezője azért negatív, mert a kollektor, emitter arányosítás miatt, az áramirányok mindig ellentétes irányban folynak.

Közös emitterkapcsolás áramköri feladat megoldása

A kapcsolás munkaponti beállítása bázisosztó ellenállásokkal valósítottuk meg.



8. kapcsolás

Feladat! Számolja ki az áramkör egyenáramú munkapontjához tartozó elemek adatait, ha $U_T = 12V$; $U_E = 1V$; $U_B = 1,7V$; $U_C = 7V$. A tranzisztor adatai $h_{11e} = 3\Omega$; $h_{21e} = 200$; $h_{22e} = 20\mu S$. Az R_t terhelőellenállás 5Ω , az emitter ellenállás értéke $R_E = 1k\Omega$. Határozza meg a kapcsolás erősítést és frekvencia átvitel alsó és felső határértékét.

Megoldás.

Egyenáramú munkaponti áramok

Emitter áram

$$I_E = \frac{U_E}{R_E} = \frac{1V}{1 \cdot 10^3 \Omega} = 1 \cdot 10^{-3} A = 1mA$$

Bázis áramot két egyenletből álló egyenletrendszerrel számolom

$$I_C = I_B \cdot h_{21e}$$

$$I_C = I_E - I_B$$

$$I_B \cdot h_{21e} = I_E - I_B$$

$$I_B(h_{21e} + 1) = I_E$$

$$I_B = \frac{I_E}{h_{21e} + 1} = \frac{1mA}{201} = 4,975 \mu A$$

Kollektoráram

$$I_C = I_E - I_B = 1000 - 4,975 = 995,25 \mu A$$

A bázisosztó ellenállások számítása

Az U_B feszültség az U_T tápfeszültség leosztása, felírva az osztó képletét

$$U_B = U_T \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

Az ellenállások aránya a feszültségarányokkal egyező, az egyenletből kifejezve

$$\frac{R_{B1}}{R_{B2}} + 1 = \frac{U_T}{U_B}$$

A felső tag R_{B1}

$$R_{B1} = \left(\frac{U_T}{U_B} - 1 \right) R_{B2}$$

$$R_{B1} = 6,06 R_{B2}$$

Legyen az I_O osztó árama az I_B bázisáram tízszerese

$$I_O = 10 I_B = 49,75 \mu A$$

Az osztó alsó tagja,

$$R_{B2} = \frac{U_B}{I_O} = \frac{1,7}{49,75 \cdot 10^{-6}} = \frac{1,7}{0,4975 \cdot 10^{-4}} \approx 34 k\Omega$$

A felsőtag

$$R_{B1} = 6,06 \cdot R_{B2} = 206 k\Omega$$

Az R_C kollektor ellenálláson

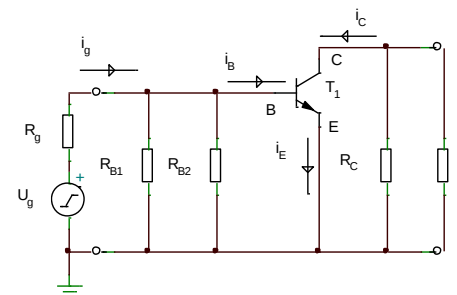
$$U_{RC} = U_T - U_C = 12 - 7 = 5V$$

Az I_C kollektor áram ismeretében az R_C kollektor ellenállás számolható

$$R_C = \frac{U_{RC}}{I_C} = \frac{5}{0,99525 \cdot 10^{-3}} \approx 5 k\Omega$$

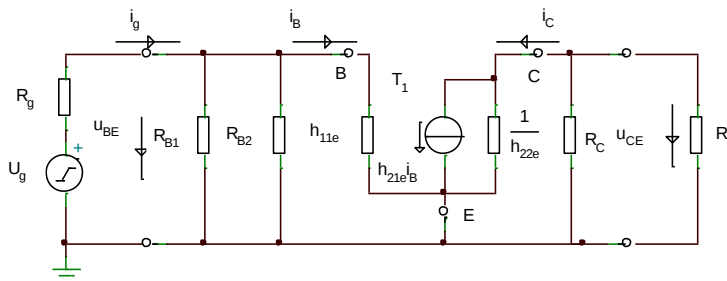
A kapcsolás erősítése.

A kapcsolás váltakozóáramú erősítését úgy vizsgáljuk, hogy a tápfeszültségű generátor (U_T) egyenfeszültségéhez nulla értéket rendelünk, ami U_T tápfeszültség generátor $\pm$ sarkainak rövidre zárását jelenti, valamint a frekvenciafüggő passzív elemekről (C_{be} , C_{ki} és C_E) feltételezzük, hogy 3dB-nél nem okoznak nagyobb jelcsökkenést, azokat rövidzárral tudjuk helyettesíteni, emiatt a kondenzátorok helyére rövidzár kerül. Az R_E ellenállást nulla értéket vesz fel a C_E rövidzár helyettesítésekor, ezért a T_1 tranzisztor E emittora közvetlenül a testpontra csatlakozik, de szintén ide csatlakozik R_{B1} és R_C , az U_T generátort rövidzár helyettesítése miatt. Elkészítve a 9. kapcsolást kapjuk.



9. kapcsolás

Tovább segíti a feladat megoldását, ha a T_1 tranzisztor helyére a hibrid paraméteres helyettesítő képét rajzoljuk.



10. kapcsolás

A feszültségerősítés

A feszültségerősítés általános képlete

$$A_{ue} = \frac{u_{ki}}{u_{be}}$$

Az u_{ki} feszültség az u_{CE} feszültségnek felel meg, ami $h_{21e}i_B$ generátor árama és a $1/h_{22e}$, az R_C és az R_t párhuzamos ellenállások eredőjének szorzata, vagyis

$$u_{ki} = u_{CE} = -h_{21e} \cdot i_B \left(\frac{1}{h_{22e}} x R_C x R_t \right)$$

Az u_{be} bemeneti feszültség, az u_{BE} bázis-emitter feszültsége, ami az i_B bázisáram és a h_{11e} tranzisztor bemeneti ellenálláson kialakuló feszültség,

$$u_{be} = u_{BE} = h_{11e}i_B$$

Helyettesítve az A_{ue} feszültségerősítés képletbe

$$A_{ue} = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{u_{CE}}{u_{BE}} = \frac{-h_{21e}i_B \left(\frac{1}{h_{22e}} x R_C x R_t \right)}{h_{11e}i_B}$$

Az i_B bázisárammal egyszerűsítve, a feszültségerősítés

$$A_{ue} = -\frac{h_{21e}}{h_{22e}} \left(\frac{1}{h_{22e}} x R_C x R_t \right)$$

Néhány szakirodalomban az elektroncsövekhez hasonlóan, ahol a rácsfeszültség változás okozta anódáram változást az elektroncső meredekségének nevezték, itt is használható a tranzisztor S meredekségének fogalma, ami h_{11e} bemeneti ellenállás és a h_{21e} áramerősítési tényező arányosításával nyerünk.

$$S = \frac{h_{21e}}{h_{11e}} = \frac{i_C/i_B}{u_{BE}/i_B} = \frac{i_C}{u_{BE}}$$

Helyettesítések után kapjuk a u_{BE} bázis-emitter feszültség okozta i_C kollektoráram változást, ami a tranzisztor meredeksége. Ezek után írható

$$A_{ue} = -\frac{i_C}{u_{BE}} \left(\frac{1}{h_{22e}} x R_C x R_t \right) = -S \left(\frac{1}{h_{22e}} x R_C x R_t \right)$$

Tovább egyszerűsödik az egyenletünk, ha a tranzisztor h_{22e} paramétere olyan kicsi, hogy az $\frac{1}{h_{22e}}$ kimeneti ellenállás értéke sokkal nagyobb, mint az R_t terhelőellenállás. Párhuzamos kapcsolás esetén az eredő értéke mindig a kisebb értékű tag közelében várható, ezért ezt az egyszerűsítést csak akkor alkalmazzuk, ha nagyságrendi eltérést nem okoz a valósághoz képest.

$$A_{ue} = -S(R_C x R_t)$$

A munkaponti adatokkal számolt feszültségerősítés értéke

$$A_{ue} = -\frac{h_{21e}}{h_{11e}} \left(\frac{1}{h_{22e}} x R_C x R_t \right) = -\frac{200}{3} \left(\left(\frac{1}{20} \cdot 10^6 \right) x (5 \cdot 10^3) x 5 \right) \\ = -\frac{200}{3} (50 \cdot 10^3) x (5 \cdot 10^3) x 5 = -\frac{200}{3} \cdot 4,9945 \\ = \mathbf{-332,96}$$

A negatív előjel azt jelenti, hogy a kimeneti jel a bemenethez képest 180 °-os fázisfordítással jelenik meg.

A feladat megoldásából látható, hogy az $\frac{1}{h_{22e}}$ kimeneti ellenállás értéke sokkal nagyobb a R_C kollektorköri ellenállás értékénél, akkor az erősítés számolható az

$$A_{ue} = -S(R_C x R_t)$$

képlettel.

Az erősítés dB-ben

$$A_{ue}[dB] = 20 \lg |A_{ue}| = 50,26 \text{ dB}$$

A kapcsolat áramerősítése

$$A_{ie} = \frac{i_{ki}}{i_{be}}$$

A kimeneti i_{ki} áram az u_{ki} feszültség és az R_t ellenállás hányadosa. Az u_{ki} kimeneti feszültség az u_{CE} kollektor-emitter feszültségnek felel meg, ezért

$$i_{ki} = \frac{u_{CE}}{R_t}$$

A bemeneti áram az u_{be} bemeneti feszültséget terhelő R_{B1} és R_{B2} bázisosztó ellenállások és a tranzisztor h paraméteréhez tartozó h_{11e} bemeneti ellenállás párhuzamos eredője. Az u_{be} feszültség a tranzisztor u_{BE} feszültségének felel meg.

$$i_{be} = \frac{u_{BE}}{R_{B1} x R_{B2} x h_{11e}}$$

Az áramerősítés

$$A_{ie} = \frac{i_{ki}}{i_{be}} = \frac{u_{CE}/R_t}{u_{BE}/(R_{B1} x R_{B2} x h_{11e})}$$

Rendezve

$$A_{ie} = \frac{u_{CE}}{u_{BE}} \cdot \frac{R_{B1} x R_{B2} x h_{11e}}{R_t} = -A_{ue} \cdot \frac{R_{B1} x R_{B2} x h_{11e}}{R_t}$$

A kapcsolat értékeinek helyettesítésével

$$A_{ie} = -332,96 \cdot \frac{206 x 34 x 0,003}{0,005} = -332,96 \frac{2,9997}{5} = -199,76$$

A megoldott feladat igazolta, hogy az elég nagyra választott R_{B1} és R_{B2} bázisosztó ellenállás értékek nincsenek hatással a párhuzamos eredő értékére, az közel h_{11e} értékét veszi fel. Egyszerűsítve a képletet

$$A_{ie} = -A_{ue} \cdot \frac{h_{11e}}{R_t}$$

számolhatunk.

A kapcsolat teljesítményerősítése

A A_{pe} kapcsolat teljesítményerősítése a feszültség és áramerősítés szorzata

$$A_{pe} = A_{ue} \cdot A_{ie}$$

A feladat szerinti kiszámolva

$$A_{pe} = A_{ue} \cdot A_{ie} = (-332,96) \cdot (-199,76) = \mathbf{66512,1}$$

A kapcsolat $r_{be(e)}$ bemeneti ellenállása

A i_{be} bemeneti áram meghatározásakor megállapítást nyert, hogy a u_{be} feszültség, ami nem más mint u_{BE} bázis-emitter feszültség, és a rákapcsolódó ellenállások eredőjének aránya adja, amit úgy kell meghatározni, hogy az i_{be} áramot vagy az u_{be} feszültséget egy ideális áram

vagy feszültséggenerátor gerjesztése hozza létre. Ebből felírható $r_{be(e)}$ bemeneti ellenállása

$$r_{be(e)} = \frac{u_{BE}}{i_{be}}$$

de tudjuk, hogy

$$i_{be} = \frac{u_{BE}}{R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel h_{11e}}$$

helyettesítve az előző egyenletbe

$$r_{be(e)} = \frac{u_{BE}}{u_{BE}} \cdot R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel h_{11e} = R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel h_{11e}$$

A számítási példa bebizonyította, hogy a bázisosztó ellenállások nagy értéke (206 és 34 kΩ) az eredő értékének meghatározásakor alig vannak hatással, a tranzisztor h_{11e} paraméter (3Ω) alacsony értéke miatt, így

$$r_{be(e)} \cong h_{11e} = 3\Omega$$

A bemeneti ellenállás ismerete az előző fokozat terhelhetőségének mértékére ad információt, ezért fontos adat.

A kimeneti ellenállás

Úgy határozzuk meg, hogy a kimenetet $R_t = \infty$ szakadással terheljük, ekkor az erősítőt úgy jellemezzük, hogy a kimenete üresjáratú állapotban van. Ebben az esetben a négyfólyust a kimenet irányából vizsgáljuk, akkor

$$r_{ki(e)} = \frac{-u_{CE}}{i_{ki}}$$

A 10. kapcsolásból látjuk, hogy a i_{ki} kimeneti áram $\frac{1}{h_{22e}}$ a tranzisztor kimeneti ellenállásán és a R_C kollektor áramán alakul ki $-u_{CE}$ feszültség hatására. tehát

$$i_{ki} = \frac{-u_{CE}}{(1/h_{22e}) \parallel R_C}$$

Helyettesítve az r_{ki} kimeneti ellenállás képletébe

$$r_{ki(e)} = \frac{-u_{CE}}{-u_{CE}} \left(\frac{1}{h_{22e}} \parallel R_C \right) = \frac{1}{h_{22e}} \parallel R_C$$

Itt is megvizsgálhatjuk a két párhuzamosan kapcsolódó ellenállás értékét, ahol a tranzisztor h paraméterének kimeneti ellenállása

$$\frac{1}{h_{22e}} = \frac{1}{20 \cdot 10^{-6} S} = 50 k\Omega$$

míg az R_C kollektor ellenállás $R_C = 5 k\Omega$. Ezek párhuzamos eredője.

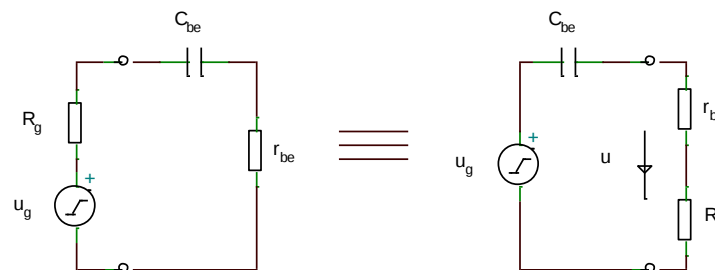
$$\frac{1}{h_{22e}} \parallel R_C = 50 \parallel 5 = 4,54 k\Omega$$

Tehát az R_C kollektor ellenállás értékének környezetében van, ezért írhatjuk, hogy az

$$r_{ki(e)} = R_C$$

A bemeneti csatoló kondenzátor meghatározása

A C_{be} bemeneti kondenzátor meghatározása



11. kapcsolás

A C_{be} bemeneti kondenzátor meghatározásához a *II.kapcsolást* hívjuk segítségül, amikor belőle, a jobb oldali rajzot alkalmazzuk. A kondenzátor utáni u feszültséget a feszültségosztás képletével határozzuk meg.

$$u = u_g \frac{r_{be} + R_g}{r_{be} + R_g + X_{Cbe}}$$

Feszültségerősítésre rendezve az egyenletet kapjuk a

$$\frac{u_g}{u} = \frac{r_{be} + R_g + X_{Cbe}}{r_{be} + R_g}$$

Mivel jelcsökkenésről van szó, ezért a négypólus csillapítani fog. Jelölése a_u

$$a_u = 20 \cdot \lg \frac{u_g}{u} = 3dB$$

$$a_u = \lg \frac{u_g}{u} = \frac{3}{20} = 0,15$$

ebből a feszültségviszony

$$\frac{u_g}{u} = 10^{0,15} = 1,41$$

most már felírható, hogy

$$\frac{u_g}{u} = 1,41 = \frac{r_{be} + R_g + X_{Cbe}}{r_{be} + R_g}$$

$$1,41 = \frac{r_{be} + R_g}{r_{be} + R_g} + \frac{X_{Cbe}}{r_{be} + R_g} = 1 + \frac{X_{Cbe}}{r_{be} + R_g}$$

Ha a jelcsökkenést 6 dB-es meredekséggel vizsgáljuk, akkor $\frac{u_g}{u} = 10^{0,3} \cong 2$, ami egyszerűsíti a képletünket

$$2 = 1 + \frac{X_{Cbe}}{r_{be} + R_g}$$

$$X_{Cbe} = r_{be} + R_g$$

A kondenzátor X_{Cbe} reaktanciája

$$X_{Cbe} = \frac{1}{2\pi f_a C_{be}}$$

ahol f_a az az alsó határfrekvencia, amit a 6 dB meredekségű jelcsökkenéssel a bemenetünk még fogadni tud, 3db-es csillapítási érték esetén. A két utóbbi egyenletet összekapcsolva

$$X_{Cbe} = \frac{1}{2\pi f_a C_{be}} = r_{be} + R_g$$

Ebből a kondenzátor értéke

$$C_{be} = \frac{1}{2\pi f_a (r_{be} + R_g)}$$

Ha az $r_{be} \gg R_g$ akkor egyenletünk egyszerűsödik

$$C_{be} = \frac{1}{2\pi f_a r_{be}}$$

Ismert C_{be} bemeneti kondenzátor esetén az alsó f_a határfrekvencia meghatározható

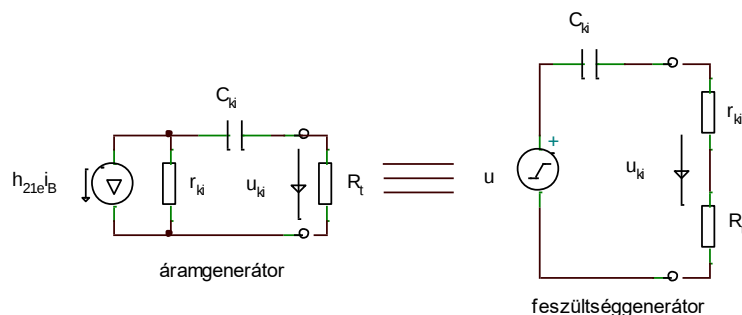
$$f_a = \frac{1}{2\pi C_{be} r_{be}}$$

Határozzuk meg a bemeneti kondenzátor értékét 50 Hz-es bemeneti jelre. Az $r_{be} = h_{11e} = 3\Omega$

$$C_{be} = \frac{1}{2\pi f_a r_{be}} = \frac{1}{6,28 \cdot 50 \cdot 3} = \frac{1}{942} = 1,062 \cdot 10^{-3} F = 1000\mu F$$

Polaritásmentes kondenzátor beépítése szükséges, mert a fegyverzetek polarizációja $\pm$ -ra változik.

A C_{ki} kimeneti kondenzátor meghatározása.



12. kapcsolás

A kimeneti csatoló kondenzátor meghatározása

A C_{ki} kimeneti kondenzátor meghatározásához a 10. kapcsolás kimeneti áramgenerátoros ábrázolását átalakítottam feszültséggenerátorra. Logikailag ugyan azt kell végig követni mint C_{be} kondenzátor esetén, így felírhatjuk, hogy a

$$C_{ki} = \frac{1}{2\pi f_a (r_{ki} + R_t)}$$

Az alsó határfrekvencia az

$$f_a = \frac{1}{2\pi C_{ki} (r_{ki} + R_t)}$$

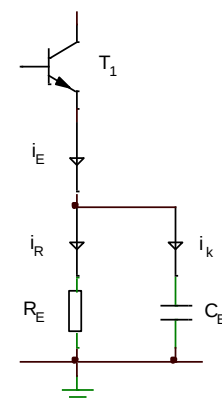
A kimeneti kondenzátor értéke 50 Hz-re, ha a $R_t = 5\Omega$ és $r_{ki} = R_C = 5k\Omega$

$$C_{ki} = \frac{1}{2\pi f_a (r_{ki} + R_t)} = \frac{1}{6,28 \cdot 50 \cdot 10 \cdot 10^3} = \frac{1}{3,140 \cdot 10^6} F = 320nF$$

A C_E emitterkondenzátor

Az elkészített emitterkör segítség arra, hogy meghatározzuk az f_a alsó határfrekvenciához szükséges C_E kondenzátor értéket. A rajzra felírt csomóponti törvény szerint

$$i_E = i_R + i_k$$



13. kapcsolás

Ami azt jelenti, hogy megváltozik a 9 és 10. kapcsolás, mert egy ellenállással kell bővíteni a z emitterkört. A feladat az, hogy biztosítani kell, hogy az i_E ermitteráram ne az R_E ellenálláson folyjon, hanem a C_E kondenzátoron keresztül, ez azt jelenti, hogy

$$i_k \gg i_E$$

feltételnek teljesülnie kell. A gyakorlat azt mutatta, hogy ha a kondenzátoron tízszer nagyobb áram folyik, akkor a feltételt biztosítottuk.

$$i_k = 10i_E$$

Felírva az egyenlet i_E áramát az u_E feszültség és az R_E, X_{C_E} ohmos tagok segítségével

$$\frac{u_E}{X_{C_E}} = 10 \frac{u_E}{R_E}$$

Rendezve az egyenletet

$$\frac{1}{X_{C_E}} = \frac{10}{R_E}$$

Helyettesítve az

$$X_{C_E} = \frac{1}{2\pi f_a C_E}$$

értéket,

$$2\pi f_a C_E = \frac{10}{R_E}$$

Ebből a C_E emitter kondenzátor

$$C_E = \frac{10}{2\pi f_a R_E}$$

vagy ismert C_E kondenzátor esetén f_a alsó határfrekvencia

$$f_a = \frac{10}{2\pi R_E C_E}$$

számolunk. A jelenlegi kapcsolás 50 Hz-es alsó frekvencián alkalmazott kondenzátor

$$C_E = \frac{10}{6,28 \cdot 50 \cdot 10^3} F = \frac{10}{314} \cdot 10^{-3} F = 31,85 \mu F$$

Legalább ilyen értékű kondenzátor szükséges, de jobb, ha nagyobb.

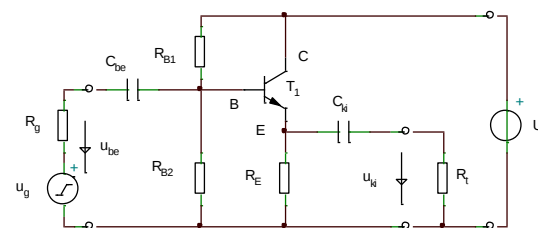
A vizsgált közös emitter kapcsolású erősítő a leggyakrabban használt tranzisztoros erősítő típus, kiváló jó tulajdonságai miatt.

- közelítőértékek alkalmazásával egyszerűen számolható, ilyen az $r_{be(e)} \cong h_{11e}$, és $r_{ki(e)} = R_C$
- Az A_{ue} az A_{ie} és az A_{pe} erősítések nagyok

- a nagyerősítés miatt kis bemenetijelek erősítője, ami mV , mA illetve μV , μA nagyságrendűek.

Közös kollektorú kapcsolás

Minden olyan erősítőkapcsolás, ahol a kollektor váltakozóáramú szempontból közös be-kimeneti potenciálon van, közös kollektorú kapcsolásnak nevezzük.



14. kapcsolás

Egyenáramú munkaponti beállítása megegyező a közös emitterű kapcsolással. Itt is a bázisosztó állítja be a bázis egyenáramú adatait. A közös emitterű erősítőnél megadott tranzisztor feszültség adatokat felhasználva, a következőket írhatjuk le, $U_{CE} = 6V$ és $U_{BE} = 0,7V$. A tranzisztornak egyenáramú bemeneti ellenállása

$$R_{be} = \frac{U_{BE}}{I_B} + R_E$$

$$\frac{U_B}{I_B} = \frac{mV}{mA} \cdot 10^3$$

$$\left[\frac{U_B}{I_B} \right] = k\Omega$$

A bázisáramot. Tudjuk, hogy B egyenáramú áramerősítési tényezőre felírhatjuk, hogy $B \cong h_{21e}$, akkor a bázisáram

$$I_B = \frac{I_C}{B} = \frac{I_C}{h_{21e}}$$

illetve a másik egyenlet

$$I_C = I_E - I_B$$

A két egyenletből

$$I_B = \frac{I_E}{h_{21e} + 1} = \frac{1 \cdot 10^{-3}}{201} = 4,975 \mu A$$

Most már meghatározható a bemeneti ellenállás

$$R_{be} = \frac{U_B}{I_B} + R_E = \frac{700}{4,974} \cdot 10^3 + R_E = [140,73 + R_E] k\Omega$$

Ez a jel nélküli egyenáramú munkapont, bemeneti karakterisztika $\{U_B, I_B\}$ összetartozó értéke. Ha a bázisosztót hasonlóra méretezzük mint a közös emitterő kapcsolás esetén, ott az $I_o = 10 I_B$ értékre vettük az I_o osztó áramát, akkor az alsó tagja

$$R_{B2} = \frac{U_B}{I_o} = \frac{6,7}{49,75} \cdot 10^6 \Omega = 134,67 k\Omega \approx 135 k\Omega$$

A bázisosztó felső tagja

$$R_{B1} = \frac{U_T - U_B}{I_o + I_B} = \frac{5,3}{54,725} \cdot 10^6 = 96,85 \approx 97 k\Omega$$

A két bázisosztó értékének kiválasztását a szabványos ellenállásor is befolyásolja. Jelen feladatban a számított értéket használjuk.

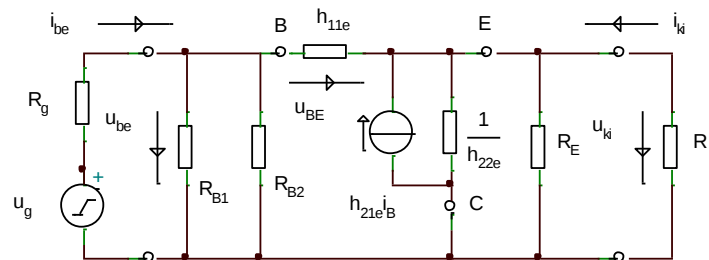
Az emitterellenállás az U_E emitterfeszültség és I_E emitteráram hányadosa.

$$R_E = \frac{U_E}{I_E} = \frac{6}{1} \cdot 10^3 \Omega = 6 k\Omega$$

A magas R_E emitterellenállás értéke, a hőkompenzálsát segíti, a réteghőmérséklet emelkedése miatt növekvő I_B bázisáram az U_E emitterfeszültséget nagymértékben emeli, ami csökkenti az U_{EB} bázis-emitter feszültség ez I_B bázisáram csökkenést eredményez, ezért a tranzisztor termikus stabilitása eebben a kapcsolásban kiváló.

Váltakozóparaméter jellemzők

A 14. kapcsolás váltakozóáramú helyettesítő áramkörét a 15.kapcsolással adtam meg, a csatolókondenzátorok csillapítását most is 3dB-nek véve, azok rövidzárral helyettesíthetők. Mivel a tranzisztor áramaira az $U_{CE} = 6V$ -os feszültség, ami 1V-os eltérést tartalmaz a közös emitterkapcsolással szemben semmi hatással bnem volt, ezért a tranzisztor hibrid, közös emitterkapcsolású paramétereit itt is használhatjuk.



15. kapcsolás

Ezek $h_{11e} = 3\Omega$, $h_{21e} = 200$ és $h_{22e} = 200$. Az adatok előre jelzik, hogy a közös emitter és közös kollektor kapcsolás h paraméteri a közös emitterkapcsolás h paramétereire lehetnek.

A tranzisztor B bázisán lévő u_{be} feszültség két feszültség eredője, egyrészt a B bázis és E emitter között lévő u_{BE} feszültség és a kimeneten mért u_{ki} feszültség eredője, ami

$$u_{be} = u_{BE} + u_{ki}$$

Ha a kimenet szakadással terhelt, akkor az u_{be} bemenet feszültség felírható a két feszültséget részletező képletekkel, az i_B bázisáram függvényében, mert

$$u_{BE} = h_{11e} i_B$$

és

$$u_{ki} = i_B (h_{21} + 1) \cdot \left(\frac{1}{h_{22e}} \parallel R_E \right)$$

helyettesítéssel kapjuk

$$u_{be} = h_{11e}i_B + i_B(h_{21} + 1) \cdot \left(\frac{1}{h_{22e}}xR_E\right)$$

kiemelve i_B

$$u_{be} = i_B \left[h_{11e} + (h_{21} + 1) \cdot \left(\frac{1}{h_{22e}}xR_E\right) \right]$$

A feszültségerősítés

$$A_{uc} = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{i_B(h_{21} + 1) \cdot \left(\frac{1}{h_{22e}}xR_E\right)}{h_{11e}i_B + i_B(h_{21} + 1) \cdot \left(\frac{1}{h_{22e}}xR_E\right)}$$

Egyszerűsítve i_B -vel

$$A_{uc} = \frac{(h_{21} + 1) \cdot \left(\frac{1}{h_{22e}}xR_E\right)}{h_{11e} + (h_{21} + 1) \cdot \left(\frac{1}{h_{22e}}xR_E\right)}$$

A képletből látható, hogy a nevező nagyobb a számlálónál, tehát a feszültségerősítés nincs, csak csillapítás. Ha az erősítés reciprok értéke a csillapítás, aminek a jele a_u , akkor

$$a_{uc} = \frac{1}{A_u} = \frac{h_{11e} + (h_{21} + 1) \cdot \left(\frac{1}{h_{22e}}xR_E\right)}{(h_{21} + 1) \cdot \left(\frac{1}{h_{22e}}xR_E\right)} = \frac{h_{11e}}{(h_{21} + 1) \cdot \left(\frac{1}{h_{22e}}xR_E\right)} + 1$$

Kedvező értékek választása esetén érhetjük el, hogy a kapcsolás csillapítása egy körüli értéket alig lépi túl, így az erősítése közelíthet az egységhez.

