

MOLNÁR FERENC

Elektronikus áramkörök I/B

8. kiadás

49 200/I/B

A KANDÓ KÁLMÁN VILLAMOSIPARI MŰSZAKI FŐISKOLA
FŐIGAZGATÓJA MEGBÍZÁSÁBÓL
KIADJA A MŰSZAKI KÖNYVKIADÓ, BUDAPEST

**LEKTORÁLTA:
DR. TELKES BÉLA
ZSOM GYULA**

© Molnár Ferenc

© Hungarian edition Műszaki Könyvkiadó, 1997

ISBN 963 16 1318 6

Kiadja a Műszaki Könyvkiadó Kft.
Felelős kiadó: Bérczi Sándor ügyvezető igazgató

Nyomta és kötötte a Dabas-Jegyzet Kft. (97-0291)
Felelős vezető: Marosi György ügyvezető igazgató

Műszaki vezető: Vigh László
Műszaki szerkesztő: Trencséni Ágnes
A könyv formátuma: B5. Terjedelme: 27,125 (A5) ív
Ábrák száma: 171. Azonossági száma: 49 200/I/B
Készült az MSZ 5601:1983 és 5602:1983 szerint

1. LINEÁRIS MŰKÖDÉSŰ ELEKTRONIKUS ÁRAMKÖRÖK JELLEMZÉSE

1.1 A JELÖLÉSEK MAGYARÁZATA

Mielőtt az anyag részletes tárgyalására térnénk, szükséges a jegyzetben használt jelölésrendszer ismertetése.

Áramköreink működésének alapfeltétele valamekkora egyenfeszültség és egyenáram beállítása. Az egyen-szinteket a továbbiakban nagybetűvel jelöljük, így az egyenfeszültség jelölésére U , az egyenáram jelölésére I betűt használunk. A nagybetűk indexe nyugalmi értékek jelölése esetén szintén nagybetű (pl. U_{BE}). Amennyiben a szóbanforgó mennyiség valamely eszköz hataradata, az indexben kisbetű is szerepelhet (pl. U_{CEmax}). Egyéb egyenáramú jellemzőket is nagybetűvel jelöljük, de nem minden nagybetűvel jelölt mennyiség egyenáramú jellemző!

Áramköreink jelszintjei a beállított nyugalmi (egyen-)értékek környezetében kisebb-nagyobb tartományban változnak. Az áramköreinkben alkalmazott elektronikus alkatrészek más ellenállásuk a nyugalmi feszültség és áramértékhez tartozóan, mint a változásokhoz tartozóan.

A jól ismert egyenáramú vagy statikus ellenállást nagybetűvel jelöljük, értéke az összetartozó egyenfeszültség és egyenáram hányadosából számítható:

$$R = \frac{U}{I} \quad (1.1)$$

A szintén ismert váltakozzáramu vagy differenciális ellenállást kisbetűvel jelöljük, értéke a munkapontban a karakterisztika meredekségére jellemző, meghatározható az alábbi összefüggéssel:

$$r = -\frac{\partial U}{\partial I} \quad (1.2)$$

Mindkét mennyiségnél az indexben utalhatunk arra, hogy a kérdéses ellenállás pl. melyik két tranzisztorvezetés ellenállása (így a kollektor-emitter közötti differenciális ellenállás r_{CE} lehet).

A nyugalmi munkaponthoz képesti jelszintváltozások időbeli lefolyása sokféle lehet. E jegyzet keretein belül a vizsgált áramkör minden esetben szinuszos jelet erősít, ezért a változások is szinuszosak (külön kiemelve foglalkozunk az ettől való eltéréssel). A szinuszos feszültség vagy áram megadható az időtartományban, a pillanatértékek erekkor a következő összefüggéssel adottak:

$$u(t) = U_{cs} \sin(\omega t + \varphi_u), \quad (1.3)$$

ahol U_{cs} a feszültség csucsértéke (amplitúda), φ_u a feszültség fazisszöge.

Hasonlóan adható meg az áram pillanatértéke is I_{cs} csucsérték és φ_i fazisszög isméretében.

A váltakozzáramú hálózatok számításánál nem minden használható a pillanatértékkal való megadási mód. Sokkal előnyösebb a komplex számítás bevezetése. Bár a komplex mennyiségeket valamilyen jelöléssel megkülönböztetik a pillanatértékektől (pl. a kisbetűvel jelzett feszültséget felülvonással jelölik, \bar{u}), mi a jegyzetben az egyszerűbb írásmód miatt az eddigiekhez eltérően a komplex feszültség jelölésére a kis u betűt alkalmazzuk. A komplex feszültség felirható az alábbi összefüggéssel:

$$u = U_{cs} e^{j(\omega t + \varphi_u)}. \quad (1.4)$$

A komplex feszültségből az Euler-összefüggéssel ($e^{jx} = \cos x + j \sin x$) megadható a feszültség pillanatértéke a komplex feszültség képzetes részeként. A komplex feszültség abszolutértéke megegyezik a csucsértékkal.

A komplex áramot is egyszerűen kisbetűvel jelöljük:

$$i = I_{cs} e^{j(\omega t + \varphi_i)}. \quad (1.5)$$

Az impedancia továbbiakban használt jelölése: Z . A komplex feszültség és a komplex áram hánnyadosaként definiálható az impedancia:

$$Z = \frac{U}{I} = \frac{\frac{U_{cs}}{I_{cs}} e^{j(\omega t + \varphi_u)}}{\frac{U_{cs}}{I_{cs}} e^{j(\omega t + \varphi_i)}} = \frac{U_{cs}}{I_{cs}} e^{j(\varphi_u - \varphi_i)} = |Z| e^{j\varphi}, \quad (1.6)$$

ahol φ a feszültség és az áram közötti fázisszög. Pl. komplex számítással a kapacitás impedanciája $Z = 1/j\omega C$, a gyakorlatban inkább használatos alakban is megadható, ami az (1.6) összefüggéstől alakilag eltér.

Reaktáns elemeket nem tartalmazó hálózat esetén az (1.6) összefüggésből számított impedancia valós (a feszültség és áram közötti fázisszög nulla, ezért a továbbiakban ilyen esetben Z jelölés helyett R jelölést használunk és indexben kisbetűvel utalunk arra, hogy váltakozóáramú jellemzőről van szó (pl. R_{be}).

Nagybetűvel jelöljük a továbbiakban két komplex feszültség (vagy két komplex áram) hánnyosát is:

$$A = \frac{\frac{U_{1cs}}{U_{2cs}} e^{j(\omega t + \varphi_1)}}{\frac{U_{1cs}}{U_{2cs}} e^{j(\omega t + \varphi_2)}} = \frac{U_{1cs}}{U_{2cs}} e^{j\varphi}, \quad (1.7)$$

ahol φ a két feszültség közötti fázisszög.

A komplex számítási mód lehetőséget ad arra is, hogy valamely mennyiséget (pl. az (1.7) összefüggéssel adott "A" mennyiséget) Bode-diagramban vagy helygörbével megrajzoljunk és értelmezzünk.

Szinuszos jelek esetén néhányszor a komplex számítási módnál is előnyösebb (pl. az egyszerűbb írásmód miatt), szinuszostól eltérő jelek esetén pedig a leggyakrabban alkalmazott módszer az operátoros számítási mód. Ekkor az un. operátoros impedancia a $Z(s) = u(s)/i(s)$ hánnyossal számolható. A két számítási módszer egymásba az s helyett $j\omega$ helyettesítéssel számolható át. E jegyzetben operátoros számítás esetén a kisbetűvel megadott, de zárójelben külön jelölt $u(s)$ jelölést használjuk. Megjegyezzük még, hogy a következő pontokban megadott definícióink az operátoros tartományra is igazak, és ott formailag az előzőekben leírt helyettesítéssel egyszerűen megadhatók.

Meg kell állapodnunk a feszültség és áram nyilirányainak felvételében is. A jegyzetben áramkörí vizsgálat, fizikai működés, szemléltetés esetén az egyenáramot minden a nagyobb potenciálú ponttól a kisebb potenciálú pont felé irányítva rajzoljuk be, az irányitást nyíllal jelöljük (és már itt megjegyezzük, hogy törekszünk záródó áramutak rajzolására), az egyenfeszültség szintén a nagyobb potenciálú ponttól a kisebb potenciálú pont felé mutat. Amennyiben az áram, ill. feszültség adott nyilirányhoz tartozó számértékei pozitív előjelük (ezt nem jelöljük külön), akkor a tényleges irányok a felvett irányokkal egészek.

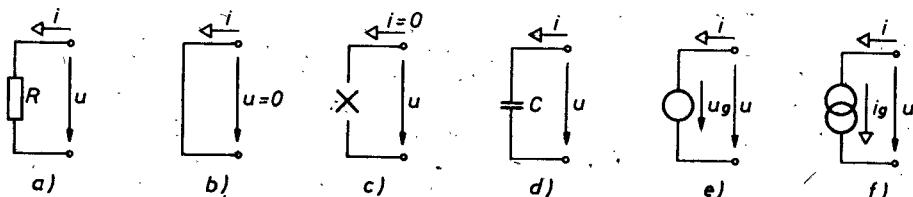
Váltakozóáram, ill. - feszültség nyilirányai a számítás során a behelyettesítendő áram - (ill. feszültség)-értékek előjelét szabják meg. E jegyzetben megállapodásszerüen a vizsgált áramkör kapocspárjain a váltakozófeszültséget pozitivnak vesszük, ha az irányitás "lefelé" mutató, ill. a váltakozóáramot pozitivnak vesszük, ha áramkörünk azon kapcsain befelé (tehát az áramkör felé) folyó az áram, amely kapcsuktól irányítottuk a feszültséget. Röviden így fogalmazhatunk: az áramkör kapcsain lefelé mutató feszültség- és befelé folyó áramirányok az általunk előre felvett, választott irányok (*l.* az 1.1 vagy az 1.4 ábrán), ha ezzel egyező az áramkör tényleges áram- (ill. feszültség)-iránya, akkor pozitív előjellel helyettesíthetjük értékét.

1.2 LINEÁRIS KÉTPÓLUSOK ÉS NÉGYPÓLUSOK (összefoglalás)

Aramköreinket, így az ezen jegyzetben tárgyaltakat is, akkor ismerhetjük meg könnyebben, ha sikerül valamilyen egyszerűen kezelhető jelképrendszerrel helyettesíteni azokat. A helyettesítő képek elemeit az előző félévek során már megismertük: ellenállás, kondenzátor, induktivitás, generátor stb. Ezek az elemek kettő vagy kettőnél több (*l.* az 1.3 ábrát!) kivezetéssel rendelkeznek. A kivezetések alapján is osztályozhatjuk az elemeket: kétpólusok, négypólusok stb.

Lineárisnak nevezzük azt az áramkörű elemet vagy több elemből álló hálózatot, amelynek vizsgált jellemzője független a szinttől. A szint az áramkörű elemre jutó feszültséget, ill. a rajta átfolyó áramot jelenti. Pl. az ellenállás lineáris áramkörű elem, a kapcsain lévő feszültséggel arányosan változik az áram, tehát az elem ellenállása, a vizsgált jellemző független a szinttől, állandó értékű. A legtöbb elem vagy hálózat csak a szint bemenetéről, véges tartományában lineáris.

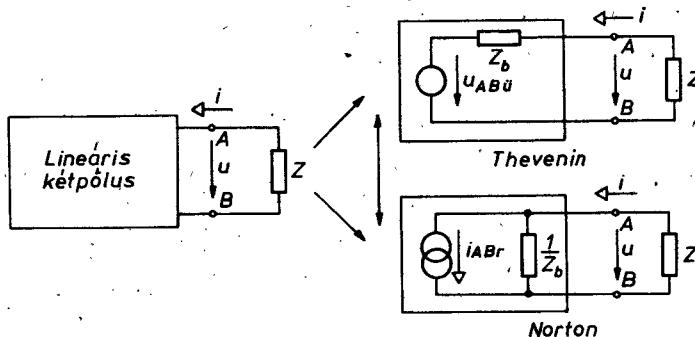
A legegyszerűbb helyettesítő elemünk két kivezetéssel rendelkezik, ezért kétpólusnak nevezhetjük. Nagyon sokféle kétpólus képzelhető el, mi itt csak az e jegyzetben leggyakrabban előforduló kétpólusokat mutatjuk be. Az 1.1 ábrán megrajzoltuk ezeket. Az áram- és feszültség-mérőirányoknál az 1.1 pontban megállapodtunk az ábrán is jelölt irányításokban. Itt még megjegyezzük, hogy az ily módon felvett mérőirányok egyenáramú számításokban is használatosak (l. az e/ és f/ ábrát).



1.1 ábra

Az 1.1 ábra a/...d/ kétpólusai passzív kétpólusok (nem képesek hosszu időn keresztül teljesítmény leadására), az e/ és f/ elemek aktiv kétpólusok (az ideális feszültséggenerátort csak forrásfeszültsége jellemzi, a terheléstől függetlenül állandó feszültséget szolgáltat). A kétpólusok általában több alkatrészből, ill. helyettesítő elemből épülnek fel, azonban bármilyen felépítésű, tetszőleges elrendezésű lineáris kétpólus helyettesíthető egyetlen ideális generátort (amely feszültséget vagy áramot szolgáltat) és egyetlen impedanciát tartalmazó hálózattal. A Thevenin-, ill. a Norton-helyettesítőképet az 1.2 ábrán láthatjuk. Az u_{ABu} az AB kapcsok üresjárási (szakadással lezárt) feszültsége, i_{ABr} az AB kapcsok rövidzárási (rövidzárral terhelt) árama, Z_b a kétpólus AB kapcsokon "látott" bemeneti impe-

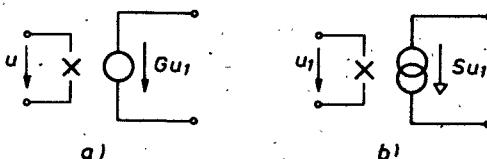
denciája (ohmos hálózat esetén ellenállása), ha a Z jelű elem nincs a kapcsokon és a generátorokat hatástaranítottak. Termésszesen egyenáramú hálózat esetén is meghatározható minden két helyettesítő kép (akkor az ábrán nagybóljelrellel jelöltük volna a forrásjelekét és R_b , ill. R adta volna a generátor ellenállását, ill. a lezárást).



1.2 ábra

A négykivezetésű hálózatot négypólusnak nevezzük. A négykivezetésből kettő bemeneti – ez a bemeneti kapocspár –, kettő kimeneti – ez a kimeneti kapocspár. A négypólus számításához is az előzőekben leírt mérőirányokat jelöljük (mind a bemeneti, mind a kimeneti kapocspáron lefelé mutató a feszültség mérőirányára és befelé folyó az áram (l. az 1.4 ábrát). A tárgyalandó áramkörök, amelyeket négypólussal modellezhetünk, vagy passzív négypólusok (csak valós és reaktáns elemekkel), vagy aktiv. négypólusok (az aktiv jelleget pl. a tranzisztor adja), de az ezekben szereplő aktiv helyettesítő elem nem egyezik az 1.1 vagy 1.2 ábrán látott generátorokkal. Az eddig bemutatott generátorok minden külső jeltől függetlenül szolgáltatják az állandó feszültséget vagy áramot. Az előbb példaként említett tranzisztor helyettesítő generátor csak akkor szolgáltat áramot, ha külső jelet kapcsolnak rá (egyenáram csak akkor folyik a kollektorón, ha a bázisáram nem nulla, a kollektora áram csak akkor változik, ha a bázisáramot változtatjuk, ami nyilván külső "jellel" lehetséges). Ilyen értelemben beszélhetünk "aktiv vezérelt

"generátorról", aminek forrásfeszültsége (vagy forrásárama) külön jeltől, a vezérléstől függ. A külső jel, a vezérlőjel lehet feszültség, ill. áram, így a vezérelt generátor lehet feszültségvezérelt feszültség-, áramvezérelt feszültség-, feszültségvezérelt áram-, áramvezérelt áramgenerátor. Ezek közül kettőt az 1.3 ábrán láthatunk. A vezérelt generátorokat tartalmazó hálózatok is helyettesíthetők Thevenin (vagy Norton) képpel.



1.3 ábra

Az általános esetben impedanciákat és vezérelt generátorokat tartalmazó négypólusok jellemzsére a karakterisztikus egyenletek paramtereit használhatjuk. A karakterisztikus egyenletek felirásakor a négypólus u_1 , u_2 , i_1 , i_2 kapcsokon mérhető mennyiségei közül tetszőleges kettőt választhatunk független változóként, így hatfélle változatban kaphatjuk az egyenletrendszeret (ha a tetszőleges változóválasztás lehetséges eseteit elvégezzük). Mindegyik egyenletrendszer négy-négy paraméterrel egyértelműen megadható. A karakterisztikus egyenletrendszerek minden egyik egyenlete egy-egy Kirchoff-egyenlet, amelyhez egyértelműen meghatározható és az előbb ismertetett elemekkel felépíthető helyettesítő kép tartozik.

Sokszor a gyártó cég katalógusában a négypólusként kezelhető tranzisztor (l. a 2. fejezetben) néhány jellemző adatát négypólusparaméterként adja meg. A katalógusok által leggyakrabban használt négypólusparaméterek az un. hibrid paraméterek (a továbbiakban h -val és indexsel jelöljük) és az admittancia paraméterek - szokásos a vezetésparaméterek elnevezés is - (a továbbiakban y -nal és indexsel jelöljük).

Megjegyezzük, hogy általában mind a " h ", mind az " y " paraméterek komplex mennyiségek. A katalógus adott komplex paramétert (vagyis frekvenciafüggő paramétert) a valós és a képzetes rész megadásával közöl.

A további fejezetekben feltételezzük a "h" és "y" paraméterek definiciójának értelmezésének és a hozzájuk tartozó helyettesítő képeknek az ismeretét.

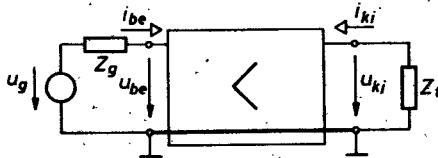
1.3 A LINEÁRIS ERŐSITŐ ÉS ÜZEMI JELLEMZŐI

Az elektronikus áramkörök leggyakrabban alkalmazott áramköré a lineáris erősítő.

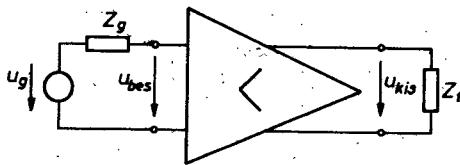
Az erősítő olyan hálózat, amely a terhelésen (fogyasztón) nagyobb teljesítményt képes leadni, mint amekkorát a hajtó hálózatból (generátorból) felvesz. A terhelés az erősítőt terhel, az erősítő kimeneti jelét felhasználó impedancia.

Az erősítő önmagában nem képes a kimeneten nagyobb teljesítményt leadni, vagyis az erősítő önmagában nem energiatermelő. A kimeneten lévő "többletteljesítmény" (a bemenetihez viszonyítva) csak külön teljesítményfelvétel esetén biztosítható, ezt az erősítőszköz nyugalmi beállításához szükséges tápegység szolgáltatja. Tehát a tápegységből felvett teljesítményt alakítja át az erősítő kisebb-nagyobb hatásfokkal a terhelés számára kimeneti teljesítménnyé. A kimeneti teljesítmény pillanatértéke a bemeneti oldal vezérlésétől függ, mondhatjuk, hogy az erősítés folyamata vezérelt teljesítményátlakítás.

Bár az erősítés létrejöttének egyik előfeltétele az egyenállandósítás, az erősítő helyettesítő tömb (vagy blokk) rajzolásánál gyakran mégis szándékossan elhagyjuk a tápforrás jelölését. Ennek ellenére sosem feledkezzünk el arról, hogy anélkül erősítőkapcsolás nem erősíthet, ezért ellenőrzéskor elsődleges legyen a vezérlés nélküli állapot, a tápegység által beállított nyugalmi értékek vizsgálata (a munkapont mérése, ellenőrzése). A tápegység jelölésének elhagyásával rajzoltuk meg az erősítő tömbvázlatát az 1.4 és az 1.5 ábrán.



1.4 ábra



1.5 ábra

A kimeneti nagyobb teljesítmény előállítása teljesítmény-átalakítással is csak aktiv tulajdonságú alkatrésszel lehetséges. Az erősítő tehát feltétlenül tartalmaz aktiv alkatrészt (amely aktiv vezérelt generátor jellegű). A továbbiakban erősítőszközként bipoláris tranzisztor, térvizérelt tranzisztor (FET) és elektroncsövet alkalmazunk. Az erősítéshez általában szükség van passzív elemekre is (ellenállás, kondenzátor), bár ma már készülnek olyan erősítők is, amelyek csak aktiv elemeket – tranzisztorokat – tartalmaznak.

A továbbiakban minden lineáris erősítőt vizsgálunk (ill. esetenként az ettől való eltérés hatását meghatározzuk), a lineáris jelzést azonban az egyszerűség miatt elhagyjuk. Lineáris az erősítő, ha a bemeneti és kimeneti kapcsok feszültségei és áramai között szinttől független kapcsolat irható fel (ez ismét a szint korlátozott tartományára értendő).

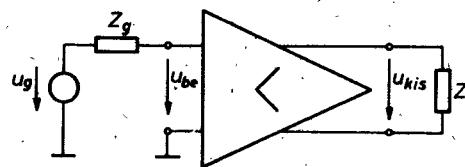
Az erősítő minden adott lezárással között dolgozik. Lezárásnak az erősítő kapcsaira csatlakozó hálózatot nevezzük. A bemeneti oldal lezárasa a hajtó hálózat (jelforrás), ami lehet aktiv vagy vezérelt aktiv, de vizsgálataink során minden aktivnak vesszük és generátorral modellezünk, ez vezérli a bemenetet. A kimeneti oldal lezárasa a terhelés (fogyasztó), ami általában passzív jellegű.

Az erősítők hajtó és terhelő hálózata is kétféle lehet. Leggyakrabban az erősítő felépítése akkor, ha minden a hajtás, minden a terhelés egyik kivezetése földelt (nulla potenciálon levő). Ekkor közéjük olyan erősítő kapcsolható, amelynek egyik bemeneti és egyik kimeneti pontja nulla potenciálra köthető, és így ez a két pont is összeköthető, vagyis az erősítő három egymástól különböző kivezetéssel rendelkezik. Az erősítőt ilyen esetben aszimmetrikus erősítőnek nevezik (szokás a rövidrezárt

oldalu, négypólusu erősítő elnevezés is). A rövidrezárt oldal, a kimenet és bemenet közös pontja általában a nulla feszültségen lévő pont, amelyet vonatkoztatási pontként is használunk. Az aszimmetrikus erősítő blokkját a nyilirányokkal és lezárássokkal együtt az 1.4 ábrán rajzoltuk meg.

Az aszimmetrikus erősítő nem használható, ha sem a hajtó hálózat, sem a terhelés nem földelhető. Ekkor az erősítőnek két földelhetlen bemeneti és két földelhetlen kimeneti kapcsa van. Az erősítő földpontra nézve elektromos jellemzőiben szimmetrikus az egy-egy bemeneti pont és az egy-egy kimeneti pont között, felépítésében is két egymással egyező, szimmetrikus félre bontható, bemeneti vezérlőjelét szimmetrikus feszültségnek, az erősítőt szimmetrikus erősítőnek nevezzük. Az ilyen elrendezésű erősítő is kapcsolatban van a "földpotenciállal". A szimmetrikus erősítő tömbvázlatja az 1.5 ábrán látható. Szimmetrikus erősítő jelképi jelölésénél a háromszög alakú tömböt alkalmazzuk, kapcsolódva a később tárgyalandó "műveleti erősítő" rajzjeléhez.

A szimmetrikus erősítő felhasználása széles körű, nem korlátozódik csak az előbb leírt alkalmazásra. Gyakran akkor is szükséges lehet, ha vagy a hajtó hálózat, vagy a terhelés földelt. Ekkor vagy az erősítő bemenete, vagy az erősítő kimenete közül az egyik földpotenciálra kerül (l. az 1.6 ábrát).



1.6 ábra

Az előzőekben megismertük tömbvázlatszinten a két leggyakrabban előforduló erősítőt, az aszimmetrikus és szimmetrikus erősítőt. Felmerül a kérdés, hogyan lehet ezeket az erősítőket jellemzni vagy pl. két aszimmetrikus erősítő közül kiválasztani azt, amely adott feladatot jobban teljesít, vagy egyáltalán hogyan lehet azt elírni egy erősítőnek, hogy mire legyen "használható"?

Az erősítők jellemzésére az un. üzemi erősítőjellemzők alkalmasak. Az "üzemi" szó értelmezése: az erősítő adott lezárá-sok között dolgozik. Lezáráson értjük az erősítő kapcsaira csatlakozó hálózatokat: a bemeneti oldal lezárása az adott jelfor-rás, a hajtás ismert generátorimpedanciával, a kimeneti oldal lezárása a fogyasztó, a terhelés, a terhelő impedancia (ezek ugyanazt a lezárást jelentő, tetszés szerint használható kife-jezések).

Az üzemi erősítőjellemzők jól mérhetők, műszaki szempont-ból jól kezelhetők, az erősítő specifikációs adatait jelentik összességükben.

Az alábbiakban fontossági sorrend nélkül felsoroljuk, ér-telmezzük és definiáljuk az üzemi erősítőjellemzőket.

Az üzemi bemeneti impedancia az erősítő bemeneti kapcsait reprezentáló impedancia, ami ugyanakkora teljesítményt vesz fel a hajtó generátorból, mint az erősítő. Szemléletesen a bemeneti impedancia az, "amit a hajtó áramkör lát". A bemeneti ellen-állás meghatározásakor az erősítőt az üzemi lezárásnak megfele-lő terhelés esetén (Z_t adott) definiáljuk. Definíciója:

$$Z_{be} = \frac{u_{be}}{i_{be}} QP \quad (1.8)$$

A bemeneti impedancia az erősítő frekvenciafüggetlen tartományá-ban az (1.6) összefüggésből is beláthatóan csak valós, ohmos összetevőt ad, és számolható a bemeneti feszültség és a bemenő áram csucsértékének (vagy effektív értékének) hányadosával. A bemeneti impedancia értékéből következtethetünk arra, hogy az erősítő mennyire terhel a generátort (a generátorimpedancia vagy -ellenállás ismeretében). Sokszor követelmény, hogy ne ter-heljük a hajtó kört, ekkor jóval nagyobb bemeneti impedanciát kell biztosítanunk a generátorénál. A jóval nagyobb a követel-ményektől függően tízszer vagy százszor (esetleg ezerszer) na-gyobbat jelent.

Az üzemi kimeneti impedancia az erősítő kimeneti kapcsait reprezentáló aktív, vezérelt generátor belső ellenállása. Szem-léletesen a kimeneti impedancia: "amit a terhelés lát". A kime-neti ellenállás meghatározásakor az erősítőt az üzemi lezárá-

nak megfelelő generátorimpedanciához definiáljuk (Z_g adott).
Definíciója:

$$Z_{ki} = - \frac{u_{ki_u}}{i_{ki_r}} \Omega \quad (1.9)$$

Az erősítő kimenete kétpólusként fogható fel. Az erősítő a kimenetén a bemenetére kapcsolt vezérlőjeltől függő jelet szolgáltat, így kimenete aktiv jellegű, ezt az aktiv jelleget egy vezérelt generátorral helyettesíthetjük, ami az erősítőtől független az előzőekben leírt négy közül valamelyik és általános esetben nem ideális, tehát valamelykora belső impedanciája (ellenállása) van. (Az 1.7 ábrán látható az erősítő általános helyettesítő képében a kimenet szemléltetése.)

Az (1.9) összefüggésben az u_{ki_u} a kimeneti kapcsok üresjárású feszültsége, ekkor az erősítő terhelése végtelen nagyságú impedancia, az i_{ki_r} a rövidzárási áram, ekkor az erősítő terhelése nulla nagyságú impedancia, a negativ előjel a felvett mérőirányrendszer miatt szükséges (a számítás teljesen egyező a kétpólus Thevenin és Norton helyettesítő képeknél tanultakkal).

Itt két fontos megjegyzést kell tennünk:

1. A definíció gyakorlatilag nem alkalmas a kimeneti impedancia mérésének elvégzésére, mert az erősítők többsége feszültsegkimetű, tehát károsodik, ha kimenetét rövidrezárjuk. Az alkalmazható mérési módszereket a tárgy gyakorlati foglalkozásain ismertetjük.

2. A definicióból látható, hogy a kimeneti impedancia nem függ az erősítő terhelésétől, Z_t -től, mégis üzemi jellemző, mert az erősítő bemenete Z_g -vel lezárt (l. a 3. fejezetben részletesen).

A terhelésen a legtöbb esetben az erősítők feszültséget kell biztosítania. Ez feszültséggenerátoros hajtást jelent, ami akkor teljesül, ha az erősítő kimeneti impedanciája jóval kisebb, mint a terhelő impedancia.

Az alábbiakban definiálandó mennyiségek minden kimenő és bemenő jelek hányadosaként irhatók fel, tehát egységnyi bemenő jel-változáshoz tartozó kimenő jel-változást jelentenek, illy mó-

don az erősítésre jellemzők (ezért szokás az erősítőjellemző-kön belül azokat erősítésjellemzőknek nevezni, l. az (1.10)... (1.14) összefüggéseket). A következőkben definiált mennyiségek mindenig adott lezárások, tehát adott Z_t és Z_g esetére értelmezendők és számítandók, ezt a továbbiakban külön nem jelöljük (az "üzemi" jelző utal erre, bár sokszor az egyszerűség végett elhagyjuk az "üzemi" szót). A definícióban tehát Z_t és Z_g lezárásokat nem jelöljük, de minden jellemző így értenődő:

$$A = \frac{J_{ki}}{J_{be}} \quad \left| \begin{array}{l} Z_g \text{ adott} \\ Z_t \text{ adott} \end{array} \right.$$

Az üzemi feszültségerősítés: egységnyi bemeneti feszültségváltozáshoz tartozó kimeneti feszültségváltozás. Definíciója:

$$A_u = \frac{u_{ki}}{u_{be}}, \quad (1.10)$$

A_u viszonyszám, mértékegysége nincs.

Nagyon gyakran a feszültségerősítés értékére a logaritmikus feszültségviszonyt szokás megadni. Mivel az (1.10) definíció mennyiségei általános esetben komplexek, a logaritmikus feszültségviszonyt csak abszolutértékre definiálhatjuk, tehát a feszültségerősítés dB-ben (decibelben) kifejezve:

$$A_u^{\text{dB}} = 20 \lg |A_u| \quad \text{dB}, \quad (1.11)$$

ahol az $|A_u|$ a kimeneti és bemeneti feszültség mindenkorai pl amplitudójának viszonya.

Az üzemi áramerősítés: egységnyi bemenőáram-változáshoz tartozó kimenőáram-változás. Definíciója:

$$A_i = \frac{i_{ki}}{i_{be}}, \quad (1.12)$$

A_i viszonyszám, mértékegysége nincs.

Az üzemi erősítőimpedancia (vagy erősítőellenállás): egy-ségnyi bemeneti áramváltozáshoz tartozó kimeneti feszültségváltozás. Definíciója:

$$A_Z = A_R = \frac{u_{ki}}{i_{be}} \Omega, \quad (1.13)$$

Az üzemi erősítőadmittancia (vagy erősítőmeredekség): egy-ségnyi bemeneti feszültségváltozáshoz tartozó kimenőáram-változás. Definíciója:

$$A_Y = A_S = \frac{i_{ki}}{u_{be}} S. \quad (1.14)$$

A fenti definíciók csak passzív elemekből felépülő hálózatokra is megadhatók, ekkor az átviteli tényező elnevezést fogjuk használni.

Szükebb értelemben a fent definiált hat jellemzőt szokás üzemi erősítőjellemzőnek nevezni. Az erősítők műszaki jellemzésére azonban további, számos olyan jellemzőt használunk, amelyek szintén függenek a lezárásuktól, tehát "üzemiek". Pl. teljesitményerősítés, torzítás, határfrekvenciák, hatásfok stb. (ezekkel a későbbiek során ismerkedünk meg).

Itt csak a teljesitményerősítést definiáljuk a kimeneti és bemeneti teljesitmények hányadosaként:

$$A_p = \frac{p_{ki}}{p_{be}}, \quad (1.15)$$

A_p viszonyszám, mértékegysége nincs, értéke valós elemekből felépülő hálózatnál a hatásos teljesitmények hányadosát adja, értéke az áramerősítés és feszültségerősítés szorzatával határozható meg (mindkettő abszolutértékét véve).

Az erősítőjellemzők i_{ki} , u_{ki} , i_{be} , u_{be} megfelelő hányadosaként definiált értékek. A kimeneti ellenállás kivételével bár-melyik erősítésjellemző számitható Z_{be} , Z_t és valamelyik erősítésjellemző ismeretében. Általában a feszültségerősítés ismert (ezt a leggyakrabban meghatározni méréstechnikailag is).

Pl. adott A_u , Z_{be} , Z_t ; mekkora A_i ?

$$A_i = \frac{i_{ki}}{i_{be}} = -\frac{\frac{u_{ki}}{Z_t}}{\frac{u_{be}}{Z_{be}}} = -\frac{u_{ki}Z_{be}}{u_{be}Z_t} = -A_u \frac{Z_{be}}{Z_t}, \quad (1.16)$$

ahol a kimenő áramot a terhelő impedanciára felirt, a bemenő áramot a bemeneti ellenállásra felirt Ohm-törvényből számíthatunk (l. az 1.7 ábrát).

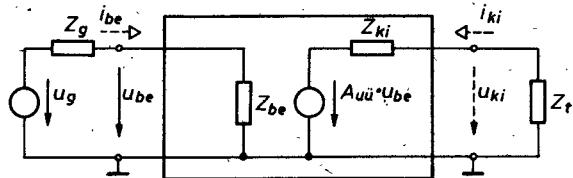
A definíciókból látható, hogy az üzemi erősítőjellemzők általános esetben frekvenciafüggő, komplex mennyiségek. Vizsgáltainkat ugy végezzük el, hogy először olyan frekvenciatartományban határozzuk meg a jellemzők értékét, ahol azok valósnak tekinthetők (ekkor pl. bemeneti és kimeneti ellenállásról beszélünk), majd meghatározzuk a jellemzők frekvenciafüggését az előző, un. sávközépi jellemzőkhöz képest.

Az átvitelre utaló erősítőjellemzők közül egy vizsgált erősítőnél kettő negativ, kettő pozitív előjelű. A negativ előjel fizikailag azt jelenti, hogy a bemeneten lévő, adott irányú változás a kimeneten a bemenetihöz viszonyítva ellentétes értelmű változást okoz - ezt fázisfordításnak nevezzük (a komplex számítási módban ez a bemenő jelenet $e^{j\varphi}$ -vel való szorzását jelenti).

Az A_u és A_Z , ill. az A_i és A_S azonos előjelük (ha pl. A_u negativ, akkor A_i pozitív előjelű).

1.4 AZ ASZIMMETRIKUS ERŐSÍTŐ

Az aszimmetrikus erősítő mind a bemenetén, mind a kimenetén földelt lezárások között dolgozik, tehát egy bemeneti és egy kimeneti kapcsa, kivezetése földelt, valamint a kimenetén nagyobb teljesítmény leadására képes a bemenetére kapcsoltnál. Egy-szerűsített vázlata - nevezhetjük helyettesítő képnek, hiszen minden aszimmetrikus erősítő ehhez hasonlóan adható meg - az 1.7 ábrán látható. Aszimmetrikus feszültség erősítésére alkalmas erősítő, a kimenetén is aszimmetrikus feszültséget ad.



1.7 ábra

Az általános helyettesítő kép felrajzolható az előző pontban definiált üzemi erősítőjellemzők segítségével. Az erősítő bemenete passziv hálózattal (Z_{be} -vel), kimenete aktív hálózattal, egy vezérelt generátorral és egy impedanciával, (Z_{ki} -vel) helyettesíthető. A vezérelt aktív hálózat forrásjeléhez lehet feszültség vagy áram (a Thevenin, ill. Norton képpel egyezően mindenig üresjárási feszültség vagy rövidzárási áram), ami a bemeneti feszültségtől vagy a bemenő áramtól függhet. Ily módon az erősítő általános helyettesítő képe "négyfélle kimenettel" rajzolható meg. Talán a leggyakoribb az az erősítő, amelynek kimenetét célszerű feszültségvezérelt feszültséggenerátorral megadni. Ekkor a generátorral sorbakapcsolt impedancia a kimeneti impedancia. Az ábrában szereplő vezérelt generátor forrásfeszültsége a $Z_t = \infty$ esetén mérhető kimeneti feszültség, ekkor a feszültségerősítés az üresjárási feszültségerősítés:

$$A_{u_{\ddot{u}}} = \frac{u_{ki}}{u_{be}}.$$

Adott terhelés esetén a kimeneti feszültség számítható:

$$u_{ki} = A_{u_{\ddot{u}}} u_{be} \frac{Z_t}{Z_t + Z_{ki}},$$

ebből a feszültségerősítés átrendezés után tetszőleges Z_t érték esetén:

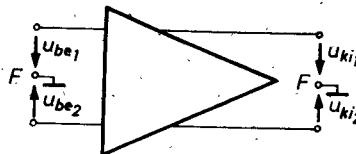
$$\frac{u_{ki}}{u_{be}} = A_u = A_{u_{\ddot{u}}} \frac{Z_t}{Z_t + Z_{ki}}. \quad (1.17)$$

A mérőirányrendszer az előzőekben megállapodásjelleggel felvettel egyezik: a földelt kapcsok felé mutató feszültségek, és a nem földelt kapcsokon befelé mutató áramirányok.

1.5 SZIMMETRIKUS ERŐSÍTŐ

A szimmetrikus erősítő két, egymással egyező erősítőjellemzőjű és egyező felépítésű "erősítőfélre" bontható, tehát szimmetrikus áramkör. Általános "esetben" mind a bemenete, mind a kimenete földfüggetlen kapocspárok, de alkalmazzuk ettől eltérő, tehát vagy földelt bemeneti, földelhetetlen kimeneti vagy földelhetetlen bemeneti, földelt kimeneti kapcsokkal is (l. az 1.3 alfejezetben).

Szimmetrikus erősítő legalább két aktiv elemet tartalmaz (ezek az előbb említett két "erősítőfél" erősítőszkései). A szimmetrikus erősítők bemeneti és kimeneti feszültségei valamivel bonyolultabbak, mint az aszimmetrikus erősítő. Az alábbiakban a szimmetrikus erősítő lehetséges bemeneti feszültségeit tárgyaljuk külön-külön, majd a végén a gyakorlatban ténylegesen a bemenetre kerülő feszültséget mutatjuk be. Az egyes bemeneti feszültségekhez definiált vezérléselnevezéseket is "rendelünk".



1.8 ábra

A szimmetrikus erősítő bemeneti feszültségeinek jelölése az 1.8 ábrán látható. "F" betűvel a vonatkoztatási pontot, a földpotenciált jelöltük, az egyes bemenetek feszültségei a földhöz képest: az egyik bemeneté u_{be1} , a másik bemeneté u_{be2} .

A szimmetrikus erősítő vezérlési módjai:

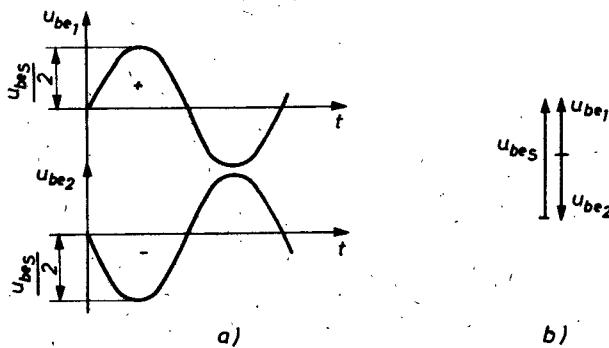
1. Ha a két bemenet azonos nagyságú, de ellentétes értelmi, fázisú feszültséget kap, szimmetrikus vezérlésről beszélünk (használatos a differenciális vezérlés elnevezés is). A két be-

menet között mindenkor a két feszültség (u_{be_1} és u_{be_2}) különbsége mérhető, amelyet szimmetrikus feszültségnak nevezünk és $u_{be\ s}$ -sel jelölünk. Az 1.9 ábrán megrajzoltuk az egyes bemenetek feszültségének időbeli alakját és a szimmetrikus feszültség komplex összetevőit. Az ábráról leolvasható, hogy a szimmetrikus feszültség:

$$u_{be\ s} = \frac{u_{be\ 1}}{2} - \left(-\frac{u_{be\ 2}}{2} \right), \quad (1.17)$$

ill. a bemeneti feszültségekkel:

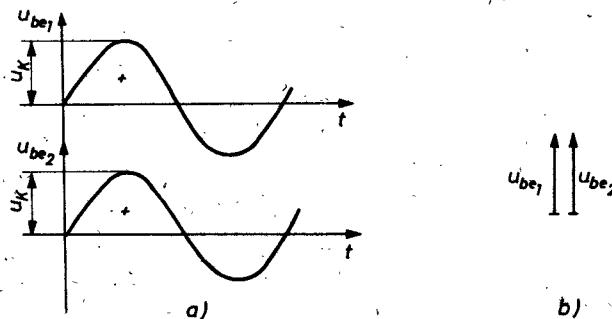
$$u_{be\ s} = u_{be_1} - u_{be_2}; \quad (1.18)$$



1.9 ábra

2. Ha a két bemenet azonos nagyságu és azonos értelmű, fázisú feszültséget kap, közös vezérlésről beszélünk (használatos az azonos fázisú vezérlés elnevezés is). Ekkor a két bemenet között nem mérhető feszültség, de az egyes bemenetek földponthoz képesti feszültsége nullától különböző. A közös feszültséget $u_{be\ k}$ -val jelöljük (ha a bemenetről van szó). Az erősítő bemenetén a közös feszültséget a nem hasznos, a nem kívánatos jel jelenti. Az 1.10 ábrán az egyes bemenetek feszültségének időbeli alakját és komplex összetevőit rajzoltuk meg. Az 1.10 ábrából leolvasható, hogy

$$u_{be\ k} = u_{be_1} = u_{be_2}. \quad (1.19)$$



1.10 ábra

A két bemenet feszültsége minden időpillanatban egyezik, tehát az (1.18) összefüggéssel definiált szimmetrikus bemeneti feszültség nulla, az erősítő hasznos vezérlése is nulla. Ekkor:

$$u_{be\ s} = u_{be_1} - u_{be_2} = 0; \quad (1.20)$$

3. Ha a két bemenet közül az egyik feszültségváltozása nulla, csak egy bemeneti pontot vezérlünk, aszimmetrikus vezérlésről beszélünk. Ekkor az egyik bemenetet vezérlés szempontjából földpotenciálra kötjük, a másik bemenetet az 1.4 alfejezet vezérlésével egyezően vezéreljük. Az időbeli változás felrajzolása nélkül is megállapítható, hogy

$$u_{be_1} = u_{be} \quad \text{ha} \quad u_{be_2} = 0. \quad (1.21)$$

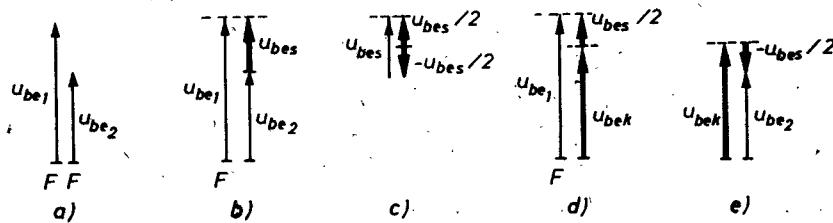
Az erősítő vezérlő jel most is a két bemenet között mérhető feszültség:

$$u_{be\ s} = u_{be_1} - u_{be_2} = u_{be_1}. \quad (1.22)$$

A gyakorlatban ezek a vezérlések "tisztán", önmagukban ritkán különíthetők el. Az erősítő vezérlő hasznos jel a két bemenet között mérhető jel, a bemenetek feszültségei szimmetrikus és közös fázisú összefekték eredményeként értelmezhetők.

A szimmetrikus és közös fázisú összetevők együttes jelenléte esetén általános vezérlésről beszélünk. Az előzőekben a jobb megérthetőség miatt bemutatott vezérlések az általános vezérlés egyszerűbb esetei, így ebből levezethetők. Az általános vezérlés komplex felbontását az 1.11 ábrán rajzoltuk meg arra az egyszerűsített esetre, ha a két bemenetre jutó feszültség között nincsen fázistolás (tehát $\varphi_1 = \varphi_2$). Az ábrából leolvashatjuk, hogy a két bemeneti feszültség különbsége adja a szimmetrikus feszültséget (b ábra) egyezően az (1.18) összefüggéssel:

$$u_{be\ s} = u_{be_1} - u_{be_2}$$



1.11 ábra.

A szimmetrikus feszültség összetevői $u_{be\ s}/2$ nagyságúak és ellentétes fázisuak, ezek különbségeként is felirható a szimmetrikus feszültség (c ábrából):

$$u_{be\ s} = \frac{u_{be\ s}}{2} - \left(-\frac{u_{be\ s}}{2} \right).$$

A d és e ábrából leolvasható, hogy az u_{be_1} és u_{be_2} feszültségek közös összetevője az $u_{be\ k}$ jelű, közös fázisú feszültség, így:

$$u_{be_1} = \frac{u_{be\ s}}{2} + u_{be\ k}, \quad (1.23)$$

$$u_{be_2} = \frac{u_{be\ s}}{2} + u_{be\ k}. \quad (1.24)$$

A közös feszültséget is felirhatjuk, hiszen a vonatkoztatási pont és a szimmetrikus feszültségek talppontja közötti összetevő-megadható ily módon:

$$u_{be\ k} = \frac{u_{be\ 1} + u_{be\ 2}}{2} . \quad (1.25)$$

Megjegyezzük, ha a bemeneti feszültségek fázisa nem egyező, a felbontást az előzőek alapján végezhetjük el.

A szimmetrikus erősítő üzemi jellemzői az 1.3 alfejezetben megadott jellemzőkkel adhatók meg. Az egyik bemenet "föld-höz" képesti feszültségváltozása az egyik kimenetet vezérli, a másik bemenet feszültsége a másik kimenetet, minden két kimenet forrásfeszültsége vezérelt generátorral jellemezhető, és minden két kimenetnek van valamekkora kimeneti ellenállása.

A szimmetrikus erősítő kimenetének helyettesítő képét az 1.12b ábrán láthatjuk. A helyettesítő elemek jellemzőinek definíciói az (1.9) és (1.10) összefüggésekkel adhatók meg. Például az 1 jelű kimenetre felirva:

$$A_u\ ü_1 = \frac{u_{kilü}}{u_{be\ 1}} \quad \text{és} \quad z_{kil\ 1} = - \frac{u_{kilü}}{i_{kil\ lr}}, \quad (1.26)$$

A bemenetek helyettesítő képe valamivel bonyolultabb. Itt külön megrajzoltuk az egyes bemenetek impedanciáját a bemeneti jelek szimmetrikus összetevőjére, ez a szimmetrikus bemeneti impedancia ($Z_{bes\ 1}$, ill. $Z_{bes\ 2}$) és a közös összetevőjére, ez a közös bemeneti impedancia. A szimmetrikus bemeneti impedancia az egyik bemeneten:

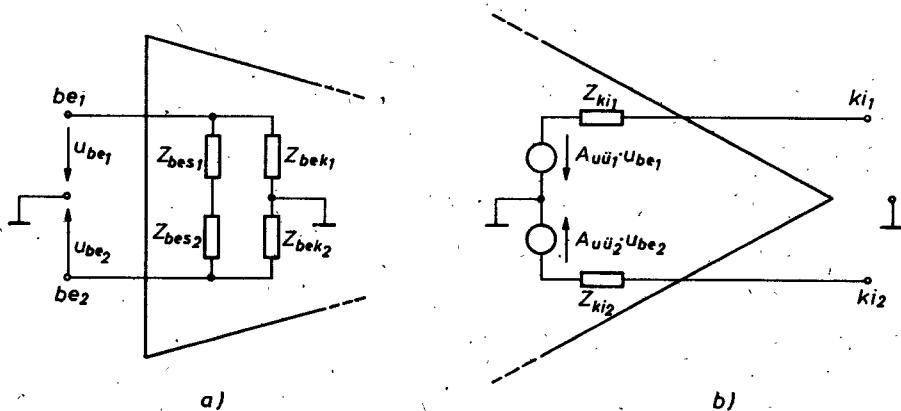
$$Z_{bes\ 1} = \frac{\frac{u_{be\ s}}{2}}{i_{bes\ 1}} . \quad (1.27)$$

A közös bemeneti impedancia az egyik bemenet és a föld között:

$$Z_{be\ k\ 1} = \frac{\frac{u_{be\ k}}{2}}{i_{be\ k}} . \quad (1.28)$$

Az összefüggések felírásánál felhasználtuk, hogy az egyik bemenet árama $i_{be\ s} + i_{be\ k}/2$, a másik bemenet árama ugyanakkor $-i_{be\ s} + i_{be\ k}/2$.