Áramerősítés

$$A_{ic} = \frac{i_{ki}}{i_{be}}$$

A kimeneti áram

$$i_{ki} = \frac{u_{ki}}{r_{ki}}$$

A bemeneti áram

$$i_{be} = \frac{u_{be}}{r_{be}}$$

Az áramerősítés

$$A_{ic} = \frac{u_{ki}}{u_{be}} \cdot \frac{r_{be}}{r_{ki}}$$

A váltakozóáramú bemeneti ellenállás, a bemenet dinamikus ellenállása, ami az R_B egyenáramú ellenállás nagyságát ekkora értékkel változtatja meg.

A 15. kapcsolásból elkészíthető a bemeneti ellenállás a meghatározásához szükséges áramkör. A 16. kapcsolásból felírhatjuk

$$r_{be} = R_{B1}xR_{B2}x\left(\frac{u_{be}}{i_B}\right)$$

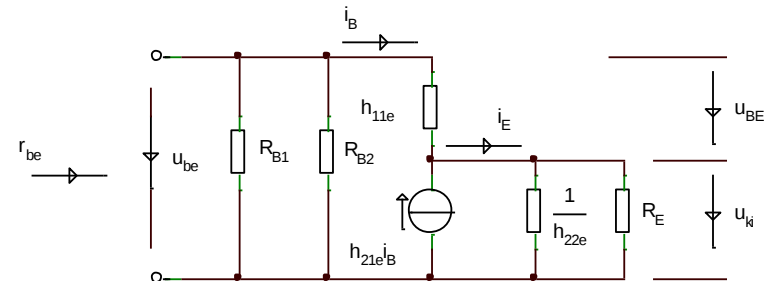
$$r_{be} = R_{B1}xR_{B2}x\left(\frac{u_{BE} + u_{ki}}{i_B}\right)$$

$$u_{BE} = i_B h_{11e}$$

$$u_{ki} = i_E \left(\frac{1}{h_{22e}}xR_E\right) = i_B \left[(h_{21e} + 1) \left(\frac{1}{h_{22e}}xR_E\right) \right]$$

A feszültségek helyettesítése után és i_B bázisárammal egyszerűsítve, az egyenletünk így alakul.

$$r_{be} = R_{B1}xR_{B2}x\left[h_{11e} + (h_{21e} + 1) \left(\frac{1}{h_{22e}}xR_E\right) \right]$$

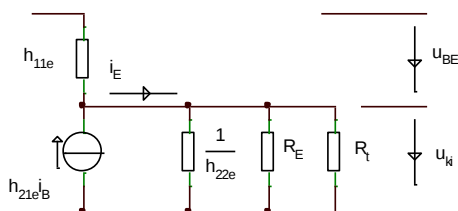


16. kapcsolás

A kapcsolás áramköri- és tranzisztor adataival meghatározhatjuk a bemeneti ellenállás értékét. Értékek helyettesítése $k\Omega$ -ban.

$$r_{be} = 97 \times 135 \times [0,003 + 201(50 \times 6)] = 56,44 \times 1076,79 = 53,63 \text{ k}\Omega$$

A kapott érték a terheletlen fokozat bemenetiellenállása, nézzük meg milyen változást eredményez, ha a kapcsolás kimenetét $R_t = 5\Omega$ -os ellenállással terheljük. A kapcsolás a következő változáson megy keresztül.



17. kapcsolás

A kimenetet az R_t ellenállással terheljük, ami egy további párhuzamos tag a kimeneten, egyenletünket kiegészítjük ezzel a taggal.

$$r_{be} = R_{B1} \times R_{B2} \times \left[h_{11e} + (h_{21e} + 1) \left(\frac{1}{h_{22e}} \times R_E \times R_t \right) \right]$$

Helyettesítve az értékeket,

$$r_{be} = 97 \times 135 \times [0,003 + 201(50 \times 6 \times 0,005)] = 56,44 \times 1$$

$$r_{be} = 982,6 \Omega$$

Az eredményből láthatjuk, hogy minden párhuzamos tag értéke nagy hatással van a bemeneti ellenállás értékére. Az R_t terhelőellenállás értéke 5Ω , a kimeneti ellenállás értéke $982,6 \Omega$ amikor nem sokat tévedünk, ha azt mondjuk,

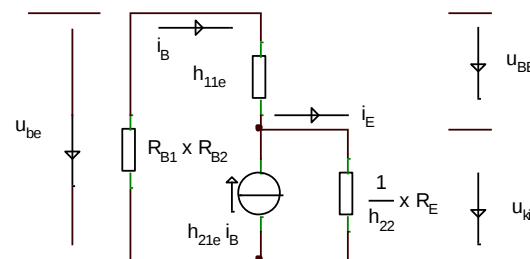
$$r_{be} = h_{21e} R_t$$

felel meg.

Az r_{ki} kimeneti ellenállás számításánál abból indulunk ki, hogy az az u_{ki} kimeneti feszültség és az i_{ki} kimeneti áram hányadosa.

$$r_{ki} = \frac{u_{ki}}{i_{ki}} = \frac{u_{ki}}{i_E}$$

Ellenben azt is tudomásul kell venni, hogy az u_{ki} kimeneti feszültség egy feszültség-hurok egyik eleme, amire a huroktörvényt érvényesíteni kell. Rajzoljuk fel ezt a feszültség-hurokot.



18. kapcsolás

Felírva a 18. kapcsolás hurokegyenletét

$$u_{be} - u_{BE} - u_{ki} = 0$$

Fejezzük ki az u_{ki} kimeneti feszültséget

$$u_{ki} = u_{be} - u_{BE}$$

továbbá

$$u_{ki} = i_B(R_{B1} \times R_{B2}) - i_B h_{11e}$$

de

$$r_{ki} = \frac{u_{ki}}{i_{ki}} = \frac{u_{ki}}{i_E} = \frac{i_B(R_{B1} \times R_{B2}) - i_B h_{11e}}{i_B(h_{21e} + 1)}$$

Ezek után

$$r_{ki} = \frac{(R_{B1} \times R_{B2}) - h_{11e}}{h_{21e} + 1}$$

A feladatban megadott értékek helyettesítése után

$$r_{ki} = \frac{(97 \times 135) - 0,003}{201} = 280,8 \, \Omega$$

Ha a R_G generátor belső ellenállását figyelembe kell venni, akkor a feszültségcsatlakozók bázisosztó $\{R_{B1}, R_{B2}\}$ tagja újabb párhuzamos taggal egészül ki, ami az egyenletünket így változtatja.

$$r_{ki} = \frac{(R_{B1} \times R_{B2} \times R_G) - h_{11e}}{h_{21e} + 1}$$

Legyen $R_G = 1k\Omega$, akkor

$$r_{ki} = \frac{(97 \times 135 \times 1) - 0,003}{201} = \frac{56,44 \times 1 - 0,003}{201} = \frac{0,97956}{201} = 4,87 \, \Omega$$

Vizsgáljuk meg az adatokkal, hogy mekkora a kapcsolás erősítése.

Feszültségerősítés

A kapcsolásnak csillapítása van

$$a_{uc} = \frac{1}{A_u} = 1 + \frac{h_{11e}}{(h_{21} + 1) \cdot \left(\frac{1}{h_{22e}} \times R_E\right)} = 1 + \frac{3}{201 \cdot 5,357 \cdot 10^3}$$

$$a_{uc} = 1 + \frac{3}{1,076} \cdot 10^{-6} \approx 1$$

Ebből következik, hogy a feszültségerősítés is

$$A_{uc} \cong 1$$

Az áramerősítés

$$A_{ic} = \frac{u_{ki}}{u_{be}} \cdot \frac{r_{be}}{r_{ki}} = A_{uc} \frac{r_{be}}{r_{ki}} = 1 \cdot \frac{982,6}{4,87} = 201,7$$

Elmondható, hogy az A_{ic} áramerősítés a

$$A_{ic} = h_{21e} + 1$$

a közös emitterű áramerősítési tényezővel egyenlő. Továbbá, mivel a feszültségerősítés 1 ezért a teljesítményerősítés egyenlő az áramerősítéssel.

$$A_{pc} = A_{ic}$$

A kapcsolás csatlakozókondenzátorainak meghatározása.

A C_{be} bemeneti csatlakozókondenzátor a generátor és a kapcsolás bemenete között helyezkedik el. A feladat most is az, hogy a generátor jele 3db-nél nagyobb csökkenése ne jöjjön létre. A bemeneti kondenzátorra felírhatjuk, hogy

$$C_{be} = \frac{1}{2\pi f_a(r_{be} + R_G)}$$

És a kimeneti kondenzátor

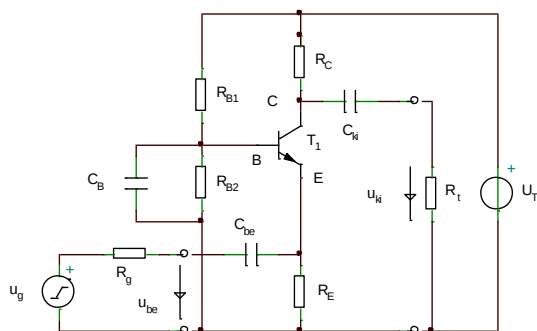
$$C_{ki} = \frac{1}{2\pi f_a(r_{ki} + R_t)}$$

A kapcsolás tulajdonságai.

- Fázisfordítás nélkül egységnyi feszültségerősítést végez
- Nagy bemeneti ellenállása és kis kimeneti ellenállással rendelkezik
- A bemeneti jelet nem erősíti, ezért lineáris jelátvitelt nagy jelek esetén is megoldja.
- Egyenszint eltolásra alkalmas.
- Nagy bemeneti ellenállása nem terheli az előtte lévő fokozatot, kis kimeneti ellenállása jól illeszti a kisértékű terhelőellenállást.

Közös bázisú erősítő

A közös bázisú erősítőt úgy valósítjuk meg, hogy a bázisát váltakozóáramú szempontból, egy kondenzátor segítségével, közös be- kimenetre csatoljuk. Jelen kapcsolásban ezt a feladatot a C_B kondenzátor végzi.

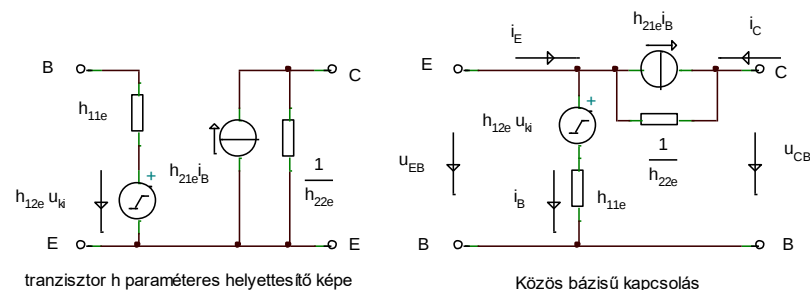


19. kapcsolás

A T_1 tranzisztor egyenáramú munkapont B bázispontját az $\{R_{B1}, R_{B2}\}$ bázisosztó ellenállások az U_{BE} feszültséget és I_B áramot állítja be, az R_C kollektor- és R_E emitterellenállás a kimenet $\{U_C, U_E\}$ feszültség és

$\{I_C, I_E\}$ áramértéket határozza meg. Méretezése a T_1 tranzisztor katalógus adatai alapján, az előzőekben ismertetett módon kell megoldani.

Váltakozóáramú helyettesítő kapcsolását a három kondenzátor határozza meg. A C_{be} bemeneti és C_{ki} kimeneti kondenzátorok méretezése az ismert 3dB-es jelcsökkenés alatt rövidzárral helyettesítjük. Hasonló elvet kell követnünk a C_B kondenzátor méretezésénél, váltakozó áramú szempontból a bázis akkor kerül közös pontra, ha i_B értékű váltakozó áram a C_B kondenzátoron keresztül folyik a referencia pontba. Ezek után a kapcsolás váltakozóáramú helyettesítő áramköre lerajzolható. A helyettesítő kapcsolást a tranzisztor h paraméteres kapcsolásából határozzuk meg.



20. kapcsolás

A h paramétere egyenletei

$$\begin{aligned} u_{be} &= h_{11b} i_{be} + h_{12b} u_{ki} \\ i_{ki} &= -h_{21b} i_{be} + h_{22b} u_{ki} \end{aligned}$$

egyenletek

A h_{11b} **bemeneti ellenállás** paraméterének meghatározása, amikor $u_{ki} = 0$, ez kimeneti rövidzárat jelent.

$$h_{11b} = \left. \frac{u_{be}}{i_{be}} \right|_{u_{ki}=0}$$

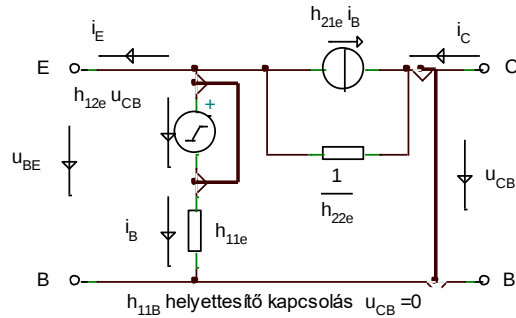
A helyettesítő kapcsolás a következő változáson megy keresztül. A bemeneten az $u_{ki} = 0$ rövidzár miatt a $h_{12e} u_{ki}$ szintén nulla, ezért azt rövidzárral kell helyettesíteni. Ekkor a kapcsolás szerint

$$u_{be} = u_{BE} = i_B h_{11e}$$

A bemeneti áram a rövidzár miatt a bázisáram és az $u_{CB} = 0$ ellenére, a kimeneten változatlanul i_C kollektoráram folyik összege, vagyis

$$i_{be} = i_B + i_C = i_E$$

helyettesítve

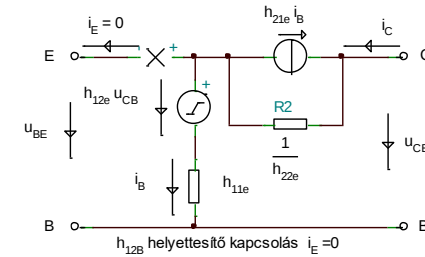


21. kapcsolás

$$h_{11b} = \frac{u_{BE}}{i_{be}} = \frac{i_B h_{11e}}{i_B (1 + h_{21e})} = \frac{h_{11e}}{1 + h_{21e}} \cong \frac{h_{11e}}{h_{21e}}$$

A h_{12b} feszültségviszahatás paraméterének meghatározása, az $i_{be} = 0$ esetén, ekkor a bemeneten nem folyik áram, tehát szakadás van.

$$h_{12b} = \frac{u_{be}}{u_{ki}} \Big|_{i_{be}=0}$$



22. kapcsolás

A 22. kapcsolás adataival

$$h_{12b} = \frac{u_{be}}{u_{ki}} = \frac{u_{BE}}{u_{CB}} \Big|_{i_E=0}$$

Az u_{BE} feszültség meghatározása

$$u_{BE} = h_{12e} u_{CB} + i_B h_{11e}$$

felhasználjuk, hogy

$$u_{CB} = \frac{i_C}{h_{22e}} = \frac{i_B h_{21e}}{h_{22e}}$$

Ezek után

$$h_{12b} = \frac{(i_B h_{12e} \frac{h_{21e}}{h_{22e}} + i_B h_{11e}) h_{22e}}{i_B h_{21e}}$$

$$h_{12b} = \frac{h_{11e} h_{22e} + h_{12e} h_{21e}}{h_{21e}}$$

$$h_{12b} = h_{12e} + \frac{h_{11e}h_{22e}}{h_{21e}}$$

Megállapítható, hogy közös bázisú kapcsolás esetén a feszültségviszahatás nagyobb, mint közös emitterű kapcsolásban.

Áramerősítési tényező paraméter meghatározása a második egyenletből lehetséges

$$i_{ki} = -h_{21b}i_{be} + h_{22b}u_{ki}$$

Esetünkben

$$-h_{21b} = \left. \frac{i_{ki}}{i_{be}} \right|_{u_{ki}=0}$$

A kapcsolás adataival

$$-h_{21b} = \left. \frac{i_C}{i_E} \right|_{u_{ki}=0}$$

A kimeneti áram az i_C kollektoráram, a bemeneti áram i_E emitteráram

$$-h_{21b} = \frac{i_B h_{21e}}{i_B(1 + h_{21e})} = \frac{h_{21e}}{1 + h_{21e}}$$

$$h_{21b} = -\frac{h_{21e}}{1 + h_{21e}}$$

Ez azt jelenti, hogy áramerősítési tényezője kisebb mint -1.

A h_{22b} kimeneti vezetés paramétere a második egyenletből

$$h_{22b} = \left. \frac{i_{ki}}{u_{ki}} \right|_{i_{be}=0}$$

Az $i_{be} = 0$ bemeneten nem folyik áram, így $i_E = 0$, ebből következik, hogy a kimeneten sem folyik áram, tehát $i_C = 0$. Egyedül i_B bázisáram folyik, akkor

$$h_{22b} = \left. \frac{i_C}{h_{21e}u_{CB}} \right|_{i_{be}=0}$$

$$h_{22b} = \frac{h_{22e}}{h_{21e}}$$

ha $h_{22e} = i_C/u_{CB}$

Figyelembevétel a feszültségviszahatást és a közös emitter kapcsolás feszültség és áramviszonyait

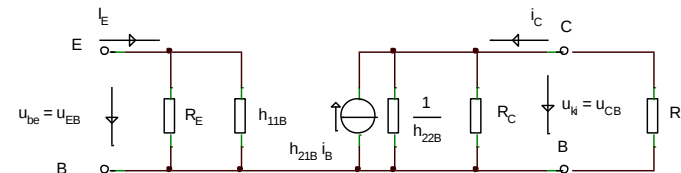
$$u_{CB} = h_{12e}u_{CB} + \frac{i_C}{h_{22e}}$$

$$u_{CB} = \frac{i_C}{h_{22e}(1 - h_{12e})}$$

Helyettesítés után

$$h_{22b} = \frac{h_{22e}}{h_{21e}}(1 - h_{12e})$$

A váltakozó áramú jellemzők.



23. kapcsolás

A kapcsolás váltakozó áramú helyettesítő képét a 23. *kapcsolással* adtam meg. Jellemzők az eddigiek szerint, a be és kimeneti ellenállások és az erősítések.

Bemeneti ellenállás.

$$r_{be} = \frac{u_{be}}{i_{be}} = \frac{u_{EB}}{i_E}$$

Az u_{EB} bemeneti feszültség

$$u_{EB} = i_E(h_{11B}xR_E)$$

Ezek után

$$r_{be} = \frac{i_E(h_{11B}xR_E)}{i_E} = h_{11B}xR_E$$

Felhasználva a közös bázis és emitterű kapcsolás h paraméterei közötti kapcsolatot, ahol

$$h_{11b} = \frac{h_{11e}}{h_{21e}}$$

helyettesítés után az r_{be} bemeneti ellenállás

$$r_{be} = \frac{h_{11e}R_E}{h_{11e} + h_{21e}R_E}$$

Az egyenletből azt a következtetést vonhatjuk le, hogy a közös bázisú kapcsolás bemeneti ellenállása nagyon kicsi, közelítőleg h_{21e} - ed része a közös emitterű kapcsolás bemeneti ellenállásának. A gyakorlatban ez néhány 10Ω .

Kimeneti ellenállás

$$r_{ki} = \frac{u_{ki}}{i_{ki}} = \frac{u_{CB}}{-i_C}$$

Az u_{CB} kimeneti feszültség

$$u_{CB} = -i_C \left(\frac{1}{h_{22b}} x R_C \right)$$

Ebből a kimeneti ellenállás

$$r_{ki} = R_C x \frac{1}{h_{22b}}$$

de ismert a h_{22b} -re kapott közös emitterű kapcsolatot kifejezése, most feszültségvisszahatás nélkül vizsgálva.

$$r_{ki} = R_C x \frac{1}{h_{22b}} = R_C x \frac{h_{21e}}{h_{22e}}$$

$$r_{ki} = \frac{h_{21e}R_C}{h_{21e} + h_{22e}R_C}$$

Mindkét kimeneti ellenállásra kapott eredmény azt bizonyítja, hogy a báziskapcsolás kimeneti ellenállását az R_C ellenállás értéke határozza meg.

A kapcsolás áramerősítése

$$A_{i(b)} = \frac{i_{ki}}{i_{be}} = \frac{-i_C}{i_E}$$

Ahol

$$i_C = i_B h_{21b}$$

és

$$i_E = i_B(1 + h_{21b})$$

Könnyen belátható, hogy a kapcsolás áramerősítése

$$A_{i(b)} = \frac{-i_B h_{21b}}{i_B(1 + h_{21b})} \cong -1$$

A kapcsolás feszültségerősítése

$$A_{u(b)} = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{i_{ki}r_{ki}}{i_{be}r_{be}} = \frac{-i_C r_{ki}}{i_E r_{be}}$$

$$A_{u(b)} = \left| \frac{i_C}{i_E} \right| \frac{r_{ki}}{r_{be}} = |A_{ib}| \frac{r_{ki}}{r_{be}}$$

$$A_{u(b)} = \frac{r_{ki}}{r_{be}}$$

Az üresjáratú feszültségerősítés az r_{ki} kimeneti ellenállás és az r_{be} bemeneti ellenállás aránya határozza meg. Terhelőellenállás esetén a kimeneti ellenállást a vele párhuzamosan kapcsolt R_t terhelő ellenállás adja.

$$A_{u(b)} = \frac{r_{ki} \parallel R_t}{r_{be}}$$

A kapcsolás teljesítményerősítése

Ismert összefüggés alapján

$$A_{P(b)} = |A_{i(b)}| \cdot |A_{u(b)}| = \frac{r_{ki} \parallel R_t}{r_{be}}$$

A kapcsolás kondenzátorainak meghatározása.

A C_{be} bemeneti kapacitás méretezése, a megértéshez segítségül, a *II. kapcsolást* kell hívni, ahol

$$C_{be} = \frac{1}{2\pi f_a (r_{be} + R_g)}$$

ahol az

$$r_{be} = h_{11B} \parallel R_E$$

képlettel, vagy

$$r_{be} = \frac{h_{11e} R_E}{h_{11e} + h_{21e} R_E}$$

számolhatunk.

A C_{ki} kimeneti kondenzátor számításához a *12. kapcsolást* használjuk fel, ahol

$$C_{ki} = \frac{1}{2\pi f_a (r_{ki} + R_t)}$$

Az egyenletben az r_{ki} kimeneti ellenállás

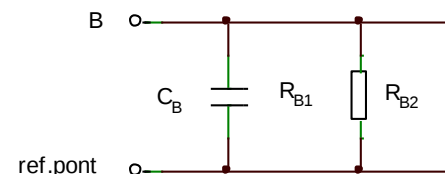
$$r_{ki} = R_C \parallel \frac{1}{h_{22b}}$$

báziskapcsolás hibrid paraméterével, vagy

$$r_{ki} = \frac{h_{21e} R_C}{h_{21e} + h_{22e} R_C}$$

ez emitterkapcsolás hibrid paramétereivel számolhatunk.

A C_B báziskondenzátor méretezéséhez, az egyenáramú munkapont beállítására szolgáló R_{B1} és R_{B2} ellenállásokat rövidre zárni.



24. kapcsolás

A kapcsolás az elemek váltakozóáramú kapcsolatát mutatja. A B bázispont akkor kerül a közös *ref. pontra*, ha úgy van méretezve, ha az f_a alsó

frekvencián a kondenzátor $X_{C(B)}$ reaktanciája és az $\{R_{B1}, R_{B2}\}$ két ellenállás párhuzamos eredője egyező. Képlet szerint,

$$X_{C(B)} = R_{B1} \parallel R_{B2}$$

Ha

$$X_{C(B)} = \frac{1}{2\pi f_a C_B}$$

És

$$R_{B1} \parallel R_{B2} = \frac{R_{B1} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

$$\frac{R_{B1} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = \frac{1}{2\pi f C_B}$$

Kifejezve C_B kondenzátort

$$C_B = \frac{R_{B1} + R_{B2}}{2\pi f R_{B1} R_{B2}}$$

Feladat:

Egy **BC 413 npn** silicon planár epitaxiális tranzisztor mérési jegyzőkönyvéből a következő adatokat gyűjtöttük ki.

$$U_{BE0} = 0,62V, U_{CE0} = 5V, I_{C0} = 2mA, I_{B0} = 6,89\mu A$$

Hibrid h paraméterek, $u_{CB} \cong 5V$, $i_C = 2mA$, $f_a = 1kHz$ jellel vizsgálva

$$h_{11e} = 6,6k\Omega, h_{12e} = 2,5 \cdot 10^{-4}, h_{21e} = 290, h_{22e} = 45\mu S$$

Határozzuk meg a kapcsolás egyenáramú munkapont beállításához szükséges elemeket, valamint a kapcsolás be és kimeneti ellenállásait, csatoló kondenzátorait és erősítéseit, ha a kapcsolás működéséhez 15V-os tápfeszültséget tudunk biztosítani.

Megoldás:

Induljunk ki abból, hogy az U_{B0} bázispont egyenáramú munkapontját a tápfeszültség felére $U_T/2$, azaz $U_{B0} = 7,5V$ -ra tesszük.

Az egyenáramú munkaponti adatok helyes beállítását a váltakozóáramú működés követelményei határozzák meg. Mivel lineáris kisjelű erősítést akarunk elérni, ezért a tranzisztort soha nem szabad telítésbe vezérelni. Akkor tudjuk a helyes működést biztosítani, ha teljesül az $u_{CB} \cong 5V$ -os feltétel, ami a kollektor-bázis diódát mindig záróirányú előfeszítésben hagyja.

A kimeneti munkapont beállítása.

Abból indulunk ki, hogy az $U_{B0} = 7,5V$, amiből meghatározhatók a tranzisztor további feszültségei.

Emitter adatok.

$$U_{E0} = U_{B0} - U_{BE0} = 7,5 - 0,62 = 6,88V$$

Az emitterellenállás

$$R_E = \frac{U_{E0}}{I_{E0}} = \frac{U_{E0}}{I_{C0} + I_{B0}} = \frac{6,88}{2 \cdot 10^3 + 6,89 \cdot 10^6} = \frac{6,88}{2,00689} \cdot 10^3$$

$$R_E = 3,43 k\Omega$$

A kollektor ellenállása.

$$R_C = \frac{U_T - U_{C0}}{I_{C0}} = \frac{U_T - (U_E + U_{CE0})}{I_C} = \frac{15 - 11,88}{2} \cdot 10^3$$

$$R_C = 1,56 k\Omega$$

Bázisosztó ellenállásai.

Legyen a bázispont stabilitásához szükséges I_o áram $10I_{B0}$, akkor a bázisosztó felső tagja

$$R_{B1} = \frac{U_T - U_{B0}}{11I_{B0}} = \frac{15 - 7,5}{75,79} \cdot 10^6$$

$$R_{B1} = 98,96 k\Omega$$

Az alsó tagja

$$R_{B2} = \frac{U_{B0}}{10I_{B0}} = \frac{7,5}{68,9} \cdot 10^3$$

$$R_{B2} = 108,85 \text{ k}\Omega$$

A báziskapcsolás bemeneti ellenállása.

$$r_{be} = \frac{h_{11e}R_E}{h_{11e} + h_{21e}R_E}$$

$$r_{be} = \frac{6,6 \cdot 3,43}{6,6 + 290 \cdot 3,43} = \frac{22,638}{1001,3} \cdot 10^3 \Omega$$

$$r_{be} = 22,6 \Omega$$

Kimeneti ellenállása

$$r_{ki} = \frac{h_{21e}R_C}{h_{21e} + h_{22e}R_C}$$

$$r_{ki} = \frac{290 \cdot 1,56}{290 + \frac{1,56}{45 \cdot 10^{-3}}} = \frac{452,4}{324,67}$$

$$r_{ki} = 1,39 \text{ k}\Omega$$

A kapcsolás áramerősítése

$$A_{i(b)} = \frac{i_{ki}}{i_{be}} = \frac{i_C}{i_E} = -\frac{h_{21e}}{1 + h_{21e}}$$

$$A_{i(b)} = -0,9966 \cong -1$$

A fokozat feszültségerősítése

$$A_{u(b)} = |A_{ib}| \frac{r_{ki}}{r_{be}} = \frac{r_{ki}}{r_{be}} = \frac{1,39 \cdot 10^3}{22,6}$$

$$A_{u(b)} = 61,5$$

A kapcsolás áramerősítése

$$A_p(b) = [A_{u(b)}][A_{i(b)}] = 61,5 \cdot 1 = 61,5$$

Bemeneti kondenzátorok méretezése

$$C_{be} = \frac{1}{2\pi f_a(r_{be} + R_G)}$$

Ha $R_G = 0$ ekkor a kondenzátor értéke a legnagyobb.

$$C_{be} = \frac{1}{6,28 \cdot 10^3 \cdot 22,6} = \frac{1}{141,928} \cdot 10^{-3}$$

$$C_{be} = 7 \mu F$$

A kimeneti kondenzátor

$$C_{ki} = \frac{1}{2\pi f_a(r_{ki} + R_t)}$$

Ha $R_t = 0$, akkor

$$C_{ki} = \frac{1}{2\pi f_a r_{ki}} = \frac{1}{6,28 \cdot 10^3 \cdot 1,39 \cdot 10^3} = \frac{1}{8,729} \cdot 10^{-6}$$

$$C_{ki} = 114,56 \text{ nF}$$

A báziskondenzátor meghatározása

$$C_B = \frac{R_{B1} + R_{B2}}{2\pi f_a R_{B1} R_{B2}} = \frac{98,96 + 108,85}{6,28 \cdot 10^3 \cdot 98,96 \cdot 108,85} = \frac{207,81}{67,65} \cdot 10^{-6}$$

$$C_B = 3,07 \mu F$$

A tranzistoros erősítővel kapcsolatos fogalmak

Amikor erősítő fogalmáról beszélünk, akkor mindig arra gondolnunk, hogy a bemenetre adott jelnél a kimeneten, mennyiségileg, csak nagyobb jel lehetséges. A tranzisztorokkal felépített erősítők, a tranzisztor fizikai működéséből adódó áramszabályozás jön létre. Fizikailag ez úgy valósul meg, hogy az emitterből kiinduló töltések áramelágazáson mennek keresztül, egyik része a bázisba, a másik része a kollektorba jut. A bázisnak és az emitternek az a tulajdonsága, hogy áramaival tudjuk szabályozni az emitterből elinduló töltések mennyiségét, nyilván az előzőek következménye a kollektorba jutó több vagy kevesebb darabszám. Az emitter áramelágazását az

$$I_{E0} = I_{B0} + I_{C0}$$

csomópontra felírható egyenlet adja. Mivel a kollektorba érkező töltések növekedése vagy csökkenése egyrészt az emitteráram változásának függvénye, ezért

$$A = \frac{I_{C0}}{I_{E0}}$$

arány felírható, de a bázisáram függvényeként is jellemezhető.

$$B = \frac{I_{C0}}{I_{B0}}$$

ahol $\{A, B\}$ egyenáramú áramerősítési tényezők. A két mennyiség kapcsolata felírható. Vegyük az A egyenlet reciprokát

$$\frac{1}{A} = \frac{I_{E0}}{I_{C0}} = \frac{I_{B0} + I_{C0}}{I_{C0}} = \frac{I_{B0}}{I_{C0}} + 1$$

Az is látható, hogy I_{B0}/I_{C0} az $1/B$, így felírható

$$\frac{1}{A} = \frac{1}{B} + 1 = \frac{B + 1}{B}$$

Ezek után

$$A = \frac{B}{B + 1}$$

Vagy

$$B = \frac{A}{1 - A}$$

egyenleteket kapjuk.

A többségi töltéshordozón kívül, a rétegekben léteznek a kisebbségi töltéshordozók, ilyen a kollektorból induló és a bázisba tartó I_{CB0} áram. Ezt figyelembe véve felírható a kollektoráram az áramerősítési tényező és I_{CB0} visszáram segítségével

$$I_{C0} = AI_{E0} + I_{CB0}$$

Vagy a bázisáram,

$$I_{B0} = (1 - A)I_{E0} - I_{CB0}$$

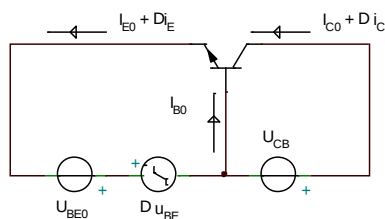
Feszültségvisszahatás a tranzisztorban.

A h paramétereknél vizsgáltuk, hogy a tranzisztor nyitott állapotára hatással van a zárófeszültség nagysága. Nagyobb záróirányú U_{CB} kollektor-bázisfeszültség hatására nő a U_{CE0} , aminek villamos tere nagyobb érték felé tolja el I_{B0} áramát, ami változatlan beállított U_{BE0} esetén, növekvő I_{E0} emitteráramot eredményez. Az I_{B0} bázisáram változása azért tud létrejönni, mert a lezárt réteg kiürített tartomány szélessége növekszik csökken a rekombinációk száma, tehát csökken az I_{B0} bázisáram is. Az elfogadható, hogy a csökkenő rekombináció miatt nő I_{C0} kollektoráram, ugyanannyival, amennyivel I_{B0} bázisáram csökken. Ezek hatásai miatt növekednek az áramerősítési tényezők. Különböző kapcsolások alkalmazásakor a feszültség visszahatást, ha a katalógus adataiban jellettek még nem befolyásolják a tranzisztor beállításait, elhanyagolhatjuk.

Vezérlés és erősítés formái.

A tranzisztor vezérlését úgy fogalmazhatjuk meg, hogy a nyitott bázis-emitter dióda feszültségének Δu_{BE} változtatásával változik a kollektor-emitterkör $\Delta i_E \rightarrow \Delta i_C$ árama.

Emitter vezérlés, amikor a feszültségváltozás az emitteráramot közvetlenül vezérli.

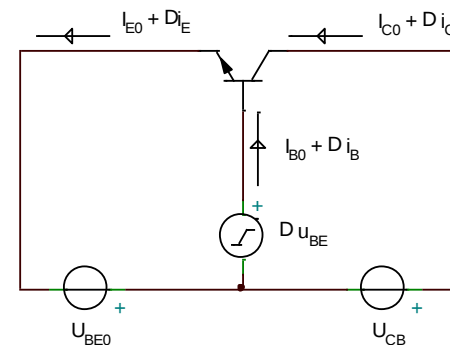


25. kapcsolás

A 25.kapcsolásban a Δu_{BE} vezérlőgenerátor a rögzített U_{B0} feszültség hatására, például közös bázisú kapcsolás esetén, az U_{E0} feszültség amplitúdóját Δu_{BE} -vel változtatja, ahol $\Delta \leftarrow \pm$ előjelű, evvel vezérli az I_{E0} emitter munkaponti egyenáramát, rajta Δi_E változás jön létre, mivel változik az emitteráram, az $I_{C0} + \Delta i_C$ kollektoráram változást eredményez. Felírható a következő hatásmechanizmus

$$\Delta u_{BE} \rightarrow (I_{E0} + \Delta i_E) \rightarrow (I_{C0} + \Delta i_C)$$

Bázis vezérlés esetén a bázisáramot változtatjuk.



26. kapcsolás

A Δu_{BE} hatására a tranzisztor mindhárom $\{E, B, C\}$ elektróda feszültsége változik, természetesen az EBC elektródák áramai is. A felírható hatásmechanizmus a következő.

$$\Delta u_{BE} \rightarrow (I_{B0} + \Delta i_B) \rightarrow (I_{E0} + \Delta i_E) \rightarrow (I_{C0} + \Delta i_C)$$

Azt látjuk, hogy a Δu_{BE} feszültségváltozás Δi_B áramváltozása Δi_E és Δi_C áramváltozást eredményez. Ezért bázisvezérlés esetén érdekesebb a Δu_{BE} bázis-emitter feszültség helyett Δi_B bázisáram vezérlést alkalmazni, mivel a vezérlőgenerátornak igen kis áramot kell szolgáltatnia. Ennek a hatásmechanizmusa

$$(I_{B0} + \Delta i_B) \rightarrow (I_{E0} + \Delta i_E) \rightarrow (I_{C0} + \Delta i_C)$$

A vezérléshez, bipoláris tranzisztorok esetén minden esetben teljesítmény szükséges, mindkét vezérlési forma esetén, az $\{\Delta u_{BE}, \Delta i_E\}$ emitter vezérléskor, vagy $\{\Delta u_{BE}, \Delta i_B\}$ bázis vezérléskor. Ennek megfelelően a már tárgyalt $\{A, B\}$ egyenáramú áramerősítési tényezők helyett a vezérlés számszerűsítésére a váltakozó áramú áramerősítési tényezőt adjuk meg, amit

emitter vezérléskor α -val, bázis vezérlés esetén β -val jelölünk, ami a ΔI_C vezérelt és a $\Delta I_E, \Delta I_B$ vezérlő áramváltozások hányadosa. Ezek után ha $\Delta I_C = I_{C0} + \Delta i_C$ és $\Delta I_E = I_{E0} + \Delta i_E$, akkor emitter vezérléskor

$$\alpha = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E}$$

Bázis vezérléskor, $\Delta I_C = I_{C0} + \Delta i_C$ és $\Delta I_B = I_{B0} + \Delta i_B$

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

egyenleteket írhatjuk fel.

Itt is felírhatjuk a két áramerősítési tényező kapcsolatát., ugyanis

$$\frac{1}{\alpha} = \frac{\Delta I_E}{\Delta I_C} = \frac{\Delta I_C + \Delta I_B}{\Delta I_C} = \frac{\Delta I_B}{\Delta I_C} + 1$$

Az egyenletben $\Delta I_B / \Delta I_C = 1/\beta$, ezt helyettesítve

$$\frac{1}{\alpha} = \frac{1}{\beta} + 1 = \frac{\beta + 1}{\beta}$$

ebből

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

Vagy β -t kifejezve

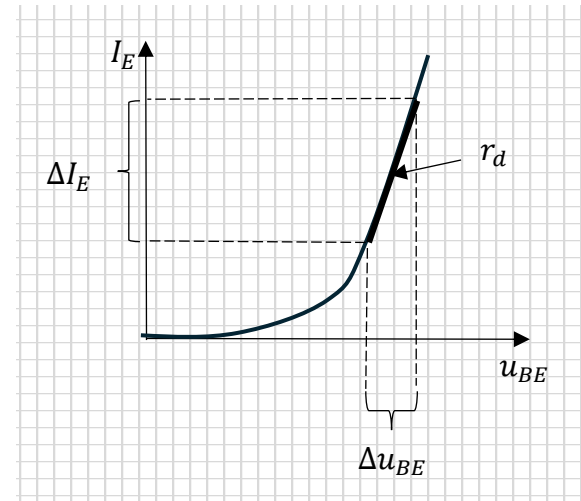
$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

A kisjelű vezérléskor, itt most kis áramokat értem, az $\{A, B\}$ egyen és $\{\alpha, \beta\}$ váltakozó áramerősítési tényezők közel azonos értékűek. Ezért alkalmazható a következő egyenlőség, hogy $A = \alpha$ -val és $B = \beta$ -val.

Összefoglalva a $\{\Delta I_E, \Delta I_B\}$ két vezérlési forma ΔI_C kollektoráram változást eredményez. Ha a kollektorba egy R_C ellenállást iktatunk, akkor a ΔI_C kollektoráram változás az R_C kollektorellenálláson ΔU_{RC} feszültségváltozást eredményez. Ennek a hatásmechanizmusa a következő

$$\Delta u_{BE} \rightarrow \Delta I_E \rightarrow \Delta I_C \rightarrow \Delta U_{RC}$$

Érdeemes megvizsgálni, hogy a Δu_{BE} vezérlőfeszültség az R_C kollektorellenálláson milyen ΔU_{RC} feszültségváltozást eredményez.



1. ábra

Megszerkesztett 1. ábra a bipoláris tranzisztor nyitóirányban előfeszített bázis-emitter diódájának Δu_{BE} vezérlőfeszültség hatására létrejött ΔI_E ermitteráram változást mutatja. A $\{\Delta u_{BE}, \Delta I_E\}$ két mennyiség aránya jellemző adat az emitter-bázis átmenetre, és az átmenet r_d differenciális ellenállásának nevezzük.

$$r_d = \frac{\Delta u_{BE}}{\Delta I_E}$$

Ebből kifejezve ΔI_E emitteráramot és tudjuk, hogy $\Delta I_E \cong \Delta I_C$, mert tudjuk, hogy ΔI_B nagyságrendileg kisebb ΔI_E - és ΔI_C -nél. Akkor felírható, hogy

$$\Delta I_E = \Delta I_C = \frac{\Delta u_{BE}}{r_d}$$

Most már felírhatjuk a kollektor ellenállás feszültségét az áramának és értékének függvényében.

$$\Delta U_{RC} \cong \Delta I_C \cdot R_C$$

Helyettesítve

$$\Delta U_{RC} \cong \frac{\Delta u_{BE}}{r_d} \cdot R_C$$

Az A_u feszültségerősítést a vezérlés segítségével is megfogalmazhatjuk, ami a Δu_{BE} vezérelt és ΔU_{RC} vezérlőfeszültségek arányával egyező.

$$A_u = \frac{\Delta U_{RC}}{\Delta u_{BE}} = \frac{\Delta u_{BE}/r_d}{\Delta u_{BE}} \cdot R_C = \frac{R_C}{r_d}$$

A nyitóirányú bázis – emitter dióda dinamikus ellenállása igen kis érték. Ha egy q elemi töltés mozgása folyamán a következő U_T termikus feszültséget generál.

$$U_T = \frac{kT}{q}$$

ahol

k Boltzmann állandó, aminek értéke $1,3804 \cdot 10^{-23}$ J/K

T abszolút hőmérséklet K^0

q elemi töltés értéke $1,6 \cdot 10^{-19}$ C

Általában Celsius-fokban mérünk, amit át kell alakítani a Kelvin-fokra, az alábbi egyenlet szerint, ha T a hőmérséklet jele.

$$T(K) = T(C^0) + 273,15$$

Az r_d differenciál ellenállás számításához a teljes I_E emitteráramot kell figyelembe venni.

$$r_d = \frac{U_T}{I_E}$$

Az A_u feszültségerősítés egy bizonyos hőmérsékleten a következő egyenlettel számolható ki.

$$A_u = \frac{R_C}{r_d} = R_C \frac{\Delta I_E}{U_T} = \frac{q \Delta I_E R_C}{k T(K)} = \frac{q \Delta I_E R_C}{k [T(C^0) + 273,15]}$$

Ezek után számoljuk ki egy bipoláris tranzisztor A_u feszültségerősítését, ha a környezeti $T(C^0)$ hőmérséklet $26C^0$ -os, $1mA$ -es ΔI_E ermitteráram változás mellett, az R_C kollektorellenállás $1k\Omega$.

Helyettesítés az egyenletbe

$$A_u = \frac{(1,6 \cdot 10^{-19}) \cdot (1 \cdot 10^{-3}) \cdot (1 \cdot 10^3)}{(1,3804 \cdot 10^{-23})[26 + 273,15]} = \frac{1,6 \cdot 10^{-19}}{1,38804 \cdot 2,9915 \cdot 10^{-21}}$$

$$A_u = \frac{1,6 \cdot 10^{-19}}{4,1534 \cdot 10^{-21}} = 0,385 = 38,5$$

Számoljuk ki külön a r_d dinamikus ellenállást.

$$r_d = \frac{U_T}{I_E} = \frac{k T(K)}{q \cdot I_E} = \frac{k [T(C^0) + 273,15]}{q \cdot I_E}$$

$$r_d = \frac{1,3804 \cdot 10^{-23} 299,15}{(1,6 \cdot 10^{-19}) \cdot 10^{-3}} = \frac{4,13 \cdot 10^{-21}}{1,6 \cdot 10^{-22}} = 2,5813 \cdot 10^1$$

$$r_d = 25,813 \Omega$$

Láthatjuk, hogy az r_d differenciál ellenállás igen kis értékű. Mindkét vezérlési módban felírható a ΔI_E ermitteráram változás, de feszültségerősítősük között különbség van. Az is kitűnik az egyenletből, hogy kisáramú beállítás és kisjelű vezérlés alkalmazása esetén, az A_u feszültségerősítés, nem függ a tranzisztor típusától, de függ a kollektor körüli ellenállástól és a dinamikus ellenállástól.

Mivel a vezérléshez és a Δu_{BE} feszültég és ΔI_E áram szükséges, a kollektorellenálláson szintén ΔU_{RC} feszültség és ΔI_C áramváltozás jön létre, ezért A_p teljesítményerősítés is létrejön. A két vezérlési típus felírható.

Ermitteráram vezérlés estén

$$A_p = \frac{\Delta I_C \cdot \Delta U_{RC}}{\Delta I_E \cdot \Delta u_{BE}} = \alpha A_u \cong A_u$$

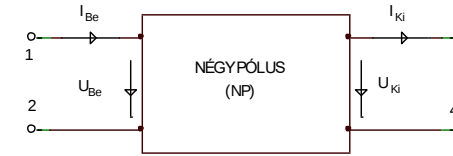
Bázisáram vezérlés esetén

$$A_p = \frac{\Delta I_C \cdot \Delta U_{RC}}{\Delta I_B \cdot \Delta u_{BE}} = \beta A_u$$

A teljesítményerősítés nagysága mindkét esetben sokkal nagyobb egynél. Teljesítmény átalakítás szempontjából a bázisáramvezérlés β szorosa az ermitteráram vezérlésénél, ezért a bázisáramvezérlés sokkal hatékonyabb. Fizikai megvalósításban ez a gyakoribb megoldás.

Tranzisztor karakterisztikái és paraméterek

A tranzisztor vezérlésének vizsgálatakor megállapítottuk, hogy négypólusra egyszerűsítve, a bemeneten két vezérlési forma lehetséges, ez egyik a bázisáram vezérlés, a másik az ermitteráram vezérlés. Ez minden esetben eldönti, hogy a tranzisztor, mint négypólus, a bemenete a bázis-emitter, a kimenete a kollektor-bázis pár alkotja.



27. kapcsolás

A tranzisztor egyenáramú beállításához ismerni kell annak $I_{be} = f(U_{be})$ be-, és az $I_{ki} = f(U_{ki})$ kimeneti értékeit, valamint az $I_{ki} = f(I_{be})$ áram- és $U_{ki} = f(U_{be})$ feszültség transzfer (átviteli) függvények értékeit. Az így megadott egyenletek a tranzisztor egyenáramú karakterisztika egyenletei, mivel az összetartozó értékpárok egyikének változása, az egyenlet értékét megváltoztatja, ha teljesül egy bizonyos feltétel. Például: egy állandó értéken tartott kimeneti kapocspárhoz tartozó bemeneti függvény, ábrázolt értékeinek pontjait összekötve kapjuk a karakterisztika képét. Több ilyen állandó kimeneti értékhez felvett bemeneti függvény alkotja a karakterisztikasereget. Természetesen ez lehet állandó értéken tartott bemenet is, ahol a kimenetet változtatjuk. De nézzük meg a kapcsolatokat *A bemeneti karakterisztika.*

A bemeneti karakterisztika a I_{be} bemeneti egyenáram értékét vizsgáljuk, ha U_{be} bemeneti egyenfeszültséget változtatjuk. A karakterisztika felvételét állandó U_{ki} kimeneti feszültségen kell elvégezni. Egyenlete

$$I_{be} = f(U_{be})|_{U_{ki}=\text{állandó}}$$

Ha több U_{ki} feszültséghez végezzük el a bemeneti kapcsolatot, akkor egy görbesereget kapunk

A kimeneti karakterisztika

Az I_{ki} kimeneti egyenáram és U_{ki} egyenfeszültség karakterisztikája állandó I_{be} bemeneti egyenáram esetén. Egyenlete

$$I_{ki} = f(U_{ki})|_{I_{be}=\text{állandó}}$$

Itt is elkészíthető a görbesereg, ha több bemenetiáramhoz vesszünk fel karakterisztikát.

Az áram-transzfer karakterisztika.

Az áram átviteli karakterisztika felvételét jelenti, ami ábrázolja, hogy az I_{ki} egyenáram értéke hogyan változik az I_{be} bemeneti egyenáram változás hatására, miközben az U_{ki} egyenfeszültség állandó.

$$I_{ki} = f(I_{be})|_{U_{ki}=\text{állandó}}$$

Mivel az I_{be} az egyenáram változás hatására változik az I_{ki} kimeneti áram ezért ezt a függvényt *áramvezérlési függvénynek* nevezzük. Több U_{ki} kimeneti egyenfeszültséghez tartozó áramvezérlési karakterisztikát áramvezérlési karakterisztikaseregnek nevezzük.

Feszültség-transzfer karakterisztika

Ez a karakterisztika mutatja meg, hogy milyen mértékben változik az U_{be} bemeneti egyenfeszültség az U_{ki} kimeneti egyenfeszültségváltozás hatására, miközben az I_{be} bemeneti egyenáramot állandó értéken tartjuk.

$$U_{be} = f(U_{ki})|_{I_{be}=\text{állandó}}$$

Ez a karakterisztika az U_{ki} kimeneti egyenfeszültség visszahatását mutatja meg, mégpedig abban, hogy az U_{be} bemeneti egyenfeszültség milyen mértékben változik meg.

A tranzisztorra négy karakterisztikát határoztunk meg, a meghatározott karakterisztikák közül, kettő ismeretében a másik kettő megszerkeszthető.

Mind a négy karakterisztikához, vagy karakterisztika sereghez tartozó értékpár egy-egy paramétert határoz meg. Ezek a

Bemeneti karakterisztika bemeneti ellenállása

$$r_{be} = \frac{\Delta U_{be}}{\Delta I_{be}}|_{U_{ki}=\text{állandó}}$$

A kimeneti karakterisztika kimeneti ellenállása

$$r_{ki} = \frac{\Delta U_{ki}}{\Delta I_{ki}}|_{I_{be}=\text{állandó}}$$

Az áram -transzfer karakterisztika az áramerősítési tényezőt, Ermitteráram vezérlés esetén

$$\alpha = \frac{\Delta I_{ki}}{\Delta I_{be}}|_{U_{ki}=\text{állandó}}$$

Bázisáram vezérlés esetén

$$\beta = \frac{\Delta I_{ki}}{\Delta I_{be}}|_{U_{ki}=\text{állandó}}$$

A feszültségvisszahatási tényező

$$\mu = \frac{\Delta U_{be}}{\Delta U_{ki}}|_{I_{be}=\text{állandó}}$$

A feszültségtranszfer karakterisztika a feszültség visszahatási tényezőt adja.

A négy paraméter meghatározásához az egyenmennyiségek differenciálhányadosaival számolunk, de természetes, hogy kisjelű paraméter meghatározhatók a kiskülönbségű jelek hányadosából is, mint mérési eredményből kapott különbségi érték. A kis különbségű változások meghatározhatók kis váltakozó periodikus jelek viszonyából is. Ilyenkor a feltételnek szabott állandó érték a váltakozó jel nullértékének felel meg. A váltakozó jel feszültség nullértékének a rövidzár, az áram nullértékének a szakadás felel meg. Például az áramerősítési tényező meghatározásakor, ha kisbetűvel jelöljük az áramot és feszültséget, akkor az egyenletünk a következőképp alakul.

$$\alpha, \beta = \frac{i_{ki}}{i_{be}}|_{u_{ki}=0}$$

Nulla értékű feszültség esetén a paraméter megnevezésében utalni kell, hogy az rövidzárási paraméter, ha nulla szerinti áramról van szó, akkor üresjárás paraméterről van szó. Jelen áramerősítési tényezőnk rövidzárási

áramerősítési tényez, de a feszültségviszahatás üresjárási feszültségviszahatást jelent, mert $i_{be} = 0$ állandó értékű.

Közös bázisú kapcsolás karakterisztikája és paraméterei.

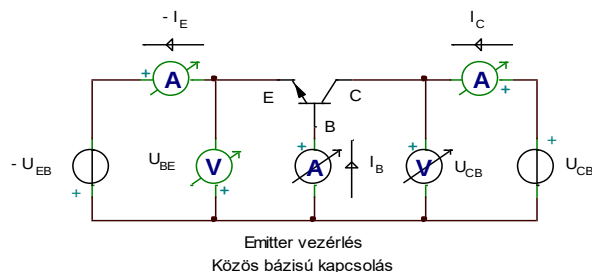
A karakterisztikát a 28. kapcsolás mérési és energiai összeállításával végezhetjük el. A karakterisztika egyenletein a következő pontosítást végzünk.

Bemeneti karakterisztika egyenlete

Az egyenlet felírásakor figyelembe vesszük a feszültség és áramirányokat, így a 28. kapcsolásból kiindulva

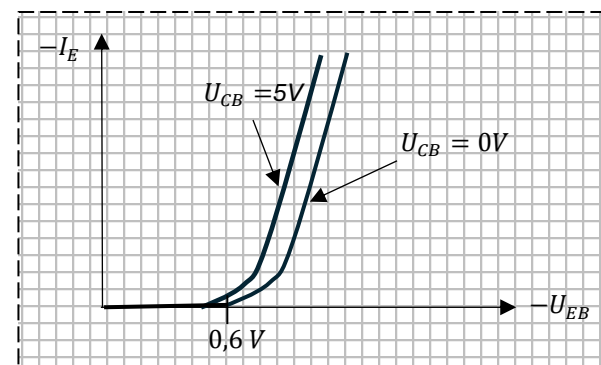
$$-I_E = f(-U_{EB})|_{U_{CB}=\text{állandó}}$$

A kapcsolás a be és kimeneti karakterisztika felvételére alkalmas árammérőket és feszültségmérőket tartalmaz, energiaellátását a $-U_{EB}$ és U_{CB} ideális áramgenerátorok szimbolizálják.



28. kapcsolás

A bemenet $-U_{EB}$ emitter-bázis diódája nyitóirányú előfeszítésben van mivel az E emitter negatívabb a B bázisnál, ezt a $-$ jel mutatja.



2. ábra

A 2.ábra a bemeneti karakterisztika pontjait mutatja, ahol a bemeneti ellenállás

$$r_{be} = r_{EB} = \left. \frac{\Delta U_{EB}}{\Delta I_E} \right|_{U_{CB}=\text{állandó}}$$

A karakterisztika felrajzolásához két állandó értéket használtam, az egyik $U_{CB} = 0$ és a másik $U_{CB} = 5V$. Látható a változás, mivel a két karakterisztika nem fedi egymást. Magasabb U_{CB} feszültségnél a nyitóirányú dióda U_{EB} hamarabb nyit. A rövidzárási emitterellenállás felírható, a kisjelű váltakozó adatokkal.

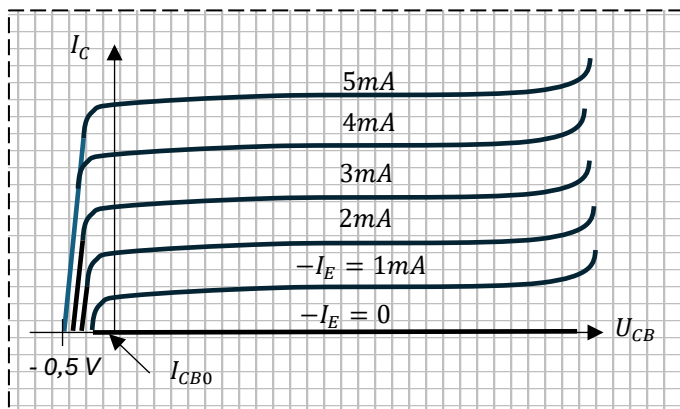
$$r_{EB} = r_E = \left. \frac{u_{eb}}{i_e} \right|_{u_{CB}=0}$$

Az r_e emitterellenállás az U_T termikusfeszültség függvényében

$$r_E = \frac{U_T}{I_E} = \frac{kT}{qI_E}$$

ahol I_E az egyenáramú munkaponti áram értéke.

Kimeneti karakterisztika



3. ábra

A kimeneti karakterisztika egyenlete

$$I_C = f(U_{CB})|_{-I_E=\text{állandó}}$$

Több állandó ermitteráram értékre készült el a 3. ábra, nevezetese $0 \rightarrow 5\text{mA}$ -re. A záróirányú előfeszítésben az I_C kollektoráram

$$I_C = AI_E + I_{CB0}$$

Ha $I_E = 0$ akkor az $I_C = I_{CB0}$, ami olyan kis érték, hogy a 3. ábrán nem volt lehetőség az ábrázolására, ezért azt mondjuk, hogy minden esetre felírható, hogy $I_C \cong I_E$ -vel egyenlő. Az ábra még azt is elárulja, hogy a záróirányban előfeszített CB dióda U_{CB} feszültségének növelése nincs hatással az I_C kollektor áramra. A karakterisztika közel párhuzamosan fut a vízszintes tengellyel. Az egyenletben lévő A egyenáramú áramerősítése tényező kisértékű változása a különböző ermitteráramokra közel azonos értéket ad, ezt a karakterisztikák párhuzamos futása bizonyítja a karakterisztika seregben.

Az U_{CB} feszültség csökkentésével az I_C kollektoráram nem csökken nullára, még akkor sem, ha U_{CB} feszültsége eléri a $0V$ -t. Az a 3. ábrán is látható, hogy $U_{CB} = 0V$ esetén megmarad az I_E ermitteráram, ahol a mozgékony töltések még $U_{CB} = 0V$ esetén is átlépik a vékony bázisréteget és eljutnak a kollektorba, létrehozva az I_C kollektor áramot.

A kollektoráramot csak a kollektor-bázis dióda nyitásával csökkenthetjük nullára. Ebben az esetben a BE bázis-emitter és a CB kollektor-bázis dióda is nyitott, ez nem felel meg a tranzisztor vezérlési üzemmódnak, ilyenkor az I_C kollektor áram a két dióda áramának a különbsége.

$$I_C = I_{BE} - I_{BC}$$

ahol I_{BE} a BE bázis-emitter dióda árama, I_{BC} a BC bázis -kollektor dióda árama.

A kollektorra felírt függvénykapcsolatból az r_{ki} kimeneti ellenállás kisjelű paramétere írható fel.

Egyenszintű jelekkel

$$r_{ki} = r_{CB} = \left. \frac{\Delta U_{CB}}{\Delta I_C} \right|_{I_E=\text{állandó}}$$

Váltakozó jelekkel

$$r_{CB} = \left. \frac{u_{CB}}{i_C} \right|_{i_E=0}$$

A kimeneti ellenállás vagy egyes irodalmak belső ellenállásnak nevezi, igen nagy értéket adnak, az ΔU_{CB} vagy u_{CB} záróirányú előfeszítést adó feszültség miatt.

Transzfer karakterisztikák

Ezek a szerkeszthető karakterisztikák, amelyek a bemeneti és kimeneti karakterisztikákból szerkeszthetők meg. A szerkesztést azokból az állandó értékű U_{CB} és I_E karakterisztikából lehet megvalósítani, ahol az első az r_{EB} bemeneti ellenállás, a második r_{ki} kimeneti ellenállás, aminek karakterisztikája egy egyenes.