A gyakoriati megvalósításoknál (a 6. fejezetben) látni fogjuk, hogy a közös bemeneti impedancia több nagyságrenddel nagyobb a szimmetrikus bemeneti impedanciánál, és - bár hangsulyozzuk, hogy nem minden alkalmazás esetén, de - gyakran elhangolható!



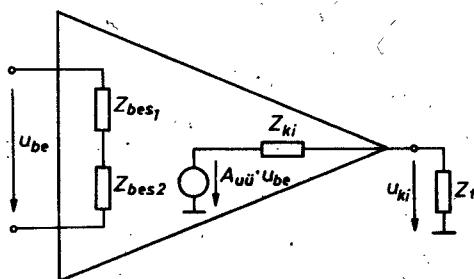
1.12 ábra

A szimmetrikus erősítő kimeneti feszültsége számolható az 1.12 ábra alapján. Itt csak üresjárási feszültséget felirva a két kimenet között:

$$u_{kiü} = u_{kilü} - u_{ki2ü} = A_{üü1} u_{be1} - A_{üü2} u_{be2} \quad (1.29)$$

Végül az 1.13 ábrán bemutatunk egy szimmetrikus erősítőt aszimmetrikus kimenettel. Az ábra jelöléseinek nem ragaszkodhattunk az 1.12 ábrán bemutatott két generátorú kimenet indexéhez, hiszen az aszimmetrikus kimenetű erősítőt nem célszerű a szimmetrikus kimenetüből ugy megvalósítani, hogy csak az egyik kimenetet használjuk (ekkor $A_{üü1} u_{be1}$ -et és Z_{kil} -et kellett volna a kimenetre irnunk).

Megjegyezzük, hogy a későbbiek során tett vizsgálataink négy következetetését az 1.13 ábrán rajzolt erősítőre (az un. veleti erősítőre), amelynek meghatározásával az 5.5.2 pontban viden foglalkozunk) is kiterjesztjük. Ekkor az erősítőt a hámszög alaku blokkal jelképezzük.



1.13 ábra

A szimmetrikus erősítők néhány alapvető áramkörével és erősítőjellemzőjével a 6. fejezetben foglalkozunk.

1.6 VISSZACSATOLÁSOK

Adott feladatot ellátó erősítő erősítőjellemzőit az áramkörtervezőnek a megadott, előirt eltérésen, türesen belül kell megvalósítania. Az erősítőszközök (pl. tranzisztor, integrált áramkörű erősítő) jellemzőinek türése általában a megengedett eltérésnél nagyobb, tehát a specifikált adatokat külön megoldással kell biztosítani. A megvalósított türesen belüli jellemzők külső tényezők (pl. hőmérséklet) változására csak megengedett mértékben változhatnak, e változás adott tartományon belül tartása is külön feladatot jelent. Fenti követelmények biztosítására, az erősítő tulajdonságainak megváltoztatására a visszacsatolást alkalmazhatjuk.

A visszacsatolás nemosak elektronikus áramkörökben alkalmazható, hanem bármely rendszer valamely jellemzőjének szabályozására, kézbentartására alkalmas módszer. Az 1.6.1 és az 1.6.2

pont eredményei általános érvényük, a további tárgyalásunk természetesen áramkori szemlélettel kezeli a kapott eredményeket.

Visszacsatoláskor a rendszer (a továbbiakban az erősítő) kimenetéről a kimenő jeltől függő jelet vezetünk vissza a rendszer (erősítő) bemenetére, ahol azt a bemenő jellel összegezzük.

Negativ visszacsatolásról beszélünk, ha a kimenő jeltől függő visszavezetett jel és a bemenő jel összegzése után, a bemenőnél kisebb jelet kapunk.

Pozitiv visszacsatolásról beszélünk, ha a kimenő jeltől függő visszavezetett jel és a bemenő jel összegzése után a bemenőnél nagyobb jelet kapunk.

A visszacsatolás "előjelének" eldöntése akkor egyszerű, ha a bemenő és a visszacsatolt jelek egymáshoz képest 0° vagy 180° fáziseltérésük. Mivel áramköreink általában frekvenciától függő (komplex) átvitellel rendelkeznek, ez az egyszerű fázishelyzet csak bizonyos frekvenciatartományban áll elő. Adott áramkörönél a visszacsatolás előjelének meghatározásakor ezt a frekvenciatartományt fogjuk megkeresni.

A visszacsatolást arányosnak tekintjük olyan értelemben, hogy a bemenetre visszavezetett jel minden esetben arányos a kimenő jellel (l. az 1.6.1 pontban).

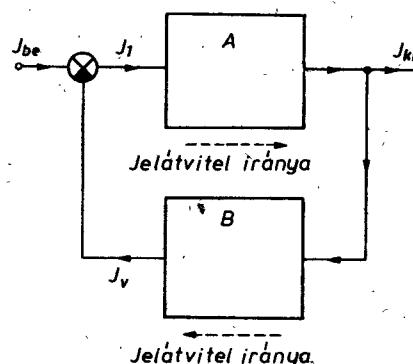
1.6.1 A visszacsatolt hálózat jellemzői

A visszacsatolás elvét általánosan (az erősítő hálózattól és a visszacsatolás milyenségétől függetlenül) az alábbi tömbvázlat segítségével tárgyalhatjuk (1.14 ábra).

Az "A"-val jelölt tömb a visszacsatolatlan (eredeti) erősítő, annak valamely üzemi erősítőjellemzője $A()$. A "B"-vel jelölt tömb a visszacsatoló hálózat (ezben a jel haladási iránya az eddigiek től eltérően jobbról-balra) és annak valamely üzemi jellemzője $B()$ (pl. B_u feszültségátvitel). A körrrel jelölt "tömb" áramkori funkciója: különbsékgépzés, a bemeneteire kerülő jelek különbségét állítja elő, így a kimenetén lévő jel, J_1 :

$$J_1 = J_{be} - J_v .$$

A megvalósított hálózatokban a különbségképző nem jelent külön áramköri elemet, vagyis nem határolható el a többi áramköri elemtől. Tömbvázlatunkban a különbségképzőt "modellezésre" használjuk. Alkalmazása természetesen nem jelent negatív viszszacsatolást, hiszen A és B fázistolásától függ J_v fázisa, erről a későbbiekben beszélünk. A jelképes vezetékeken jelölt nyílak az információáramlás (a jelhaladás) irányát jelzik.



1.14 ábra

A visszacsatoló hálózat bemenetére kerülő kimenő jellel arányos a visszacsatolt jel:

$$J_v = B J_{ki} .$$

Az arányossági tényező a visszacsatoló hálózat átvitele, B. A visszacsatolatlan erősítő bemenetére a J_1 jelű jel kerül:

$$J_1 = J_{be} - J_v ,$$

ezt "A"-szorosan erősítve a kimeneti jel:

$$J_{ki} = A J_1 .$$

Fenti összefüggésekkel megfelelő helyettesítés és rendezés után felirható a visszacsatolt erősítő erősítése, amit az eredeti (visszacsatolatlan) erősítőjellemzőktől való megkülönböztetés miatt A'-vel jelölünk.

$$J_{ki} = A(J_{be} - J_v) = A(J_{be} - BJ_{ki});$$

$$\frac{J_{ki}}{J_{be}} = A' = \frac{A}{1 + AB}. \quad (1.30)$$

Az (1.30) összefüggésből leolvasható, hogy visszacsatolás hatására az eredeti erősítő üzemi jellemzője az AB szorzattói fügően módosul.

(Itt jegyezzük meg: a későbbiekben látni fogjuk, hogy nem minden erősítőjeiemi változik meg egy adott visszacsatolás hatására, de bármelyik erősítőjellemző megváltoztatható - a fenti összefüggés szerint - valamilyen visszacsatolás alkalmazásával.)

Az (1.30) összefüggésben szeretiő mennyiségek értelmezése:
A visszacsatolás mértéke: az erősítőjellemző megváltozásának mértéke:

$$F = i + AB = \frac{A'}{A}. \quad (1.31)$$

A hurokerősítés. Az "A" jelű erősítő bemenetétől a "B" jelű házat kimenetéig fejirva az "erősítést":

$$\frac{J_v}{J_l} = \frac{J_v}{J_{ki}} \cdot \frac{J_{ki}}{J_i} = BA = H. \quad (1.32)$$

A "H" jelű tényezőt hurokerősítésnek vagy körerősítésnek nevezünk (az A bemenetétől a B kimenetéig a "jel által megtett út" hurok alaku).

A visszacsatolt erősítő átviteli jellemzőjének értéke lehet növekvő vagy csökkenő az eredeti jeiemihoz képest. Csökken a visszacsatolatlan erősítőjellemző értéke, ha az $i + AB = F > 1$ teljesül. Ehhez a hurokerősítés $H > 0$ értéke tartozik. Ez azt jelenti, hogy A és B átviteli tényezője azonos előjelű, vagyis J_l és J_v azonos fázisu. Mivel J_{be} és J_l mindenkorban azonos fázisu, a különbségképző miatt a J_{be} jelből levonódik a vele azonos fázisu J_v jel, így J_l tényegesen J_{be} -nél kisebb - ez az előzőekben említettek értelmében negativ visszacsatolást jelent.

Amennyiben $H < 0$, ekkor A és B előjele ellentétes, J_1 és J_v fázisa is ellentétes, de a különbségképző a J_{be} -ből levonja a vele ellentétes fázisú J_v -t, így az erősítő bemenetére jutó jel a J_{be} és J_v összege lesz - ez az előzőekben említették értelmében pozitív visszacsatolást jelent. Ekkor az erősítésjellemzők (átviteli jellemzők) változásának iranya növekvő. Pozitív visszacsatolást az erősítőtechnikában általában nem alkalmaznak (az indokolást l. az 1.6.2 pontban, ill. az 5. fejezetben). Az esetlegesen alkalmazott pozitív visszacsatolást pedig minden negatív visszacsatolással együtt valósítjuk meg úgy, hogy az eredő visszacsatolás jellege negatív legyen.

Mégjegyzés: Az $AB = -1$ eset azt jelenti, hogy J_v a különbségképző után fázisra és amplitudóra egyezik azzal a J_1 -gyel, amely őt létrehozta - ez azt jelenti, hogy külső J_{be} nélkül is állandó a kimeneten levő jel. Ez az önfenntartó gerjedésnek nevezett folyamat, amelyet oszcillátorkapcsolásoknál tudatosan beállítunk. Az $AB < -1$ ennek megfelelően növekvő amplitudójú kimenő jelet eredményez. Erősítőtechnikában természetesen mindkét hurokerősítés-érték kerülendő a kimeneten megjelenő, kézben nem tartható jelek miatt.

1.6.2 A visszacsatolás hatása az erősítőjellemzők stabilitására

Az erősítőjellemzők értéke külső tényezők (pl. hőmérséklet, tápfeszültség) változása esetén nem állandó, nem stabil. A változás, a stabilitás mérőszáma az un. relativ bizonytalanság, ami az erősítőjellemző megváltozásának az eredeti értékre vonatkoztatott viszonya. A visszacsatolás nemcsak az erősítőjellemzőket, hanem azok relativ bizonytalanságát is megváltoztatja.

A visszacsatolt erősítőt két áramköri egységre: visszacsatolatlan erősítőre és visszacsatoló hálózatra bontottuk fel, mindenkető rendelkezik relativ bizonytalansággal, amelyeket rendre $\Delta A/A$ és $\Delta B/B$ -vel jelölhetünk. A visszacsatolt erősítő jellemzőinek relativ bizonytalansága $\Delta A'/A'$ a két egység bizonytalanságából adódik.

Az (1.30) összefüggés felhasználásával felírható az A' teljes megváltozása:

$$\Delta A' = \frac{\partial A'}{\partial A} \Delta A + \frac{\partial A'}{\partial B} \Delta B.$$

Elvégezve a parciális deriválást, majd az egyenlet minden két oldalát elosztva A/(1+AB) összefüggéssel

$$\frac{\Delta A'}{A'} = \left| \frac{1}{1+AB} \frac{\Delta A}{A} \right| + \left| \frac{AB}{1+AB} \frac{\Delta B}{B} \right|. \quad (1.33)$$

Az összefüggés felirásakor a törtek előjelétől eltekintettünk, hiszen a megváltozás irányát nem tudjuk előre, így a relativ bizonytalanság összetevők abszolutértékének összeadásával a legrosszabb esetet vesszük figyelembe.

Az (1.33) összefüggésből leolvasható, hogy $AB > 0$, vagyis negatív visszacsatolás esetén a relativ bizonytalanság csökken, $AB < 0$, vagyis pozitív visszacsatolás esetén a relativ bizonytalanság a visszacsatolással növekszik. Méréstechnikai felhasználásu erősítők jellemzőinek relativ bizonytalanságát kis értéken kell tartani, ezért a visszacsatolás alkalmazásának gyakori célja a relativ bizonytalanság csökkentése. Ez az (1.33) összefüggés szerint csak negatív visszacsatolás alkalmazásával érhető el. A továbbiakban ezért mindig negatív visszacsatolásról ($H > 0$) beszélünk, bár ezt sokszor nem hangsúlyozzuk és csak "visszacsatolást" irunk.

Az összefüggésből az is leolvasható, hogy a visszacsatolt hálózat jellemzőjének relativ megváltozása döntően a B jellemző relativ megváltozásától függ, ezért a visszacsatoló hálózat kis relativ bizonytalanságára törekszünk, amit annak passziv elemekből való felépítésével érhettünk el. Nagy negatív visszacsatolás esetén (akkor $AB \gg 1$) a visszacsatolt rendszer átviteli jellemzőjét, így annak relativ bizonytalanságát is a visszacsatoló hálózat szabja meg, hiszen az (1.30) összefüggés az előző egyenlőtlenség esetén így irható az 1. elhangolásával:

$$A' \approx -\frac{1}{B}. \quad (1.34)$$

1.6.3 A visszacsatolás alaptípusai

Az előzőekben általában jelekről (visszacsatolt jel, kimenő jel) beszélünk. Ezek a jelek lehetnek: feszültségek vagy áramok. Ily módon a visszacsatolt jel feszültség vagy áram, ami arányos visszacsatolás esetén vagy a kimeneti feszültséggel, vagy a kimenő árámmal arányos.

- Négy típusú visszacsatolást különböztetünk meg. Lehet
- a/ a kimeneti feszültséggel arányos feszültséget,
 - b/ a kimeneti feszültséggel arányos áramot,
 - c/ a kimenő árámmal arányos feszültséget,
 - d/ a kimenő árámmal arányos áramot.

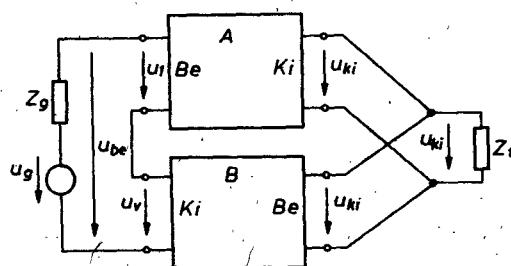
visszavezetni a bemenetre.

Az alaptípusokat négpólusokkal leírt hálózatok esetére vizsgáljuk meg, így tárgyalási módnak miatt inkább az aszimmetrikus erősítőnél ismerhetők fel tisztán és könnyen az alaptípusok, de a szimmetrikus erősítőknél alkalmazott visszacsatolások is a fenti négy esetre vezethetők vissza.

1.6.3.1 Soros feszültségvisszacsatolás

A soros feszültségvisszacsatolás "kimenő feszültséggel arányos feszültség" - visszacsatolásnak felel meg.

A kimeneti feszültséggel arányos jelet kell visszavezetni a bemenetre, tehát a B négpólus bemenetére a kimeneti feszültséget kell kapcsolni (a kapocsárok párhuzamos kötésével ez biztosítható).



1.15. ábra

A visszacsatoló négypólus kimenetén a kimeneti jellel arányos, U_{ki} nagyságu visszacsatolt feszültség jelenik meg. Ezt a visszacsatolt feszültséget (amelyet U_v -vel jelölünk) kell a bemeneti feszültséggel összegezni. Feszültségeket összegezhetünk egyszerű módon ugy, ha az elemeket sorbakapcsoljuk, ezért a B jelű visszacsatoló hálózat kimenetét az A jelű hálózat bemenetével kapcsoljuk sorba, ahogyan azt az 1.15 ábrán láthatjuk.

Ahhoz, hogy a visszacsatolt feszültséget összegezhessük a bemeneti jellel, biztosítanunk kell, hogy a bemeneti jel ne áram legyen, vagyis a soros visszacsatolás áramgenerátoros hajtás esetén nem hatásos (hiszen a befolyó állandó áramot a visszacsatolt feszültséggel nem szabályozhatjuk).

Az 1.15 ábra jelölt nyílirányai esetén (azokhoz rögzítetten fázishelyzetet rendelve) az eredeti erősítő vezérlő feszültség:

$$U_1 = U_{be} - U_v,$$

vagyis U_1 kisebb, mint U_{be} , tehát a visszacsatolás negativ.

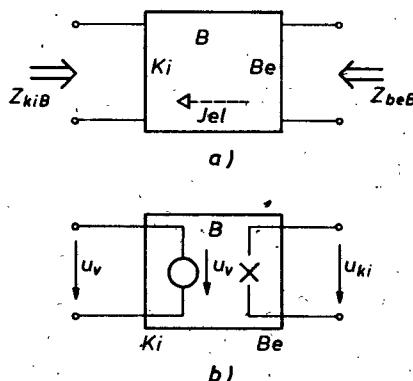
Megállapítható: a soros visszacsatolás akkor negatív, ha a bemeneti feszültséggel azonos fázisu a visszacsatolt feszültség. (Az 1.14 ábra különbözképző áramkörét külön nem találjuk, a különbözképzést a kapocspárok kapcsolási módja biztosítja.)

A visszacsatolt erősítő jellemzőinek számításakor néhány egyszerűsítő feltételt teszünk az áttekinthetőbb összefüggések érdekében. Az egyszerűsítő feltételekre azért van szükség, mert az (1.30) összefüggés mennyiségei, A és B üzemi jellemzők, vagyis mind az erősítő, mind a visszacsatoló hálózat adott lezárássok között dolgozik. Mi a továbbiakban csak a terhelő ellenállás és a generátor által definiált lezárásokat vesszük figyelembe az erősítő átvitelének felirásakor, tehát eltekintünk attól, hogy az erősítő kimenetét terheli a visszacsatoló hálózat bemenete, ill. attól, hogy a visszacsatoló hálózat kimenetét terheli az erősítő bemenete.

Egyszerűsítő feltételeink tehát még egyszer:

- a visszacsatoló hálózat nem terheli az erősítő kimenetét,
- az erősítő bemenete nem terheli a visszacsatoló hálózat kimenetét.

A jel haladási irányaira vonatkozóan szigoruan feltételezzük, hogy az erősítőn csak balról jobbra, a visszacsatoló hálózaton csak jobbról balra halad a jel. Későbbi vizsgálatainknál a valóságos áramkörökkel megvalósított visszacsatolásoknál is ezekkel a feltételezésekkel számolunk.



1.16 ábra

Soros feszültségvisszacsatánál a visszacsatoló hálózat a kimeneti feszültséggel arányos feszültséget csatol vissza, ezért a visszacsatoló hálózat bemeneti impedanciájának jóval nagyobbnak kell lennie az erősítő kimeneti impedanciájánál (hogy ne terhelje az erősítőt) és a visszacsatoló hálózat kimeneti impedanciájának jóval kisebbnek kell lennie az erősítő bemeneti impedanciájának és a generátor impedanciájának az összegénél (hogy azok ne terheljék a visszacsatoló hálózatot). Ezt az 1.16a. ábrán felrajzoltuk, majd a feltételek teljesítését az idealizált visszacsatoló hálózattal mutattuk be (erre minden esetben teljesülnek feltételeink, ezért "ideális").

A cél szerű hurokerősítést meghatározhatjuk B és A átvitelenek ismeretében. A visszacsatoló hálózat átvitele a kimeneti feszültséggel arányos feszültségvisszacsatolás miatt:

$$u_v = B_u u_{ki},$$

ebből

$$B_u = \frac{u_v}{u_{ki}},$$

és ehhez

$$A_u = \frac{u_{ki}}{u_1},$$

ezekből a hurokerősítés:

$$H = A_u B_u. \quad (1.35)$$

Mely erősítőjellemzőkre hatástanlan a visszacsatolás? A soros visszacsatolás-jelleg miatt a visszacsatolt jel feszültség, így csakis feszültségek különbsége képezhető a bemeneten (ezért nem lehet áramgenerátoros a hajtás), tehát mindenazon átviteli jellemzőkre hatástanlan a visszacsatolás, amelyek bemenő jele áram. Ezért:

$$A_i' = \frac{i_{ki}}{i_{be}} = A_i \quad \text{és} \quad A_Z' = \frac{u_{ki}}{i_{be}} = A_Z. \quad (1.36)$$

Mely erősítőjellemzőre hatásos a visszacsatolás? A feszültségerősítés és az erősítőmeredekség a visszacsatolás mértékének megfelelően az (1.30) összefüggés szerint csökkennek:

$$A_u' = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{A_u}{1 + A_u B_u} \quad \text{és} \quad A_S' = \frac{A_S}{1 + A_u B_u}. \quad (1.37)$$

A visszacsatolás az átviteli jellegű erősítőjellemzők relativ bizonytalanságára az 1.6.2 pont alatt elmondottak szerint hat, de csak azon jellemzők bizonytalanságát csökkenti (és így stabilitását növeli), amelyek jellemzőit is megváltoztatja.

Fenti visszacsatolási mód esetén a feszültségerősítés és az erősítőmeredekség relativ bizonytalansága csökken, az áramerősítés és az erősítőimpedancia változatlan stabilitású (egyezik a visszacsatolatlan erősítővel).

A bemeneti és kimeneti impedanciák minden visszacsatolási mód esetén változnak.

A bemeneti impedancia bemenő jelek (u_{be} és i_{be}) hányadosa, ezért elég az erősítő bemeneti - ezen visszacsatolásnál - feszültségének változását vizsgálni. Mivel a visszacsatolt feszült-

ség összeadódik az erősítő bemeneti feszültségével, azt mondhatjuk, ha visszacsatolás után ugyanakkora bemenő áramot akarunk biztosítani, mint visszacsatolás előtt, akkor a bemenetre jutó feszültséget éppen u_v -vel kell megnövelni, tehát ugyanakkora áram létrehozásához nagyobb feszültség kell, ami másképpen az impedancia növekedését jelenti:

$$Z'_{be} = \frac{u_{be}}{i_{be}} = \frac{u_l + u_v}{i_{be}} = \frac{u_l}{i_{be}} \left(1 + \frac{u_v}{u_l}\right) = Z_{be}(1+H). \quad (1.38)$$

A bemeneti impedanciát tehát a soros visszacsatolás megnöveli. A soros áramvisszacsatolás is formailag hasonló hatást jelent, eltérés csak a hurokerősítés értékében van (l. az 1.6.3.2 szakaszban).