Az áramtranszfer karakterisztika az az egyenes, amely megmutatja, hogy az ΔU_{EB} bázis-emitter feszültség hatására, létrejött ΔI_E ermitteráram töltéseiből mekkora mennyiség jut el a kollektor körbe és ott milyen értékű ΔI_C kollektoráram folyik. Mérések igazolják, hogy $\Delta I_E \cong \Delta I_C$ és az is kiderült, hogy ΔI_C értéke független U_{CB} értékétől. Ezért elég, ha α áramerősítési tényező meghatározására alkalmazzuk a következő egyenletet, ami egy tranzisztortípusnál, közös bázisú kapcsolásban, konstans értékűnek vehető.

$$\alpha = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} \right|_{U_{CB}=\text{állandó}}$$

Vagy, váltakozó jel esetén

$$\alpha = \left. \frac{i_C}{i_E} \right|_{u_{CB}=0}$$

A feszültségtranszfer karakterisztika az az egyenes, ami állandó I_E áram mellett megmutatja, hogy a ΔU_{CB} feszültség változás milyen ΔU_{EB} emitter-bázis feszültség változást eredményez. Mivel a feszültségvisszahatás lényegében egy vízszintes egyenest eredményezne, ezért ennek a karakterisztikapontok felvételére nincs szükség, helyette elegendő a μ -re felírt feszültségvisszahatás egyenletét alkalmazni.

$$\mu = \left. \frac{\Delta U_{EB}}{\Delta U_{CB}} \right|_{I_E=\text{állandó}}$$

Váltakozó jelre

$$\mu = \left. \frac{u_{EB}}{u_{CB}} \right|_{i_E=0}$$

A leírtakból következtethetjük, hogy ermitteráram vezérlés esetén, ami közös bázisú kapcsolás elegendő a bemeneti és kimeneti karakterisztika ismerete. A transzfer karakterisztika felvétele nem szükséges, mert α áramerősítési tényező értéke a $\Delta I_E \cong \Delta I_C$ egyenlősége miatt közelítőleg egy, és egy jó minőségű tranzisztor μ feszültségvisszahatás értéke $10^{-4} \dots 10^{-5}$ értékű, amit csak bizonyos esetekben kell figyelembe venni.

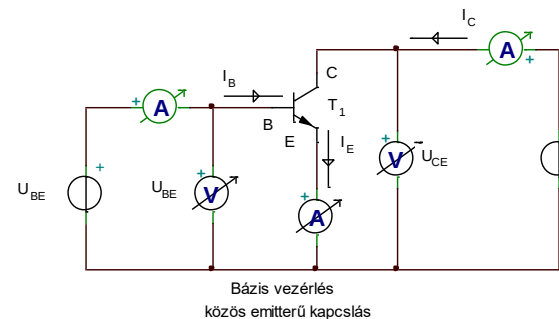
Bázisáram-vezérlés

A tranzisztor bázisáram-vezérlésének elvi rajzát a 26. ábra mutatja. Négypólus vizsgálat szerint a két bemeneti csatlakozási pont egyike mindig a tranzisztor bázisa, ennek árama vezérli a tranzisztort. A másik pontja az emitter vagy a kollektor. Ebből az következik, hogy a négypólus két kimeneti pontja a kollektor és az emitter, amiből az egyike

közös a bemenettel. Így kapjuk meg a bázis-áram vezérlés két típusát, a közös emitterű és közös kollektorú kapcsolást.

Közös emitterű kapcsolás

A közös emitterű kapcsolás paraméterének meghatározásához és a karakterisztikák felvételéhez a 29. kapcsolás segít.



29. kapcsolás

A kapcsolás tartalmazza azokat a $\{I_B, I_C, I_E, U_{BE}, U_{CE}\}$ mérőműszereket, amelyeket adatfelvételre használunk és elhelyezésre került U_{BE} és U_{CE} ideális feszültséggenerátorok, ezek a T_1 tranzisztor energiaellátását szimbolizálják. Négy karakterisztika ebben a kapcsolásban is felvehető, illetve azok paraméterei pontosíthatók a karakterisztikából.

A *bemeneti karakterisztika* a bázisáram-vezérlés miatt a tranzisztor I_B bázisa és a BC bázis-emitter dióda, U_{BE} bázis-emitter feszültség függvénye, állandó U_{CE} kollektor-emitter feszültség mellett. Az egyenlet

$$I_B = f(U_{BE})|_{U_{CE}=\text{állandó}}$$

Ez a BE bázis-emitter dióda karakterisztikája. Az I_B bázisáram értékét csökkenti a kollektorból a bázisba folyó I_{CB0} áram, így felírhatjuk, hogy

$$I_{B0} = I_B - I_{CB0}$$

Az I_B egyenlete felírható a 29. kapcsolásból

$$I_B + I_C - I_E = 0$$

$$I_B = I_E - I_C$$

de tudjuk, hogy

$$A = \frac{I_C}{I_E} \rightarrow I_C = AI_E$$

helyettesítés után

$$I_B = I_E - AI_E = (1 - A)I_E$$

Figyelembe véve a kollektorból a bázisba jutó töltéseket, ami I_{CB0} kollektor visszaráma, a bázisáramot a visszarám értékével fogja csökkenteni. Így az I_{B0} bázisáramot az ismert I_{B0} bázisáram egyenletbe I_B helyére írva az

$$I_{B0} = (1 - A)I_E - I_{CB0}$$

egyenletet adja.

Tudjuk azt, hogy bázisáramvezérlés esetén B áramerősítési tényezővel számolunk, ezért felhasználjuk, hogy

$$A = \frac{B}{B + 1}$$

összefüggést. Helyettesítve I_{B0} bázisáram egyenletbe

$$I_{B0} = \left(1 - \frac{B}{B + 1}\right)I_E - I_{CB0}$$

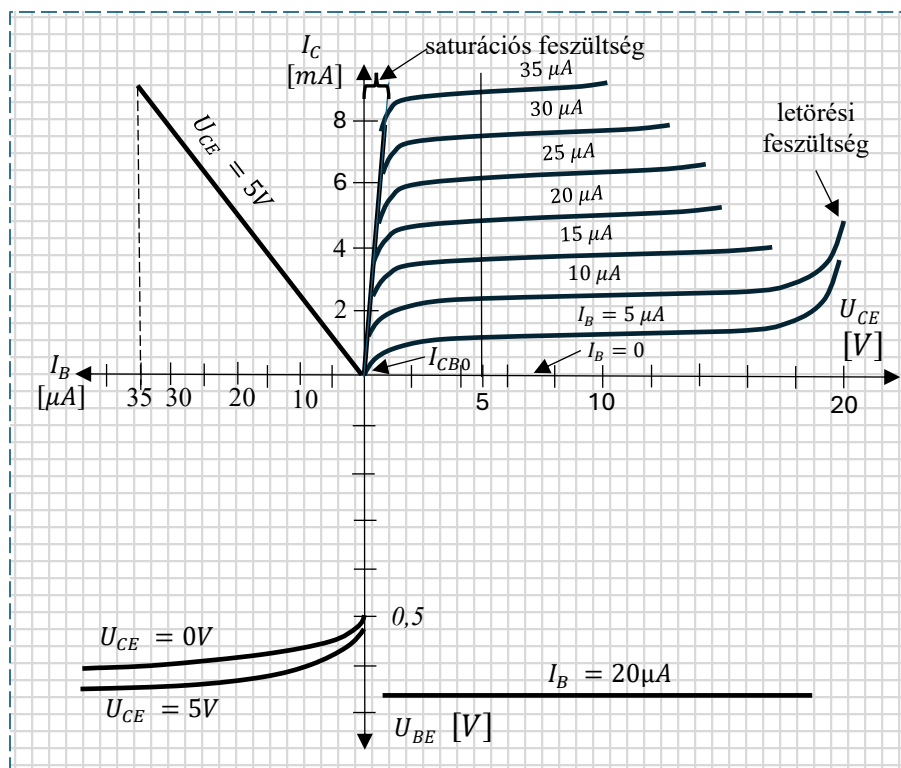
Rendezéssel

$$I_{B0} = \left(\frac{(B + 1) - B}{B + 1}\right)I_E - I_{CB0} = \frac{1}{B + 1}I_E - I_{CB0}$$

Vagy

$$I_{B0} = \frac{I_E}{B + 1} - I_{CB0}$$

A levezetésre azért volt szükség, hogy megvizsgáljuk, hogy I_{CB0} visszahatása sokkal nagyobb az I_{B0} bázisáramra, mint azt láttok az I_E ermitteráram esetében, ennek megfelelően közvetve a I_C kollektor áramában.



4. ábra

A tranzisztor kisjelű r_{be} egyenáramú bemeneti ellenállását az

$$r_{be} = r_{BE} = r_B = \left. \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} \right|_{U_{CE}=\text{állandó}}$$

adja, váltakozó jelekre

$$r_{be} = r_{BE} = r_B = \left. \frac{u_{BE}}{i_B} \right|_{u_{CE}=0}$$

Azt tudjuk, hogy

$$i_B = \frac{i_E}{(\beta + 1)}$$

Akkor a bázisáramvezérlést fel tudjuk írni az emitteráram vezérlés bemeneti ellenállásával, mert

$$r_B = \frac{u_{BE}}{i_B} = \frac{u_{BE}}{i_E} \cdot (\beta + 1)$$

de $u_{BE}/i_E = r_E$ így

$$r_B = r_E(\beta + 1)$$

Egyenletünk azt jelenti, hogy a bázis vezérelt, közös emitterű kapcsolás r_B bemeneti ellenállása $(\beta + 1)$ szerez értéke az emitter vezérelt közös bázisú kapcsolás r_E bemeneti ellenállásánál.

A bemeneti karakterisztikát a 4. ábra, 3. síknegyede tartalmazza, ahol két U_{CE} állandó értékre, 0 és 5V-ra rajzoltam meg $I_B = f(U_{BE})|_{U_{CE}=\text{állandó}}$ karakterisztikát.

A kimeneti karakterisztika egyenáramú pontjait

$$I_C = f(U_{CE})|_{I_B=\text{állandó}}$$

kapjuk meg. A 4. ábra 1. síknegyede tartalmazza az egyenletből szerkesztett karakterisztika sereget. Az I_C kollektoráram az emitterből induló töltések megérkező hányada, ami $A = I_C/I_E$ ebből és az I_{CB0} kollektor-bázis visszáramnak az összege. Az egyenlet tehát

$$I_C = AI_E + I_{CB0}$$

Mivel A az emitteráram vezérelt kapcsolás áramerősítési tényezője, ezért helyettesítsük B-vel, a bázisáram vezérelt áramerősítési tényezővel, amit már ismerünk.

$$A = \frac{B}{B+1}$$

Helyettesítsük az egyenletbe és hozzuk a legegyszerűbb alakra.

$$I_C = AI_E + I_{CB0} = \frac{B}{B+1} I_E + I_{CB0} = \frac{BI_E + (B+1)I_{CB0}}{B+1}$$

Ismert, hogy

$$I_E = I_C + I_B = BI_B + I_B = I_B(B+1)$$

Helyettesítve I_C egyenletébe

$$I_C = \frac{BI_E + (B+1)I_{CB0}}{B+1} = \frac{B(B+1)I_B + (B+1)I_{CB0}}{B+1}$$

Egyszerűsítve $(B+1)$ – el

$$I_C = BI_B + I_{CB0}$$

Összehasonlítva az ermitteráram-vezérelt közös bázisú kapcsolás egyenletével, amire az

$$I_C = AI_E + I_{CB0}$$

egyenletet kaptuk, megállapíthatjuk, hogy ott a vezérlőáram függése nem hatott nagy mértékben a kimeneti I_C áramra, mivel A értéke közelítőleg 1, ezért a U_{CB} feszültségváltozás sem volt jelentős. Itt a bázisáram-vezérlés közös emitter kapcsolásban az I_C kollektoráram a B áramerősítési tényező nagy értékétől függ, és nagyságrendi szorzóként szerepel az I_B bázisárammal. A 4. ábrán lehet látni, hogy a bázisáram nagyértékű változása a kollektor áramban jelentős változást idéz elő és megnő az U_{BE} feszültség értéke.

A megnövekedett U_C kollektorfeszültség nagyobb U_{CB} záróirányú feszültséget eredményez, ekkor a BC dióda kiürített rétege megnő, vagyis megnagyobbodott bázisréteget képez, ami csökkenő bázisáramot fog létrehozni. A kimeneti karakterisztika felvételéhez azonban, állandó I_B

bázisáram biztosítása a kritérium. Ahhoz, hogy visszaállítsuk a csökkenő I_B bázisáramot, növelni kell az U_{BE} bázis-emitter feszültséget, ez azonban a következőkben megnövelt I_E emitteráramot is jelent, és az egységnyi I_B bázisáram változás $(B+1)$ szerez I_E ermitteráram változást okoz. Az I_B bázisáramváltozás B szerezére növelt I_C kollektoráram változást is eredményez.

A 4. ábra 1. síknegyede az $I_C = f(U_{CE})|_{I_B=\text{állandó}}$ egyenlettel felvett karakterisztika különböző I_B bázisáram állandó értékeivel. Az első karakterisztika $I_B = 0$ értéken, csak I_{CB0} visszarám folyik, amit az I_C kollektoráramra levezetett egyenlet is igazol. Meg kell állapítani, hogy a kimeneti karakterisztika két szakaszra bontható. a nagyobb U_{CE} kollektor-emitter feszültség esetén közel állandó I_C kollektoráramot eredményez. A feszültségviszonyok ebben az esetben

$$U_{CB} = U_{CE} - U_{BE}$$

A változás akkor következik be, ha a $U_C < U_B$, vagyis a kollektor feszültség kisebb a bázisfeszültségnél. Lesz egy olyan feszültség szint, ez kb. $U_{CB} \leq -0,5 V$, ami a CB dióda nyitóirányú feszültsége. A kisebb U_{CB} feszültséget a nagyobb abszolút értékű negatív előjelű mennyiség jelenti, pl. $-0,6V \dots$ stb. Ebben az esetben kinyit a CB dióda, de nyitott az BE dióda is, így a tranzisztor mindkét átmenete nyitóirányú előfeszítést kap, ami nem felel meg a tranzisztor üzemmódjának. A 4. ábra 1. síknegyedében látható, hogy a leírtak a nullánál nagyobb $+U_{CE}$ tartományban vannak, növekvő I_C kollektoráram esetén nagyobb U_{CE} feszültségnél következik be az I_C kollektoráram csökkenése. Azt a karakterisztika szakaszhoz tartozó U_{CE} feszültséget, ahol az I_C kollektoráram nullértéktől, nagy meredekséggel emelkedik az állandósult értékre szaturációs- vagy maradék feszültségnek és U_{CEsat} feszültségként jelöljük. Az adat lezárt tranzisztor esetén fontos, mert belépve az U_{CEsat} feszültségbe, az I_B bázisárama nem tudja vezérelni a tranziszort, de a tartományban folyó $I_C \neq 0$ áram disszipációs

teljesítményt ad, ami hőmérséklet emelkedést jelent, ez ellen védeni kell a tranzisztort.

A letörési feszültség az a feszültség, ahol a U_{CE} záróirányú előfeszítése olyan nagy, hogy a tranzisztor károsodik, a CB réteg meghibásodik, ez irreverzibilis folyamat, ami jelenti, hogy hiába szüntetjük meg a nagy zárófeszültség értékét, a tranzisztort már ki kell cserélni. Ezért a katalógus adatot komolyan kell venni, illetve a kapcsolást meg kell vizsgálni, hogy a működésekor nem keletkezik-e nagyobb feszültség a letörési feszültségénél. Ezt a feszültséget az energiatároló elem (tekercs vagy kondenzátor) ellenőrizetlen kisülése hozza létre.

A kimeneti karakterisztika r_{ki} kimeneti ellenállása, kisjelű paramétere felírható a karakterisztikából

Egyenáramú körre

$$r_{ki} = r_{CE} = \left. \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C} \right|_{I_B = \text{állandó}}$$

Váltakozó áramú körre

$$r_{ki} = r_{CE} = \left. \frac{u_{CE}}{i_C} \right|_{I_B = 0}$$

A bázisáram-vezérlésű közös emitterű kapcsolás kimeneti feszültségét az $u_{CE} = r_{CE} i_C$ egyenlet határozza meg, míg az ermitteráram-vezérlésű közös bázis kapcsolás esetén az $u_{CB} = r_{CB} i_E$. Az i_C kimeneti áram a bemeneti vezérlőáramról függ. A bázisáram vezérlés esetén i_B , az ermitteráram-vezérléskor i_E ermitteráram. A vezérlés által létrejött kimeneti feszültségek u_{CE}, u_{CB} akkor lesz egyenlő, ha aránya 1-et ad. Mivel a két vezérlési forma $(\beta + 1)$ -el tér el egymástól ezért a bázisvezérlést ennek a szorzatával meg kell növelni. Ezért

$$(\beta + 1)u_{CE} = u_{CB}$$

$$\frac{u_{CE}}{u_{CB}} = \frac{1}{\beta + 1}$$

A kimeneti áram az i_C kollektor áram, az azonos vezérlési feltételekre hozás után i_C mindkét vezérlésben azonos értéket képvisel, az egyenlőség felírható.

$$\frac{u_{CE}}{r_{CE}} = \frac{u_{CB}}{r_{CB}}$$

$$r_{CE} = \frac{u_{CE}}{u_{CB}} r_{CB}$$

A feszültségarány helyettesítés után

$$r_{CE} = \left(\frac{1}{\beta + 1} \right) r_{CB} \approx \frac{r_{CB}}{\beta}$$

Az egyenlet megmutatja, hogy a bázisáram-vezérelt közös emitterű kapcsolás $r_{CE} = r_{ki}$ kimeneti ellenállása az ermitteráram-vezérelt közös bázisú kapcsolás $r_{CB} = r_{ki}$ kimeneti ellenállásának β -ad része. Ez nagyságrendi eltérést jelent a két kapcsolás kimeneti ellenállása között.

Transzfer karakterisztikák

Hasonlóan a közös bázisú kapcsoláshoz, itt is két karakterisztikát tudunk meghatározni, az egyik a kimeneti és bemeneti áramok aránya, amit áram-transzfer karakterisztikának nevezünk, ez adja az *áramerősítési tényezőt*.

Egyenáramra

$$\beta = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right|_{U_{CE} = \text{állandó}}$$

Váltakozó áramra

$$\beta = \left. \frac{i_C}{i_B} \right|_{u_{CE} = 0}$$

A 4.ábra 1. síknegyedében felrajzolt áramerősítési karakterisztika lényegében állandó $U_{CE} = 5V$ -on vizsgálja az összetartozó $\{I_C, I_B\}$ értékeit, ahol a karakterisztika egy egyenes.

A másik tranzfer karakterisztika a visszahatás, ami a *feszültség-visszahatási tényezőt* (jele: μ) adja. Ami megadja, hogy U_{CE} kimeneti feszültség milyen módon hat U_{BE} bemeneti feszültségre.

Egyenfeszültségre

$$\mu = \left. \frac{U_{BE}}{U_{CE}} \right|_{I_B = \text{állandó}}$$

Váltakozó feszültségre

$$\mu = \left. \frac{u_{BE}}{u_{CE}} \right|_{i_B = 0}$$

A visszahatás karakterisztikáját a 4. ábra, 4. síknegyedében ábrázoltam, ahol az összetartozó értékpárok aránya az áramerősítési tényező.

A tranzisztor meredekség.

A tranzfer karakterisztika egy speciális egyenlete, ahol a kimeneti áramot a bemeneti feszültséggel vezéreljük. A karakterisztikát az $I_{ki} = f(U_{be})$ egyenletbe helyettesített értékekkel szerkeszthetők meg, vagyis a bemeneti feszültség mekkora kimeneti áramot gerjeszt. Jelölése g_m . Az elmondottak egyenlete

$$g_m = \frac{I_{ki}}{U_{be.}}$$

A tranzisztor meredekségét meghatározza a vezérlés típusa, ami lehet bázisáramvezérlés, illetve emitteráramvezérlés. Röviden bázisvezérlés, illetve emittervezérlés. A három alapkapcsolásból bázisvezérlésű a közös emitterű és kollektorú, emittervezérlésű a közös bázisú kapcsolás.

A meredekség levezetését a paraméteres egyenletekből is megtehetjük, minden olyan egyenlet, amelyik teljesíti a következő feltételeket

$$I_{be} = x_{11}U_{be} - x_{12}I_{ki}$$

$$U_{ki} = x_{21}U_{be} + x_{22}I_{ki}$$

ahol x helyére helyettesített paraméterek teljesíti az egyenletrendszer feltételeit, például az inverz hibrid (D) és a transzkonduktancia (g) paraméteres egyenletek. A levezetéshez az utóbbit alkalmazom, külön a bázis és külön az emittervezérlés esetére.

Bázisvezérléskor a g paraméteres egyenleteteket a következő képen írhatjuk fel.

$$I_B = g_{11}U_{BE} - g_{12}I_C$$

$$U_{CE} = g_{21}U_{BE} + g_{22}I_C$$

Feltételeztem, hogy $U_{CE} = \text{állandó}$ illetve $u_{CE} = 0$, ahol U_{CE} egyen-, u_{CE} váltakozó feszültséget jelent. Az első egyenletből határozzuk meg a meredekség értékét. Elosztjuk az egyenletet I_B bázisáram értékével.

$$\frac{I_B}{I_B} = \frac{g_{11}U_{BE}}{I_B} - \frac{g_{12}I_C}{I_B}$$

Végezzük el a következő átalakításokat, és helyettesítsük a $I_C/I_B = \beta$, valamint $I_B = I_C/\beta$

$$1 + \beta g_{12} = \beta g_{11} \frac{U_{BE}}{I_C}$$

Rendezve

$$\frac{1 + \beta g_{12}}{\beta g_{11}} = \frac{U_{BE}}{I_C}$$

Vegyük a kapott egyenlet reciprok értékét

$$\frac{\beta g_{11}}{1 + \beta g_{12}} = \frac{I_C}{U_{BE}}$$

A további átalakítás β egyszeri előfordulása miatt végeztem el.

$$\frac{g_{11}}{g_{12} + \frac{1}{\beta}} = \frac{I_C}{U_{BE}}$$

A bázisvezérlés meredekségének két formulája most már felírható, az első a transzkonduktancia paraméterrel

$$g_m = \frac{g_{11}}{g_{12} + \frac{1}{\beta}} \bigg|_{U_{CE}}$$

A másik

$$g_m = \frac{I_C}{U_{BE}} \bigg|_{U_{CE}}$$

A g_m meredekség paraméteres egyenlete tovább egyszerűsödik, ha a nevezőben a $1/\beta$ érték elhanyagoljuk, mivel nagy β érték esetén igen kis hányadosértéket kapunk. Eredményül a következőket írhatjuk.

$$g_m = \frac{g_{11}}{g_{12}} \bigg|_{U_{CE}=\text{állandó}}$$

kapjuk, hozzárendelve az $U_{CE} = \text{állandó}$ értéket.

Emittervezérlés esetén a paraméteres egyenletünk

$$\begin{aligned} I_E &= g_{11}U_{EB} - g_{12}I_C \\ U_{CB} &= g_{21}U_{EB} + g_{22}I_C \end{aligned}$$

Az első egyenletből határozzuk meg a meredekséget, figyelembe vesszük, hogy $U_{CB} = \text{állandó}$, illetve $u_{CB} = 0$, ami a kollektor-bázis feszültsége egyen és váltakozó áram esetén. Az első egyenletben végezzük el az I_E emitterárammal az egyszerűsítést.

$$\frac{I_E}{I_E} = \frac{g_{11}U_{EB}}{I_E} - \frac{g_{12}I_C}{I_E}$$

Az egyenletben $\alpha = I_C/I_E$ illetve $I_E = I_C/\alpha$

$$1 + g_{12}\alpha = \frac{g_{11}\alpha U_{EB}}{I_C}$$

Rendezve

$$\frac{1 + g_{12}\alpha}{g_{11}\alpha} = \frac{U_{EB}}{I_C}$$

A reciprok értékkel és további átalakításokkal véglegesítettjük az egyenletet.

$$\frac{g_{11}\alpha}{1 + g_{12}\alpha} = \frac{I_C}{U_{EB}}$$

A baloldal egyszerűsíthető α -va

$$\frac{g_{11}}{g_{12} + \frac{1}{\alpha}} = \frac{I_C}{U_{EB}}$$

Az emittervezérlésű tranzisztor meredeksége paraméterekkel

$$g_m = \frac{g_{11}}{g_{12} + \frac{1}{\alpha}} \bigg|_{U_{CB}}$$

A jobboldali adatokkal

$$g_m = \frac{I_C}{U_{EB}} \bigg|_{U_{CB}}$$

Az emittervezérlés esetén a meredekség paraméteres egyenletben $1/\alpha$ nem hanyagolható el, mivel $\alpha \leq 1$, így a hányados értéke nagyobb 1-nél. Ezért az elhanyagolás a $\{g_{11}, g_{12}\}$ paraméterek vizsgálata után dönthető el.

A kisjelű, nagyfrekvenciás üzemmód további kapcsolatát is felírhatjuk a kisjelű adatokkal, ha figyelembe vesszük, hogy bázisvezérléskor

$$I_C = \beta I_B$$

A g_m meredekség

$$g_m = \frac{I_C}{U_{BE}} = \frac{I_B}{U_{BE}} \cdot \beta$$

De tudjuk, hogy az U_{BE} bázis-emitterfeszültség és I_B bázisáram hányadosa az r_b ami a tranzisztor bázis-emitter átmenet ellenállása, így az g_m meredekség

$$g_m = \frac{\beta}{r_b}$$

Természetesen az áramerősítési tényezőt is meghatározhatjuk a g_m meredeekséggel és az r_b átmenet ellenállásának szorzatával.

$$\beta = g_m r_b$$

További összefüggéseket írhatunk fel a meredeekség képletére, ha figyelembe vesszük a bázisáram vezérlést és az ermitteráram vezérlés közötti kapcsolatot.

Bázisáram vezérlés meredeekségéből meghatározhatjuk az ermitteráramvezérlés meredeekségét, csak az emitterellenállás kell figyelembe vennünk.

A két vezérlés bemeneti ellenállásai $\{r_b, r_e\}$ között a következő, már ismert kapcsolat van.

$$r_b = r_e (1 + \beta)$$

Helyettesítve az g_m meredeekség egyenletébe

$$g_m = \frac{\beta}{r_b} = \frac{1}{r_e} \cdot \frac{\beta}{1 + \beta} = \frac{\alpha}{r_e}$$

Megállapíthatjuk, hogy bázisáram vezérlés esetén a tranzisztor g_m meredeeksége

$$g_m = \frac{\beta}{r_b}$$

Ermitteráram vezérléskor

$$g_m = \frac{\alpha}{r_e}$$

A tranzisztor meredeeksége emittervezérlés esetén $I_E = 1 \text{ mA}$ – s ermitteráram és $U_T = 26 \text{ mV}$, szobahőmérsékletű termikus feszültség esetén

$$g_m = \frac{I_E}{U_T} = \frac{1}{26 \cdot 10^{-3}} = 38,46 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

Itt feltételeztem, hogy $I_C \cong I_E$ értékével.

A tranzisztorműködés korlátai, határadatok

A témakörhöz három jellemzőt sorolhatok, melyek a lezárás, a letörés és a telítés.

A tranzisztor lezárása

Záróirányú bázis-emitterfeszültség hatására a tranzisztor bázis-emitter rétegben a többségi töltéshordozó nullára redukálódnak. Létrejön egy széles kiürített réteg, hasonlóan a záróirányban előfeszített bázis-kollektor réteghez. A két kiürített rétegben a kisebbségi töltéshordozók még létrehozhatnak egy rájuk jellemző kisebbségi áramot, amit visszáramnak nevezünk, de ez elhanyagolható nagyságú a többségi töltéshordozók áramához képest. Elmondható, hogy lezárt tranzisztor esetén tranzisztor rétegeiben nem folyik áram, ezért az szakadásként jellemezhető.

Az előzőek ismeretében a tranzisztor felhasználható vezérelt kapcsolóként, vagy bináris jelek gerjesztésére.

A tranzisztor letörés

A jelenség kapcsolódik a záróirányú előfeszítéshez, amikor a tranzisztor egyik- másik vagy mindkét rétegében a lezárási feszültség olyan nagy értékű, hogy a diódáknál megismert lavinasokszorozási vagy téremissziós hatás következtében a rétegben megszűnik a korlátozott szennyezés, és helyette egy ismeretlen fizikai réteg jön létre, ami már nem rendelkezik a tranzisztorra jellemző működéssel.

A tranzisztorra megadott letörési feszültség katalógus adat, mindkét rétegre külön-külön meghatározott érték, bázis-kollektor réteg esetén néhány 10V-tól 100V-ig terjed, bázis-emitterre néhány voltot adnak meg.

A telített tranzisztor

A tranzisztor telítésben vezérelt, ha az üzemszerűen nyitott bázis-emitter feszültség (U_{BE} npn vagy U_{EB} pnp) mellett a kollektor-bázis feszültsége (U_{CB} npn vagy U_{BC} pnp) is nyitóirányú feszültségű, ekkor a tranzisztor telítésbe kerül. A bázisáram nyitóirányú növekedése kollektoráram csökkenést eredményez, ami β áramerősítési tényező is csökkenéssel jár együtt. A telítéses vezérlés a digitális jel 0 szintje, $U_{CE} \approx 0$. Ilyenkor a bázisban több töltés tartózkodik, az állapotváltáshoz több idő szükséges, mert a bázist ki kell üríteni, ez a jel felfutását késlelteti, amit a vezérlési mód alkalmazásakor figyelembe kell venni.

A tranzisztor kisjelű vizsgálata

A vizsgálatkor olyan megoldást alkalmazunk, ami egyszerűsíti, de az elvárt alkalmazást számunkra pontosan meghatározza. Két vizsgálati módszer az elterjedt, az egyik vezérlésfüggő, ezek a *helyettesítőképek*, a másik a vezérlésfüggetlen ezek a *négypólusparaméterek*.

Vezérlésfüggő helyettesítőképek

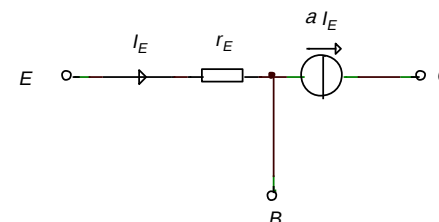
Emittervezérlésű tranzisztor helyettesítő képe.