A kimeneti impedancia kimenő jelek hányadosa, ezért változásának iránya csak attól függ, hogy a kimeneti feszültséggel (mint ezen visszacsatolásnál) vagy a kimenő árammal arányos-e a visszacsatolt jel.

Feszültséggel arányos visszacsatolás esetén a kimeneti feszültséget figyeljük, azzal arányos a visszacsatolt jel, a kimeneti feszültség feltételezett változásával változik a visszacsatolt jel nagysága is és mivel negatív visszacsatolást vizsgálunk, a beavatkozás olyan, hogy a kimenet feszültségét igyekezzik visszaállítani eredeti, megváltozás előtti értékére, tehát a kimenet feszültsége közel állandó amplitudójú, ez feszültséggenerátoros kimenetet jelent, vagyis kis kimeneti impedanciát. A feszültséggel arányos visszacsatolás tehát a visszacsatolatlan erősítő kimeneti impedanciáját csökkenti.

A számítást elvégezhetjük a definíció alapján:

$$Z'_{kl} = - \frac{u_{ki_u}}{i_{ki_r}}.$$

A kimeneti rövidzárási áram esetén a visszacsatolás hatástalan, így

$$i_{ki_r} = \frac{A_u u_{be}}{Z_{ki}}.$$

Az üresjárási feszültség számítása az erősítő általános helyettesítő képe alapján (l. 1.7 ábra) felirható, figyelembe véve az üresjárás esetén hatásos visszacsatolást:

$$u_{ki_{ii}} = A_{uii}^* u_{be} = \frac{A_{uii}}{1 + A_{uii} B_u} u_{be}.$$

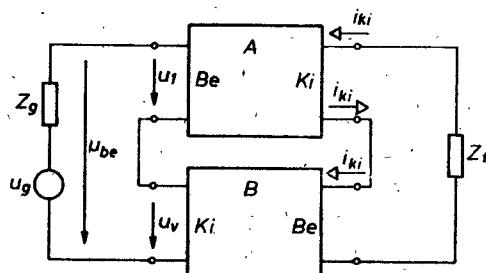
A definíós egyenletbe helyettesítve:

$$Z_{ki} = \frac{Z_{ki}}{1 + A_{uii} B_u}. \quad (1.39)$$

A számításnál a hurokerősítésben az üresjárási feszültségerősítéssel kell számolni.

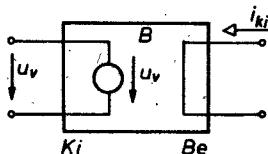
1.6.3.2 Soros áramvisszacsatolás

A soros áramvisszacsatolás "kimenő árammal arányos feszültséget" csatol vissza a bemenetre, vagyis a B négpólus bemenetére a kimenő áramot kell kapcsolni, ez megtehető, ha az erősítő kimenetét és a visszacsatoló hálózat bemenetét sorosan kötjük. A visszacsatoló hálózat kimenetén a kimenő árammal arányos, B_{ki} nagyságú feszültség jelenik meg, ezt kell a bemeneti feszültséggel összegezni (abból levonni). Egyszerű feszültségek összegzésére ad lehetőséget az elemek sorbakapcsolása, ezért az erősítő bemenetével sorba kapcsoljuk a visszacsatoló hálózat kimenetét (ahogy azt az előzőekben is tettük). Az erősítő bemenetén soros a kapcsolás, a kimenetéről árammal arányos a visszacsatolás, ezért az elnevezés "soros-áram" (l. a tömbvázlatot az 1.17 ábrán).



1.17 ábra

A visszacsatolás áramgenerátoros hajtás esetén hatástan, erről az 1.6.3.1 szakaszban már írtunk. Ugyanott részletesen indokoltuk, hogy számításainkat ugy végezzük el, mintha a B bemenete nem terhelné A kimenetét és mintha B kimenetét nem terhelné A bemenete és a generátor impedanciája. Ezeket a feltételeket ideális visszacsatoló négypólussal is megadhatjuk (l. az 1.18 ábrát).



1.18 ábra -

A célszerű hurokerősítés értéke a visszacsatolt feszültségből indulva:

$$u_V = B_R i_{ki}, \quad \text{ebből} \quad B_R = \frac{u_V}{i_{ki}},$$

és ehhez

$$A_S = \frac{i_{ki}}{u_{be}}$$

erősítőjellemző szükséges, ezekből a hurokerősítés:

$$H = A_S B_R. \quad (1.40)$$

A visszacsatolás azon jellemzőkre hatástan, amelyek bemeneti jele áram (l. az 1.6.3.1 szakaszt):

$$A_i^* = A_i \quad \text{és} \quad A_Z^* = A_Z. \quad (1.41)$$

Megváltozott üzemi jeilemmzők (az (1.30) szerint):

$$A_u^* = \frac{A_u}{1 + A_S B_R} \quad \text{és} \quad A_S^* = \frac{A_S}{1 + A_S B_R}. \quad (1.42)$$

A feszültségerősítés és az erősítőmeredekség relativ bizonytalansága csökken (az (1.33) szerint).

A bemeneti impedancia változásában a soros jelleg dominál, fizikailag teljesen hasonló indokkal, mint az előző visszacsatolásnál:

$$R'_{be} = R_{be} \cdot (1 + A_S B_R). \quad (1.43)$$

A kimeneti impedancia változásában az árammal arányos visszacsatolás-jelleg a döntő. Most a kimenő áramot figyeljük, azaz arányosan csatolunk vissza, a kimenő jel feltételezett változásával változik a visszacsatolt jel is, a negatív visszacsatolás miatt a beavatkozás olyan, hogy a kimeneten észlelt változást csökkenteni igyekszik, vagyis a kimenő áramot közel állandó értéken tartja. Ez a kimenet áramgenerátoros jellegét biztosítja, így nagy kimeneti ellenállású a visszacsatolt erősítő.

Az árammal arányos visszacsatolás a visszacsatolatlan erősítő kimeneti impedanciáját megnöveli.

A visszacsatolt erősítő kimeneti impedanciája a definícióból számítható, ha figyelembe vesszük, hogy üresjárás esetén nincs visszacsatolás (hiszen ekkor nulla a kimenő áram): $u_{ki} = - (A_S u_{be}) Z_{ki}$, valamint a rövidzárási áram $i_{ki} = A_S^* u_{be}$ összefüggéssel megadható. A_S^* -re visszavezetve A_S^* értékét, majd a kimeneti ellenállás definíciójába helyettesítve

$$Z'_{ki} = Z_{ki} \cdot (1 + A_S^* B_r). \quad (1.44)$$

A hurokerősítést rövidzár esetére kell számítani.

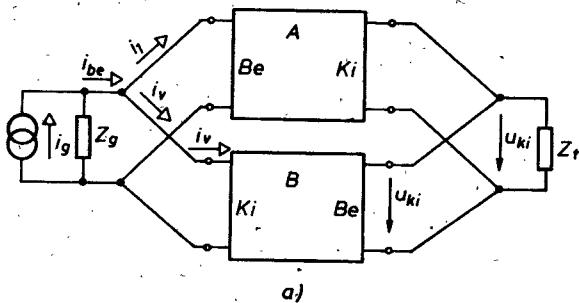
1.6.3.3 Párhuzamos feszültségvisszacsatolás

A párhuzamos feszültségvisszacsatolásnál "kimeneti feszültséggel arányos áramot" csatolunk vissza a bemenetre. A visszacsatolt jel áram. Áramokat összegezni csomópontron tudunk. A visszacsatolás tömbvázlata az 1.19a ábrán látható.

A visszacsatolt erősítő hajtó generátora most nem lehet feszültséggenerátor, hiszen ekkor a bemenetre jutó feszültséget a visszacsatolt árammal nem tudjuk szabályozni. A visszacsatolás akkor hat, ha az erősítő befolyó árama nem nulla. Az ábrán je-

lölt nyilirányok esetén a visszacsatolás negativ, a bemeneti csomópontra felirható egyenlet:

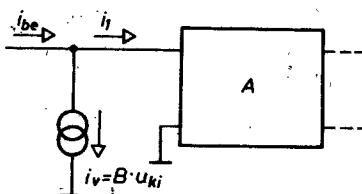
$$i_1 = i_{be} - i_v .$$



a)

1.19a ábra

$$i_1 = i_{be} - i_v$$



b)

1.19b ábra

A számítások egyszerűsítésére itt is feltételezzük, hogy a B nem terheli az A kimenetét, ill. az A bemenete és a generátor impedanciája nem terheli a B kimenetét. Most nem rajzoltuk meg az ideális visszacsatoló hálózat helyettesítő képét (ami egy szakadás és egy áramgenerátor), csak az erősítő bemenetére visszacsatolt áramot reprezentáltuk egy vezérelt forrásáramú (Bu_{ki}) generátorral, ezzel szemléltetve, hogy i_v szabályozza az i_1 áram nagyságát.

A visszacsatolt erősítő jellemzőinek meghatározása az előzőekben tárgyalt két típus számításai alapján elvégezhető. Itt csak a végeredményeket köszöljük.

A célszerű hurokerősítés:

$$H = A_Z B_S . \quad (1.45)$$

A változatlan erősítőjellemzők, a feszültségerősítés és az erősítőmeredekség:

$$A'_u = A_u \quad \text{és} \quad A'_S = A_S . \quad (1.46)$$

A megváltozott jellemzők:

$$A'_i = \frac{A_i}{1 + H} \quad \text{és} \quad A'_Z = \frac{A_Z}{1 + H} . \quad (1.47)$$

A visszacsatolás az áramerősítés és az erősítőellenállás relativ bizonytalanságát csökkenti, a feszültségerősítés és az erősítőmeredekség bizonytalansága változatlan. A bemeneti impedancia változásának irányát a párhuzamos jelleg dönti el, vagyis az, hogy áramot csatoltunk vissza. Mivel az erősítő bemeneti feszültségének változatlan értékben tartásához a visszacsatolással erősítő áramához képest nagyobb áramot kell biztosítani (így is nagyobbat), ez azt jelenti, hogy a bemeneti ellenállás lecsökken (feszültség "marad", áram növekszik, ez azt jelenti, az ellenállás csökken).

Levezetés nélkül irhatjuk, hogy a párhuzamos visszacsatolás (függetlenül attól, hogy a kimeneti feszültséggel vagy a kimenő árammal arányos-e a visszacsatolás) a bemeneti impedanciát lecsökkeneti.

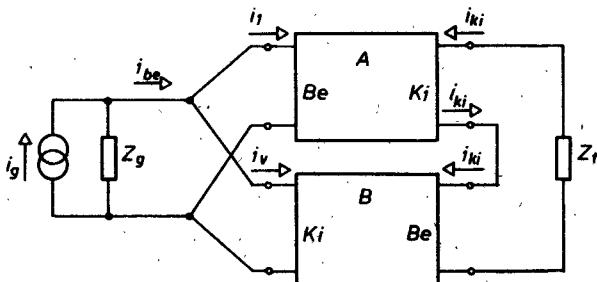
$$Z'_{be} = \frac{Z_{be}}{1 + H} . \quad (1.48)$$

A kimeneti impedancia a feszültséggel arányos visszacsatolás miatt, az 1.6.3.1 szakaszban adott fizikai indokolás alapján lecsökken:

$$Z'_{ki} = \frac{Z_{ki}}{1 + A_{Z_u} B_S} . \quad (1.49)$$

1.6.3.4 Párhuzamos áramvisszacsatolás

A párhuzamos áramvisszacsatolás "kimenő árammal arányos áramot" csatol vissza a bemenetre. A visszacsatolás tömbvázlat a 1.20 ábrán látható. Az erősítőjellemzők a visszacsatolt hálózatra az előző visszacsatolásoknál leírtak alapján értelemszerűen meghatározhatók.



1.20 ábra

A célszerű hurokerősítés:

$$H = A_i B_i. \quad (1.50)$$

A változatlan erősítőjellemzők a feszültségerősítés és az erősítőmereudekség:

$$A_u^* = A_u \quad \text{és} \quad A_S^* = A_S. \quad (1.51)$$

A megváltozott jellemzők:

$$A_i^* = \frac{A_i}{1 + A_i B_i} \quad \text{és} \quad A_Z^* = \frac{A_Z}{1 + A_i B_i}; \quad (1.52)$$

$$R_{be}^* = \frac{R_{be}}{1 + A_i B_i}; \quad (1.53)$$

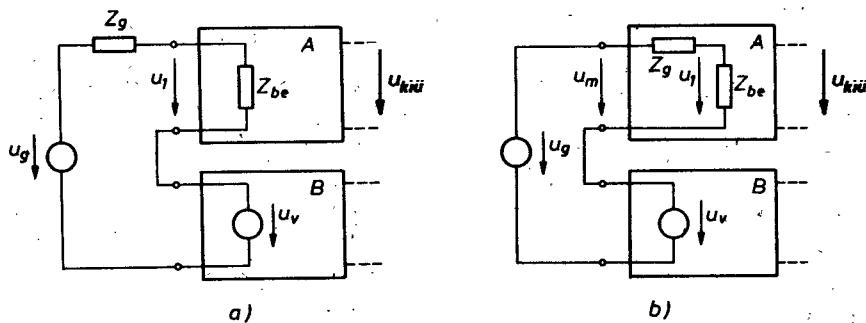
$$R_{ki}^* = R_{ki} (1 + A_i B_i) \quad (1.54)$$

Az erősítőjellemzők relativ bizonytalansága a párhuzamos feszültségvisszacsatolásnál elmondottakkal azonosan alakul.

1.6.3.5 A visszacsatolt erősítő kimeneti impedanciájának számítása a generátorimpedancia figyelembevételével

Ezőször számításainkban feltételeztük, hogy a visszacsatoló hálózat kimenetét nem terheli az erősítő bemenete és a generátor impedanciája, számításainkban elhanyagoltuk a véges generátorimpedancia hatását, ami a gyakorlati számításainkban legnagyobb hibát a kimeneti impedancia meghatározásánál okozhat. A kimeneti impedancia általános esetben függ a bemeneti oldal lezárástól, vagyis a generátorimpedanciától. A számítást ugy végezhetjük el egyszerűen, hogy a generátorimpedancia értékét az eredeti erősítőben (A-val jelölt erősítőben) vesszük figyelembe, így tulajdonképpen módosított hurokerősítést számítunk.

Az átalakitást soros visszacsatolásra végezzük el (a számítást soros feszültségvisszacsatolásra), ahogy az az 1.21 ábrán látható.



1.21 ábra

Először soros feszültségvisszacsatolást vizsgálunk. Az ábrán bemutatott "erősítő"-módosításból láthatóan Z_g impedanciáját az erősítő bemenete utáni pontokra tolta el, így módosított feszültségerősítéssel, ill. módosított hurokerősítéssel kell számolnunk. Az erősítő kimeneti feszültsége üresjárásban:

$$A_{\frac{u_1}{u_i}} = \frac{u_{ki}}{u_1},$$

A módositott erősítő átvitele üresjárásban (l. a b) ábrát):

$$A_{u_{\text{üm}}} = \frac{u_{k1\dot{u}}}{u_m} = \frac{u_{k1\dot{u}} u_1}{u_1 u_m} = A_{u_{\dot{u}}} \frac{Z_{be}}{Z_{be} + Z_g}.$$

A generátoellenállás figyelembevételével számított kimeneti impedancia a módositott feszültségerősítés ismeretében az (1.39). összefüggés felhasználásával:

$$Z'_{ki} = \frac{Z_{ki}}{1 + A_{u_{\text{üm}}} B_u} = \frac{Z_{ki}}{1 + B_u A_{u_{\dot{u}}} \frac{Z_{be}}{Z_{be} + Z_g}}. \quad (1.55)$$

Az (1.55) összefüggésből az a fizikailag könnyen belátható tény is leolvasható, hogy nulla értékű generátorimpedancia esetén a visszacsatolt erősítő kimeneti ellenállása kisebb, mint véges Z_g esetén (a soros visszacsatolás ideális hajtása $Z_g = 0$ generátorimpedanciáju). A végtelen generátorimpedanciáju (áram-generátoros) vezérlés esetén a visszacsatolt erősítő kimeneti ellenállása egyezik a visszacsatolatlan erősítőével (ekkor a beállított visszacsatolt feszültség határtalan, az erősítőre jutó u_1 -re, ezért a visszacsatolás is határtalan).

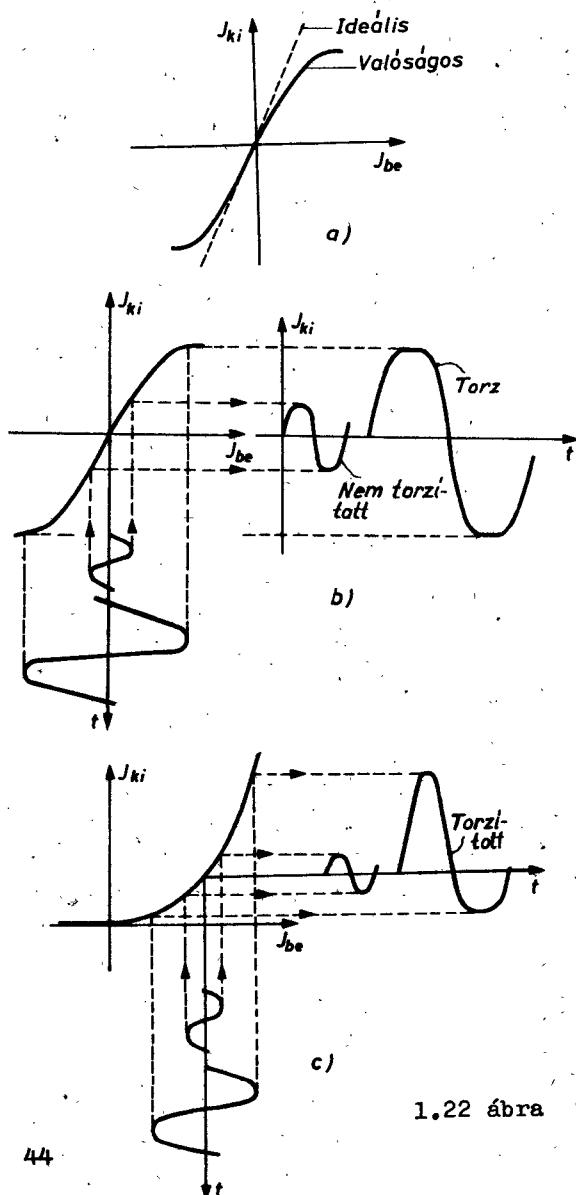
Amennyiben soros áramvisszacsatolás esetében akarjuk a generátorimpedancia hatását meghatározni, az átalakítást szintén az 1.21 ábrán láthatjuk, de ekkor a kimeneti rövidzárási áramra kell számítani u_m értékét. A kimeneti ellenállás:

$$Z'_{ki} = \frac{Z_{ki}}{1 + B_R A_S r \frac{Z_{be}}{Z_{be} + Z_g}}. \quad (1.56)$$

Párhuzamos visszacsatolás esetén a hurokerősítés módositott értékét (vagyis a módositott erősítő átvitelét) áramosztóval számolhatjuk (ekkor Z_{be} és Z_g párhuzamos).

1.7 A NEMLINEÁRIS TORZITÁS. AZ ERŐSÍTŐ TRANSZFER KARAKTERISZTIKÁJA

Az 1.3 alfejezetben tárgyaltak a lineáris erősítő fogalmát. Az ott elmondottak szerint lineáris az erősítő, ha a bemeneti, ill. kimeneti kapcsain lévő jelek között lineáris egyenletrendszerekkel megadható kapcsolat van. A gyakorlatban – mert szemléletesebb és mérhető – minden törekszünk az erősítő átvitelére jellemző transfer karakterisztika meghatározására.

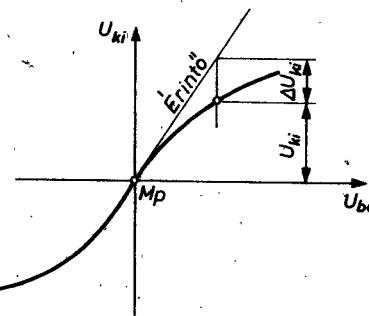


Itt jegyezzük meg, hogy a szakirodalom átviteli karakterisztika megnevezéssel sokszor valamely hálózat jellemzőjének pl. feszültségerősítésének a frekvenciafüggvényében felrajzolt átvitelét értelmezi. E jegyzetben az átviteli vagy transfer karakterisztika elnevezést a J_{ki} – J_{be} kapcsolatról használjuk. A kétféle szóhasználat nem ellentmondó, hiszen a frekvenciafüggő átvitel is J_{ki} és J_{be} kapcsolatát vizsgálja.

1.22 ábra

Transzfer karakterisztikának nevezünk a valamely kimenő jel és valamely bemenő jel közötti, általában grafikus formában adott összefüggést (1.22a ábra). A transzfer karakterisztika lineáris erősítő esetén állandó meredekségű, vagyis az erősítő választott üzemi jellemzője független a szinttől (pl. a feszültségerősítés állandó, függetlenül a bemeneti feszültség nagyságától). A szintfüggetlen üzemi jellemző (a lineáris erősítés) biztosítja, hogy a kimenő jel alakja a bemenő jel alakjával egyezik (nagyságával természletesen általában nem). Az ideális erősítő transzfer karakterisztikája egyenes.

A valóságos erősítő transzfer karakterisztikája görbült, vagy csak elegendően kis bemeneti jelszint esetén egyenes. A görbült karakterisztikánál törekszünk olyan nyugalmi pont (munkapont) kiválasztására, amely környezetében valamekkora jelszint esetén a tényleges karakterisztika egyenes szakasszal helyettesíthető. (Vagy érintővel, vagy szelővel szoktunk helyettesíteni.) L. az 1.22b és 1.22c ábrát kis jelszintű vezérlésnél. A transzfer karakterisztika görbüeltsége (egyenestől való eltérése) megadható a linearitási hibával (az 1.23 ábrán az "általános" jelek helyett feszültségeket írtunk).



1.23 ábra

A linearitási hiba több, lehetséges értelmezése közül itt a relativ linearitási hibát közöljük:

$$h = \frac{\Delta U_{ki}}{U_{ki}}, \quad (1.57)$$

ha a feszültségerősítés karakterisztikája ismert. Értékéből következhetünk a kimenő jel alakjának eltérésére a bemenetihöz viszonyítva, vagyis az erősítő torzitására. Ez a torzitás abból adódik, hogy az erősítő átviteli karakterisztikája nem egyenes, görbült, mondhatjuk, hogy nemlineáris. Ezért a karakterisztika görbületségéből származó torzitást (nem alakhű átvitelt) nemlineáris torzításnak nevezzük. A linearitási hiba tetszőleges bemeneti jelalak esetében megadható.

Gyakori bemenő, erősítendő jelalak a szinuszos jel. Ekkor célszerű a nemlinearitás mérőszámaként az un. torzítási tényezőt megadni. Szinuszos bemenő jel hatására, lineáristól eltérő átvitel esetén a kimenő jel a bemenővel azonos ismétlődési idejű, tehát periódikus, de nem szinuszos jel lesz. L. az 1.22b és 1.22c ábrát nagy jelszintű vezérlésnél. Fourier tétele értelmében ez a kimenő jel felirható szinuszos tagok összegeként, amely szinuszos tagok frekvenciái a bemeneti frekvencia egészszámu többszörösei. A kimenő jel annál jobban eltér a bemenő szinuszos alaktól (annál torzítottabb), minél több tagot (un.felharmonikust) kell felhasználni a kimenő jel jellemzésére. (vagyis minél több felharmonikus keletkezik).

A bemenő jel $J_{be} = J \cos \omega t$ függvényivel adható meg, a kimenő torzított jel a harmonikus összetevőkkel:

$$J_{ki} = J_0 + J_1 \cos \omega t + J_2 \cos 2 \omega t + \dots + J_n \cos n \omega t.$$

(A kimeneti jel felirásánál frekvenciafüggetlen átvitelt tételeztünk fel.)