A tranzisztor közös bázisú kapcsolására vonatkozik. Ekkor a legegyszerűbb megoldást vesszük figyelembe, mégpedig azt, amikor a bemeneten egy dinamikus ellenállást feltételezünk, aminek értéke

$$r_e = \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_E}$$

A leírtak a 30. kapcsolást eredményezi a T helyettesítő képet.

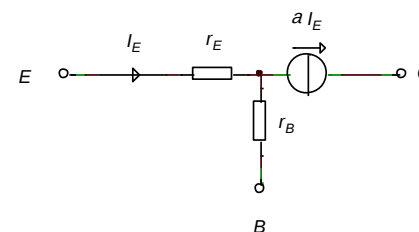
A T helyettesítő kép



30. kapcsolat

Alakjáról kapta a nevét. A kapcsolat szimbolizálja, hogy a bemeneten lévő r_E dinamikus ellenállás vezérli a kimeneti aI_E áramgenerátort. Megállapítható, hogy egy bemenetről vezérelt áramgenerátort kaptunk, ami áram vezérelt áramgenerátor.

Létezik egy olyan helyzet, hogy a bázisban lévő szennyezést is figyelembe kell venni, ezt mutatja a 31. kapcsolat.



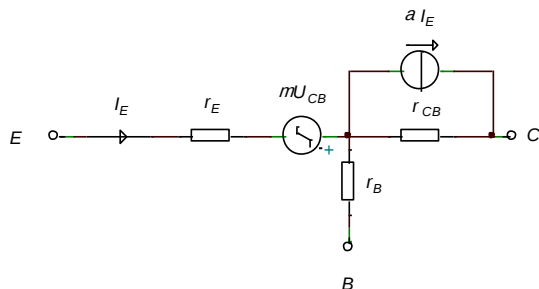
31. kapcsolat

Ez az r_b ellenállás a bázisréteghez és a csatlakozó bázis kivezetés közötti ellenállás, valamint a kivezetés ellenállása adja, ami összességében néhány ohm, de akár 100 ohm is lehet.

Figyelembe vettem a bemenet hatásait, azonban a kimenet is befolyásolja a generátor áramát. A CB diódának is létezik egy szennyezés által létrejött r_{CB} dinamikus ellenállása, ami hatással van az U_{CB} dióda feszültségére. Létezik olyan alkalom, mikor ezt figyelembe kell venni. Azt tudjuk, hogy az U_{CB} változásának egy része befolyásolja az U_{EB} bemeneti feszültséget, ez a μ feszültségvisszahatás. Képlete

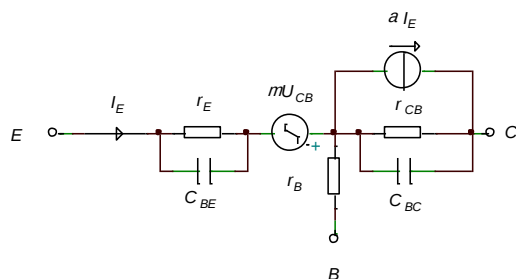
$$\mu = \frac{U_{EB}}{U_{CB}}$$

Az egyenlet modellezése egy olyan feszültségforrás a bemeneten, ami az $U_{EB} = \mu U_{CB}$ valósítja meg, értéke a U_{CB} feszültségnek és a μ feszültségvisszahatás értékének szorzata. Ezt valósítja meg a 32. kapcsolás.



32. kapcsolás

A fizikai felépítésből és egyenáramú munkaponti adatok figyelembevétele mellett, a váltakozó-, elsősorban a nagyfrekvenciás hatásait is említeni szükséges.



33. kapcsolás

A nagyfrekvenciás helyettesítőképet a rétegek kapacitásának figyelembevételével rajzolható meg. A C_{BE} kapacitás a BE dióda nyitott átmenetének kapacitása, aminek kapacitás értéke

$$C_{BE} = \frac{\partial Q_B}{\partial U_{BE}}$$

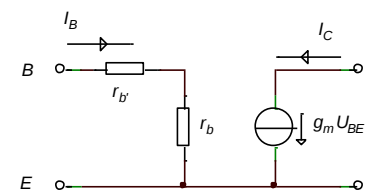
Az egyenlet ∂Q_B értéke a ∂I_B értéktől függ, ez azt jelenti, hogy bemeneti munkaponti áramtól függő érték. A kimeneti C_{BC} , a záróréteg kapacitása kis értékű, és közel állandó. A kapacitások hatása, a tranzisztor nagyfrekvenciás alkalmazásának korlátait határozza meg.

Bázisvezérlésű tranzisztor helyettesítő képe

A kapcsolás a közös emitterű- és kollektorú kapcsolás, összefoglaló neve a bázisvezérlési mód, amire a tranzisztor π -helyettesítő képét alkalmazzák.

A π -helyettesítő képek

Elsőként az egyenáramú beállításra kialakított kapcsolás számolási lehetőségére kialakított helyettesítő képet taglaljuk. Nevét ez is, mint ahogy az előzőekben vizsgáltak (T helyettesítő kép) a kialakításának megjelenéséről kapta.



34. kapcsolás

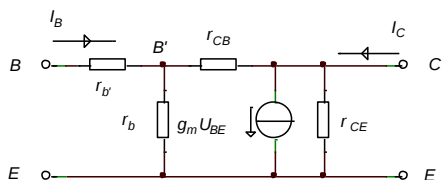
A 33. kapcsolás r_B bázisellenállását felbontottam egy állandó értékű r_B' ellenállásra, amit a csatlakozás adja, és egy r_B dinamikus bázisellenállásra, amit az U_{BE} feszültség és az I_B bázisáram aránya adja. Kimeneti értékeket a meredekségre kapott egyenletből vezethetjük le. Az egyenlet

$$g_m = \frac{I_C}{U_{BE}}$$

ahol az I_C kollektoráram az U_{BE} bázis-emitterfeszültség hatására a g_m tranzisztor meredekségszorzatának függvényében jelenik meg. A leírható egyenlet

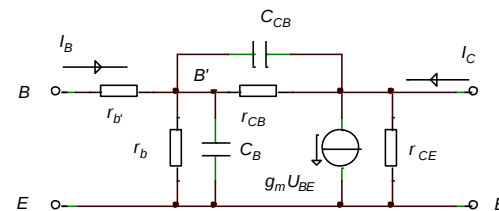
$$I_C = g_m U_{BE}$$

A megosztott $\{r'_b, r_B\}$ bázisellenállások figyelembevétele mellett további, a pontosítás érdekében, ellenállásokat helyezhetünk el a kapcsolásban. A kimenet visszahatását a bemenetre, úgy vehetjük figyelembe, hogy a kimentről egy r_{CB} ellenállással visszacsatlakozunk a közös bázisellenállásponttra, így ezzel, az ellenállások feszültségosztót alkotnak, közös pontjának változása határozza meg a bázis feszültségét. A további pontosítás a kimeneten, az áramgenerátorral párhuzamosan jelölöm a kapcsolás r_{CE} kimeneti ellenállását. A kiegészített rajzot a 35. *kapcsolás* valósítja meg.



35. *kapcsolás*

A következőkben figyelembe vesszük a frekvencia átvitel változását okozó reaktáns elemeket, ezek a rétegek kapacitásai. Két ilyen érték a mérvado, az egyik a bemeneten lévő r_B dinamikus ellenállással párhuzamosan jelentkező C_B diffúziós kapacitás, a másik a kimeneti r_{CB} feszültség visszaható ellenállással párhuzamosan kapcsolódó C_{CB} záróréteg kapacitás.



36. *kapcsolás*

A párhuzamosan csatlakozó x_C reaktáns elemek miatt számításaink egyszerűsödnek, ha az r ellenállásokat g vezetéssé alakítjuk és alkalmazzuk a $g = 1/r$ egyenletet, illetve a x_C reaktanciát b_C szuszceptanciára

$$jb_C = \frac{1}{jx_C} = j\omega C$$

váltjuk át, akkor az eredő y admittancia

$$y = g + jb_C$$

komplex értékű egyenletet adja.

Vezérlésfüggetlen helyettesítő képek.

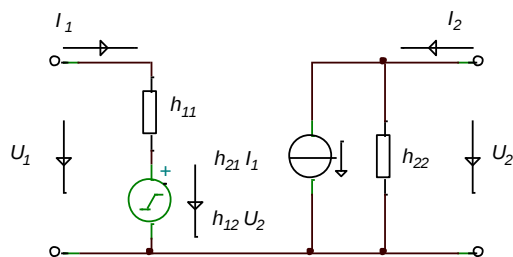
A modellezés ilyen formája, kisjelű üzem, alacsony frekvenciás négypólus-paraméterekből alkotott helyettesítő kép. Ezekből létrejött helyettesítő képek a fizikai működéstől és alapkapsolástól függetlenített, általános érvényű jellemzést adnak. A megfeleltetés egy-egy alapkapsolás elemzésekor kap értelmet, ilyenkor célszerű az áramirányok előjelben történő megkülönböztetését, a tranzisztor elektródáinak beazonosítását a négypólus be és kimeneti pontjain. További előnye, hogy a gyártók, tranzisztor jellemzőinek a négypólus-paramétereit adják meg.

A h hibrid paraméter

Megnevezését röviden *h-paraméter*. Előző fejezetekben ismertette lett ez a paraméteres egyenlet, amit a 37. kapcsolás megvalósít. A kapcsolás h-paramétereit leíró két egyenletének első egyenlete az U_1 bemeneti feszültséget definiálja.

$$U_1 = I_1 h_{11} + h_{12} U_2$$

Az egyenlet baloldali U_1 feszültsége miatt a jobboldali tényezők szorzatainak tagi összege tagonként is feszültségértéket kell adjanak.



37. kapcsolás

Az első tag az $I_1 h_{11}$, ahol I_1 áramértéke amper, és Ohm törvényéből adódóan h_{11} paraméternek ohm mértékegységű. Az amper és ohm szorzata feszültségérték. A második tag $h_{12} U_2$ szorzat dimenzióját az U_2 feszültség határozza meg, ezért a h_{12} egy mérőszám, ami nem rendelkezik mértékegységgel, ha $h_{12} < 1$, akkor U_2 -t csökkent, ha $h_{12} = 1$, akkor U_2 értéke nem változik, ha $h_{12} > 1$, akkor U_2 -t növeli. A két tag összevont feszültségértéke lesz az U_1 bemenet feszültsége.

A második egyenlet

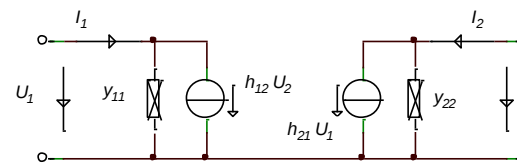
$$I_2 = I_1 h_{21} + h_{22} U_2$$

A második egyenlet a négypólus kimenetiének egyenlete, a baloldalán lévő I_2 miatt áram mértékegységű, ezért a jobboldali összeg tagjai egyenként is áram dimenziót kell adjanak. Az első tag az $I_1 h_{21}$, ami az I_1 bemeneti áram miatt áram mértékegységű, így a h_{21} -nek már nem lehet

mértékegysége, ezért ez a paraméter mértékegység nélküli. A kapcsolás vizsgálatakor meg kell vizsgálni az I_2 kimeneti és az I_1 bemeneti áramok irányát. Ellentétes irányú áramok esetén a komponens áram, I_1 előjelét negatívnak kell felvenni. A második tag $h_{22} U_2$ akkor lesz áram mértékegységű, ha a felírt szorzat áram mértékegységet ad, akkor lehetséges, ha h_{22} mértékegysége Siemens, ez a mértékegység pedig vezetést definiál.

Az y admittancia paraméter.

A nagyfrekvenciás tranzisztorokkal épített erősítők jellemzésére a tranzisztorok admittancia, vagy röviden *y-paramétereket* használjuk.



38. kapcsolás

A paraméterek mindegyike figyelembe veszi a frekvenciafüggő komponenseket, melyek valamilyen formában kapcsolódnak a valós értékekhez, végül minden paraméter $y = g + jb$ komplex alakot vesz fel. A 38. kapcsolás paraméteres egyenletei,

$$I_1 = y_{11} U_1 + y_{12} U_2$$

$$I_2 = y_{21} U_1 + y_{22} U_2$$

A két egyenlet szerint minden paraméter vezetés jellegű, mert vagy U_1 vagy U_2 feszültség van szorzatként hozzárendelve. Az első egyenlet az I_1 bemeneti áram, a második a I_2 kimeneti áram egyenlete. Mérési eredmények felvételekor a nem vizsgált paraméterszorzatokban lévő feszültséget rövidre kell zárni. Ezért a négy paraméter rövidzáras értékű.

Az y_{11} a bemeneti admittancia, ami

$$y_{11} = \frac{1}{h_{11}} + jb_{11}$$

Itt b_{11} , a bemenet frekvenciafüggő elemeinek, eredő szuszceptanciája. Hasonlóan felírható a kimeneti admittancia

$$y_{22} = h_{22} + jb_{22}$$

Alacsony frekvencián, vagy egyenáramú körökben a jb_{11} és jb_{22} közelít nullához, így

$$y_{11} \approx \frac{1}{h_{11}} \quad \text{és} \quad y_{22} \approx h_{22}$$

értéket vesznek fel.

A paraméteres egyenletek y_{12} és y_{21} transzfer paramétereit úgy vizsgálhatjuk, mint ha egy feszültség vezérelt áramgenerátor lenne, ahol jeltől függően, állandó értékű vagy rövidre zárt a nem vizsgált paraméter feszültségének két pontja. Ezek után

Az y_{12} feszültség visszahatás paramétere

$$y_{12} = \left. \frac{I_1}{U_2} \right|_{U_1=0}$$

Az y_{12} megadható a hibrid paraméterkor vizsgált értékekkel, ha elvégezzük a következő helyettesítéseket.

$$I_1 = \frac{-U_1}{h_{11}}$$

Átrendezés után egyenletünkre írhatjuk

$$y_{12} = -\frac{U_1}{U_2} \cdot \frac{1}{h_{11}}$$

Továbbá figyelembe vesszük, hogy

$$h_{12} = \frac{U_1}{U_2}$$

Így az y_{12} feszültségvisszahatás paraméterének h paraméteres egyenlete

$$y_{12} = -\frac{h_{12}}{h_{11}}$$

A másik transzfer karakterisztika az y_{21} , ami szintén áram-feszültség arány, előző analógiával mondhatjuk, hogy előre hatás.

$$y_{21} = \left. \frac{I_2}{U_1} \right|_{U_2=0}$$

A megadott képlet felismerhető, az egyenáramon vagy kisfrekvencián a tranzisztor g_m meredekségét jelenti, komplex alakja nagyfrekvencián is alkalmazható.

$$y_{21} = g_m + jb_{21}$$

Ha a frekvencia alacsony, vagy nulla, akkor

$$y_{21} = g_m$$

Amit tovább vizsgálva írhatjuk, ha $I_2 = \beta I_1$, helyettesítés után

$$y_{21} = g_m = \frac{\beta I_1}{U_1} = \frac{I_1}{U_1} \beta$$

Az

$$\frac{I_1}{U_1} = \frac{1}{h_{11}}$$

A bemeneti ellenállás reciproka. A β , a bázisvezérlés áramerősítési tényezője, ami közös emitterű-vagy közös kollektorú kapcsolás tényezője.

$$\beta = \frac{I_2}{I_1}$$

Visszatérve az y paraméteres egyenlethez

$$y_{21} = g_m = \frac{1}{h_{11}} \beta = \frac{I_2}{I_1} \cdot \frac{1}{h_{11}}$$

és

$$\frac{I_2}{I_1} = h_{21}$$

Végül

$$y_{21} = g_m = \frac{I_2}{I_1} \cdot \frac{1}{h_{11}} = \frac{h_{21}}{h_{11}}$$

A tranzisztor határfrekvenciája

A bipoláris tranzisztorok határfrekvenciája, a tranzisztor felépítéséből adódó félvezető rétegek és rétegátmenetek között meglévő frekvenciafüggő elemek értékétől függ. Itt elsősorban a kialakult kapacitások határozzák meg egy tranzisztor frekvencia határértékét, amelyek a tranzisztor vezérelhetőségét magasabb frekvencián korlátozzák. A vezérelhetőség azt jelenti, hogy nagyobb frekvencián ugyan akkora bemeneti áramváltozás kisebb kimeneti áramváltozást eredményez. Előzőekből tudjuk, hogy a kimeneti és bemeneti áramváltozás kapcsolata az áramerősítési tényező, ezek után leírható, hogy a tranzisztor áramerősítési tényezője a magasabb frekvenciákhoz közelítve csökken. A 36.kapcsolás tartalmazza a két kapacitást, ami közül a C_B diffúziós bemeneti kapacitás hatása mérvadó az áramerősítési tényező csökkenésére. Magyaratzként elfogadható, hogy vezérlés hatására az I_B bázisáram iránya megváltozik, ahol egyszer a tranzisztor bázisát tápláló generátorból töltések jutnak a bázisfelületre, irányváltásakor a bázisból töltések tartanak a generátor felé. A feltöltés és kiürítés gyorsasága, addig növelhető, míg a bázisban maradt töltések miatt, egy megengedett értékűt vezérléstől függő (α, β) áramerősítési tényező csökkenést nem ér el. A 33.kapcsolás vezérlés jelének frekvencia korlátait a r_E, C_{BE} az α áramerősítési tényezőt, a 36.kapcsolás r_B, C_B , a β áramerősítési tényező csökkenésére hat, ahol $C_B = C_{BE}$, mert jelölés béli különbség van, a vezérléskülönbség dinamikus ellenállásai között az ismert $r_B = r_E(1 + \beta)$ kapcsolat írható fel.

Az emittervezérlésű kapcsolás határfrekvenciája ott van, ahol a párhuzamosan kapcsolt ohmos és reaktáns elem ellenállásértéke egyező, vagyis

$$r_E = X_{C_{BE}} = \frac{1}{2\pi f_\alpha C_{BE}}$$

Az egyenletből f_α határfrekvencia kifejezhető

$$f_\alpha = \frac{1}{2\pi r_E C_{BE}}$$

Alkalmazva a bázisvezérlésre

$$r_B = X_{C_B} = \frac{1}{2\pi f_\beta C_B}$$

$$f_\beta = \frac{1}{2\pi r_B C_B}$$

Az f_β bázisvezérlés határfrekvenciája felírható az f_α emittervezérlés határfrekvencia segítségével, ha figyelembe vesszük a két kapcsolás r_B, r_E dinamikus ellenállásai közötti kapcsolatot. Végezzük el a helyettesítéseket.

$$f_\beta = \frac{1}{2\pi r_e(1 + \beta)C_B}$$

Kiseb átalakítás után feltűnik, hogy

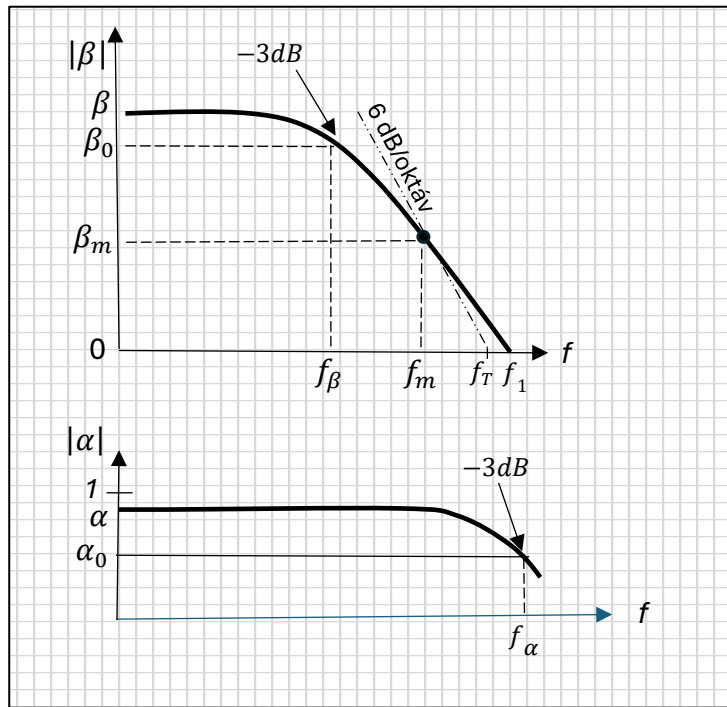
$$f_\beta = \frac{1}{2\pi r_e C_B} \cdot \frac{1}{(1 + \beta)}$$

Látható, hogy helyettesíthető az emittervezérlés határfrekvencia értékével

$$f_\beta = f_\alpha \frac{1}{(1 + \beta)}$$

Ha a β kisfrekvenciás áramerősítési tényező csökkenését 3dB-ig engedélyezzük csökkenni és ezt β_0 -val jelöljük, az egyenletet felírhatjuk a következő formában.

$$f_\beta = \frac{f_\alpha}{(1 + \beta_0)}$$



5. ábra

Közösen ábrázoltam a két vezérlési mód áramerősítési tényező változását a frekvencia függvényében. A β bázisvezérlés áramerősítési tényezője nullánál nagyobb értékű frekvenciamenetét a pozitív tartományban rajzoltam meg. Az α , emittervezérlés áramerősítési tényező értéke, felnagyítva a 0 és 1 között felvehető értéke miatt, külön látható.

Az 5. ábra jelölésének magyarázata: az f_β és f_α az a frekvenciaérték, ahol az áramerősítési tényező -3dB-lel csökken. Az f_1 és f_T az a frekvenciaérték, ahol a β áramerősítési tényező 1 értéket vesz fel. A különbség az, hogy az f_1 értékét mérési eredmény adja, míg f_T értékét egy kijelölt f_m frekvenciához tartozó β_m áramerősítési tényező közös pontjába szerkesztett 6dB/oktáv meredekségű egyenes frekvenciatengelyt metsző f_T értéke.

Az emittervezérlésű α áramerősítési tényező értéke 1-hez közeli érték, az f_α , f_T és f_1 értékek közel azonosak ezért felírható, hogy

$$\alpha_0 \approx 1$$

a három frekvenciaérték közel azonos helyű érték.

$$f_\alpha = f_T = f_m$$

A β és α áramerősítési tényezők csökkenő értékéhez a kimenet és bemenet között fáziseltérés jön létre, ez az f_β és f_α -3dB csökkenéshez tartozó frekvenciákon -45° -os fázistolást eredményezhet.

Tervezélrészű tranzisztorok

Felépítésük, típusok

A weboldal „*tranzisztorok.pdf*” jegyzete több típust taglal, többek között az *A típusú* és az *Elemiszálas* tranzisztorok mellett a *Bipoláris* tranzisztorokat is. Az első két típus a kutatások kezdetén igen fontos kísérleti felfedezéshez juttatta a feltalálókat. Az *A típusú* és az *Elemiszálas* tranzisztor kivitele egyrétegű, de nem nevezhető tervezélrészű tranzisztornak. Azért nem, mert az *A típusú* és *Elemiszálas* tranzisztorok állandó előfeszítése során, a vezérlőkörében, -bázis-emitter - áram folyik, ez adja a kollektorköri áramot, ellenben a FET tranzisztorok árama egy csatornában folyik, máshol nincs tranzisztoráram, vezérlését elektromos mező mérete adja, ami tágítja vagy szűkíti a csatorna keresztmetszetét.

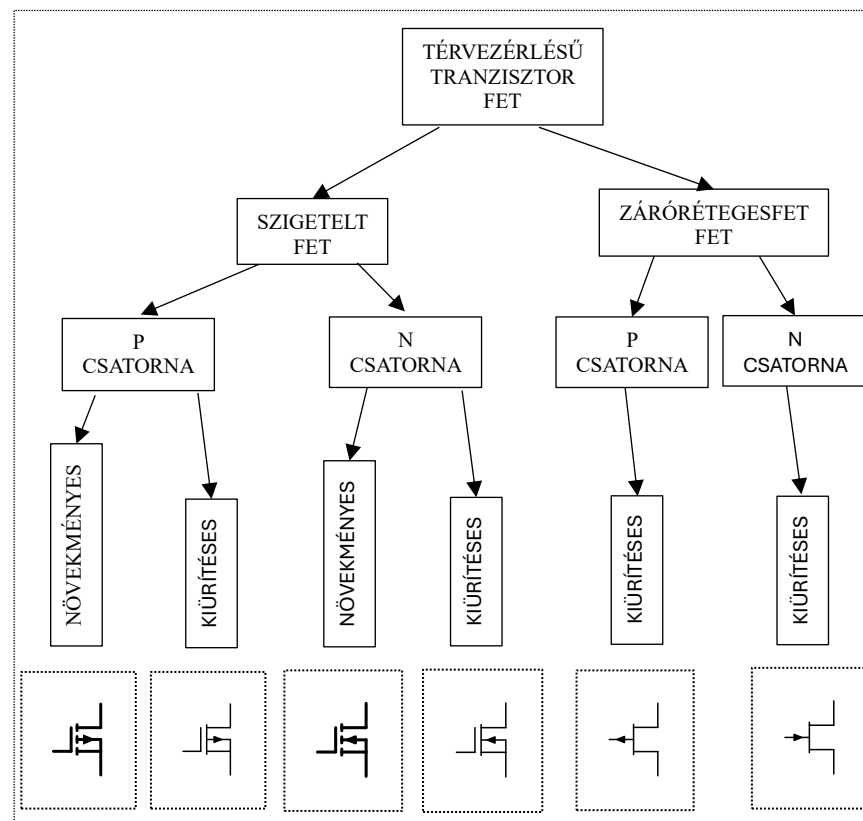
Kutatások kezdete *Julius E. Lilienfeld* névéhez kapcsolódik, aki 1925 október 25.-én Kanadában, majd 1926 október 08.-án és 1930 január 18.-án, az Egyesült Államokban szabadalmi oltalomra nyújtotta be, a FET vékonyréteg változatát.

Oskar Heil német villamosmérnök, a Göttingeni Georg-August Egyetemen 1933-ban írt doktori disszertációjában molekulaspektroszkópos vizsgálatokkor már leírta az elemi részecskékre milyen hatással van a fotongerjesztés, megállapításait 1935-ben egy brit szabadalomban fejtette ki, amikor a félvezetőanyag ellenállásának elektromos térrel történő szabályozás lehetőségét szabadalmaztatta.

Walter H. Schottky fizikus, Siemensnél dolgozott és a vákuumcsövek fejlesztésében vett részt, nagy szerepe volt a tetróda csövek megalkotásában. Ebben a munkájában tapasztalta, hogy a katódfémből vákuumba kilépő elektronnak egy gátat kell leküzdenie, hogy a kilépés létrejöhessen. Későbbiekben feltételezte, hogy ez létrejöhet bármely két különböző anyag között is, így alkotta meg a fém-félvezető diódát, aminek nyitóirányú feszültsége nagymértékben csökkent a p-n szennyezett félvezetőhöz képest. A diódát róla schottky-diódának nevezzük.

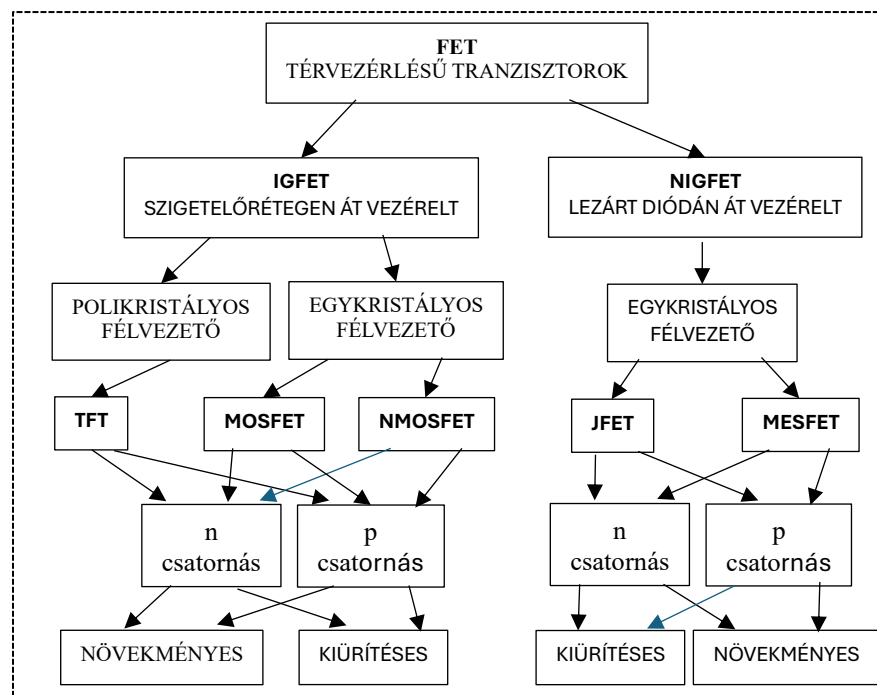
A leírtak csak egy részét ismerteti a FET fejlesztőről, számtalan kutatóintézet és fejlesztő foglalkozott, és foglalkozik ma is az egyre tökéletesebb alkatrész kifejlesztésén.

A tervezélrészű tranzisztor osztályozhatók a csatorna működés és szennyezés típusa szerint, a felhasznált félvezető anyaga szerint, valamint a gyártástechnológia alapján.



6. ábra

Az utolsó sorban a tranzisztorok rajzjelei láthatók. Kereskedelmi forgalomban a FET a 1960-as évek első felére tehető, amikor a záróréteges típust, germánium félvezetővel, gyártani kezdték. Kezdetben a bipoláris tranzisztor technológiát alkalmazták, ekkor egy pnp típusú tranzisztor p szennyezésű emitterét n típusra cserélték, ez képezte a forrás elektródát, a bázis a nyelőt, míg a kollektor a kapu csatlakozása lett. A bázis-emitter, azaz a nyelő és forrás közötti csatornát marással alakították ki, ma már a maratás helyett a maszkolási eljárással, vagyis a planár technológiával készül. A gyártási technológiát tartalmazza az 7.ábra



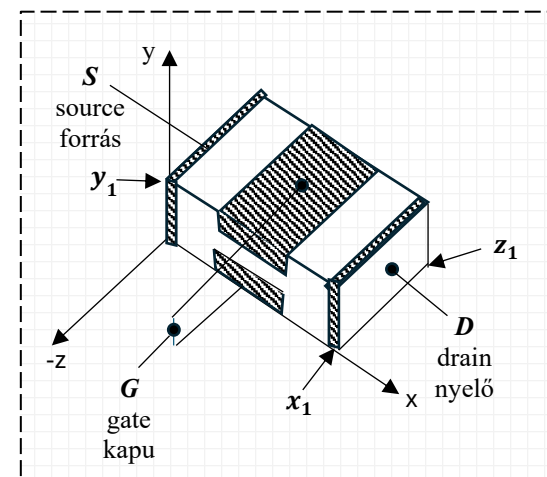
7. ábra

A 7.ábra magyarázó szövege: IGFET- szigetelt kapu, NIGFET- nem szigetelt kapu, TFT vékonyréteg tranzisztor, a MOSFET és NMOSFET fém-nitrit félvezető, JFET záróréteges FET, a MESFET fém-félvezető Schottky kontakttal.

A könyv nem tartalmazza a vegyes technológiájú tranzisztorokat, mint például az **IGBT**, azaz a szigetelt kapus bipoláris tranzisztor.

A záróréteges térvezérlésű tranzisztor *JFET*

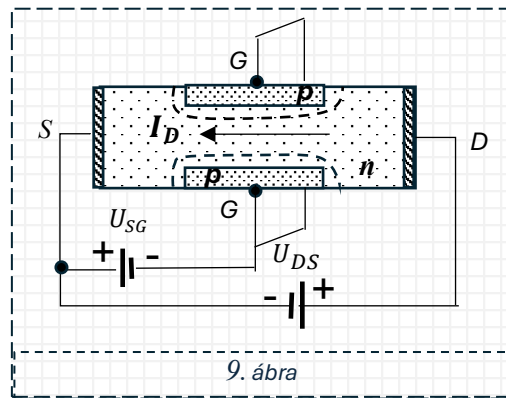
Nevét működési jellemzőjéről kapta, röviden ismertetve, egy csomópont áramerősségének térhatású vezérlése (**J**unction **F**ield-**E**ffect **T**ransistor). Az elemi JFET egy szennyezett félvezető kristályból áll, amit külső felületén, működési követelményeknek megfelelő helyen, a kristállyal ellentétes töltésű félvezető zónával látnak el. A félvezető kristálylapkát, ha téglalapnak ábrázoljuk, akkor a szemben levő két rövidebb oldala adja az áram belépési és kilépési felületeit.



8. ábra

A két rövidebb oldal közötti lapkaterfogatot csatornának nevezzük, ami egy szennyezett félvezetőanyag. Ez lehet **n** vagy **p** szennyezésű. A csatornában folyó áramot a kapu elektródával tudjuk vezérelni.

A csatornában folyó áramot csak a szennyezésből adódó többségi töltéshordozók adják. A kapu és a csatorna egy **pn** átmenet, ami mindig záróirányban van előfeszítve. Úgy kell értelmezni, mint a záróirányban előfeszített diódát. A kapuba juttatott elektronok a **p** többségi töltéshordozókat rekombinálja, kialakul egy **n** kisebbségi töltésekből adódó



9. ábra

negatív lokális tértöltés, ami merőleges a **G** felületére. Feltételezhetően, hogy egyenletes eloszlása révén az **S** forrás pontján az U_{DS} feszültséggenerátoron belépő elektronokra taszító hatást fejt ki. Mivel félvezetőben lévő áram csak a szennyezés mértékében alakulhat ki, és az elektronok szabad mozgását lefékezi a **G** potenciális tere. Minél nagyobb az U_{SG} feszültsége, annál nagyobb a **G** potenciális tere, így egyre kisebb a csatorna átmérője. A 9. ábra I_D árama csökken, ami a technikai áram (+) irányát mutatja.

Ha szennyezőanyagot visznek be a csatornakristályba és feltételezzük, hogy az egyenletes eloszlású, akkor a kristály nyitott csatorna G_+ vezetőképességét a következő összefüggés adja.

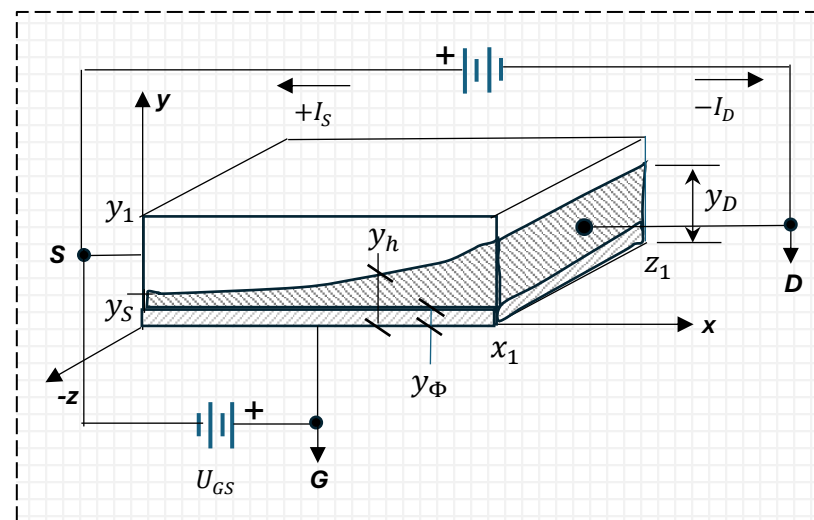
$$G_+ = q\mu p \frac{z_1 y_1}{x_1}$$

A képletben q elemi töltés, értéke $1,601 \cdot 10^{-19}$ coulomb, μ a csatorna sodródási tényezője, a töltés mozgékonyságát határozza meg cm^2/Vs mértékegységben, p a szennyezőatomok sűrűsége, amit $atom\ db/cm^3$ adnak meg, a 8. ábra jelölésével, $\frac{z_1 y_1}{x_1}$ hányados a kristálylapka méretét definiálja.

Vezérelt csatorna esetén a 8. ábrára a következő vezetést meghatározó képletet írhatjuk fel. Figyelembe vesszük, hogy elektrosztatikus tér hatására változik a csatorna y_1 magassága, valamint a **p** szennyezőatomok sűrűsége.

$$G_+ = q\mu \frac{z_1}{x_1} \int_0^{y_1} p(y) dy$$

Ha a helyhez kötött tértöltés töltéssűrűségét a rákapcsolt feszültség esetére vizsgáljuk, akkor azt a Poisson-egyenlettel tehetjük meg



10. ábra

$$\vec{\nabla}^2 U = -\frac{\rho}{\epsilon}$$

Ahol $\vec{\nabla}^2$ vektoriális téroperátor, U a rákapcsolt feszültség ρ coulomb/ cm^3 a töltéssűrűség, ami $\rho = qp$ a q elemi töltés és a p a szennyezőatom sűrűsége egységnyi térfogaton, ϵ dielektromos állandó farad/cm mértékegységben.

Egy adott U_{GS} feszültséghez tartozó pillanatértéket a következő másodfokú differenciálegyenlet adja.

$$\frac{d^2 U}{dy^2} = -\frac{qp(y)}{\varepsilon}$$

Az egyenletet integrálva a határértékeket megadva a következő egyenletet kapjuk, figyelembe véve q és ε konstans értékeket.

$$\frac{dU}{dy} = \frac{q}{\varepsilon} \left[\int_0^{y_1} p(y) dy - \int_0^{y_h} p(y) dy \right]$$

Az egyenletben y_h a szűkítés magasságát jelenti. Az egyenlet első integrálja a csatorna minden tartományának összes szennyező atomját tartalmazza 0 és y_1 értékben, a második integrál az inaktív, elzárt területet jelenti. Az egyenlet mindkét integrálja x és z irányban egységnyi érték vesz figyelembe.

Mivel ε dielektromos állandó kapacitás tulajdonságú ezért a csatorna töltése meghatározható, a meghatározáshoz vigyünk a baloldalra, ott a feszültséggel szorozva a Q töltésmennyiséget adja.

$$Q(y) = q \int_0^{y_1} p(y) dy$$

Ha a másodfokú differenciálegyenletet kétszeres integrálásával, megkapjuk a rétegfeszültség értékét.

$$U(y_h) - U_{GS} = \frac{q}{\varepsilon} \int_0^{y_h} y \cdot p(y) dy$$

A csatorna kapacitása egységkeresztmetszetre ($x = z = 1$) a

$$dQ = C dU(y_1)$$

Ebből

$$C = \frac{dQ}{dU(y_1)} = \frac{\varepsilon}{y_1}$$

A képlet a szimmetrikus felépítés miatt csak az egységnyi felületű y_1 magasságú párhuzamos fegyverzet egyik részét veszi figyelembe.

A rétegfeszültségre kapott egyenletünk további előnye, hogy meghatározható a csatorna lezárásához szükséges feszültség [pinch (cut) - off].

$$U_{po} = \frac{q}{\varepsilon} \int_{y_\Phi}^{y_1} y \cdot p(y) dy$$

Az integrál megoldásakor figyelembe kell venni az y_1 méretű csatorna töltéseloszlását, valamint az U_{GS} feszültség hatására kialakult y_Φ kiürített réteg méretét.

A csatorna árama az áramsűrűségből határozható meg. Mivel a csatorna hosszanti iránya x ezért jelölésre J_x -t alkalmazom

$$J_x = -\sigma \frac{dU}{dx}$$

ahol $\sigma = q\mu p$ a csatorna fajlagos vezetőképessége. Figyelemre méltó a drain (nyelő) áram I_D amit a teljes csatornaszélességre írunk fel, ezért y_1 méretét 2-es értékre kell növelni.

$$I_D = 2qz_1\mu \frac{dU}{dx} \int_{y_h}^{y_1} p(y) dy$$

Az egyenletből megemlítem a dU/dx hányadost, ami a félvezető kristály y_h kiürített rétegmagasság függvénye, mivel x tengely mentén értéke változik (10. ábra) ezért egy átlagértékben rögzíteni kell, valamint $p(y)$ adata is szükséges. Szorozzuk be dx -el az előző egyenletet, helyettesítsük a csatorna U feszültségét a y_h csatorna szűkítés magasságának függvényében.

$$I_D dx = 2qz_1\mu \frac{U(y_h)}{dy} \int_{y_h}^{y_1} p(y) dy$$

Integráljuk mind a két oldalt

$$\int I_D dx = \int \left[2qz_1\mu \frac{U(y_h)}{dy} \int_{y_h}^{y_1} p(y) dy \right] dx$$

Elvégezve a műveletet kapjuk

$$I_D = 2qz_1\mu \frac{U(y_h)}{dy} \int_{y_h}^{y_1} p(y) dy$$

Ha U feszültségét y_h szerint differenciáljuk, akkor helyettesíthetjük az $U(y_h)$ rétegfeszültségre kapott összefüggésünkre

$$\frac{U(y_h)}{dy_h} = \frac{d}{dy_h} \left[\frac{q}{\varepsilon} \int_0^{y_h} y \cdot p(y) dy \right] = \frac{q}{\varepsilon} \cdot y_h \cdot p(y_h)$$

A kapott értéket helyettesítve az I_D -re felírt egyenletbe

$$I_D = 2q^2z_1\mu \frac{y_h \cdot p(y_h)}{\varepsilon} \int_{y_h}^{y_1} p(y) dy$$

Megoldva az integrálást

$$I_D = 2q^2z_1\mu \frac{y_h \cdot p(y_h)}{\varepsilon} [p(y_1) - p(y_h)]$$

A zárójelben lévő $[p(y_1) - p(y_h)]$ a szennyezőatomok töltésszáma egységnyi felületen $p(y_1)$ a félcsatorna teljes magasságában, $p(y_h)$ a kiürített réteg töltésszáma azonos módon, mint az előbb leírtak. Végül is két kondenzátorfelület töltésmennyiségéről van szó, tehát alkalmazhatjuk az ott meghatározott képletet.

$$Q(y_1) = q \int_0^{y_1} p(y) dy$$

és

$$Q(y_h) = q \int_0^{y_h} p(y) dy$$

Ha I_D -re kapott egyenletünket visszaírjuk integrális alakját, akkor a számlálóban lévő $y_h \cdot p(y_h)$ már figyelembe vettük, kiegészítve a teljes x_1 csatornahosszra,

$$I_D = 2q^2z_1\mu \frac{y_h \cdot p(y_h)}{\varepsilon x_1} [p(y_1) - p(y_h)]$$

Figyelembe veszem, hogy a két integrális alak q szorosa a kapcsolószármazéknak

$$I_D = \frac{2q^2z_1\mu}{\varepsilon x_1} \frac{1}{q} \int_{y_h}^{y_1} Q(y) dy$$

És végül q egyszerűsítéssel

$$I_D = \frac{2qz_1\mu}{\varepsilon x_1} \int_{y_h}^{y_1} Q(y) dy$$

A 8.ábrán látható, hogy a D drain és S source (nyelő-forrás) oldali felületen a kiürített réteg magassága eltér jelölése y_S és y_D . Egyenletünket átalakíthatjuk ezen ismeretek szerint

$$I_D = \frac{2qz_1\mu}{\varepsilon x_1} \int_{y_S}^{y_D} [Qy_h - Q(y_1)]y_1 p(y_1) dy_1$$

Az I_{DSS} maximális áram akkor folyik a csatornában, ha U_{GS} értéke nulla. Ebben az esetben csak az integrál határértékét kell megváltoztatni a y_1 teljes csatorna magasságból csak a y_Φ helyhez kötött kiürített réteg csökkenti.

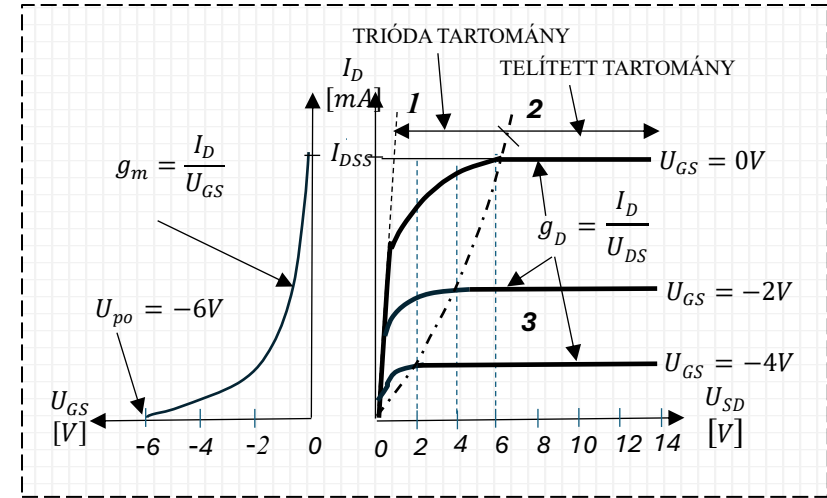
$$I_{DSS} = \frac{2qz_1\mu}{\varepsilon x_1} \int_{y_\Phi}^{y_1} [Qy_h - Q(y_1)]y_1 p(y_1) dy_1$$

Záróréteges JFET karakterisztikái

A JFET tranzisztorra két karakterisztika rajzolható fel, az egyik állandó U_{DS} drain-source feszültségen tartva a FET-t növeljük az U_{GS} gate-source feszültségét és rögzítjük az I_D drain áramváltozást.

A másik, amikor állandó U_{GS} gate feszültség érték mellett növeljük az U_{DS} drain-source feszültséget és mérjük az I_D drain áramát. Ebben a mérésben több U_{GS} gate feszültséghez tartozó mérést elvégezhetünk, ekkor egy görbe sereget kapunk.

A 10.ábráról elmondhatjuk, hogy a JFET tranzisztor két karakterisztikája lett ábrázolva, a baloldali a transzfer karakterisztika, ami a csatorna I_D áramát ábrázolja U_{GS} kapu (gate) feszültség függvényében, a jobboldali az I_D nyelőáramot az U_{DS} nyelő-forrás feszültség függvényében három



11. ábra

állandó U_{GS} kapufeszültség értéken. A baloldali un. transzfer karakterisztikának két jellegzetes pontja van a maximális drain áram, amit a következő egyenlet ad meg

$$I_{DSS} = I_D|_{U_{GS} \geq 0}$$

Ez azt jelenti, hogy $U_{GS} \geq 0$ esetén maximális áram folyik a JFET-en. A másik pontja a karakterisztikának, mikor az I_D drain áram nulla értékű. Ez akkor következik be, ha

$$U_{GS} = U_{GS0}|_{I_D=0}$$

A jobboldali kimeneti karakterisztika három részre bontható, a jellegzetes töréspontok miatt. Két nagy területe van az úgynevezett trióda tartomány és a telített tartomány. A trióda tartományon belül az 1-es jelű szaggatott tengely mentén van egy lineáris szakasz, ahol állandó U_{GS} feszültség mellett növelve U_{DS} feszültségét az I_D áram lineárisan emelkedik. Az 1 és 2 jelű szaggatott vonalterület között I_D árama csökken. A csökkenést a csatorna y_D oldali területének emelkedése okozza, ami telítettség után – 2 jelű szaggatott vonaltól jobbra- megáll, kialakul egy U_{DS} feszültségtől független konstans I_D áram. Egy fontos adat, ami a JFET jellemző adata, hogy U_{DS} csatornára

kapcsolt feszültség I_D letörési áramhoz tartozó értéke meghatározható az alábbi képlet alapján

$$U_{DS} = U_{p0} - U_{GS}$$

A 11. ábra szerint $U_{GS} = -4V$ és $U_{p0} = -6V$ esetén U_{DS} értéke

$$U_{DS} = -6 - (-4) = -2V$$

A 11. ábrával nincs ellentmondás, mivel a vízszintes tengelyen U_{SD} értéket vettem fel, a helyes polaritás lekövethető a 10. ábrán, ami egy p csatornás JFET-t feltételez.

A 11. ábra baloldali transzfer karakterisztika pillanatnyi g_m vezetés értékét I_D drain áram és U_{GS} feszültség aránya adja.

$$g_m = \frac{I_D}{U_{GS}}$$

Az egyenlethez hozzá lehet rendelni a maximális vezérlés értékét, ha figyelembe vesszük, hogy a karakterisztika mely pontján éri azt el.

$$g_{max} = M_2 \frac{I_{DSS}}{U_{DS}}$$

Ez azaz U_{DS} feszültség, mikor $U_{GS} = 0$, tehát a G kapufeszültségünk nulla.

A z előző számított feladatból adódik, hogy ekkor

$$U_{DS} = U_{p0}$$

Helyettesítve g_{max} egyenletébe írhatjuk

$$g_{max} = M_2 \frac{I_{DSS}}{U_{p0}}$$

Az egyenletben lévő M_2 változó a JFET átviteli jellegére vonatkozó nem lineáris alakra utal, ami a karakterisztika szerint négyzetes érték.

A karakterisztikának mindig van egy olyan pillanatnyi g_m vezetés értéke amikor az a g_{max} maximális vezetéssel egyező. Ezért felírhatjuk

$$g_m = g_{max}$$

Az egyenlet baloldali egyezősége után írjuk fel a jobboldalt is

$$\frac{I_D}{U_{GS}} = M_2 \frac{I_{DSS}}{U_{p0}}$$

Rendezzük az egyenletet,

$$\frac{I_D}{I_{DSS}} = M_2 \frac{U_{GS}}{U_{p0}}$$

A karakterisztika menetnek van egy kiinduló pontja, mikor $U_{GS} = U_{p0}$ majd U_{GS}/U_{p0} csökkenő értéket vesz fel, ami négyzetesen csökken. Ezek alapján bontjuk fel az egyenlet jobboldalát,

$$M_2 \left(\frac{U_{p0}}{U_{p0}} - \frac{U_{GS}}{U_{p0}} \right) = M_2 \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{p0}} \right)$$

Helyettesítsük M_2 négyzetes hatását az egyenletbe.

$$\left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{p0}} \right)^2$$

A kapott értéket írjuk vissza az eredeti egyenletünkbe

$$\frac{I_D}{I_{DSS}} = \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{p0}} \right)^2$$

Fejezzük ki a I_D drain áramát.

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{p0}} \right)^2$$

A kapott összefüggés egy ismert I_D drain áramra vonatkozó egyenlet, amely kimeneti karakterisztika telítési szakaszára adja meg a drain áram számítási képletét, ezt a 11. ábra jobb oldali ábrán lerajzolt $I_D = f(U_{DS})$ csoportfüggvényen láthatjuk, a 3 számmal jelölve.

A karakterisztika 1 és 2 számmal jelölt területét Shockley egyenlet magyarázata adja,

$$I_D = I_{DSS} \left[1 - 3 \left(\frac{U_{GS}}{U_p} \right) + 2 \left(\frac{U_{GS}}{U_p} \right)^{3/2} \right]$$

Az I_D meghatározásához szükséges egyenletet a maximális I_{DSS} drain áram csökkenését két részre bontja, a lineáris-, valamint trióda tartományra. A lineáris tartomány az egyenlet

$$I_{DSS} \left[1 - 3 \left(\frac{U_{GS}}{U_p} \right) \right]$$

összefüggése, amit a maximális I_{DSS} áramértékből származtat. A második trióda tartomány a

$$I_{DSS} \left[2 \left(\frac{U_{GS}}{U_p} \right)^{3/2} \right] = 2I_{DSS} \left(\frac{U_{GS}}{U_p} \right) \cdot \sqrt{\frac{U_{GS}}{U_p}}$$

alakú, ami megfelel az $x \cdot \sqrt{x}$ szorzat grafikus alakjának, ez az elektroncsövekre megállapított Child–Langmuir-törvényt idézi. Innen a trióda tartomány elnevezés.

A kapu kapacitásának meghatározása

A JFET maximális M_1 üzemi frekvenciájára két egyenletet írható fel.

$$M_1 = \frac{I_D}{\Delta Q_{cs}}$$

$$M_1 = \frac{g_m}{C_G}$$

Az egyezőséget kihasználva

$$\frac{I_D}{\Delta Q_{cs}} = \frac{g_m}{C_G}$$

Kifejezhetjük C_G kapu kapacitását

$$C_G = \frac{\Delta Q_{cs} g_m}{I_D}$$

Felhasználjuk, hogy

$$g_m = \frac{I_D}{U_{GS}}$$

az egyenletünk így módosul

$$C_G = \frac{\Delta Q_{cs}}{U_{GS}}$$

Fejezzük ki U_{GS} gate feszültségét az egyenletből

$$U_{GS} = \frac{1}{C_G} \Delta Q_{cs}$$

Legyen a G kapu elektródáján t időben változó töltésmennyiségű jel, ami az

$$U_{GS}(t) = \frac{1}{C_G} \Delta Q_{cs}(t)$$

egyenlet, akkor $u_{GS}(t)$ feszültsége is t időben változó lesz. Mivel az áram az adott felületen átmenő töltésmennyiség deriváltja, ezért a töltés átfolyó áram integrálja, akkor

$$u_{GS}(t) = \frac{1}{C_G} \int i_{c_G}(t) dt$$

Ha az egyenletbe beírjuk a C_G gate kapacitás időfüggő áramát, akkor

$$u_{GS}(t) = \frac{1}{C_G} \int \hat{I}_{c_{G0}} \cos \omega t dt$$

a $\cos \omega t$ -vel változó értéket kapunk. Végezzük el az integrálást

$$u_{GS}(t) = \frac{1}{C_G} \int \hat{I}_{C_{G0}} \cos \omega t \, dt = \frac{\hat{I}_{C_{G0}}}{\omega C_G} \sin \omega t$$

Az u_{GS} feszültség harmonikus függvénye az időnek, aminek körfrekvenciája megegyezik az i_{C_G} áramával, de a feszültség

$$u_{GS}(t) = \frac{\hat{I}_{C_{G0}}}{\omega C_G} \sin \omega t = \frac{\hat{I}_{C_{G0}}}{\omega C_G} \cos(\omega t - \pi/2)$$

$\pi/2$ értékkel késik az $\hat{I}_{C_{G0}}$ áramhoz képest.

A $u_{GS}(t)$ feszültség amplitúdója

$$\hat{U}_{GS}(0) = \frac{\hat{I}_{C_{G0}}}{\omega C_G}$$

Az egyenletből a C_G teljes kapu kapacitása kifejezhető

$$C_G = \frac{\hat{I}_{C_{G0}}}{\omega \hat{U}_{GS}}$$

Az egyenlet a kapu kapacitásának méréssel meghatározott értéke lehet, ha állandó U_{DS} feszültség esetén, ismert amplitúdójú és frekvenciájú feszültséget kapcsolunk a JFET G elektródájára, amplitúdó értékével a mért árammal együtt helyettesítve az egyenletbe számolható a kapu kapacitása. A frekvencia határértéke ott van, ahol a

$$C_G = \frac{\hat{I}_{C_{G0}}}{\hat{U}_{GS}} \cdot \frac{1}{\omega}$$

egyenletben lévő $\hat{I}_{C_{G0}}/\hat{U}_{GS}$ arány elveszíti lineáris tulajdonságát. Azt is tudjuk, hogy

$$g_m = \frac{\hat{I}_{C_{G0}}}{\hat{U}_{GS}}$$

Akkor a kapu kapacitása

$$C_G = \frac{g_m}{\omega} = \frac{g_m}{2\pi f}$$

Ismert C_G kapu kapacitás esetén a FET frekvenciája

$$f = \frac{g_m}{2\pi C_G}$$

Helyettesíthetjük a G kapu $i_{C_G}(t)$ váltakozó áramát hatására megjelenő $u_{GS}(t)$ és a kapu feszültség csúcsértékeinek hányadosát $\hat{I}_{C_{G0}}/\hat{U}_{GS}$, eredményül kapjuk

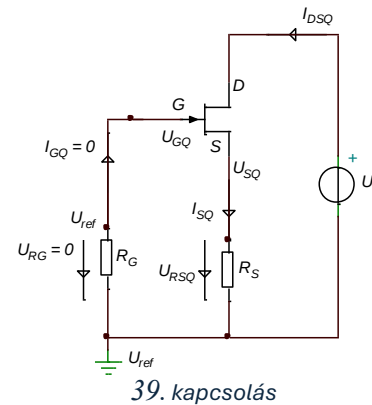
$$f = \frac{\hat{I}_{C_{G0}}}{2\pi C_G \hat{U}_{GS}}$$

egyenletet.

Vizsgálható a JFET frekvenciaátvitel, meghatározható a maximális frekvencia értéke.

A JFET munkapont beállítása

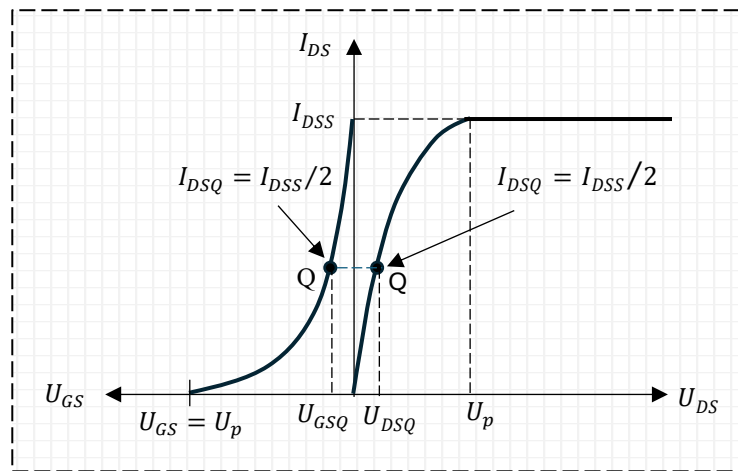
A bekezdést megfogalmazhatjuk úgy is, hogy a JFET előfeszítése, amikor arra keresünk kapcsolást, hogy hogyan valósítsuk meg az U_{GSQ} feszültség értékét a hozzá kapcsolódó I_{DQ} áramhoz egy bizonyos U_{DSQ} feszültség mellett, amit a JFET nyugalmi, tehát jel nélküli beállításának nevezünk.



Forrás és kapu ellenállás alkalmazása

A megoldás talán kézenfekvő, mivel záróirányba kell előfeszíteni a kapu és a csatorna diódáját, ahol a kapu feszültségének egy olyan Q egyenáramú munkapontba kell tenni, ahol a csatornán folyó áramot a megfelelően tudjuk vezérelni. Azt tudjuk beállítani, hogy ha a csatorna n⁻ szennyezettégű, akkor a kapunak p⁺-nak kell, hogy legyen és természetesen fordítva is igaz. Nézzünk egy n⁻ csatornás JFET

munkapontbeállítását, R_S forrás oldali ellenállás alkalmazásával. A 39.kapcsolásban az I_{SQ} áram állítja be, ami közelítőleg egyezik I_{DSQ} áram



12. ábra

értékével, az U_{GSQ} feszültséget, értéke az R_S ellenálláson lévő U_{RSQ} feszültség.

Mivel a kapu és a csatorna záróirányban előfeszített, így I_{GQ} munkaponti kapuáram nem folyik. Ohm törvénye értelmében az R_G ellenálláson nem esik feszültség, ezért az ellenállás mindkét végén ugyanaz az U_{ref} referenciapotenciál van. Az U_{ref} referenciapont negatívabb a JFET, U_{SQ} source munkaponti feszültségnél, de egyezik az U_{GQ} gate munkaponti feszültséggel, vagyis $U_{GQ} = U_{ref}$, így az az U_{RSQ} feszültség, amit I_{SQ} létrehoz R_S ellenálláson nem más, mint az U_{GSQ} gate-source feszültség. Összefoglalva egy egyenletben.

$$U_{SQ} - U_{GQ}(U_{ref}) = U_{RSQ} = U_{GSQ}$$

Egy feladattal bizonyítsuk az előzőeket. Egy Q munkapontban előfeszített JFET -t látunk a 12. ábrán. A munkaponti áramát I_{DSQ} -val jelöltem, ami fele

az I_{DSS} maximális áramnak. A JFET aktuális árama a telített FET áramából származtatjuk a következő képletből.

$$I_{DSQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_p}\right)^2$$

Feltételezzük, hogy a képlet U_{GS} feszültsége a munkaponti I_{DSQ} drain áramot állítja be, vagyis U_{GS} nem más mint U_{GSQ} a Q munkapontához tartozó gate-source feszültség. A változást írjuk be az egyenletbe.

$$I_{DSQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_p}\right)^2$$

Most már az a feladat, hogy U_{GSQ} -t kifejezzük.