A torzítási tényező (vagy "klirrfaktor") a felharmonikusok (J_2 -től felfelé) teljesitményének és az alapharmonikus teljesitményének arányából vont négyzetgyök. Ez természetesen megadható az effektív értékek négyzeteinek összegével (hiszen azonos elenállásra adnak teljesitményt), ami tovább az amplitudók négyzeteinek összegével irható fel:

$$k = \sqrt{\frac{I_2^2_{eff} + I_3^2_{eff} + \dots}{I_1^2_{eff}}} = \sqrt{\frac{I_2^2 + I_3^2 + \dots}{I_1^2}}. \quad (1.58)$$

Méréstechnikai előnyök miatt torzításmérő műszerek esetében célszerűbb a felharmonikus tartalmat a teljes kimenő torz jel teljesítményére vonatkoztatni (ekkor össztorzítási tényezőről beszélünk). Számításakor az (1.58) összefüggéshez hasonlóan járunk el, de most a nevezőben még I_1 -en kívül I_2 , I_3 stb. is szerepel.

A lineáris erősítő fogalmát a torzítási tényezővel is megadhatjuk. Lineáris az erősítő, ha szinuszos vezérlőjel esetén a kimenő jel torzítási tényezője egy előre megadott értéknél kissébb. Erősítőmérésnél, torzításmérés nélkül könnyebb linearitási tartományként kijelölni a már éppen vágott kimeneti jel (ez az "A" osztályú működés hatására - nevezhetjük maximális kivezérelhetőségnak) valamekkora hánnyadát (pl. harmadrészét).

A torzítási tényező értékének negatív visszacsatolás hatására létrejövő változásával a 3. fejezetben foglalkozunk (l. 3.3 alfejezet).

A torzítási tényező meghatározása

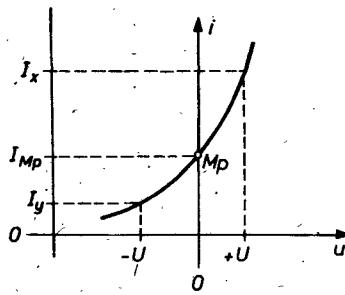
Az alábbiakban részletesebb magyarázat nélkül, inkább a közlés igényével ismertetjük a torzítási tényező számításának egyszerű módját.

Az átviteli karakterisztika matematikai megadásakor általában hatványsoros közelítést célszerű választani. Amennyiben feltételezzük, hogy a feszültség függvényében az áram adott, a karakterisztika megadható az alábbi alakban:

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2. \quad (1.60)$$

Az együtthatók számítása után $u = U \cos \omega t$ alaku vezérlést helyettesítve a hatványfüggvénybe, meghatározhatók az áram harmonikus amplitudói.

Az együtthatók a_0 , a_1 , a_2 értékeit a transzfer karakterisztika három összetartozó áram-feszültség értékének ismeretében számithatjuk, hiszen a három értékpárhoz három egyenlet rendelhető, amelyek megoldásával adódnak a keresett konstansok. Az értékpárok legcélszerűbb választása: a munkapont ill. a vezérlés két szélső értékéhez tartozó pontok felvétele (l. az 1.24 ábrát).



1.24 ábra

Különösen egyszerű a számítás, ha az áramtengelyt elcsuszsztatjuk a munkapontba, ekkor a feszültségértékek $-U$, 0 és $+U$, az áramértékek I_Y , I_{Mp} és I_X , az együtthatók:

$$a_0 = I_{Mp},$$

$$a_1 = \frac{I_X - I_Y}{2U},$$

$$a_2 = \frac{I_X + I_Y - 2I_{Mp}}{2U^2}.$$

Az $u = U \cos \omega t$ helyettesítésével az áram $i = I_0 + I_1 \cos \omega t + I_2 \cos 2\omega t$ alaku, ahol mivel I_0 a torzítás szempontjából érdektelen, csak a harmonikusok amplitudóját megadva:

$$I_1 = a_2 U = \frac{I_X - I_Y}{2}, \quad (1.61)$$

$$I_2 = \frac{a_2 U^2}{2} = \frac{I_X - 2I_{Mp} + I_Y}{4}. \quad (1.62)$$

A torzítási tényező:

$$k = \sqrt{\frac{I_2^2}{I_1^2}} = \frac{I_X - 2I_{Mp} + I_Y}{2I_X - 2I_Y}. \quad (1.63)$$

Pontosabb számítási igények vagy inflexiós ponttal rendelkező transfer esetén a karakterisztikán több pont felvételével magasabb fokszámu hatványfüggvény, ezért további felharmonikusok adódnak. Használatos az un. ötpontos analízis, amikor öt pont felvételével számítjuk az a_0, \dots, a_4 , ill. $I_0 \dots I_4$ értékeit.

A negatív visszacsatolás hatását a torzításra a 3.3 alfejezetben tárgyaljuk.

Megjegyzés: Az itt bemutatott linearitási hiba és a torzítási tényező feltétlen megkülönböztetendő a 4.2.7 pontban tárgyalt lineáris torzitástól!

2. AKTIV, VEZÉRELT ESZKÖZÖK LINEÁRIS ÜZEMMÓDJA
(összefoglalás)

Az erősítőkben alkalmazott erősítőeszközök, amelyek a vezérelt teljesítményátalakltás folyamatának legfontosabb és lly módon nélkilőzhetetlen elemei, akkor alkalmasak lineárls feladatok elvégzésére, ha önmagukban ls lineárlsak. Láttuk az 1.7 alfejezetben, hogy a llneárls átvitel között, a gyakorlatl követelmény a lineárlstól adott hlbán belüll eltérés biztosltása.

Az erősítőeszközök - az általunk tárgyaltak: bipolárls tranzisztorok, térvezérelt tranzisztorok, elektroncsövek - az adott nyugalmi beállítás, vagyis a vezérlés nélkül összetartozó feszültség- és áramérték által adott munkapont klsobb-nagyobb környezetben lineárisak, tehát a munkaponthoz képest korlátozott változások esetére adhatók meg lineáris helyettesítő képpel.

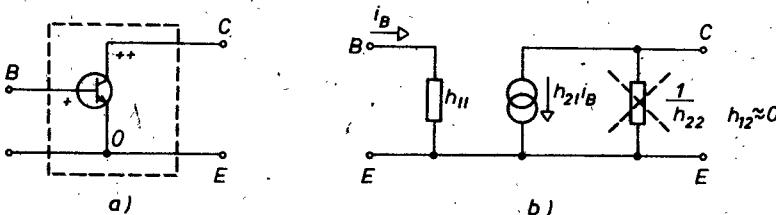
A vezérelt aktiv elem llneáris helyettesítő képe olyan lineáris elemekkel felépitett modell, amely elektromosan ekvivalens a kérdéses elemmel, tehát helyettesíti azt (az ekvivalencia nem minden tökéletes).

A helyettesítő kép adott munkapontban a munkaponthoz mért változásokra érvényes. (Rajzolható persze egyéb helyettesítő kép is, pl. egyenáramú kép vagy hőmérsékletváltozásokra adott helyettesítés.) A helyettesítő kép függ attól, milyen "sebességű" változásokra rajzoljuk. Másképpen viselkedik a tranzisztor gyors változásokra (nagyfrekvencia), mlnt lassu változásokra, (kisfrekvencia), ennek a helyettesítő képben is tükrözdnle kell, a frekvenciafüggetlen elemeket a vizsgált frekvenciatartomány növelésével kapacitásokkal fogjuk kiegészíteni, amelyek a frekvenciafüggést jelentik.

2.1 A BIPOLÁRIS TRANZISZTOR HELYETTESÍTŐ KÉPEI

A bipoláris tranzisztorra a gyakorlatban többféle helyettesítő kép használatos.

A tranzisztor helyettesíthető négypólussal, így a helyettesítő kép megadható bármelyik négypólusparaméter-rendszerrel. Ekkor a leggyakrabban a tranzisztor emitterkivezetése a be- és a kimenet közös pontja, ezért a használt paraméter előre a "földelt emitterű" jelzőt teszik megkülönböztetésül (természetesen ezekkel a paraméterekkel bármely erősítő-alapkapcsolás - l. 3. fejezetben - tárgyalható). A négypólusparaméterek nem jellemzik a tranzisztor fizikai működését, ezért un. "formális helyettesítő" képet alkotnak. A tranzisztorok szokásos négypólusparaméterei a hibrid és az admittancia paraméterek. E jegyzetben a hibrid helyettesítő kép elemeivel dolgozunk (az y paramétereket a két helyettesítő kép összevetéséből meghatározhatjuk).



2.1 ábra

A 2.1a ábrán a tranzisztor négypólusként ralzoltuk fel, a 2.1b ábrán az általunk használt "h" paraméteres tranzisztor-helyettesítő kép látható. A teljes helyettesítő képet itt nem mutatjuk be, azt a gyakorlatban minden megtehető visszahatás (h_{12}) elhanyagolásával ábrázoltuk. A 2.1b ábra tranzisztorparaméterei a karakteristikus egyenletek (amelyek Kirchoff-egyenletek) alapján definiálhatók és értelmezhetők.

A h_{11} a tranzisztor rövidzárási bemeneti impedanciája (érteke az emitteráramtól függően néhányszor 100Ω és néhányszor $10\text{ k}\Omega$ lehet, az emitterárammal fordítottan arányos, 1 mA-nél néhányszor $1\text{ k}\Omega$ nagyságrendű):

$$h_{11} = \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_B} = \frac{u_{BE}}{i_B} \quad \left| \begin{array}{l} \\ u_{CE} = 0 \end{array} \right. \quad (2.1)$$

A h_{21} a tranzisztor rövidzárási áramerősítési tényezője (nagyságrendben 10...néhány szor 100):

$$h_{21} = \frac{\partial I_C}{\partial I_B} = \frac{i_C}{i_B} \quad \left| \begin{array}{l} \\ u_{CE} = 0 \end{array} \right. \quad (2.2)$$

A tranzisztor üresjárási kimeneti vezetését, a h_{22} -vel jelzett paramétert a gyakorlati számításokban sokszor elhanyagolhatjuk, értéke nagyságrendben néhány szor 10...100 μS .

Mint már említettük, a h_{12} visszahatásparamétert mindig elhanyagoljuk (10^{-4} nagyságrendű).

A "h" paraméterek munkapont-, frekvencia- és hőmérsékletfüggése méréssel meghatározott diagramok segítségével adható meg (katalógusok gyakran közlik adott tranzisztor tipusra).

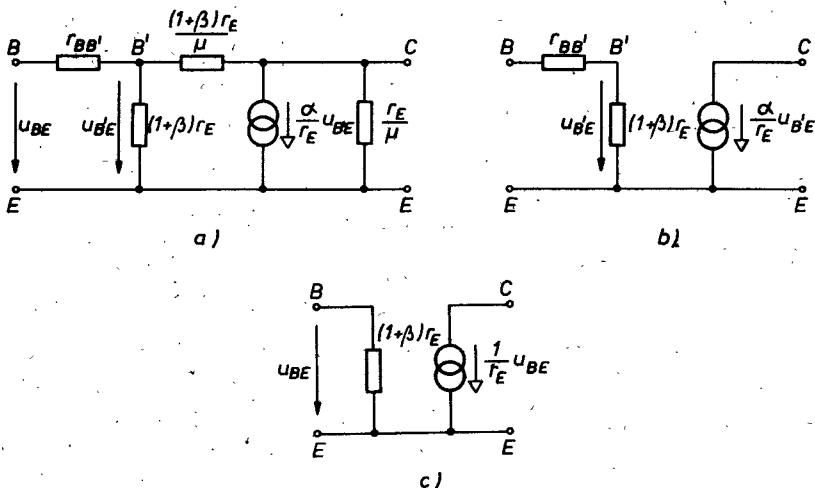
A formális helyettesítő képnél szemléletesebb képet ad a tranzisztorról az ún. hibrid π helyettesítő kép. Ez ellenállásokat és vezetéseket egyaránt tartalmaz (innen a hibrid elnevezés), mi e jegyzetben törekszünk arra, hogy a helyettesítő kép ne tartalmazzon vezetéseket, ezért a " π " elrendezés megtartásával olyan képet rajzolunk, amelynek minden passzív eleme ellenállás (vagy impedancia). Ezt a helyettesítő képet fizikai helyettesítő képpnek nevezzük, mert a tranzisztor "fizikai működéséből" adódan felrajzolható (l. a 2.2 ábrát).

A 2.2a ábrán látható helyettesítő kép fizikai paramtereinek értelmezését és meghatározását az alábbiakban foglaljuk össze:

r_E a bázis-emitter nyitott dióda dinamikus ellenállása, definíció szerint $\partial U_{BE} / \partial I_E$. A definicióból a deriválást elvégezve értékére könnyen kezelhető összefüggés adódik, ebből r_E számolható:

$$r_E = \frac{U_{Term}}{I_{E_0}}, \quad (2.3)$$

ahol I_{E0} a munkaponti emitteráram, $U_{T\text{erm}} = 26 \text{ mV}$ szobahőmérsékleten. Láthatóan növekvő árammal csökken r_E értéke.



2.2 ábra

β a közös emitterű elrendezésben működő tranzisztor (l. a 2.1a ábrát) rövidzárási áramerősítési tényezője. Értéke nagy és kis emitteráramoknál csökken, közepes áramok esetén munkapontfüggetlennek vehető. A későbbiekben frekvenciafüggését is mutatjuk. Katalógusok minden közlik adott tranzisztorra β értékét (50...500).

μ a bázisszélesség-változást leíró visszahatásparaméter. Növekvő kollektor-bázis feszültség esetén gyökösen csökken. Értéke 10^{-4} nagyságrendű.

α a közös bázisu elrendezésben működő tranzisztor rövidzárási áramerősítési tényezője. Értéke közel egy ($\alpha = \beta/(1+\beta)$).

$r_{BB'}$, a bázishozzávezetés és az aktiv bázispont közötti rétegellenállás. Értéke munkapontfüggetlennek tekinthető, a katalogusok nem minden esetben adják meg. Tranzisztorról függően $10...300\Omega$ közötti értékű, a vele sorbakapcsolódó $(1+\beta)r_E$ mellett sokszor elhanyagolható (l. a 2.2c ábrát).

α/r_E a tranzisztor belső bázispontra (B' -re, ez a tokon belüli fiktív pont) vonatkoztatott meredeksége. Szokásos jelölései g_m vagy g_b . Mivel α értéke közel egy, számolhatunk az

$1/r_E$ összefüggéssel, ami U_{Term} helyettesítése után 40 I_{E0} számítási módot adja, láthatóan a munkaponti emitteráramtól fügően széles értéktartományú a meredekség. (Kisjelű üzemben 10...100 mA/V.)

Az 2.2b ábra szerinti helyettesítő képbén μ kis értéke miatt elhanyagolhattuk a visszahatásra jellemző ellenállást $((1+\beta)r_E/\mu)$, értéke néhány MΩ és a tranzisztor kimeneti ellenállását $(r_E/\mu-t)$, értéke néhányszor 10 kΩ-tól 100 kΩ nagyságú.

A formális és fizikai paraméterek egymásba átszámolhatók. A számítások részletezése nélkül közöljük:

$$r_{BB} + (1+\beta)r_E = h_{11}, \quad (2.4)$$

$$\beta = h_{21}, \quad (2.5)$$

$$\mu \approx h_{12}, \quad (2.6)$$

$$\frac{\mu}{r_E} \approx h_{22}. \quad (2.7)$$

Gyakran használatos paraméter: a tranzisztor áramgenerátorának áramát a bázis-emitter közötti feszültséggel vezérelve a forrásáram S_{BE} nagysága,

ahol

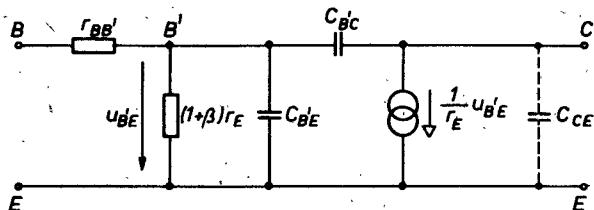
$$S = \frac{h_{21}}{h_{11}} \quad (2.8)$$

a tranzisztor meredeksége. Értéke kisebb, mint a belső meredék-ség, bár számításainkban r_{BB} elhanyagolásával sokszor nem tesszük különbséget a két meredekségérték között.

Az előzőekben ismertetett helyettesítő képek a tranzisztor frekvenciafüggetlennek ábrázolták (valós elemekkel dolgoztunk), ez azonban csak bizonyos frekvenciatartományra igaz, nevezük ezt kis és közepe frekvenciatartománynak. Ezekhez a tartományokhoz képest növekvő frekvencia esetében a frekvenciafüggést is modellezni kell; általában elegendő a nyitott, bázis-emitter dióda és a zárt bázis-kollektor dióda kapacitásait figyelembe venni (l. a 2.3 ábrát). Az ábrán szaggatottan megraj-

zoltuk a kollektor-emitter kapacitást is, számításainkban hatását elhanyagolhatjuk, mert a megépitett áramkörökben az ezzel párhuzamosan kapcsolódó kapacitásértékek dominálnak (l. a 4. fejezetben). C_{CE} értéke nagyságrendben 1...10 pF.

A nyitott B-E dióda diffuziós kapacitása a $C_{B'E}$ jelű kapacitás, amelynek értéke a munkaponti emitteráram növelésével arányosan növekszik. Katalógus vagy közvetlenül megadja, vagy a tranzitfrekvencia (l. később) megadott értékéből számítható. A $C_{B'E}$ kis és közepes áramú tranzisztorok esetén tipustól függően 1 pF...100 pF nagyságrendű. (Itt jegyezzük meg, hogy az általában között nagyságrendi adatok a tipikus értékeket igyeksznek bemutatni, ez nem azt jelenti, hogy speciális alkalmazásokban nem lehet több nagyságrend eltérés is a megadottakhoz képest. Pl. nagyáramú teljesítménytranzisztorok $C_{B'E}$ kapacitása többszáz nF is lehet.)



2.3 ábra

A lezárt C-B dióda rétegkapacitása a $C_{B'C}$ jelű kapacitás. Értéke a záróirányú feszültség gyökével fordítva arányos és jóval kisebb $C_{B'E}$ -nél (0,2 pF...100 pF). Bár minden kapacitás munkapontfüggő, számításainkban ettől gyakran eltekintünk.

Az emlitett tranzisztorkapacitások miatt a rövidzárási áramerősítési tényező, β is frekvenciafüggővé válik az alábbi jelleggel:

$$\beta \approx \frac{\beta_0}{1 + \frac{j\omega}{\omega_\beta}} \quad (2.9)$$

ahol β_0 a frekvenciafüggetlen tartomány áramerősítése (katalógus ezt megadja), ω_β a rövidzárási áramerősítési tényező földelt emitterű elrendezésben mért határfrekvenciája, ennek definiíciját később közeljük.

Az ω_B a következőképpen számítható:

$$\omega_B = \frac{1}{(1 + \beta) r_E (C_{B,E} + C_{B,C})}. \quad (2.10)$$

A katalógusok a határfrekvencia értékét vagy közvetlenül, vagy közvetve, további tranzisztor-határfrekvenciákon keresztül adják meg.

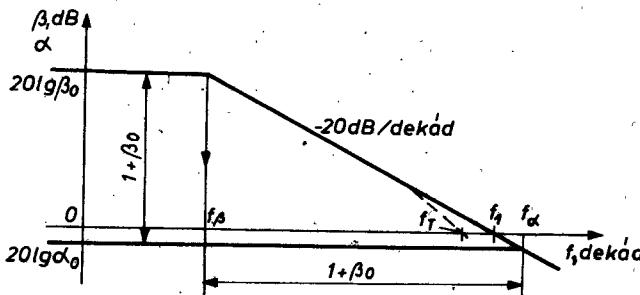
A tranzisztor határfrekvenciáinak értelmezése:

f_β ahol β a kisfrekvenciás értékéhez képest 3 dB-lel csökken;

f_1 ahol β egységnyi értékű (0 dB) lesz (feltételezve a -20 dB/dekád meredekségű β változást);

f_T tranzitfrekvencia, ahol β egységnyi értékű lesz (a β tényleges változási meredeksége nagyobb, mint -20 dB/dekád);

f_α ahol α a kisfrekvenciás értékéhez képest 3 dB-lel csökken.



2.4 ábra

A határfrekvenciákat szemléletesen a 2.4 ábrán mutatjuk be. Az ábráról leolvasható, hogy f_T , f_1 és f_α közel egyenlők egymással, ezért bármelyiket is adja meg a katalógus, a másik kettő is ismert. Értékkömböl az α és β ismert arányának segítségével

$$\frac{\alpha_0}{\beta_0} = 1 + \beta_0 \quad (2.11)$$

felirható, számítható az f_β is. A határfrekvenciákra a gyakorlatban megfelelő közelítéssel:

$$f_T \approx f_l \approx f_\alpha \approx \beta \cdot f_\beta . \quad (2.12)$$

Megjegyezzük, hogy a formális paraméterekkel is megadható a tranzisztor frekvenciafüggése (hiszen azok komplex mennyiségek körében képzetes részükkel a kapacitív elemeket képviselik). Katalógusok gyakran grafikonok segítségével közlik a paraméterek frekvenciafüggését.

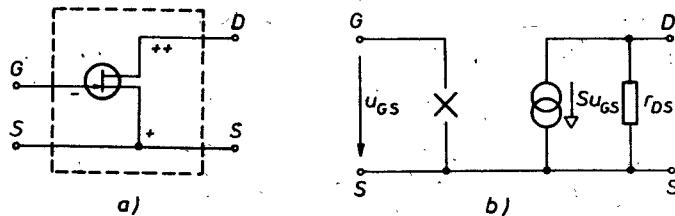
2.2 TÉRVEZÉRELT TRANZISZTOROK LINEÁRIS HELYETTESITŐ KÉPE

A különböző elven működő térvezérlésű tranzisztorok (röviden: FET) első közelítésben azonos helyettesítő képpel adhatók meg. (Hat tipust különböztetünk meg, záróréteges FET, kiürítéses MOSFET és növekményes MOSFET, mindegyik lehet "p", ill."n"-csatornás változat.)

A FET bemeneti gate-árama $nA...pA$ nagyságrendű, így elhanyagolható, szakadással helyettesíthető a bemeneti ellenállás (szokás a gate kivezetést vezérlőelektródának is nevezni).

A FET drain-(kollektor)-árama a bemeneten lévő feszültségváltozással vezérelhető, ezért feszültségvezérelt áramgenerátor van a kimeneten, amelynek belső ellenállása, vagyis a FET kimeneti ellenállása esetenként elhanyagolható.

A FET sávközépi kisjelű, lineáris helyettesítő képe a 2.5 ábrán látható. Az angol elnevezésű (gate, drain, source) kivezetések helyett szokásos a vezérlőelektróda, kollektor, emitter elnevezés is (ezek jelölése V, C, E).



2.5. ábra

A FET meredeksége meghatározható az eszköz tránszfer karakterisztikából (az I_D - U_{GS} karakterisztikából), egyezik annak adott pontjába (a munkapontba) húzott érintőjével:

$$S = \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} = - \frac{2I_{DSS}}{U_p^2} (U_p - U_{GS}) \quad (2.13)$$

ahol I_{DSS} az $U_{GS} = 0$ V esetén folyó drain-áram; U_p az elzáródási feszültség, amelynél nagyobb U_{DS} esetén az I_D közel független U_{DS} -től.

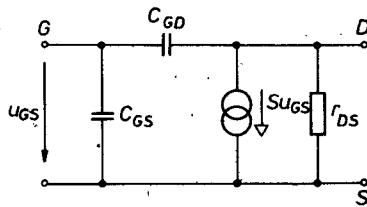
A meredekség nagyságrendben 1...30 mA/V, sokkal kisebb, mint az ugyanakkora kollektoráramú tranzisztoré. A katalógus sokszor a maximális meredekséget adja meg, (ami $2I_{DSS}/U_p$ összefüggéssel számolható). Az S értéke az I_D növekedésével közel négyzetgyökön növekszik.