Először átosztunk I_{DSS} -el.

$$\frac{I_{DSQ}}{I_{DSS}} = \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_p}\right)^2$$

Gyökvonással a négyzetre emelést kiküszöböljük

$$\sqrt{\frac{I_{DSQ}}{I_{DSS}}} = 1 - \frac{U_{GSQ}}{U_p}$$

Rendezzük az egyenletet

$$\frac{U_{GSQ}}{U_p} = 1 - \sqrt{\frac{I_{DSQ}}{I_{DSS}}}$$

kifejezzük U_{GS} -t

$$U_{GSQ} = U_p \left(1 - \sqrt{\frac{I_{DSQ}}{I_{DSS}}}\right)$$

Helyettesítjük Q munkaponti I_{DSQ} értéket

$$U_{GSQ} = U_p \left(1 - \sqrt{\frac{I_{DSS}/2}{I_{DSS}}}\right)$$

$$U_{GSQ} = U_p (1 - 0,707)$$

Egyszerűsítve és elvégezve a műveletet a gyök értéke 0,707, a zárójel értéke 0,293, akkor

$$U_{GSQ} = 0,293 \cdot U_p$$

Vagyis a U_{GSQ} az U_p lezárási feszültség 0,293-ad része. A levezetés egy konkrét JFET adatokkal a következő eredményt adja.

A JFET adatai és számított értékek

$$I_{DSS} = 10mA; U_p = -4V; I_{DSQ} = 5mA; U_{GSQ} = 0,293 \cdot U_p = -1,172V$$

Az R_S source ellenállás értékét a $|U_{GSQ}| = |U_{RSQ}|$ egyenlőségnek megfelelően számoljuk.

$$R_S = \frac{|U_{GSQ}|}{I_{DSQ}} = \frac{|U_{RSQ}|}{I_{DSQ}} = \frac{1,17}{5} \cdot 10^3 = 234\Omega$$

Az alkalmazott megoldás jó stabilitást mutat termikus I_{DSQ} növekedés esetén, mert növekvő áramérték hatására emelkedik U_{RSQ} értéke és ez az emelkedés $-U_{GSQ}$ feszültségét közelebb viszi U_p lezárási feszültséghez, emiatt csökken I_{DSQ} árama. Fordított helyzetben is igaz, ha csökken U_{RSQ} értéke, akkor az $-U_{GSQ}$ feszültség távolabb lesz U_p feszültségtől, az I_{DSQ} árama növekedését eredményezi.

Előfeszítés stabilitás vizsgálata

Az előfeszítés stabilitása I_{DS} áram stabilitásától függ, amit a JFET összes paramétere befolyásol. Kiinduló egyenletünk

$$I_{DS} = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_p}\right)^2$$

Az egyenletből látszik, hogy I_{DS} áramát az I_{DSS} telítési áram, U_{GS} gate-source feszültség és U_p lezárási feszültség stabilitása határozza meg. Ezért az ΔI_{DS} áramváltozást, a fenti egyenlet ezen három változó szerinti parciális deriváltjainak összege adja. Felírva differenciálegyenletet

$$dI_{DS} = \frac{\partial I_{DS}}{\partial U_{GS}} dU_{GS} + \frac{\partial I_{DS}}{\partial U_p} dU_p + \frac{\partial I_{DS}}{\partial I_{DSS}} dI_{DSS}$$

Most már csak az egyes tagok parciális deriváltjait kell meghatározni.

Az első tag parciális hányadosa

$$\frac{\partial I_{DS}}{\partial U_{GS}} = g_m$$

Az első tag

$$\frac{\partial I_{DS}}{\partial U_{GS}} dU_{GS} = g_m \Delta U_{GS}$$

A második tag esetén elvégezzük I_{DS} helyettesítését

$$\frac{\partial I_{DS}}{\partial U_p} = \frac{\partial \left[I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_p}\right)^2 \right]}{\partial U_p} = -2 \cdot I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_p}\right) \left(\frac{U_{GS}}{U_p^2}\right)$$

De tudjuk, hogy U_{GS} meghatározza I_{DS} értékét, amit a JFET g_m meredekségének nevezzünk, parciális deriváltja előző egyenletünk egy része.

$$\frac{\partial I_{DS}}{\partial U_{GS}} = g_m = \frac{2 \cdot I_{DSS}}{U_p} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_p}\right)$$

Helyettesítés után megkapjuk a

$$\frac{\partial I_{DS}}{\partial U_p} = g_m \frac{U_{GS}}{U_p}$$

A második tag tehát, itt előjellel figyelembe lett véve, hogy U_p fordítottan hat I_{DS} áramra.

$$\frac{\partial I_{DS}}{\partial U_p} dU_p = -g_m \frac{U_{GS}}{U_p} \Delta U_p$$

A harmadik tagunk esetében is az

$$I_{DS} = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_p}\right)^2$$

egyenletet I_{DSS} szerint kell deriválni, így parciális hányados

$$\frac{\partial I_{DS}}{\partial I_{DSS}} = \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_p}\right)^2$$

De rendezve a kiinduló egyenletet

$$\frac{I_{DS}}{I_{DSS}} = \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_p}\right)^2$$

kapjuk. A két egyenlet jobboldala egyenlő, akkor a baloldala is az.

$$\frac{\partial I_{DS}}{\partial I_{DSS}} = \frac{I_{DS}}{I_{DSS}}$$

Ebből adódik, hogy a harmadik tag

$$\frac{\partial I_{DS}}{\partial I_{DSS}} dI_{DSS} = \frac{I_{DS}}{I_{DSS}} \Delta I_{DSS}$$

Végül a stabilitás egyenlete

$$\Delta I_{DS} = g_m \Delta U_{GS} - g_m \frac{U_{GS}}{U_p} \Delta U_p + \frac{I_{DS}}{I_{DSS}} \Delta I_{DSS}$$

Használjuk fel az egyenletünket, például, hogyan lehet meghatározni ΔU_{GS} változása esetén ΔI_{DS} drain áram változását. A 39.kapcsolásban $U_{GS} = -I_{DS}R_S$, ha ΔU_{GS} gate-source feszültségváltozást vizsgáljuk, akkor

$$\Delta U_{GS} = -R_S \Delta I_{DS}$$

Helyettesítsük a stabilitás egyenletébe

$$\Delta I_{DS} = -g_m R_S \Delta I_{DS} - g_m \frac{U_{GS}}{U_p} \Delta U_p + \frac{I_{DS}}{I_{DSS}} \Delta I_{DSS}$$

A helyettesített értéket vigyük a baloldalra és kiemeljük ΔI_{DS} -t.

$$\Delta I_{DS}(1 + g_m R_S) = -g_m \frac{U_{GS}}{U_p} \Delta U_p + \frac{I_{DS}}{I_{DSS}} \Delta I_{DSS}$$

Fejezzük ki ΔI_{DS} drain áramváltozást

$$\Delta I_{DS} = \frac{-g_m \frac{U_{GS}}{U_p} \Delta U_p + \frac{I_{DS}}{I_{DSS}} \Delta I_{DSS}}{1 + g_m R_S}$$

A kapott egyenlet azt jelenti, hogy az eredeti egyenletünkben meghatározott ΔI_{DS} drain hibaáramot, amit nevezhetünk nyugalmi hibaáramnak, a beépített R_S source ellenállás, $(1 - g_m R_S)$ hányadára csökkenti.

Előző példánkban választottunk I_{DS} -re egy $I_{DSS}/2$ értéket, vizsgáljuk meg ennek hatását.

Induljunk ki az I_{DS} drain áram egyenletéből

$$I_{DS} = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_p}\right)^2$$

Valamint a g_m átviteli vezetés egyenletéből.

$$g_m = \frac{\partial I_{DS}}{\partial U_{GS}}$$

Az első egyenletből képezzük az áramok hányadosát

$$\frac{I_{DS}}{I_{DSS}} = \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_p}\right)^2$$

A jobboldali négyzetes értéket az egyenlet gyökvonásával tudjuk eltüntetni

$$\sqrt{\frac{I_{DS}}{I_{DSS}}} = \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_p}\right)$$

Az átviteli vezetés parciális hányadosának eredménye I_{DS} egyenletének deriválja U_{GS} szerint, akkor

$$g_m = \frac{\partial I_{DS}}{\partial U_{GS}} = \frac{2I_{DSS}}{-U_p} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_p}\right)$$

Most az $\left(1 - \frac{U_{GS}}{U_p}\right)$ helyére írjuk be az áramok egyenletét

$$g_m = \frac{2I_{DSS}}{-U_P} \left(\sqrt{\frac{I_{DS}}{I_{DSS}}} \right)$$

Az I_{DSS} áramot vigyük a gyökjel alá

$$g_m = \frac{2}{-U_P} \left(\sqrt{\frac{I_{DS} I_{DSS}^2}{I_{DSS}}} \right)$$

egyszerűsítve kapjuk

$$g_m = \frac{2\sqrt{I_{DS} \cdot I_{DSS}}}{-U_P}$$

Ha $I_{DS} = I_{DSS}/2$, vagy $2I_{DS} = I_{DSS}$ akkor

$$g_m = \frac{2\sqrt{I_{DS} \cdot I_{DSS}}}{-U_P} = \frac{2\sqrt{I_{DS} \cdot 2I_{DS}}}{-U_P} = \frac{2\sqrt{2} \cdot I_{DS}}{-U_P}$$

Mivel $U_{GS} = 0,293U_P$ az előfeszítést adó source ellenállás egyenlete $R_S = -U_{GS}/I_{DS}$, de tudjuk, hogy $U_{GS} = -0,293 U_P$ tehát az ellenállás $R_S = -0,293 U_P/I_{DS}$.

Képezzük a ΔI_{DS} drain hibaáram nevezőjében lévő $g_m R_S$ szorzatot

$$g_m \cdot R_S = \frac{2\sqrt{2} \cdot I_{DS}}{-U_P} \cdot \frac{-0,293U_P}{I_{DS}} = 0,293 \cdot 2\sqrt{2} = \mathbf{0,829}$$

Vizsgálva az egyenlet $(1 + g_m R_S) = 1,829$ értékét az R_S ellenállás hatására a U_P és I_{DSS} változás hatásait 1,829-d részarányban csökkenti.

Nézzük a ΔI_{DS} csatorna hibaáram egyenletét I_{DS} függvényében. Az egyenlet mindkét oldalát elosztom I_{DS} -el, jobboldalon a számláló két tagját külön-külön

$$\frac{\Delta I_{DS}}{I_{DS}} = \frac{-g_m \frac{U_{GS}}{I_{DS}} \frac{\Delta U_P}{U_P} + \frac{I_{DS}}{I_{DSS}} \cdot \frac{\Delta I_{DSS}}{I_{DS}}}{1 + g_m R_S}$$

az első tagra beírható U_{GS}/I_{DS} helyére R_S , a számláló második tagjában helyettesítjük az I_{DS} áramra felírtegyenletet.

$$\frac{I_{DS}}{I_{DSS}} \frac{\Delta I_{DSS}}{I_{DS}} = \frac{I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2}{I_{DSS}} \frac{\Delta I_{DSS}}{I_{DS}} = \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2 \frac{\Delta I_{DSS}}{I_{DS}}$$

de $I_{DS} = I_{DSS}/2$

$$\frac{I_{DS}}{I_{DSS}} \frac{\Delta I_{DSS}}{I_{DS}} = 2 \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2 \frac{\Delta I_{DSS}}{I_{DSS}}$$

vezessünk be, a négyzetes kapcsolat helyett, egy lineáris változást

$$\sqrt{\frac{I_{DS}}{I_{DSS}}} = \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)$$

Egyenletünk új alakja

$$\sqrt{\frac{I_{DS}}{I_{DSS}}} \cdot \frac{\Delta I_{DSS}}{I_{DS}} = 2 \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right) \frac{\Delta I_{DSS}}{I_{DSS}}$$

Számításaink szerint $U_{GS} = 0,293 U_P$, beírva az értéket

$$\sqrt{\frac{I_{DS}}{I_{DSS}}} \cdot \frac{\Delta I_{DSS}}{I_{DS}} = 2 \left(1 - \frac{0,293 U_P}{U_P}\right) \frac{\Delta I_{DSS}}{I_{DSS}} = \mathbf{1,41} \frac{\Delta I_{DSS}}{I_{DSS}}$$

Most már felírhatjuk a drain áram változást

$$\frac{\Delta I_{DS}}{I_{DS}} = \frac{-0,829 \frac{\Delta U_P}{U_P} + 1,41 \frac{\Delta I_{DSS}}{I_{DSS}}}{1,829}$$

Jobboldali osztást elvégezve, egyenletünk így alakul.

$$\frac{\Delta I_{DS}}{I_{DS}} = -0,454 \frac{\Delta U_P}{U_P} + 0,771 \frac{\Delta I_{DSS}}{I_{DSS}}$$

Az elemzést a következők szerint tudjuk kibővíteni, Legyen 10%-os U_p és I_{DSS} növekedés, akkor egyenletünk felírható

$$\frac{\Delta I_{DS}}{I_{DS}} = -0,454 \frac{10\%}{U_p} + 0,771 \frac{10\%}{I_{DSS}}$$

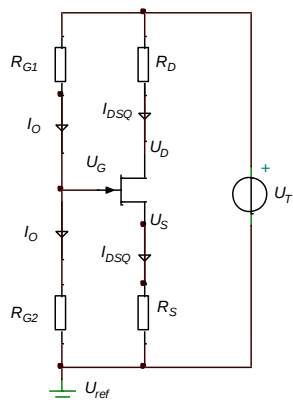
I_{DS} -re gyakorolt %-os hatásuk

$$\frac{\Delta I_{DS}}{I_{DS}} = \frac{-4,5\%}{U_p} + \frac{7,71\%}{I_{DSS}}$$

A felírt egyenlet jelenti, hogy 4,5% változást eredményez U_p és 7,71%-t az I_{DSS} csúcsáram változás. Összességében ΔI_{DS} változása 3,21%, amit elsősorban I_{DSS} változása eredményez.

Előfeszítés feszültségosztóval

A kapcsolást kiegészítjük egy R_D ellenállással, és egy feszültségosztóval. A forrás és a kapu ellenállásainak közös pontja U_{ref} feszültségre csatlakozik.



40. kapcsolás

A feladat most is egyező az előző beállítással. A tranzisztor adataiból kiindulva meghatározzuk az I_{DSS} maximális áramhoz tartozó I_{DSQ} áramot. A 12. ábra szerint, ehhez tartozik egy bemeneti gate-source egyenáramú munkaponti feszültség, amit U_{GSQ} -val jelöltem és egy kimeneti egyenáramú munkaponti feszültség, aminek jele U_{DSQ} . Azt szeretnénk, hogy a beállítás a $Q\{U_{GSQ}, U_{DSQ}, I_{DSQ}\}$ munkapontot határozza meg, ahol Q munkapont, a zárójelben lévő adatok a munkaponti áram és feszültség paraméterek.

Triódatartományban a JFET tranzisztor

$$|U_{GSQ}| = |U_{DSQ}|$$

egyenletet teljesíti. A kapu-forrás oldalra felírhatjuk

$$U_{GS} = U_S - U_G = U_{GSQ},$$

a drain source oldalra pedig

$$U_{DSQ} = U_D - U_S$$

Ebben a tartományban vezérlés hatására az U_{GSQ} bemeneti és U_{DSQ} kimeneti egyenlő feszültségek feszültségei együtt mozognak. A beállítás első lépéseként megválasztjuk az osztóellenállások közös pontjának feszültségét, tehát U_G -t. Legyen a tápfeszültség fele.

$$U_G = \frac{U_T}{2} = 6V$$

Ebből kiszámíthatjuk a U_S forráselektroda feszültségét.

$$U_S = U_G + U_{DSQ}$$

de $|U_{GSQ}| = |U_{DSQ}| = 1,172$ akkor

$$U_S = 6 + 1,172 = 7,172 V$$

A munkaponti áram I_{DSQ} , ami $5mA$, ezért kiszámolható a R_S ellenállás.

$$R_S = \frac{U_S}{I_{DSQ}} = \frac{7,172}{5} \cdot 10^3 \Omega = 1,43 k\Omega$$

A drain ellenállás számítása

A 13. ábrán feltüntettem a transzfer- és a kimeneti karakterisztikát. A kimeneti karakterisztika két jól elkülöníthető tartománya külön-külön beállítást igényel. A jelölésben, az egyik a trióda tartomány, a másik a telített. Mindkét tartományban igaz

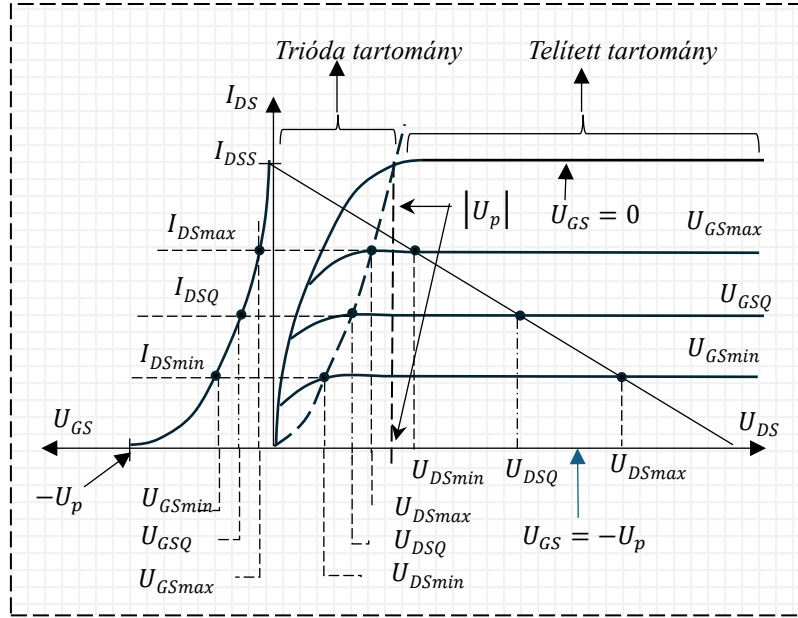
$$R_D = \frac{U_{RD}}{I_{DSQ}}$$

egyenlet. A 13. ábrán az átviteli karakterisztika és kimeneti karakterisztika munkapontja azt feltételezi, hogy I_{DSQ} munkaponti áramhoz $|U_{DSQ}| = |U_{GSQ}|$ munkaponti feszültség tartozik, és $|U_P| > |U_{DSmax}|$. A kapcsolásból kiderül, hogy R_D ellenállás egyik vége $+U_T$ -re, a másik vége U_D -re csatlakozik. A leíró egyenlete

$$U_{RD} = U_T - U_D$$

És

$$U_D = U_S + U_{DSQ}$$



13. ábra

Trióda szakasz

Ezek szerint a trióda szakaszban amikor $|U_{GSQ}| = |U_{DSQ}| = 1,172V$ és $|U_{DSQ}| \leq |U_p|$, ahol U_p az elzáródási feszültség. Nevezik még ellenállás szakasznak is. Tehát R_{DR} értéke, amivel beállítjuk

$$R_{DR} = \frac{U_T - (U_S + U_{DSQ})}{I_{DSQ}} = \frac{12 - 8,344}{5} \cdot 10^3 \Omega = \mathbf{731\Omega}$$

Telítési szakasz

Ha a telítési szakasz működését akarjuk alkalmazni, akkor a kimenet munkapontját, $|U_{DSQ}| \geq |U_p|$, reláció szerinti értékeket kell választani. Ha az $U_p = -4V$, akkor $|U_{DSQ}| \geq 4V$ -nál kell legyen.

A meglévő adatokat figyelembevéve az U_S feszültség értéke $7,172V$. A minimális $U_{Dmin} = U_S + U_p = 7,172 + 4 = 11,172V$. A fennmaradó

vezérelhető tartomány $\Delta U_D = U_T - U_{Dmin} = 0,828V$. A kivezérelhetőség $\pm 0,414V$. Drain feszültsége,

$$U_D = U_{Dmin} + \Delta U_D = 11,172 + 0,414 = 11,586V$$

A telített tartomány R_{DT} ellenállása

$$R_{DT} = \frac{U_T - U_D}{I_{DSQ}} = \frac{0,414}{5} \cdot 10^3 = \mathbf{82,8\Omega}$$

Az osztó ellenállásainak számításánál az I_o osztóáram meghatározása a tervező szabadsága. Kötelezettsége annyiban korlátozza, hogy az osztó áramának a munkaponti feszültség stabil meglétére ügyeljen. Ezért nem javasolt a I_{DSQ} áramtól nagyságrendileg eltérni, itt a nagyságrendi csökkentésre gondolok, pl, ne legyen μA nagyságrendű, ha I_{DS} mA értékű. Legyen $I_o = 1mA$. Az ellenállások

$$R_{G1} = R_{G2} = \frac{U_T/2}{I_o} = \frac{6}{10^{-3}} = \mathbf{6k\Omega}$$

Stabilitás vizsgálata

Az alkalmazott egyenlet már ismerős,

$$\frac{\Delta I_{DSQ}}{I_{DSQ}} = \frac{-g_m \frac{U_S}{I_{DSQ}} \cdot \frac{\Delta U_p}{U_p} + 2 \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_p}\right) \cdot \frac{\Delta I_{DSS}}{I_{DSS}}}{1 + g_m R_s}$$

egyenletet hívjuk segítségül. Az előfeszítés kapcsolásának megváltozása nem eredményezte a JFET munkaponti adatainak változását. Vizsgáljuk meg az egyenletet számlálóját tagonként. Az első tag

$$-g_m \frac{U_S}{I_{DSQ}} \cdot \frac{\Delta U_p}{U_p} = -g_m R_s \cdot \frac{\Delta U_p}{U_p}$$

A g_m meredekség is változatlan mivel

$$g_m = \frac{2\sqrt{I_{DS}/I_{DSS}}}{-U_p} = \frac{2\sqrt{1/2}}{4} = 3,54mS$$

A source ellenállás

$$R_S = \frac{U_S}{I_{DSQ}} = 1,43k\Omega$$

És source ellenállással való szorzata

$$g_m R_S = 3,54 \cdot 10^{-3} \cdot 1,43 \cdot 10^3 = 5,06$$

A számláló második tagja

$$2 \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P} \right) \cdot \frac{\Delta I_{DSS}}{I_{DSS}} = 2 \left(1 - \frac{-1,172}{-4} \right) \cdot \frac{\Delta I_{DSS}}{I_{DSS}} = 1,41 \cdot \frac{\Delta I_{DSS}}{I_{DSS}}$$

A $g_m R_S$ szorzat az R_S nagyobb értéke miatt megnőtt, emelkedett a nevező $(1 + g_m R_S)$ értéke, ami csökkentette a $\Delta I_D / I_D$ arányt, ez azt jelenti, hogy javult a stabilitás értéke. Helyettesítve az adatokat

$$\frac{\Delta I_{DS}}{I_{DS}} = \frac{-5,06 \frac{\Delta U_p}{U_p} + 0,771 \cdot \frac{\Delta I_{DSS}}{I_{DS}}}{6,06} = -0,835 \frac{\Delta U_p}{U_p} = 0,127 \frac{\Delta I_{DSS}}{I_{DS}}$$

Vizsgálva egy 10%-os ΔU_p és szintén 10%-os ΔI_{DSS} akkor

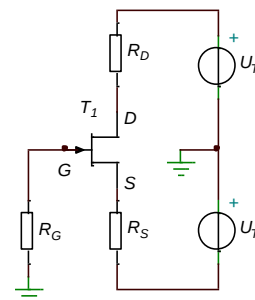
$$\frac{\Delta I_{DS}}{I_{DS}} = -0,835 \frac{10\%}{U_p} + 0,127 \frac{10\%}{I_{DS}}$$

A változás %-os mértéke

$$\frac{\Delta I_{DS}}{I_{DS}} = -\frac{8,35}{U_p} + \frac{1,27}{I_{DS}}$$

Azt láthattuk, hogy alacsony R_S forrásellenállás értéknél $\Delta I_{DSS} / I_{DS}$ változás a domináns, emelkedése esetén $\Delta U_p / U_p$ veszi át a meghatározó szerepet.

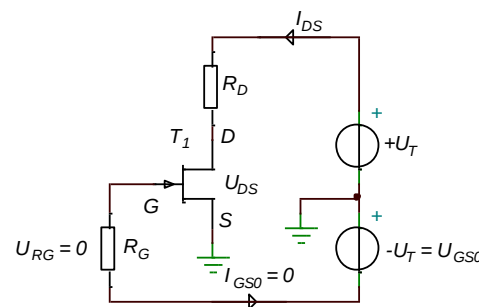
Plusz-mínusz tápfeszültség használata.



41. kapcsolás

A kapcsolás az eddig leírtak logikáját követve számolható. Az R_G ellenállás a 39.kapcsolás szerint kell értelmezni, ami azt jelenti, hogy $T1, G$ kapupontja a referencia potenciálon van, mivel R_G gate ellenálláson nem folyik áram. Ez a referenciapont legyen a 0 feszültségpont, amit a $\pm$ tápfeszültség közös pontjával képeztem. El kell dönteni, hogy a transzfer U_{GSQ}, I_{DSQ} beállítása után $|U_p| \leq |U_{DSQ}| \geq U_p$ reláció közül a tervezett kapcsolás mely részét teljesíti, mert a döntéssel határozzuk meg a trióda, illetve a telített üzemmódot.

A továbbiakban néhány áramköri megoldás rajza lesz megadva, rövid magyarázattal.



42. kapcsolás

A 42.kapcsolás $\pm U_T$ tápfeszültség $-U_T$ negatív része biztosítja a $-U_{GS0}$ feszültséget, ezért abszolút értékben vele egyezőnek kell legyen. Mivel I_{GS0} árama ideális esetben nulla, ezért, az $-U_T$ potenciálja megjelenik a $T1$ -nek G kapuelektóda pontján. Az áramköri elemek méretezése a $+U_T$ tápfeszültség értékére

kell, mivel I_{DS} csak ezen a tápfeszültség pontokon keresztül záródik.

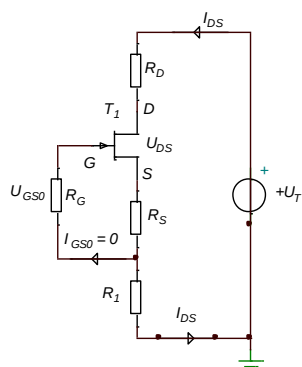
Röviden az alkalmazott egyenletek. Itt is R_D értékét a választott üzemmód tartománya határozza meg.

Trióda tartomány

$$U_{GS0} = -U_T; U_{DS} = |U_{GS0}|; R_D = (+U_T - U_{DS})/I_{DS}$$

Telített tartomány

$$U_{GS0} = -U_T; U_{DS} > U_p; R_D = (+U_T - U_{DS})/I_{DS}$$



43. kapcsolás

R_G ellenállás értékének megadása tervezői feladat. Mivel a valóságban lehetséges szivárgási áram, ezért a minél kisebb R_G ellenállás választása a célszerű, mert az alacsony ellenállásérték és hibaáram szorzata kisebb hibafeszültséget eredményez.

Osztott source ellenállás

A 43. kapcsolás T_1 tranzisztor S forrásoldala osztott ellenállást tartalmaz. A tranzisztor source ellenállása R_S , a rajta eső feszültség U_{GS0} . Ezt az R_1 ellenállással állítjuk be, amit a huroktörvénnyel felírhatunk.

$$U_T = I_{DS}R_D + U_{DS} + I_{DS}R_S + I_{DS}R_1 = U_{DS} + I_{DS}(R_D + R_S + R_1)$$

El kell dönteni, hogy a tranzisztor S vagy D pontját milyen potenciálú pontra akarjuk helyezni. Legyen most az a példa, hogy $U_S = U_T/2$, tehát a tranzisztor S pontja a tápfeszültség fele értékén lesz. Az U_{GS} , I_{DS} katalógus adat, a tranzisztor munkaponti adata. Akkor az R_1 ellenállás értéke, ha $U_S = U_T/2$

$$R_1 = \frac{U_T/2 - U_{RS}}{I_{DS}} = \frac{U_T/2 - U_{GS}}{I_{DS}}$$

A drain R_D ellenállás pedig itt is üzemmód függő

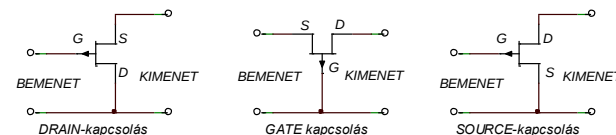
$$R_D = \frac{U_T - (U_T/2 + U_{DS})}{I_{DS}}$$

Ha $U_{DS} \leq U_p$ feszültségnél trióda tartomány, ha $U_{DS} > U_p$ akkor telített tartományi beállítás történt.

A felsorolt kapcsolás csak néhány példa, még számtalan lehetőség adódhat a tervezés folyamán.

JFET alapkapsolások

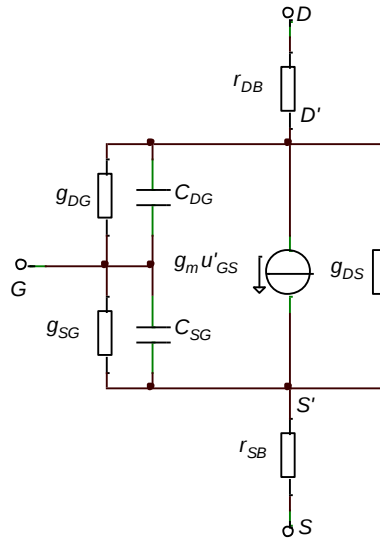
Hasonlóan a bipoláris tranzisztorokhoz, itt is négypólusként vizsgáljuk az egyenáramú beállítással rendelkező JFET kapcsolásokat. A négypólus be- és kimeneti közös pontja a FET tranzisztor egy elektródája, ezek alapján a lehetséges alapkapsolások a drain (nyelő), a source (forrás) és a gate (kapu) kapcsolások.