A FET rövidzárási kimeneti ellenállásának definíciója egyezik a hagyományos tranzisztornál megadott összefüggéssel

$$r_{DS} = r_{CE} = \frac{\partial U_{DS}}{\partial I_D}. \quad (2.14)$$

Értéke nagyságrendben néhányszor $10 \text{ k}\Omega$ -tól $100 \text{ k}\Omega$, ezért hasonló indokok miatt, mint a bipoláris tranzisztornál, sokszor eihanyagoljuk.

A helyettesítő elemeket az elzáródásos tartományban határoztuk meg, amelynek határa az elzáródási feszültség (vagy könyökfeszültség).



2.6 ábra

Az előbbi elemekkel felépített helyettesítő kép a frekvencia növelésével valamekkora frekvencián tul érvényét veszti, és

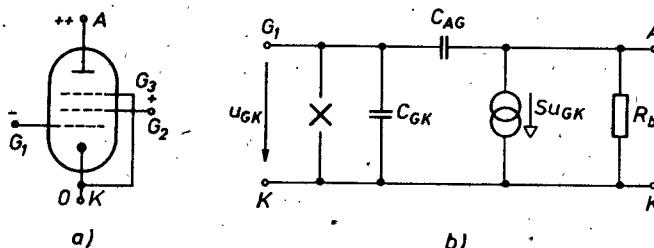
ezért ki kell egészítenünk azt a FET frekvenciafüggéséből adódó elemekkel. Mivel a vezérlőelektróda és az emitter, valamint a vezérlőelektróda és a kollektor között lezárt p-n átmenet van, itt a rétegkapacitások jelentik a frekvenciafüggést. A 2.6 ábrán a kis és közepes frekvenciákra rajzolt (sávközéplgnek is nevezett) helyettesítő kép C_{GS} és C_{GD} jelű kapacitásokkal kiegészített elrendezését mutatjuk be. Ezek a kapacitások pF nagyságrendűek.

Megjegyezzük, hogy a FET bemeneti ellenállása a frekvencia növelésével csökken. Néhányszor 10 MHz, néhányszor 100 MHz nagyságú frekvenciákon a bemeneti ellenállás nem hanyagolható el, értéke néhány $k\Omega$ és 100 Ω közötti!

A FET helyettesítő képének paraméteréről tartalmazzák. A megadási mód sokszor "y" négypólusparaméteres. Katalógusok közlik egyben a paraméterek munkapont-, hőmérséklet- és frekvenciafüggését is.

2.3 AZ ELEKTRONCSÓ HELYETTESITŐ KÉPE

Az elektroncsövek jelentősége az erősítőtechnikában rohamosan csökken. A teljesség miatt vázlatosan közöljük a pentóda lineáris helyettesítő képről feltétlen szükséges tudnivalókat. (A trióda hasonlóan tárgyalható a pentódához, kisebb eltérések a paraméterek nagyságrendi adataiból adódnak). A pentóda helyettesítő képe a 2.7 ábrán látható.



2.7 ábra

A pentóda meredeksége (S) nagyságrendben néhányszor 10 mA/V , és értéke növekvő anódárammal gyökösen növekszik. Kimeneti ellenállása (R_b belső ellenállásnak nevezik) nagyságrendben néhányszor $100 \text{ k}\Omega$, értéke növekvő árammal gyökösen csökken. Az anód-rács (C_{AG}) és rács-katód (C_{GK}) közötti kapacitások pF nagyságrendűek. A sávközépi helyettesítő kép C_{AG} és C_{GK} elhagyásával nyerhető.

Bár a térvezérelt tranzisztor tipikusan kisfeszültségű (néhányszor 10 V) alkatrész, az elektroncső tipikusan nagy feszültségű (néhányszor 100 V) alkatrész, mégis bizonyos analógia található a két eszköz között. Munkapontbeállítási megoldásuk egyező (nem folyik bemeneti áram), és a 2.6 ill. 2.7 ábrák összehasonlításából következtehetően váltakozzáramú viselkedésük (itt is eltekintve a változási szintek nagyságától) is közel hasonlóan irható le.

Megjegyzés: e fejezetben közölt helyettesítő képek, ill. a helyettesítő elemek értékének számításához szükséges munkaponti adatok meghatározása (a munkapontbeállító hálózatok és azok vizsgálata) az Elektronikus áramkörök I.A jegyzetben részletesebben megtalálhatók, itt csak az ismeretanyag nélkülözhetetlen részeit foglaltuk össze esetleges kiegészítésekkel.

3. ERŐSÍTŐ ALAPKAPCSOLÁSOK

Az erősítő - mint az előző fejezetben láttuk - vezérelt teljesítményatalakitást végez; a tápegységből felvett egyenáramú teljesítményt alakítja át valamelykorá hatásfokkal a terhelés számára a vezérlésnek megfelelően. A vezérelt teljesítményatalakitás aktiv, vezérelhető elem nélkül megvalósíthatatlan. Az aktiv, vezérelhető elem, az erősítőszküz bizonyos beállításait (pl. munkapontbeállítás, szükséges erősítés biztosítása stb.) általában további áramköri elemek, hálózatok végzik, ezek lehetnek aktiv, ill. passzív jellegűek.

Az erősítőt alkotó elemek sokféle változatban kapcsolhatók össze, így funkcióra is, áramköri kapcsolásra is sokféle erősítő képzelhető el, ill. használatos. Ezek az erősítőkapcsolások minden viszavezethetők, lebonthatók egyszerű, alapvető áramkörökre. Ezeket az alapvető áramköröket nevezzük alapkapcsolásoknak.

Elképzelhető olyan tárgyalási mód, amelyben külön értelmezzük az aszimmetrikus és külön a szimmetrikus erősítő alapkapcsolásait, e jegyzetben ilyen értelemben nem választjuk szét az alapáramköröket, a szimmetrikus erősítő alapvető kapcsolásai is lebonthatók a következőkben ismertetendő áramkörökre.

Vizsgálatainkat általában szinuszos vezérlés esetén végezzük. Feltételezzük, hogy az olvasó a vezérelt aktiv elem munkapontbeállítását, valamint az alapkapcsolások működésének grafikus vizsgálatát ismeri (mindkét téma kör az Elektronikus áramkörök I.A. jegyzetben megtalálható). Ismertnek tételezzük fel továbbá az előző fejezetek anyagát (1. és 2. fejezet).

3.1 ALAPKAPCSOLÁS-TIPUSOK

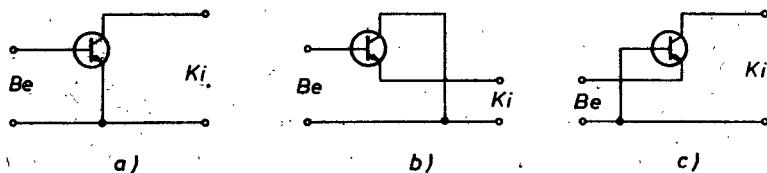
Az alapkapcsolásokat először olyan frekvenciatartományban vizsgáljuk, ahol az erősítő minden eleme valósnak, frekvencia-függetlennek tekinthető, ezt sávközépi frekvenciatartománynak nevezzük.

Három alapvető áramkori elrendezést (alapkapcsolást) különböztetünk meg attól függően, hogy az erősítőelem kivezetései közül melyik a bemenet és kimenet közös pontja, vagyis az erősítőelem hogyan helyezkedik el a vezérlés és terhelés között.

Az alapkapcsolások elnevezését bipoláris tranzisztorra mutatjuk meg:

- ha a bemenet a bázis és a közös (nulla potenciálu) pont, a kimenet a kollektor és a közös pont, földelt emitterü vagy közös emitterü erősítőről beszélünk;
- ha a bemenet a bázis és közös pont, a kimenet az emitter és a közös pont, földelt kollektortu vagy közös kollektortu erősítőről beszélünk;
- ha a bemenet az emitter és a közös pont, a kimenet a kollektor és a közös pont, földelt bázisu vagy közös bázisu erősítőről beszélünk.

(Láthatóan a tranzisztor helyzetét vizsgáltuk a vezérlés, a változások szempontjából, l. a 3.1 ábrát.)



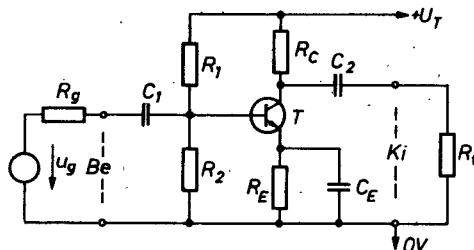
3.1 ábra

Mindhárom alapkapcsolásban a tranzisztor erősítő (aktiv) tartományban dolgozik, ezt a munkapontbeállító hálózat biztosítja, ami független az alapkapcsolástól, vagyis adott beállító hálózáttal bármelyik alapkapcsolás tranzisztorának biztosítható a munkapontja.

3.2 FÖLDELT EMITTERÜ ERŐSÍTŐ

3.2.1 Földelt emitterü erősítő bipoláris tranzisztorral

A földelt emitterü erősítő elvi kapcsolása a 3.2 ábrán látható. (Lehetséges más munkapontbeállítás is.) A vezérlőjel a tranzisztor bázisa és a vonatkoztatási pont, a kimenő jel a kollektor és a vonatkoztatási pont között mérhető.



3.2 ábra

Az elemek szerepe: R_1 , R_2 , R_E munkapontbeállító és munkapontstabilizáló, R_C munkaellenállás, a C_1 és C_2 egyenáramulag leválasztó, a C_E impedanciája váltakozáramulag "hidegít", sönötöli az emitterellenállást, így az emittert váltakozáramulag földpotenciálra köti, a tranzisztor az aktív vezérelt elem. A tápegység egyenteljesítményét alakítjuk át a generátor által kiáltott ütemben váltakozó teljesítményé és a felerősített feszültséget (vagy áramot) a terhelés (R_t) használja fel.

Fizikai működés: tételezzük fel, hogy az erősítő bemenetére (a C_1 csatolókondenzátor előtt) pozitív félperiódusu jel érkezik, ez a vizsgált frekvenciatartományban - mivel C_1 és C_E impedanciája itt nulla - a tranzisztor B-E diódájára kerül, azt jobban nyitja és növeli a bázisáramot. A bázisáram növekedéssel β -szoros a kollektoráram növekedése, ezzel növekszik az R_C -n lévő feszültség. A tápfeszültség vezérlés közben nem változtatja meg a feszültségét (az ábrán 0 V-tal és $+U_T$ -vel jelölt pontok közé kapcsolt U_T feszültség állandó, ezért az a vezérlés szempontjából rövidzárral helyettesíthető), a kollektorpont kisséből pozitív feszültségre kerül, és a változásokra nulla értékű impedanciáju C_2 miatt a terhelésen lévő feszültség is csök-

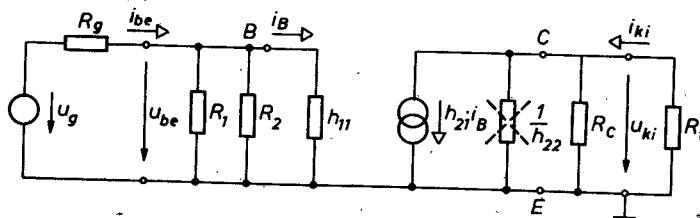
ken a nyugalmi kimeneti feszültséghoz (0 V-hoz) képest, tehát a kimeneti feszültség negatív irányban változik.

A földelt emitterű erősítő a bemenetre kapcsolt feszültség-változással ellentétes irányú feszültségváltozást ad a kimenetén, vagyis a kapcsolás fázist fordít.

Az erősítőjellemzők számításánál minden adott R_g és R_t esetére számolunk, tehát üzemi jellemzőt határozunk meg.

A módszerünk általában az lesz, hogy felrajzoljuk az erősítő sávközépi helyettesítő képet, definiáljuk a keresett üzemi jellemzőt, berajzoljuk a definíció mennyiségeinek nyilirányait és a Kirchoff-egyenletek segítségével meghatározzuk azok nagyságát.

A helyettesítő kép rajzolásánál célszerű az aktiv vezérelt elem helyettesítő képből indulni, majd a közös potenciálu ("föld") pontot kijelölni, végül berajzolni az elemeket, figyelembe véve, hogy a tápfeszültség helyett rövidzárt (ℓ . előbb), a csatoló és "hildigitő" (most C_E) kondenzátorok helyett is rövidzárt rajzolhatunk. A 3.2 ábra földelt emitterű erősítőjének kisjelű helyettesítő képét a 3.3 ábrán rajzoltuk meg. A "kisjelű" azt jelenti, hogy a vezérlőjel csak akkora változásokat eredményez a munkapont környezetében, amelyre még lineáris működésű az erősítő.



3.3 ábra

A feszültségerősítés a helyettesítő képből számolható a definíció alapján:

$$A_u = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{-h_{21} i_B \left(\frac{1}{h_{22}} \times R_C \times R_t \right)}{h_{11} i_B} = -\frac{h_{21}}{h_{11}} \left(\frac{1}{h_{22}} \times R_C \times R_t \right).$$

Fenti összefüggést a gyakorlatban általában az alábbi közelítéssel alkalmazzuk:

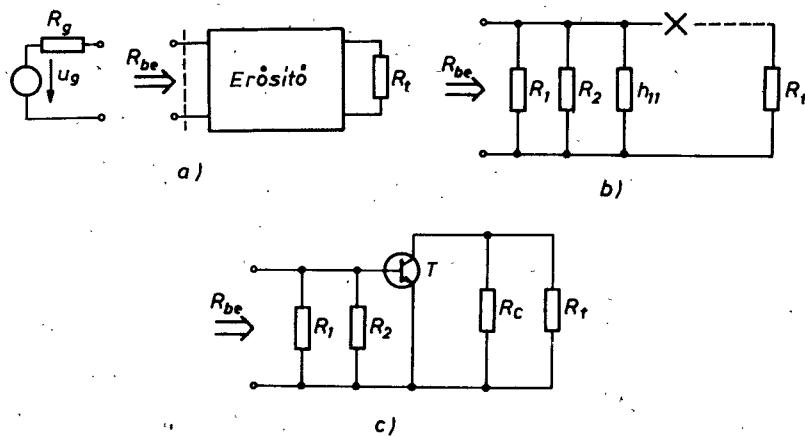
$$A_u \approx -S (R_C \times R_t) \approx -\frac{1}{r_E} (R_C \times R_t), \quad (3.1)$$

ahol először az $1/h_{22}$ -t, majd az r_{BB} -t hagyagoltuk el. (Vigyázat! r_E nem az emitterellenállás, hanem a B-E dióda differenciális ellenállása, ill. $1/r_E$ itt a tranzisztor belső meredek sége.)

A feszültségerősítés abszolutértékének nagyságrendje néhányszor 10 ... néhányszor 100.

$$R_{be} = \frac{u_{be}}{i_{be}} = \frac{i_{be} (R_1 \times R_2 \times h_{11})}{i_{be}} = R_1 \times R_2 \times h_{11}. \quad (3.2)$$

A bemeneti ellenállás a h_{11} miatt függ a nyugalmi emitteráramtól: 1 mA-es áramnál nagyságrendben néhányszor 1 kΩ.



3.4 ábra

A bemeneti ellenállás "szemléletből" is meghatározható: amit a generátor "lát" adott terhelés esetén (*l.* az 1.3 alfejezetet, ill. a 3.4 ábrát). A bemeneti ellenállás (3.2) összefüggéséből, ill. a 3.4b ábrából látható, hogy most terheléstől független az R_{be} . A tranzisztor adja a kapcsolatot a bemenet és kiimenet között, a kollektor és bázis közötti ellenállást végtelennek tételezzük fel (*l.* a 2.2 ábrát), ezért a bemenetről nem "láttuk" a terhelést: az erősítőt átlátszatlan erősítőnek is nevezhetjük.

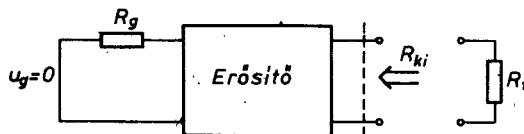
A kimeneti ellenállás:

$$R_{ki} = -\frac{u_{ki}}{i_{ki}} = -\frac{-h_{21}i_B \left(\frac{1}{h_{22}} \times R_C \right)}{h_{21}i_B} = \frac{1}{h_{22}} \times R_C \approx R_C \quad (3.3)$$

(a közelítést $1/h_{22}$ elhanyagolásával - általában jóval nagyobb, mint R_C - végeztük).

A kimeneti ellenállás nagyságrendben többszáz Ω -tól néhány szor 1 k Ω értékű.

A kimeneti ellenállás meghatározható szemléletből, hasonlóan a bemenetihez, csak itt a kimeneti kapcsokról kell "visszánézni", és az a kimeneti ellenállás, amit a "terhelés lát" adott bemeneti oldali lezárás (R_g adott) esetén. Ezt szemléltetjük a 3.5 ábrán.



3.5 ábra

Vigyázat! a kimeneti ellenállás nem tartalmazza a terhelést!

A földelt emitterű erősítő átlátszatlan, így a kimeneti impedancia független a bemenet lezárásától, vagyis a hajtó áramkör impedanciájától.

Az áramerősítés számításakor célszerű a kimeneti áramot a forrásárammal ($h_{21}i_B$ -vel), a bemeneti áramot pedig a forrásáramot vezérlő árammal (i_B -vel) kifejezni, ez azt jelenti, hogy mind a kimeneti, mind a bemeneti körben áramosztóval számolunk. A tranzisztor kimeneti ellenállását, $1/h_{22}$ -t elhanyagoltuk.

$$A_1 = \frac{i_{ki}}{i_{be}} \approx \frac{\frac{h_{21}i_B}{R_C + R_t}}{\frac{R_1 \times R_2 + h_{11}}{R_1 \times R_2}} = h_{21} \frac{R_C}{R_C + R_t} \frac{R_1 \times R_2}{R_1 \times R_2 + h_{11}} \quad (3.4)$$

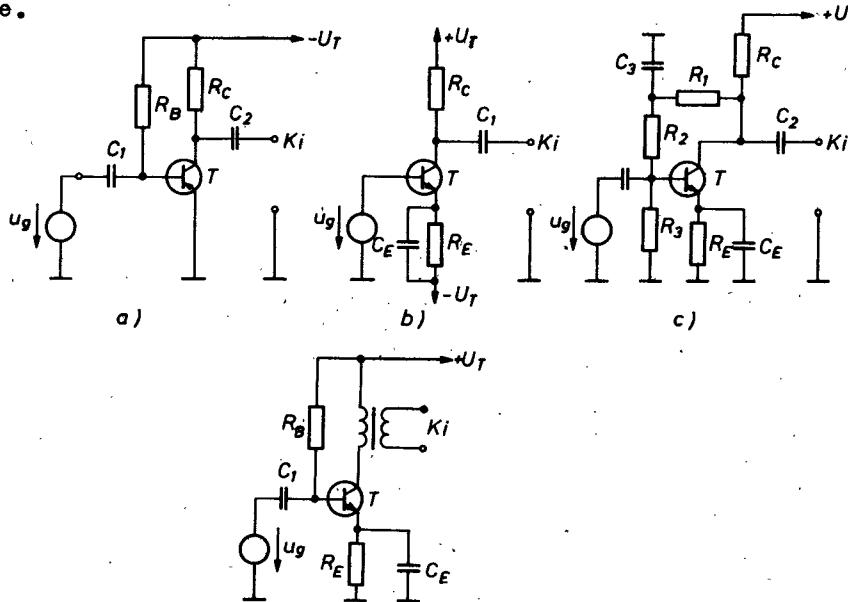
Az áramerősítés értéke nagyságrendben a tranzisztor rövidzárási áramerősítési tényezőjével egyező, de annál mindig kisebb (ill. annál nagyobb nem lehet) és a földelt emitterű erősítő növekvő bemeneti áram esetén növekvő kimeneti áramot hoz létre. Nagyságrendben néhányszor 10 ... néhányszor 100 értékű az áramerősítés.

Számitható az erősítő teljesítményerősítése is: $A_p = -A_u A_i$ (ez nagyságrendben $10^2 \dots 10^4$, tehát A_p -szer nagyobb a kimeneten mérhető teljesítmény, mint amekkora a vezérléshez szükséges).

Az erősítőt lineáris üzemben akarjuk működtetni, ehhez a bemenetre kerülő vezérlőjelnek adott tartományon belül kell maradnia (l. az 1.6 alfejezetet). A bemenetre kapcsolt feszültség néhányszor 10 mV lehet (függően a munkaponttól, a tápfeszültségtől, az erősítéstől). Gyakorlati adatként: 1%-os torzítási tényező esetén a bemeneti feszültség nem lehet nagyobb 2 mV-nál.

A földelt emitterű erősítő jellemzői közül talán legfontosabb a feszültségerősítés, az áramkört leggyakrabban feszültségerősítőként alkalmazzuk gyakorlati kapcsolásokban.

A 3.6 ábrán további földelt emitterű erősítőket mutatunk be.



d) 3.6 ábra

A 3.6a ábrán "pnp" jellegű tranzisztorral felépített, földelt emitterű erősítő rajzoltunk. A számításaink és végeredményeink függetlenek a tranzisztor jellegétől, erre a tranzisztorra ugyanolyan helyettesítő kép adható, mint az npn jellegüre. A kétféle tranzisztor más-más polaritásu tápfeszültséget igényel, ebből adódóan az áramkörben lévő elektrolitkondenzátorok bekötésére ügyelni kell. Az áramkör fizikai működése a fentebb ismertetett működéssel értelemszerűen egyezik (a negatív bemenőjel-változásra nyit jobban a tranzisztor, így a kollektoráram növekedése miatt a negatív tápfeszültségtől távolodó kollektor-föld feszültség mérhető, ez csökkenő negativot, vagyis pozitív irányú kimeneti feszültségváltozást jelent). A felrajzolt áramkör csak kisebb igényeket elégithet ki, a munkaponti stabilitás nem megfelelő (nincs emitterellenállás).

A b/ ábra kettős tápfeszültségről üzemel, a nyugalmi bázisfeszültséget és bázisáramot a generátoron keresztül biztosítjuk (l. részletesen a 6. fejezetet).

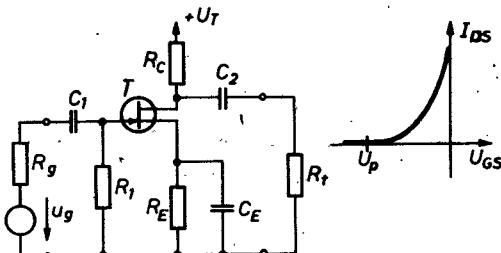
A c/ ábra kettős munkapontstabilizálást alkalmazó áramkört mutat be. Növekvő hőmérséklettel a kollektoráram növekedését igyekszik megakadályozni az R_E (ugy, hogy a rajta növekvő egyenfeszültség nem engedi jobban nyitni a B-E diódát) és az $R_1 + R_2$ (ugy, hogy a növekvő kollektoregyenáram miatt csökkenő kollektorfeszültség leosztott értékét teszi a bázisra, tehát nem engedi jobban nyitni a B-E diódát). C₃ szerepe, hogy a kimenettel azonos váltakozó potenciálon lévő kollektorfeszültség hasznos vezérlésből adódó változásait ne vigyük vissza a bázisra, vagyis R_1 és R_2 ne okozzon váltakozóáramú visszacsatolást. (Egyenáramú visszacsatolást mind R_1 és R_2 , mind R_E létrehoz, ezen alapszik a munkapontstabilizálás.)

A d/ ábra a kollektorköri változásokat transzformátorral továbbítja a terhelés felé (az áramkörrel részletesen a 7. fejezetben foglalkozunk).

3.2.2 Térvezérelt tranzisztoros, földelt emitterű erősítő

A 2.2 alfejezetben említettük, hogy a térvezérelt tranzisztor kivezetéseit szokás a hagyományos tranzisztor kivezeté-

sek elnevezésével is illetnél (a source-kivezetésnek felel meg az emlőter), ezért terjedt el a címben alkalmazott szóhasználat.