44. kapcsolás

Dinamikus tulajdonságok, kisjelű viselkedése

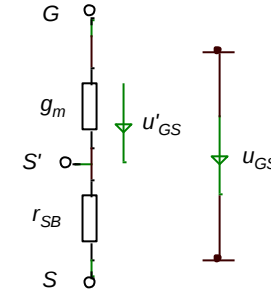
Ha megvizsgáljuk a JFET csatornaáramát, akkor megállapíthatjuk, hogy az nemlineáris elosztott paraméterű RC hálózat árama. Kisfrekvenciás szempontból a JFET elosztott paraméterű nemlineáris hálózatként valósul meg, melynek elkészíthető a helyettesítő képe úgy, hogy tartalmazza a számításhoz szükséges elemeket. A 45. kapcsolás tartalmazza a G kapu és DS csatorna kapacitásait $\{C_{DG}, C_{SG}\}$, valamint a záróirányú előfeszítés vezetéseit $\{g_{DG}, g_{SG}\}$, valamint a csatorna aktív és passzív elemeit. Azt tudjuk, hogy a kapu és a csatorna nincs kapcsolatban egymással, ami a g_{DG}, g_{SG} vezetések kis értékére utal. Ez kizárja a $g_m u'_{GS}$ áramgenerátor közvetlen rezisztencia kapcsolatát a G kapuval. A g_{DS} a csatorna belső vezetése, ami kiegészül a D drain és S source külső elektródákhoz csatlakozó belső elemek (index B) ellenállás értékeivel. $\{r_{DB}, r_{SB}\}$.



45. kapcsolás

Az áramgenerátor áramát a g_m meredekség mellett egy csökkentett értékű u_{GS} feszültség adja, amit u'_{GS} jelöltem. A feszültség meghatározható a 45.kapcsolásból, ha figyelembe vesszük a kisfrekvenciára jellemző egyszerűsítési lehetőségeket. Kiindulásként feltételezzük, hogy D drain elektródán nem folyik áram, akkor a $g_m u'_{GS}$ áramgenerátor teljes árama a DS csatorna g_{DS} vezetésén folyik keresztül, feszültsége u'_{GS} értékű. A kapu és a csatorna záróirányú $\{g_{DG}, g_{SG}\}$ kis értékű vezetéseinek sem folyik áram, ezért G potenciálja g_{DG} vezetésén nem okoz feszültségesést, továbbá r_{DB} ellenállás árama is nulla ezért G potenciálja megegyezik D' -vel. A kapu-source g_{SG} vezetésre is leírható ugyan az, csak S forrás árama az r_{SB} ellenálláson feszültségesést okoz, ezért az áramkör S' pontja eltér a G pont potenciáljától, azt S forrás elektróda potenciálja határozza meg.

Az áramkör ilyen egyszerűsítések alkalmazásával lerajzolt eredménye a 46.kapcsolás



46. kapcsolás

Az u'_{GS} feszültségértéket a feszültségosztás elve szerint számolhatjuk ki, ahol $1/g_m$ az osztó alsó tag ellenállás értéke és $r_{SB} + 1/g_m$ az osztó ellenállás értéke. Ezek után

$$u'_{GS} = u_{GS} \frac{1/g_m}{r_{SB} + 1/g_m} = u_{GS} \frac{\frac{1}{g_m}}{\frac{1}{g_m} + r_{SB}}$$

Egyszerűsítés után

$$u'_{GS} = \frac{u_{GS}}{1 + r_{SB} g_m}$$

Az u_{GS} feszültség u'_{GS} belső értéke $g_m = 1mS$ és $r_{SB} = 75\Omega$ mellett a nevező értéke 1,075 osztásértékkel csökken.

Említeni szükséges g_{DS} csatorna vezetést, ami a kimeneti karakterisztika elzáródási, azaz telítési tartományának meredeksége, értéke kisebb a terhelőellenállás értékénél.

A négyfókus paraméterei

A JFET négyfókus paramétereinek specifikációja az y paraméterek, külső áramköri beállítása a közös forrás (source), kapu (gate) és nyelő (drain) kapcsolások esetén mindig az admittancia-mátrix általános alakját követi. Különbség a keresett áramokban rejlik, amit a paraméterekkel ugyan azok a feszültségek szorzatai határoznak meg.

A forrás (source) kapcsolás

A forrás kapcsolás y paraméter egyenletei az i_G és i_D áramok meghatározói.

$$i_G = y_{11S}u_{GS} + y_{12S}u_{DS}$$

$$i_D = y_{21S}u_{GS} + y_{22S}u_{DS}$$

Itt a keresett áramok i_G és i_D , amit az y paraméterek mellett u_{GS} és u_{DS} feszültségekkel határozzuk meg.

Az egyenletből az egyes paraméterek meghatározhatók.

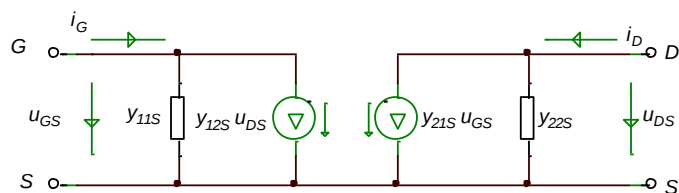
$$y_{11S} = \left. \frac{i_G}{u_{GS}} \right|_{u_{DS}=0} \text{ bemeneti admittancia, jelölése lehet } y_{iS}$$

$$y_{12S} = \left. \frac{i_G}{u_{DS}} \right|_{u_{GS}=0} \text{ visszaható meredekség, jelölése lehet } y_{rS}$$

$$y_{21S} = \left. \frac{i_D}{u_{GS}} \right|_{u_{DS}=0} \text{ meredekség, jelölése lehet } y_{fS}$$

$$y_{22S} = \left. \frac{i_D}{u_{DS}} \right|_{u_{GS}=0} \text{ kimeneti admittancia, jelölése lehet } y_{oS}$$

A négyfókus kapcsolása



47. kapcsolás

Ha a 45. kapcsolásban a bemeneti kör g_{DG} , g_{SG} kapuvezetéseit, valamint r_{DB} és r_{SB} belső kicsatolásokat figyelmen kívül hagyjuk, akkor a y paraméter első egyenlete reaktancia elemeket tartalmaznak, míg második egyenlete komplex mennyiségeket definiálnak, a rövidzárási feltételek betartása mellett.

Első egyenletből

$$y_{11S} = j\omega(C_{DG} + C_{SG}) \text{ és } y_{12S} = -j\omega C_{DG}$$

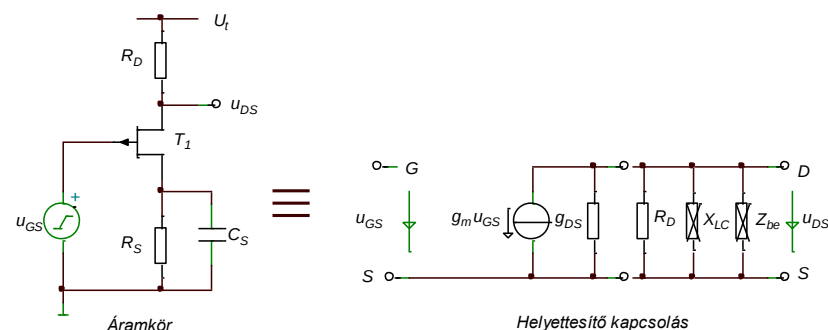
Második egyenlet

$$y_{21S} = g_m - j\omega C_{DG} \text{ és } y_{22S} = g_{DS} + j\omega C_{DG}$$

A forrás-kapcsolás feszültségerősítése

Jelölése A_{US}

A kapcsolás és helyettesítő rajzát a 48. kapcsolás tartalmazza. Az áramkörben feltüntetett C_S kondenzátor feladata egyező a bipoláris tranzisztorok emitterkondenzátorral, ahol az emitterellenállást zárta rövidre, itt az R_S ellenállás rövidzését végzi.



48. kapcsolás

A helyettesítő kapcsolás az áramköri rajztól annyiban tér el, hogy az R_D ellenálláson kívül tartalmazza a kimenetre kapcsolódó X_{LC} reaktáns és Z_{be}

következő fokozat bemeneti impedancia értékeit. A számítás egyszerűsítése érdekében eredőjüket jelöljük $Z_{\ddot{o}}$

$$Z_{\ddot{o}} = R_D \times X_{LC} \times Z_{be}$$

A helyettesítő kapcsolásból u_{DS} kimeneti feszültség

$$u_{DS} = -g_m u_{GS} \left(g_{DS} + \frac{1}{Z_{\ddot{o}}} \right) = -g_m u_{GS} \frac{1 + g_{DS} Z_{\ddot{o}}}{Z_{\ddot{o}}}$$

Ha ellenállás terhelés helyét vezetést veszünk figyelembe, akkor

$$u_{DS} = -g_m u_{GS} \frac{Z_{\ddot{o}}}{1 + g_{DS} Z_{\ddot{o}}}$$

A feszültségerősítés

$$A_{US} = \frac{u_{DS}}{u_{GS}} = -\frac{g_m Z_{\ddot{o}}}{1 + g_{DS} Z_{\ddot{o}}}$$

Ha a nevező $g_{DS} Z_{\ddot{o}} \ll 1$ akkor a feszültségerősítés

$$A_{US} = -g_m Z_{\ddot{o}}$$

A számítások alapján meghatározható a i_{ki} kimeneti áram értéke az áramosztó képlet alapján

Az áramgenerátor árama $i_0 = -g_m u_{GS}$ az $i_1 = g_{DS} u_{DS}$ és $i_2 = \frac{u_{DS}}{Z_{\ddot{o}}}$, jelöljük a kimeneti áramot i_{ki} -vel, ahol $i_{ki} = i_2$ -vel, az általános képlet szerint

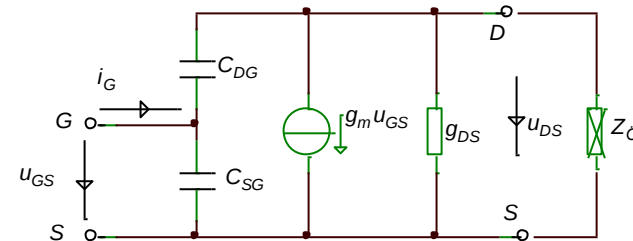
$$i_2 = i_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Felhasználva a képletet

$$i_{ki} = -g_m u_{GS} \frac{1/g_{DS}}{1/g_{DS} + Z_{\ddot{o}}} = -g_m u_{GS} \frac{1}{1 + g_{DS} Z_{\ddot{o}}}$$

A forráskapcsolás bemeneti vezetése

Ehhez el kell készíteni a kisfrekvenciás helyettesítő kapcsolást, ami tartalmazza a bemeneti és visszaható kapacitásokat, de alhanyagoljuk a gate és csatorna között meglévő nagyértékű rétegellenállásokat. A helyettesítő kapcsolás a következő.



49. kapcsolás

A bemeneti G csomópontra felírható Kirchhoff csomóponti törvénye, ami

$$i_G = j\omega C_{SG} u_{GS} + j\omega C_{DG} (u_{GS} - u_{DS})$$

Előzőekben meghatároztuk u_{DS} feszültségét, ezt felhasználva és az egyenletet átalakítva írhatjuk.

$$i_G = u_{GS} j\omega (C_{SG} + C_{DG}) + j\omega C_{DG} g_m u_{GS} \frac{Z_{\ddot{o}}}{1 + g_{DS} Z_{\ddot{o}}}$$

$$i_G = u_{GS} j\omega \left(C_{SG} + C_{DG} + C_{DG} g_m \frac{Z_{\ddot{o}}}{1 + g_{DS} Z_{\ddot{o}}} \right)$$

$$i_G = u_{GS} j\omega \left[C_{SG} + C_{DG} \left(1 + g_m \frac{Z_{\ddot{o}}}{1 + g_{DS} Z_{\ddot{o}}} \right) \right]$$

Helyettesítve az $y_{11S} = \left. \frac{i_G}{u_{GS}} \right|_{u_{DS}=0}$ bemeneti vezetés képletébe

$$y_{11S} = y_{be} = \frac{i_G}{u_{GS}} = \frac{u_{GS} j\omega \left[C_{SG} + C_{DG} \left(1 + g_m \frac{Z_{\ddot{o}}}{1 + g_{DS} Z_{\ddot{o}}} \right) \right]}{u_{GS}}$$

Egyszerűsítve u_{GS} -el

$$y_{11S} = y_{be} = j\omega \left[C_{SG} + C_{DG} \left(1 + g_m \frac{Z_{\ddot{o}}}{1 + g_{DS} Z_{\ddot{o}}} \right) \right]$$

Ha a $Z_{\ddot{o}}$ valós ellenállások eredője, akkor a bemeneti vezetés kapacitív jelleget mutat, a bemeneti kapacitásra felírható

$$C_{be} = C_{SG} + C_{DG}(1 - A_{US})$$

mivel

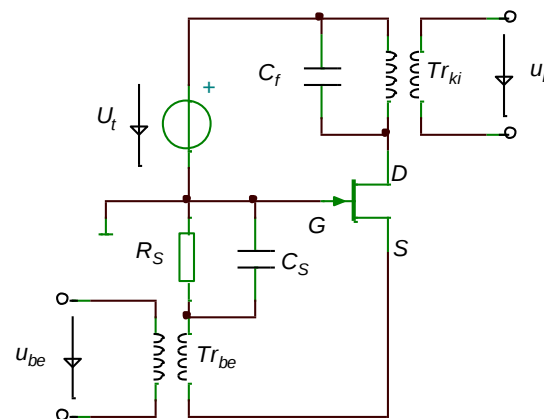
$$g_m \frac{Z_{\ddot{o}}}{1 + g_{DS} Z_{\ddot{o}}} = -A_{US}$$

Az előbb feltételeztük, hogy $Z_{\ddot{o}}$ csak valós értékeket tartalmaz, ha azonban komplex mennyiség akkor a valós érték mellett reaktancia értékkel is rendelkezik. Ha a drain köri reaktancia kapacitív akkor y_{be} valós része pozitív, ha induktív akkor negatív lesz. Utóbbi esetben az erősítő instabillá változhat és olyan frekvencián rezeg, ahol a y_{be} reaktancia része nullával lesz egyenlő.

A kapu (gate) kapcsolás

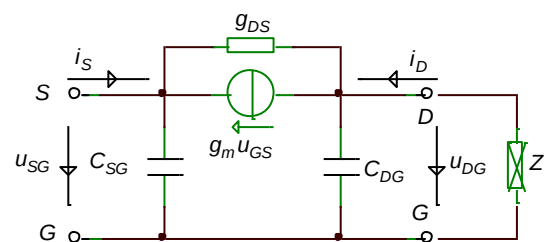
A kapcsolás kimondottan nagyfrekvenciás erősítőként használható fel, ez látható az 50.kapcsolásban. A JFET gate G pontja közös a bemenet és kimenet között. A u_{be} bemeneti jelet egy szélessávú frekvenciára méretezett Tr_{be} nagyfrekvenciás transzformátorral csatoljuk a JFET S pontjára, valamint R_S ellenálláson keresztül a G pontra. A Tr_{be} és R_S a JFET csatornaáramával az automatikus előfeszítést állítja be. A kimeneten a

Tr_{ki} drain pontra kötött kimenetét a C_f kondenzátorral hangoljuk a megfelelő frekvenciára.



50. kapcsolás

A beépített C_S source kapacitás az R_S ellenállást zárja rövidre. A kapcsolás helyettesítő képe a külső elemek összevonásával rajzoltam meg.



51. kapcsolás

A kapu kapcsolás y paraméteres egyenlete az i_S és i_D áramokat határozza meg az admittancia-mátrix adatai szerint.

$$i_S = y_{11G}u_{GS} + y_{12G}u_{DS}$$

$$i_D = y_{21G}u_{GS} + y_{22G}u_{DS}$$

Az egyenletből az egyes paraméterek meghatározhatók.

$$y_{11G} = \left. \frac{i_S}{u_{GS}} \right|_{u_{DS}=0} \text{ bemeneti admittancia, jelölése lehet } y_{iG}$$

$$y_{12G} = \left. \frac{i_S}{u_{DS}} \right|_{u_{GS}=0} \text{ visszaható meredekség, jelölése lehet } y_{rG}$$

$$y_{21G} = \left. \frac{i_D}{u_{GS}} \right|_{u_{DS}=0} \text{ meredekség, jelölése lehet } y_{fG}$$

$$y_{22G} = \left. \frac{i_D}{u_{DS}} \right|_{u_{GS}=0} \text{ kimeneti admittancia, jelölése lehet } y_{oG}$$

A kapu (gate) kapcsolás feszültegerősítése

A feszültegerősítést az 51.kapcsolásból vezetjük le. Az áramgenerátor $g_m u_{GS}$ áramára a bemenet és a kimenet áramok összege, vagyis

$$g_m u_{GS} = i_S + i_D$$

A bemeneti áram

$$i_S = -u_{SG} j\omega C_{SG}$$

A kimeneti áram

$$i_D = u_{DG} \left(g_{DS} + j\omega C_{DG} + \frac{1}{Z_{\ddot{o}}} \right)$$

Helyettesítve

$$g_m u_{GS} = -u_{SG} j\omega C_{SG} + u_{DG} \left(g_{DS} + j\omega C_{DG} + \frac{1}{Z_{\ddot{o}}} \right)$$

A bemeneti $j\omega C_{SG}$ látszólagos vezetés csak képzetes érték. Feltételezzük, hogy a bemenet úgy van hangolva, hogy az erősítő C_{SG} bemeneti kapacitása néhány pF értékéhez rendelt frekvencián úgy üzemel, hogy $j\omega C_{SG} = 1$ értékkel egyenlő. Az egyenletünk így alakul.

$$g_m u_{GS} = -u_{SG} + u_{DG} \left(g_{DS} + j\omega C_{DG} + \frac{1}{Z_{\ddot{o}}} \right)$$

Ebből a kimeneti feszültség

$$u_{DG} = \frac{u_{SG}(g_m + 1)}{g_{DS} + j\omega C_{DG} + \frac{1}{Z_{\ddot{o}}}}$$

A feszültegerősítés

$$A_{UG} = \frac{u_{DG}}{u_{SG}} = \frac{(g_m + 1)}{g_{DS} + j\omega C_{DG} + \frac{1}{Z_{\ddot{o}}}}$$

További átalakításokkal

$$A_{UG} = \frac{(1 + g_m)Z_{\ddot{o}}}{1 + (g_{DS} + j\omega C_{DG})Z_{\ddot{o}}}$$

Az erősítés frekvenciafüggőségét a nevező $j\omega C_{DG}$ kimeneti kapacitása határozza meg. Létezik egy olyan frekvenciahatár, amikor értéke elhanyagolható, ekkor, ha összehasonlítjuk az A_{UG} forráskapcsolás erősítésével, a két egyenlet egyező, annyi különbséggel, hogy nem tartalmaz negatív előjelet, tehát fázisforogatása nincs. Ez alacsony frekvenciaértékek esetén következik be.

Nagyfrekvenciás áramkörök esetén fontos az erősítő y_{be} bemeneti vezetés értéke, ami nem egyező az y_{11G} bemeneti admittancia értékével,

$$y_{be} = \frac{i_G}{u_{GS}}$$

ahol i_G a közös referenciapont árama.

$$i_G = i_S + i_D$$

$$i_S = u_{GS} j\omega C_{SG}$$

$$i_D = (u_{GS} - u_{DG}) j\omega C_{DG}$$

$$i_G = u_{GS} j\omega C_{SG} + (u_{GS} - u_{DG}) j\omega C_{DG} = u_{GS} j\omega (C_{SG} + C_{DG}) - u_{DG} j\omega C_{DG}$$

u_{DG} helyettesítése

$$i_G = u_{GS}j\omega(C_{SG} + C_{DG}) - \frac{u_{GS}(g_m + 1)}{g_{DS} + j\omega C_{DG} + \frac{1}{Z_0}}j\omega C_{DG}$$

A bemeneti vezetés, ha felhasználjuk az A_{UG} -re kapott egyenletet

$$y_{be} = \frac{i_G}{u_{GS}} = j\omega(C_{SG} + C_{DG}) - j\omega C_{DG}A_{UG}$$

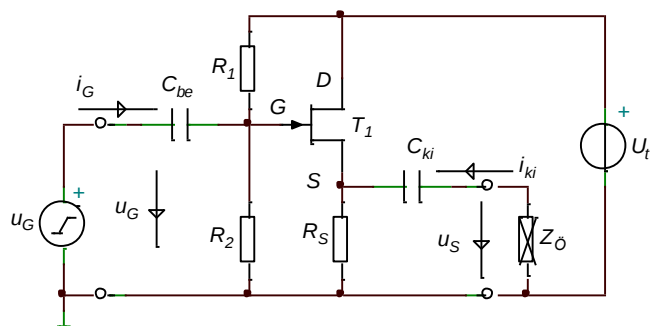
És végső alakja

$$y_{be} = j\omega[C_{DG}(1 - A_{UG}) + C_{SG}]$$

Itt látható, hogy vizsgálatunk rövidzármertes kimenet miatt tér el a paraméteres egyenlet y_{11G} bemeneti admittancia értékétől. Ebből adódik, hogy az erősítőt meghajtógenerátorra, külső hangolható kapacitásokkal, optimális illesztés biztosítható a közös gate kapcsolás mivel valós részt nem tartalmaz.

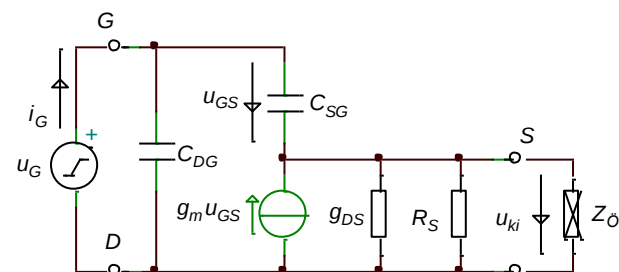
Nyelő (drain) - vagy forráskövető kapcsolás

A közös drain (nyelő) kapcsolás, vagy forráskövető esetén a JFET kapu (gate) elektródájára vezetjük a bemeneti jelet, a kimenetet a forrásról (source) csatoljuk le, amíg a drain (nyelő) közvetlen az U_T tápfeszültségre csatlakoztatjuk, ami váltakozó jelekre referencia pont. Egy lehetséges kapcsolást mutat az 52. kapcsolás.



52. kapcsolás

A forrás követő kapcsolás, megfelel a bipoláris tranzisztor emitterkövető, sőt már az elektroncsöveknél is ismert katód-követő áramkörnek. A nagy bemeneti - és kis kimeneti ellenállása miatt impedancia illesztőként alkalmazzák, mikor kimenete bipoláris tranzisztorral terhelt. Vizsgálata az 52. kapcsolásból készült helyettesítő kapcsolás szerint végezzük, a szükséges egyszerűsítéseket és bővítéseket megtételével, ezt az 53.kapcsolás tartalmazza.



53. kapcsolás

A forráskövető kapcsolás y paraméteres egyenlete az i_G és i_S áramokat határozza meg az admittancia-mátrix adatai szerint.

$$i_G = y_{11G}u_{GS} + y_{12G}u_{DS}$$

$$i_S = y_{21G}u_{GS} + y_{22G}u_{DS}$$

Az egyenletből az egyes paraméterek meghatározhatók.

$$y_{11D} = \left. \frac{i_G}{u_{GS}} \right|_{u_{DS}=0} \text{ bemeneti admittancia, jelölése lehet } y_{iD}$$

$$y_{12D} = \left. \frac{i_G}{u_{DS}} \right|_{u_{GS}=0} \text{ visszaható meredekség, jelölése lehet } y_{rD}$$

$$y_{21D} = \left. \frac{i_S}{u_{GS}} \right|_{u_{DS}=0} \text{ meredekség, jelölése lehet } y_{fD}$$

$$y_{22D} = \left. \frac{i_S}{u_{DS}} \right|_{u_{GS}=0} \text{ kimeneti admittancia, jelölése lehet } y_{oD}$$

A forrás (source) követő feszültségerősítése

Az S csomópontra felírt Kirchhoff áramok törvénye

$$g_m u_{GS} + i_G - i_S = 0$$

És a huroktörvénye

$$u_G - u_{GS} - u_{ki} = 0$$

Az 53.kapcsolás i_S áramának számításakor a $Z_{\emptyset}$ impedanciát nem veszem figyelembe csak R_S source ellenállást. Annyiban módosul a képlet, hogy R_S helyére $R_S \times R_{\emptyset}$ párhuzamos eredő értékkel kel számolni.

Az S csomópontra felírt egyenlet.

$$g_m u_{GS} + j\omega C_{SG} u_G - \left(g_{DS} + \frac{1}{R_S} + j\omega C_{SG} \right) u_{ki} = 0$$

A hurok egyenletből fejezzük ki u_{GS} feszültséget

$$u_{GS} = u_G - u_{ki}$$

A kapott egyenletet helyettesítsük a csomóponti egyenletbe

$$g_m (u_G - u_{ki}) + j\omega C_{SG} u_G - \left(g_{DS} + \frac{1}{R_S} + j\omega C_{SG} \right) u_{ki} = 0$$

$$g_m u_G + j\omega C_{DG} u_G - g_m u_{ki} - \left(g_{DS} + \frac{1}{R_S} + j\omega C_{SG} \right) u_{ki} = 0$$

Fejezzük ki u_{ki} kimeneti feszültséget

$$u_{ki} \left[g_m + \left(g_{DS} + \frac{1}{R_S} + j\omega C_{SG} \right) \right] = u_G (g_m + j\omega C_{SG})$$

$$u_{ki} = \frac{u_G (g_m + j\omega C_{SG})}{\left[g_m + \left(g_{DS} + \frac{1}{R_S} + j\omega C_{SG} \right) \right]}$$

A feszültségerősítés

$$A_{UD} = \frac{u_{ki}}{u_G} = \frac{(g_m + j\omega C_{SG})}{\left[g_m + \left(g_{DS} + \frac{1}{R_S} + j\omega C_{SG} \right) \right]}$$

$$A_{UD} = \frac{(g_m + j\omega C_{SG})}{\frac{1 + (g_m + g_{DS} + j\omega C_{SG})R_S}{R_S}} = \frac{(g_m + j\omega C_{SG})R_S}{1 + (g_m + g_{DS} + j\omega C_{SG})R_S}$$

A véglegessé alakítás után

$$A_{UD} = \frac{(g_m + j\omega C_{SG})R_S}{1 + (g_m + g_{DS} + j\omega C_{SG})R_S}$$

Kisfrekvenciás alkalmazás esetén $j\omega C_{SG} \approx 0$ így

$$A_{UD} = \frac{g_m R_S}{1 + (g_m + g_{DS})R_S}$$

Minél nagyobb R_S ellenállás alkalmazásakor A_{UD} közelít 1-hez

$$A_{MAX} = \frac{g_m}{g_m + g_{DS}} \approx 1$$

Bemeneti impedancia meghatározása

A bemeneti impedancia a kapu elektróda áramainak összege határozza meg, amit csökkent a kimenet feszültségvisszahatása.

$$i_G = j\omega (C_{DG} + C_{SG}) u_G - j\omega C_{SG} u_{ki}$$

helyettesítve u_{ki} egyenletét

$$i_G = j\omega (C_{DG} + C_{SG}) u_G - \frac{u_G (g_m + j\omega C_{SG})}{\left[g_m + \left(g_{DS} + \frac{1}{R_S} + j\omega C_{SG} \right) \right]} j\omega C_{SG}$$

A bemeneti y_{be} impedancia

$$y_{be} = \frac{i_G}{u_G} = j\omega (C_{DG} + C_{SG}) - \frac{(g_m + j\omega C_{SG})}{\left[g_m + \left(g_{DS} + \frac{1}{R_S} + j\omega C_{SG} \right) \right]} j\omega C_{SG}$$

Felhasználva az erősítés képletét

$$y_{be} = j\omega[C_{DG} + C_{SG}(1 - A_{UD})]$$

A kapott eredményt kiértékelve megállapíthatjuk, hogy ha $A_{UD} \approx 1$ akkor C_{SG} hatása csökken, míg a bemenettel párhuzamos C_{DG} hatása változatlan marad.

A kimeneti impedancia

Kimeneti impedanciát a bemeneti feszült rövidzárásával vizsgáljuk, tehát $u_G = 0$. Ebben az esetben a i_S forrásáram, vagyis i_{ki} kimeneti áram.

$$i_{ki} = u_{ki} \left(j\omega C_{SG} + g_{DS} + \frac{1}{R_S} \right) + g_m u_{GS}$$

Az 53. kapcsolás vizsgálatakor kiderül, hogy $u_G = 0$ esetén $u_{GS} = u_{ki}$, így

$$i_{ki} = u_{ki} \left(j\omega C_{SG} + g_{DS} + \frac{1}{R_S} + g_m \right) = u_{ki} \frac{1 + (j\omega C_{SG} + g_{DS} + g_m)R_S}{R_S}$$

A kimeneti impedancia

$$Z_{ki} = \frac{u_{ki}}{i_{ki}} = \frac{u_{ki}}{u_{ki}} \frac{R_S}{1 + (j\omega C_{SG} + g_{DS} + g_m)R_S}$$

Egyszerűsítés után

$$Z_{ki} = \frac{R_S}{1 + (j\omega C_{SG} + g_{DS} + g_m)R_S}$$

Alacsony frekvencián és nagyértékű R_S forrásellenállás esetén az R_{ki} kimeneti ellenállás

$$R_{ki} \cong \frac{1}{g_m}$$

értékével egyező.

Feladatok JFET erősítők méretezésére