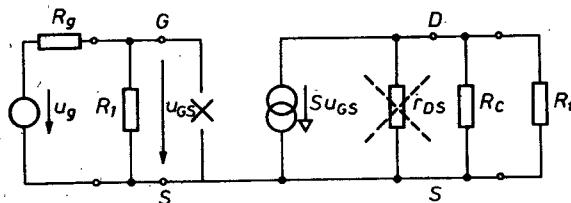
3.7 ábra

Az áramkör egyik lehetséges vázlata a 3.7 ábrán látható, az ellenállások indexeit egyezően jelöltük a bipoláris tranzisztorral alkalmazottakkal. Az egyszerűség miatt a továbbiakban általában n csatornás záróréteges, térvezérelt tranzisztorat rajzolunk.

Az elemek szerepe: a munkapontbeállítást R_I és R_E végzi (U_{GS} egyezik az R_E -n lévő feszültséggel, hiszen a gate-áram nulla, így R_I -en nincs feszültség, a gate zérus potenciálon van, tehát a gate az emlőterhez képest negatív potenciálra került), R_C munkaellenállás. A C_1 és C_2 egyenáramulag elválasztják a generátorot, ill. a terhelést (így azok a FET munkapont-beállítását nem befolyásolják), impedanciájuk, valamint C_E impedanclája a világítás frekvenciatartományban (sávközépen) nagyon kicsi, közel nulla ohm (pontosabban l. a 4. fejezetben).

Az áramkör fizikal működése: tételezzük fel, hogy a bemenetre a hajtó hálózatból pozitív irányba változó feszültség érkezik, ekkor a vezérlőelektron (gate) az emlőterhez (source) képest kisebb záróirányú feszültséget kap, a FET kollektorárama (I_D) növekszik (l. a 3.6 ábra transzfer karakteristikáját, abban egy felvett munkaponthoz képest világítjuk a változásokat). Az I_D növekedésével a kollektorellenállásban lévő feszültség növekszik. Mivel U_T értéke vezérléstől függetlenül állandó, az U_D feszültség távolodik a tápfeszültségtől (a nulla potenciálu ponttól mérve), tehát a kimenő jel a nyugalmi értékéhez

képest negativabb lesz. Az áramkör pozitív bemenőjel-változás esetén negatív kimenőjel-változást ad, tehát fázist fordít.



3.8 ábra

Az erősítő helyettesítő képe a 3.8 ábrán látható. A helyettesítő kép alapján az erősítőjellemzők számíthatók.

A feszültségerősítés:

$$A_u = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{-S_{u_{GS}} (r_{DS} \times R_C \times R_t)}{u_{GS}} \approx -S (R_C \times R_t). \quad (3.5)$$

A feszültségerősítés abszolutértéke nagyságrendben 10 körüli, tehát sokkal kisebb, mint a hasonló értékű $R_C \times R_t$ -vel adott bipoláris tranzisztoru földelt emitterű.

A bemeneti ellenállást a FET végtelen bemeneti ellenállása miatt R_1 adja:

$$R_{be} = \frac{u_{be}}{i_{be}} = R_1. \quad (3.6)$$

Nagyságrendben néhányszor $1 \text{ M}\Omega$.

A kimeneti ellenállás:

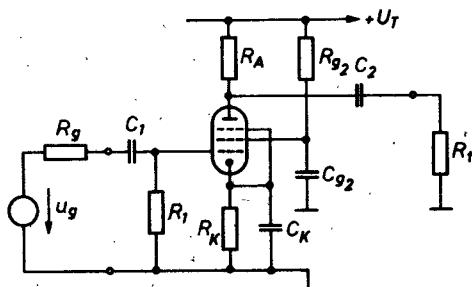
$$R_{ki} = -\frac{u_{ki,ü}}{i_{ki,r}} = \frac{-S_{u_{GS}} (r_{DS} \times R_C)}{S_{u_{GS}}} = r_{DS} \times R_C \approx R_C. \quad (3.7)$$

Nagyságrendben többszáz Ω és néhányszor $1 \text{ k}\Omega$ között.

Az áramerősítés számítását nem végezzük el. Mivel a FET tipikusan feszültségvezérelt eszköz (vezérléshez nulla áram szükséges), a bemeneti áramot R_1 és u_{be} határozza meg. A_i néhányszor 10^3 nagyságrendű.

3.2.3 Földelt katódú erősítő

Elvi kapcsolásl rajza a 3.9 ábrán látható, helyettesítő képe az előzőekben rajzolt képek meghatározásának ismeretében elvégezhető (a pentóda helyettesítő képe a 2.3 alfejezetben).



3.9 ábra

Itt a számítások mellőzésével csak a végeredményeket közöljük:

$$A_u = -S(R_A \times R_t), \quad (3.8)$$

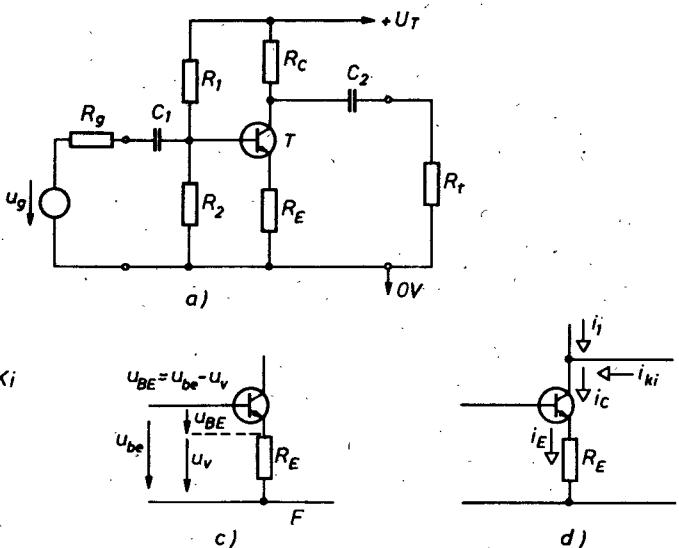
$$R_{be} = R_1, \quad (3.9)$$

$$R_{kl} = R_b \times R_A \approx R_A. \quad (3.10)$$

3.3 FÖLDELT EMITTERÜ ERŐSÍTŐ EMITTERKÖRI VISSZACSATOLÁSSAL (SOROS ÁRAMVISSZACSATOLT, FÖLDELT EMITTERÜ ERŐSÍTŐ)

3.3.1 Soros áramvisszacsatolt, földelt emitterü erősítő bipoláris tranzisztorral

Az előző fejezetben tárgyalt földelt emitterü erősítő 3.2 ábrán látható kapcsolásában a C_E emitterhidegltő kondenzátort elhagyva kapjuk az alábbi áramkört (3.10a ábra). Ezt az elrendezést nem vesszük újabb alapkapsolásként, hiszen az előzőből származtattható, mégis itt tárgyaljuk, mert gyakori. Az emitterellenállást nem hatástanítjuk váltakozóáramulag, ezért módsítja az erősítő jellemzőit.

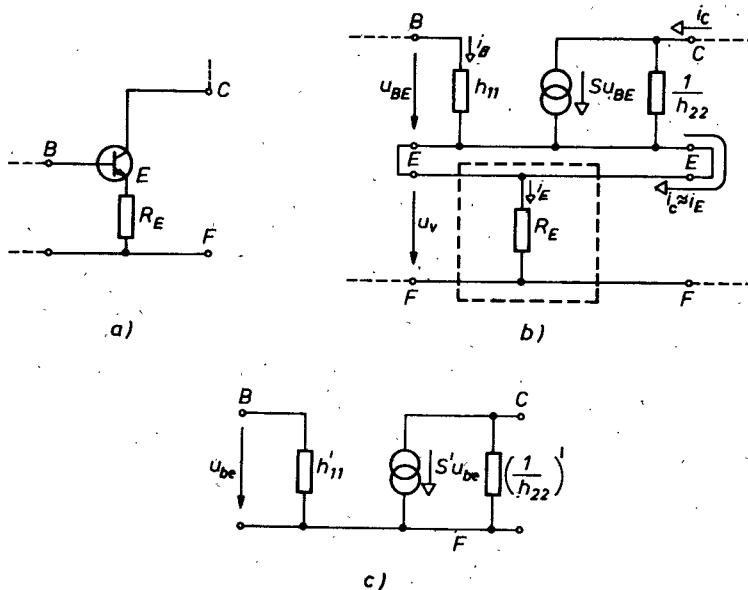


3.10 ábra

Az áramkör fizikai működése: pozitív értelmű bemeneti feszültségváltozás esetén a B-E dióda jobban nyit, növekszik a kollektoráram, a kimeneti feszültség negatív irányban változik, azonban nemcsak a kollektor, az emitter árama is megnő, ez az emitterellenálláson pozitív irányban növekvő feszültséget ejt, vagyis pozitivabb lesz az emitterpont feszültsége: a bázisra jutó pozitív értelmű vezérlés nem tudja annyira nyitni a diódát, mintha az emitterpont feszültsége nem változna. Mivel a dióda nyitóirányú feszültsége most kevésbé növekszik, a kimeneten a feszültség kevésbé csökken.

Az átblokkolatlan emitterellenállás tehát a földelt emitterű kapcsolás feszültsgerősítését csökkenti (a fázisfordítás változatlanul fennáll). Az emitterellenálláson eső feszültség visszakerül a bemenetre és a vezérlés hatását csökkenteni igyekszik. Az R_E tehát negatív visszacsatolást okoz. A visszacsatolt jel feszültség, ezt sorosan kapcsoljuk az eredeti erősítő bemenő jelével (a B-E között u_{BE} az eredeti erősítő feszültsége). A visszacsatolt feszültség az emitterárammal arányos, a kimeneti áramváltozás viszont arányos az emitteráramváltozással, s így mondhatjuk: a kimeneti árammal arányos feszültséget csato-

lunk vissza a bemenetre (*l.* a 3.10b, c, d ábrát). Az áramkör számításához rajzoljuk meg a helyettesítő képet, a könnyebb érthetőség miatt először csak a tranzisztor és emitterellenállás áramkörére (belátható, hogy csak a tranzisztor és az R_E van a visszacsatolt hurokban, R_1 , R_2 és R_C azon kívül, *l.* a 3.13 ábrát).



3.11 ábra

Az 1.6.3.2 szakaszban tárgyaltuk a soros áramvisszacsatolást, és annak az erősítőjellemzőkre gyakorolt hatását. Számításainkat a 3.11 ábra alapján végezzük el.

A célszerű hurokerősítés $A_S B_R$, ahol A_S az "eredeti" (visszacsatolatlan) erősítő erősítőmeredeksége, B_R a visszacsatoló négypólus "erősítőimpedanciája". Feltételezve, hogy A_S meghatározásakor $1/h_{22}$ elhanyagolható:

$$A_S = \frac{i_C}{u_{BE}} \approx S, \quad (3.11)$$

vagyis a tranzisztor meredekségével számolhatunk jó közelítéssel.

A visszacsatoi hálózat átvitele:

$$B_R = \frac{u_V}{I_E} \approx R_E, \quad (3.12)$$

ha a négypóist nem terheli a generátor és az erősítő bemeneti ellenáliása.

A előző két összefüggései a célszerű hurokerősítés, ill. a visszacsatoiás mértéke:

$$F \approx i + SR_E \quad (3.13)$$

A soros áramvisszacsatoiás a bemeneti eilenáliást megnövei:

$$h_{11}' \approx h_{11}(i + SR_E) = h_{11} + h_{11}SR_E = h_{11} + h_{21}R_E. \quad (3.14)$$

A (3.14) összefüggésből leolvasható: a báziskörből nézve az emitterkörű ellenáliások az áramerősítésnek megfelelően fejtranszformálódnak.

A fizikai paraméterekkel is felirhatjuk a soros áramvisszacsatoit tranzisztor bemeneti ellenállását:

$$h_{11}' \approx (i + \beta) r_E + \beta R_E \approx \beta(r_E + R_E). \quad (3.15)$$

A soros áramvisszacsatoiás a kimeneti eilenáliást megnövei (az ellenállásnövekedés fizikai magyarázatát l. az 16.3.2 szakaszban):

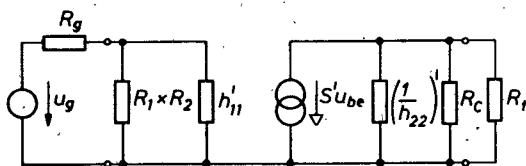
$$\left(\frac{1}{h_{22}}\right)' = \frac{1}{h_{22}}(1 + SR_E). \quad (3.16)$$

A 3.11a ábra áramköre a C-F pontok között nagy dinamikus eilenáliást mutat (a (3.16) összefüggés szerinti érték). Az áramgenerátorként alkalmazott tranzisztor bázisát vagy állandó feszültségen tartjuk, vagy vezéreljük. A továbbiakban minden két áramgenerátor-alkalmazásra iátunk példákat (l. a 3.15, és a 3.26 ábrát, valamint a 6., ill. 7. fejezeteket).

A soros áramvisszacsatolás a meredekséget lecsökkenti (hiszen az emitterellenállás feszültsége ugyanolyan értelemben változik, mint a bemeneti feszültség, ez mint láttuk, nem engedi annyira nyitni a B-E diódát, tehát a kollektoráram sem növekszik annyira, mint R_E nélkül):

$$S' = \frac{S}{1 + SR_E} \quad (3.17)$$

Fenti összefüggésekkel megadhatjuk a 3.11c ábra helyettesítő kétének elemeit. A teljes áramkör helyettesítő képét a 3.11c ábrából indulva rajzolhatjuk meg (l. a 3.12 ábrát).



3.12 ábra

Az erősítőjellemzők számítása a definíciók alapján történhet. Az eredményeket közölve:

$$A_u \approx \frac{-S}{1 + SR_E} (R_C \times R_t) \approx -\frac{R_C \times R_t}{R_E} \quad (3.18)$$

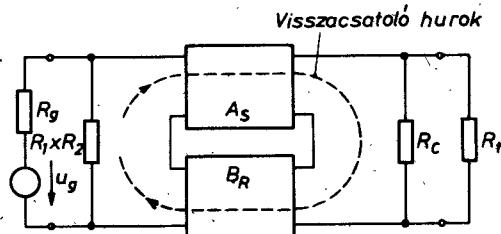
($1/h_{22}$ elhanyagolásával, majd az $1 \ll SR_E$ - vagyis nagy negativ visszacsatolás feltételezésével közelítettük.) Láthatóan, nagy visszacsatolás esetén a feszültségerősítést csak az ellenállásértékek szabják meg, függetlenül a tranzisztorjellemzőktől, így az erősítés relativ bizonytalansága is jól kézben tartható.

$$R_{be} = R_1 \times R_2 \times h'_{11} = R_1 \times R_2 \times (h_{11} + h_{21}R_E) \quad (3.19)$$

A soros visszacsatolás hatására megnövekedett tranzisztor bemeneti ellenállását a munkapontbeállító elemek esetleg "söntölik". R_1 és R_2 értékét nem változtatja meg a visszacsatolás, l. a 3.13 ábrát!

$$R_{ki} = \left(\frac{1}{h_{22}}\right)' \times R_C \approx R_C. \quad (3.20)$$

Az áramvisszacsatolást okozó R_E csak a tranzisztor belső ellenállására hat, a kollektorellenállásra hatástalan (l. a 3.13 ábrát), a kimeneti ellenállás közel egyezik a 3.2 ábrán látható erősítővel.



3.13 ábra

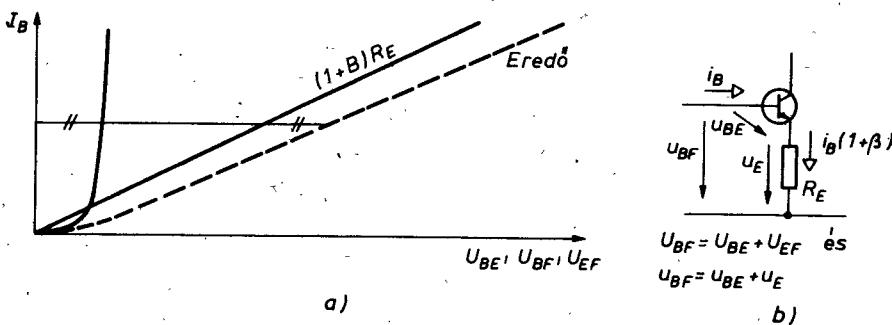
Mielőtt az emitterellenállással megvalósított soros áramvisszacsatolás egyéb hatásait vizsgálnánk, röviden szólnunk kell a fenti számításmód jogosságáról.

A visszacsatolás hatásának számításakor elhanyagolásokkal éltünk ($1/h_{22}$ elhanyagolása A_S számításánál és B ideális visszacsatoló hálózatként való kezelése), így kapott eredményeink a gyakorlat számára jól kezelhető, egyszerű jellemzőket biztosítottak. Könnyen belátható, hogy a soros áramvisszacsatolt tranzisztor és így az erősítő is, az emitterellenálláson (a visszacsatoló hálózaton) keresztül "átlátszóvá" vált. Az elhanyagolások a kimeneti ellenállásban okozhatnak legnagyobb hibát. A hiba függ a hajtó generátor ellenállásától ($R_g \approx 0$ esetben eredményünk nagyon jó közelíti a valóságos értéket). Pontosabb igényű számítások esetén a hurokerősítés módosított értékével kell számolnunk (l. az 1.6.3.5 szakasz).

Vizsgáljuk meg az áramkör bemenetére kapcsolható vezérlőfeszültség nagyságát, amelyhez még lineáris átvitel tartozik! A soros áramvisszacsatolt tranzisztor bázisa és a föld közé kerülő jel részben a bázis-emitter, részben az emitterellenállás feszültségét változtatja meg. Mind a bázis-emitter kör, mind az

emitterellenállás kétpólusként fogható fel, amelyek egymással sorba kapcsolódnak. Az eredő "kétpólus" (a bázis és föld közötti két kapocs) karakterisztikája a két összetevő karakterisztika ismeretében ugy szerkeszthető meg, ha azonos áramok esetén az egyes feszültségeket összeadjuk (vagyis $I_B = \text{állandó}$ mellett U_{BE} és U_{EF} összegzendő). Mivel a B-E kör árama I_B , az emitterellenállás árama $(1 + \beta)I_B$, ezért I_B esetén $(1 + \beta)R_E$ értékű ellenállással kell dolgoznunk. A bázis és föld között "láttott" vezérlőkör ellenállása $R_g \times R_B$, értékét $R_g \approx 0$ esetében rajzoltuk meg.

A 3.14 ábrából láthatóan az emitterellenállás a tranzisztor B-E karakterisztikáját linearizálja. Erre a karakterisztikára sokkal nagyobb feszültség kapcsolható kisjelű üzem esetében is, mint a hidegitett emitterü áramkörre. A bemeneti feszültség értéke néhányszor 100 mV-tól néhányszor 1 V-ig terjedhet az emitterellenállás nagyságától függően (a B-E diódára most is néhányszor 10 mV kerül), e tartományon belül lehet lineáris működésű az erősítő.



3.14 ábra

Azt is vizsgálhatnánk, hogy ugyanakkora jelet kapcsolva a visszacsatolt földelt emitterü erősítőre, mint amekkorát a hidegitett emitterü erősítőre, hogyan alakul a torzítási tényező értéke. A karakterisztika nemlinearitásából adódik a szinuszos jel torzulása. A visszacsatolást okozó emitterellenállás linearizálja a karakterisztikát, tehát azonos jel esetén ekkor kisebb a torzítás. A torzítási tényező a visszacsatolás hatására közel a visszacsatolás mértékének megfelelően csökken:

$$k' \approx \frac{k}{1 + H}. \quad (3.21)$$

Részletesebb vizsgálat mellőzésével jegyezzük meg, hogy adott erősítő torzitása az áramkört hajtó, vezérlő kör kimeneti ellenállásától, a generátorellenállástól is függ. A feszültséggenerátoros hajtáshoz más jellegű transzfer karakterisztika tartozik, mint az áramgenerátoros hajtáshoz, íly módon a nemlineáris torzitás generátorfüggő. Tranzisztoros erősítőknél meghatározható az a torzitás szempontjából optimálisnak nevezhető generátorellenállás, amelyhez a leginkább lineárisnak lehető transzfer karakterisztika, vagyis a legkisebb torzitás tartozik. (Az optimális generátorellenállás kérdésére a 7. fejezetben még visszatérünk.)

Megjegyezzük továbbá, hogy az áramkör transzfer karakterisztikája jellegre a 3.14 ábrán rajzolttal egyezik (a hajtás-tól eltekintünk), hiszen I_B és I_C között durva közelítéssel lineáris az összefüggés (a valóságban β függ a kollektoráramtól) és I_C -ből a kimeneti feszültség az $R_C \times R_t$ ismeretében megszerkeszthető ($R_C \times R_t$ lineáris kapcsolatot jelent ΔI_C és u_{ki} között).

3.3.2 Soros áramvisszacsatolt, földelt emitteri erősítő térvízérelt tranzisztorral

A 3.7 ábrán rajzolt áramkör C_E jelű kondenzátorát elhagyva, az R_E emitterellenállás az előzőekben ismertetett módon negatív soros áramvisszacsatolást okoz. (Pozitív értelmű bemenő jel esetén az "n" csatornás FET kisebb záróirányú feszültséget kap, növekszik az emitterárama, az emitterpont feszültsége pozitív irányba növekszik, amely nagyobb záróirányú feszültséget jelent a vezérlő és emitter kivezetések között, tehát kevésbé növekszik a kollektorárama, kevésbé csökken a kollektorpont feszültsége az emitterkondenzátoros esethez képest.)

A számításokat a bipoláris tranzisztorról bemutatott módon végezhetjük el, az erősítőjellemzők:

$$A_u = - \frac{S(R_C \times R_t)}{1 + SR_E} . \quad (3.22)$$

Nagy negatív visszacsatolás esetén ($1 \ll SR_E$) a feszültségerősítést az ellenállások aránya szabja meg.

$$R_{be} = R_1 . \quad (3.23)$$

A soros jellegű visszacsatolás a FET bemeneti ellenállását nem változtatja meg, hiszen az végtelen, így a bemeneti ellenállást itt is R_1 adja.

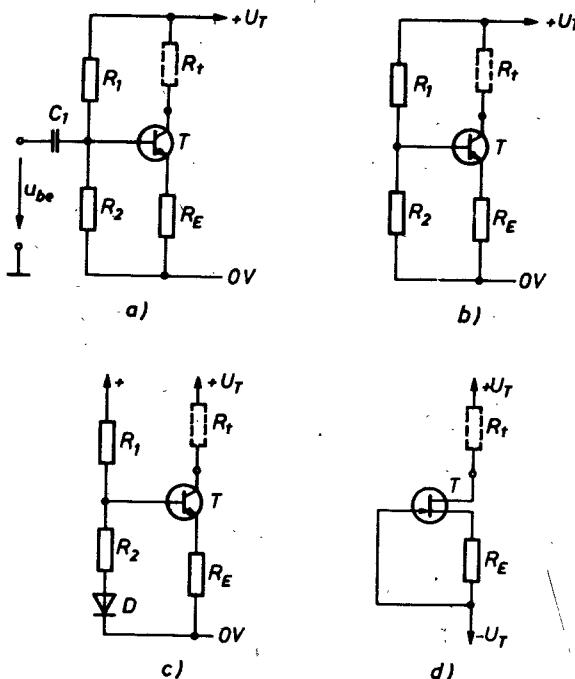
$$R_{ki} = r_{DS}(1 + SR_E) \times R_C \approx R_C . \quad (3.24)$$

A FET kimeneti ellenállását a bipoláris tranzisztorral számított összefüggés szerint változtatja meg az árammal arányos visszacsatolás, ezért alkalmazható áramgenerátorként, de ezt az ellenállást most R_C söntöli.

3.3.3 A soros áramvisszacsatolt, földelt emitterű áramkör felhasználása

Többfokozatú erősítőkben az átblokkolatlan emitterellenállás a több fokozatot átfogó soros visszacsatolás visszacsatoló hálózatának kimenete lehet (l. az 5.5 alfejezetben), vagyis visszacsatolási pontot képezhet. A megfelelően nagy visszacsatolással rendelkező erősítővel igen stabil (kis relativ bizonytalanságu) feszültségerősítés (szükség esetén erősítőmeredék-ség) biztosítható. Nagy emitterellenállás (néhányszor 1 k ohm) alkalmazásával nagy dinamikus ellenállás biztosítható a kollektorponton. Ezt a nagy dinamikus ellenállást kétféleképpen is hasznosíthatjuk, mindenkor esetben a (3.24) összefüggésből is láthatóan a kollektorellenállást el kell hagynunk és a terhelést közvetlenül a kollektorra kapcsolni (a nyugalmi kollektoráramot biztosítani kell).

Az egyik áramgenerátor-alkalmazási lehetőség, ha a terhelésen a vezérléstől függő áramot kell biztosítani, ez a vezérelt áramgenerátor megvalósítása (*l. 3.15a ábrát*).



3.15 ábra

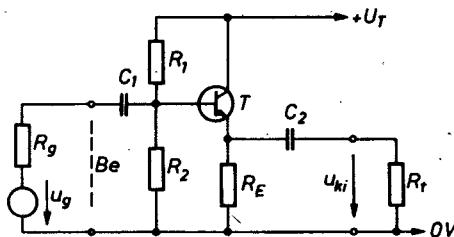
A másik áramgenerátor-alkalmazás, ha a terhelésen állandó áramot kell biztosítani - ez az egyenáramú áramgenerátor megvalósítása (*l. 3.15b, c, d ábrák*). Az állandó kimeneti áram az emitterellenálláson lévő feszültség és R_E ismeretében számolható. Az áramkör R_t értékének széles tartományú változtatása (vagy változása) esetén is állandó áramot szolgáltat, hiszen változások szempontjából nagy kimeneti ellenállásu (néhányszor 1 M Ω és néhányszor 10 M Ω között) a kapcsolás.

További, fentiekktől eltérő alkalmazást mutatunk áramgenerátorokra a 3.6 alfejezetben.

3.4 FÖLDELT KOLLEKTORÚ ERŐSÍTŐ

3.4.1 Földelt kollektori erősítő bipoláris tranzisztorral

A földelt kollektori erősítő egyik lehetséges áramköri megoldása a 3.16 ábrán látható. A vezérlőjel a bázis és föld, a kimenő jel az emitter és föld között mérhető. A kollektorpont feszültsége vezérlés közben nem változik; a telepről állandó feszültséget kap, tehát az a vezérlés szempontjából földpotenciálban van.



3.16 ábra

Az elemek szerepe: R_1 , R_2 , R_E munkapontbeállító elemek, R_E egyben munkaellenállás is, C_1 és C_2 egyenáramú leválasztást biztosítanak.

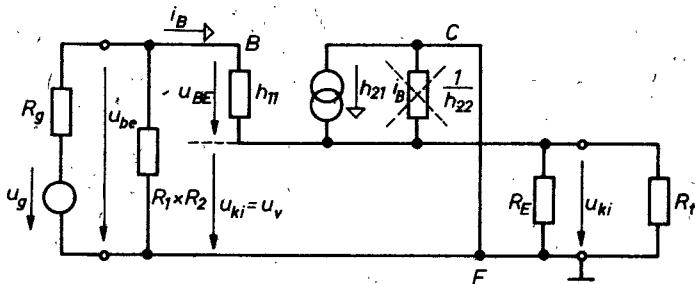
Fizikai működés: a bemeneti feszültség pozitív félperiódusá esetén a bázis-emitter dióda jobban nyit, növekszik az emitteráram és így a kimeneti feszültség pozitivabb lesz. A kapcsolás fázistolása feszültségátvitel esetén nulla, a bemeneti és kimeneti feszültségek fázisban vannak egymással.

Az üzemelő jellemzők számításakor a földelt emitternél megismert útat követjük: a sávközépre rajzolt helyettesítő képből a Kirchoff-egyenletek segítségével számítjuk a definíciókban szereplő mennyiségeket.

A sávközépen érvényes, kisjelű helyettesítő kép a 3.17 ábrán látható.

A feszültségerősítés a kimeneti és bemeneti feszültségek hármasa. A bemeneti feszültség a bázist vezérli, annak változása egyező értelmű változást eredményez a kimeneten, amely az emitter és föld között van. Az emitter azonban nemcsak a ki-

menet, hanem a bemeneti kör egyik pontja is, hiszen az emitterfeszültség sorba kapcsolódik a bázis-emitter feszültséggel és erődben adja a bemeneti feszültséget. A kimeneti feszültség ily módon teljes egészében visszakerül a bemenetre (tehát azt visszacsatoltuk). Mivel a bázis-emitter diódát vezérlő feszültség lineáris üzemben 10 mV nagyságrendű, a bemeneti feszültségváltozás kb. 10 mV-tal kisebb kimeneti feszültségváltozást eredményez, a kimenet vagyis az emitter követi a bemenet változását, a feszültségerősítés várható értéke egy közelében van, annál valamekkorával kisebb. Az emitterfeszültség bemenő jelet követő változása miatt szokás az emitterkövető elnevezés is (vagy általánosan "követő erősítő").



3.17 ábra

A feszültségerősítés a fentiek szerint:

$$A_u = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{u_{ki}}{u_{BE} + u_{ki}} < 1. \quad (3.25)$$

A földelt kollektorú erősítő feszültségerősítése egynél kisebb (a terheléstől függően 0,6...0,99).

A (3.25) összefüggés és a helyettesítő kép alapján irható $1/h_{22}$ elhanyagolásával:

$$A_u \approx \frac{h_{21} i_B (R_E \times R_t)}{h_{11} i_B + h_{21} i_B (R_E \times R_t)} = \frac{S (R_E \times R_t)}{1 + S (R_E \times R_t)}. \quad (3.26)$$

A bemeneti ellenállás számításánál az áramkört "két részre" bontjuk; az $R_1 \times R_2$ ellenállásra, és ezzel párhuzamosan kapcsolódóan egy u_{be}/i_B -vel meghatározható ellenállásra, amelyet R-rei jeölünk.

$$R_{be} = \frac{u_{be}}{i_{be}} = R_1 \times R_2 \times \frac{u_{be}}{i_B},$$

ahol

$$R = \frac{u_{be}}{i_B} = \frac{u_{BE} + u_{ki}}{i_B} =$$

$$= \frac{h_{11}i_B + (h_{21}i_B + i_B)(R_E \times R_t)}{i_B} \approx$$

$$\approx h_{11} + h_{21} \cdot (R_E \times R_t). \quad (3.27)$$

A (3.27) összefüggésből az a már jól ismert tény olvasható le, hogy a tranzisztor bázisköréből az emitterkörű ellenállások - (természetesen impedanciák is) az áramok arányában feltranszformálódva jelentkeznek.

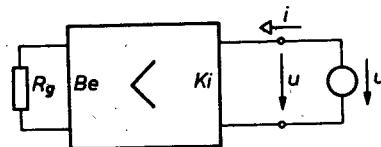
Az áramkör bemeneti ellenállása:

$$R_{be} = R_1 \times R_2 \times [h_{11} + h_{21}(R_E \times R_t)]. \quad (3.28)$$

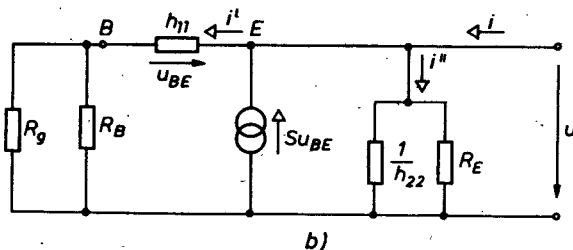
Megállapítható az is, hogy a földelt kollektoru erősítő bemeneti ellenállása függ a terheléstől, az erősítő átlátszó. A vizsgált áramkör bemeneti ellenállását R_1 és R_2 határozza meg általában, hiszen a vele párhuzamosan kapcsolódó, R -rel jelölt ellenállás néhányszor $100 \text{ k}\Omega$ nagyságrendű, amely értéket a bázisosztó söntöli. A bemeneti ellenállás növelésére alkalmas két áramkör látható a 3.20 ábrán.

A kimeneti ellenállás meghatározásánál a "hagyományos" definícióból nem célszerű kiindulni. Könnyebb az R_{ki} meghatározása, ha a terhelést levéve a kimeneti pontokról ilyenkor láttott kétpólus impedanciáját határozzuk meg. Ezt méréssel is megtehetjük: a kimenetet hajtjuk meg generátorról R_t levétele után (az erősítő bemenetét természetesen le kell zárni R_g -nek megfelelő értékkel - vagy a generátort a bemeneti kapcsokon hagyva, de $u_g = 0$ feszültséget állítva) és mérni kell a kimenetre kapcsolt feszültséget, ill. az ennek hatására folyó áramot. (Mérésnél persze az áramot nem áramméréssel határozzuk meg, valamint arra is ügyelni kell, mekkora feszültséggel vezérelünk - hogy lineáris üzemű R_{ki} -t mérhessünk.) Az elvet a 3.18a ábrán láthatjuk.

A vizsgált erősítő sávközépi hagyományos képet kissé átalakítva, átrajzoiva a 3.18b ábrán adtuk meg (kiindulásunk a 3.i7 ábra volt).



a)



b)

3.18 ábra

Meghatározzuk $Y_{ki} = i/R_{ki} = i/u$ értékét. Ehhez adott, ismertnek feltételezett feszültség (u) esetén az áramot kell számolni:

$$i = i'' + i' - S_{u_{BE}}$$

$$i'' = \frac{u}{\frac{1}{h_{22}} \times R_E}; \quad i' = \frac{u}{h_{11} + R_g \times R_B}; \quad u_{BE} = -h_{11}i',$$

ezzel irható az áramra:

$$\begin{aligned} i &= \frac{u}{\frac{1}{h_{22}} \times R_E} + \frac{u}{h_{11} + R_g \times R_B} + \frac{S_u h_{11}}{h_{11} + R_g \times R_B} = \\ &= \frac{u}{\frac{1}{h_{22}} \times R_E} + \frac{u}{h_{11} + R_g \times R_B} + \frac{h_{21}u}{h_{11} + R_g \times R_B}; \\ Y_{ki} &= \frac{i}{u} \approx \frac{1}{R_E} + \frac{i + h_{21}}{h_{11} + R_g \times R_B}; \end{aligned}$$

$$R_{ki} = \frac{1}{Y_{ki}} = R_E \times \frac{h_{11} + R_g \times R_B}{1 + h_{21}} \approx R_E \times \frac{h_{11} + R_g \times R_B}{h_{21}} \quad (3.29)$$

(az $1/h_{22}$ elhanyagolásával, majd az $1 \ll h_{21}$ egyenlőtlenség felhasználásával közelítettünk).

A (3.29) összefüggésből megállapítható, hogy a kimeneti ellenállás függ a báziskörben lévő ellenállásoktól (h_{11} , R_g és R_B értékétől), azok a kimeneten letranszformálva jelentkeznek, az emitter- és bázisáram arányának megfelelően. Általánosítva mondhatjuk: az emitterkörből nézve a bázisköri ellenállások az áramerősítési tényező arányában kisebbnek látszanak.

A kimeneti ellenállás értéke nagymértékben függ a generátorellenállástól.

Feszültséggenerátoros vezérlés esetén ($R_g \approx 0$):

$$R_{ki} \approx \frac{h_{11}}{h_{21}} \times R_E \approx \frac{1}{S} \approx r_E. \quad (3.30)$$

(az R_E , majd r_{BB} , elhanyagolásával közelítettünk), ekkor R_{ki} nagyságrendben néhányszor 10Ω .

Áramgenerátoros vezérlés esetén (R_g jóval nagyobb, mint R_{be} és így R_B mellett elhagyható):

$$R_{ki} \approx R_E \times \frac{R_B}{h_{21}}, \quad (3.31)$$

nagyságrendben néhányszor 100Ω és néhányszor $1\text{ k}\Omega$ között. Kis kimeneti ellenállás, azaz kis generátorellenállás feszültséggenerátoros hajtás esetén érhető el.

Az áramerősítés:

$$A_i = \frac{i_{ki}}{i_{be}} = -A_u \frac{R_{be}}{R_t} \approx - \frac{R_{be}}{R_t}, \quad (3.32)$$

a számításnál az (1.16) összefüggést illetve A_u közel 1 értékét helyettesítettük. Az áramerősítés nagyságrendben β értékű és maximálisan azzal egyenlő.

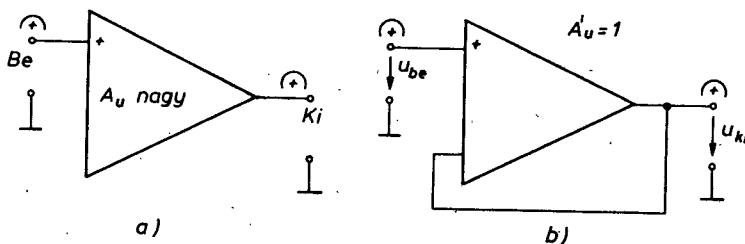
Láttuk a feszültségerősítés meghatározásánál, hogy a kimeneti feszültség közel azonos a bemenetre kerülő vezérléssel, követi azt. A bemeneti feszültség a bázis-emitter dióda nemlineáris karakterisztikájának és az $R_E \times R_t$ ellenállások lineáris karakterisztikájának eredőjére "kerül". Az eredő karakterisztikát, mivel u_{BE} diódafeszültség elhanyagolható u_{ki} mellett, a lineáris karakterisztika jellege adja. A földelt kollektoru erősítő transzfer karakterisztikája széles bemeneti feszültségtartományban lineárisnak vehető, így bemenetére sokkal nagyobb feszültség kapcsolható előirt torzitási tényező esetén, mint a hidegitett emitteri erősítőre. A transzfer karakterisztika a 3.3 alfejezetben bemutatott módon szerkeszthető (itt $\beta(R_E \times R_t)$ ellenállással dolgozva). A földelt kollektoru erősítő bemenetére néhányszor 100 mV...néhányszor 1 V feszültség adható (értéke függ az előirt torzitástól, a terhelő ellenállás-tól stb.).

Az előzőekben már többször láttuk, hogy a bemeneti feszültséget követő kimeneti feszültség visszakerül a bemeneti körbe. Vizsgáljuk meg ezt a visszacsatolást! Tételezzünk fel pozitivan növekvő bemenő jelet, ez a B-E diódát jobban nyitja, a növekvő áram növekvő emitter és növekvő kimeneti feszültséget eredményez, amely egyben a vezérlőfeszültség diódát nyitó hatása ellen dolgozik, az emitter követi a bemeneti feszültséget, a bázis-emitter diódára a bemeneti feszültség növelésével alig növekvő vezérlés kerül. A visszacsatolás tehát negativ.

A kimeneti feszültség teljes egészében visszakerül a bemenetre és ott sorbakapcsolódik a bázis-emitter feszültséggel, vagyis a kimeneti feszültséggel arányos és mostazzal egyező feszültséget csatolunk vissza, ez soros feszültségvisszacsatolás (l. az 1.6.3.1 pontot). A visszacsatoló négypólust két nulla ellenállású vezetékkel valósíthatjuk meg, amelyek biztosítják az $u_v = u_{ki}$ egyenlőséget (itt u_v a visszacsatolt feszültséget jelenti), ebből irható az átvitelre $B_u = 1$. Ez 100%-os visszacsatolást jelent.

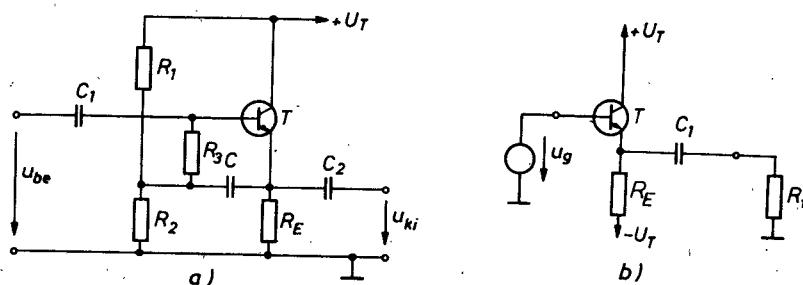
Általánosan is megállapíthatjuk, hogy követő erősítő megvalósítható, ha fázist nem fordító, nagy feszültségerősítésű erősítőt (l. 3.19a ábra) 100%-os negativ, soros feszültségvisszacsatolással látunk el (l. b. ábra). A követő erősítő eredő

feszültségerősítése egységnyi. A visszacsatolást egyetlen vezetékkel valósítjuk meg, a másik vezeték a közös föld. Az erősítőt háromszöggel jelképeztük, utalva a később ismertetendő, un. műveleti erősítőre.



3.19 ábra

A bemeneti ellenállás számításánál láttuk, hogy a munkapontbeállító elemek söntölhetik az elektronikusan feltranszformált ellenállásokat. Csökkenthető ez a söntölő hatás, ha áramtáplálásos munkapontbeállító hálózatot alkalmazunk, ekkor a bázisáramot biztosító ellenállás többszáz $k\Omega$ nagyságú. További megoldási lehetőségeket mutatunk be a 3.20 ábrán.



3.20 ábra

A 3.20a ábrán látható áramkör a C jelű kondenzátorral változóáramulag a munkapontbeállító R_1 és R_2 ellenállásokat (azok párhuzamos eredőjét) az emitter és föld közé kapcsolja, ezért nem jelentkezik a bemeneten söntölő hatásuk. Mint láttuk, a bázis- és az emitterfeszültség változásai vezérlés hatására közel egyenlőek, mivel a vezérlés frekvenciatartományában C elhanya-

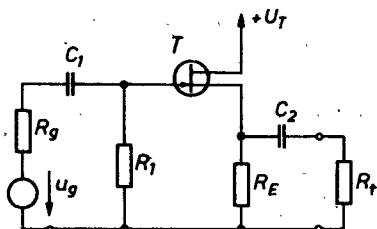
golható impedanciáju, az R_3 jelű ellenállás alsó kivezetésén közel ugyanakkor a feszültségváltozás, mint az R_3 felső kivezetésén, így R_3 ellenálláson nagyon kis váltakozófeszültség jelenik meg. A C kondenzátor mintegy a bemeneti feszültség után huzza az R_3 alsó kivezetésének feszültségét, a megoldást váltakozófeszültségű, utánhuzó áramkörnek is nevezik. Az utánhuzás nagy dinamikus bemeneti ellenállást biztosít. Váltakozófeszültségű utánhuzást a 7. fejezetben tömbvázlattal is tárgyalunk, ott ujabb áramköri alkalmazását mutatjuk be.

A 3.20b ábra bemeneti ellenállása az $R_E \parallel R_t$ feltranszformált értéke. Itt a munkapontbeállító bázisköri ellenállásokat elhagyhattuk, a kettős tápfeszültség lehetővé tette, hogy a nyugalmi bázisfeszültséget 0 V-ra állitsuk, a nyugalmi bázisáram a föld felől a generátoron keresztül biztosítandó.

A földelt kollektorú erősítő alkalmazása: láttuk, hogy a bemeneti ellenállásban a kimeneti oldali lezárás feltranszformálódva, a kimeneti ellenállásban a bemeneti oldali lezárás letranszformálódva jelentkezik. Az áramkör un. impedanciatranszformátorként alkalmazható többfokozatu erősítőben - ekkor illesztőfokozatnak is nevezhetjük (l. az 5.3 alfajezetben). Gyakran alkalmazzák teljesítményerősítők részáramköreként is (l. a 7. fejezetet).

3.4.2 Térvezérelt tranzisztoros, földelt kollektorú erősítő

A legegyszerűbb megoldás a 3.21 ábrán látható áramkör (zárróléteges "n" csatornás FET-tel). A munkapontbeállítást R_E és R_1 biztosítja (a földelt emitternél leírtak szerint). A bemenetre pozitív értelmű feszültségváltozást kapcsolva kisebb zárfeszültség kerül a V-E elektródák közé, növekszik az emitter-(source-)áram, növekszik pozitív irányba a kimeneti feszültség is; fázisfordítás nincs. Az erősítőjellemzők számítása a bipoláris tranzisztorral elvégzett módon történhet. A helyettesítő kép csak annyiban különbözik a 3.17 ábrán láthatótól, hogy itt a h_{11} helyett szakadás van, az áramgenerátor forrásárama pedig S_{UVF} .



3.21 ábra

A feszültségerősítés:

$$A_u = \frac{S(R_E \times R_t)}{1 + S(R_E \times R_t)} \quad (3.33)$$

A feszültségerősítés értéke egnél kisebb. Mivel a FET meredeksége néhányszor 1 mA/V nagyságu, kis $R_E \times R_t$ érték esetén 0,7.. . . 0,8 értékű az A_u , ekkor az emitterellenállás helyett áramgenerátor alkalmazása az erősítést megnöveli (ennek bemutatásával a 3.6 alfejezetben foglalkozunk).

A bemeneti ellenállás:

$$R_{be} = R_1 \quad (3.34)$$

Láthatóan egyezik a tévezéreln tranzisztoros földelt emitterú erősítő bemeneti ellenállásával. A bemeneti ellenállás értéke növelhető a 3.22 ábra áramköri megoldásával. A munkapontbeállítást R_{E1} és R_1 végzi, a váltakozóáramu munkaellenállás $R_{E2} \times R_t$ nagyságu. A bipoláris tranzisztoros áramkörnél bemutatott soros feszültségvisszacsatolás itt az R_1 ellenállást növeli meg a hurokerősítés mértékében. A hurokerősítés felirható $S(R_{E2} \times R_t) \cdot 1$ összefüggéssel, ezzel a bemeneti ellenállás számolható:

$$R_{be} \approx R_1 [1 + S(R_{E2} \times R_t)] \quad (3.35)$$

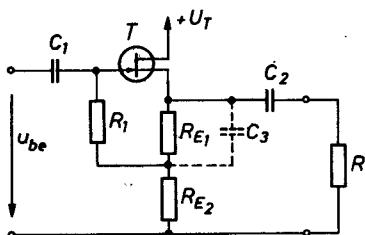
Ily módon néhányszoros bemeneti ellenállás-növekedés érhető el.

A kimeneti ellenállás számítását a bipoláris tranzisztoros áramkör számításához hasonlóan végezhetjük el (a 3.18 ábrán h_{11} helyébe végtelent helyettesíthetünk, ekkor az ott jelölt $i^* = 0$

lesz, valamint $u = -u_{GS}$ irható, hiszen $R_g \times R_1$ ellenállások árama nulla, vagyis az F pont ekvipotenciális a B pontnak most megfelelő G ponttal). A levezetés mellőzésével a kimeneti ellenállás az alábbi összefüggéssel adható meg, ha r_{DS} értékét elhanyagoljuk:

$$R_{ki} \approx R_E \times \frac{1}{S}. \quad (3.36)$$

Láthatóan a FET-es földelt kollektoru erősítő kimeneti ellenállása (ha a 3.21 ábra áramkörét vizsgáljuk) független a hajtó kör ellenállásától (az r_{GS} végtelen miatt átlátszatlan az erősítő) és nagyságrendben néhány szor 100Ω és 1 kΩ közötti érték.



3.22 ábra

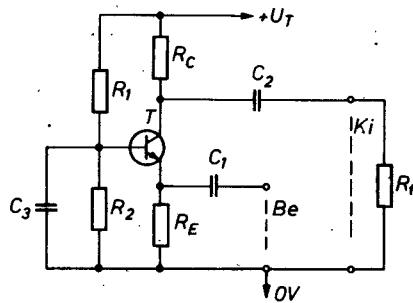
A 3.22 ábra áramkörét vizsgálva már a bemeneti ellenállás számításánál látható, hogy átlátszó az erősítő (l. a (3.35) összefüggést), így a kimeneti ellenállása függ a bemeneti oldal lezárásától, R_g -től.

A földelt anódú erősítő kapcsolási rajza a bemutatott áramkörökkel egyező (FET helyett pentóda), az elemek értéke és a tápfeszültség lényegesen eltérhet, hiszen a pentóda általában néhány száz V tápfeszültséggel üzemel.

3.5 FÖLDELT BÁZISU ERŐSITŐ

A földelt bázisu erősítő egyik lehetséges megoldása a 3.23 ábrán látható. A munkapontbeállítás az eddigi alapkapsolásokkal egyező. A vezérlőjel az emitter és a föld között, a kimenő jel a kollektor és a föld között van. A bázispont feszültsége vezérlés közben nem változik, az R_1 , R_2 osztóról állandó fe-

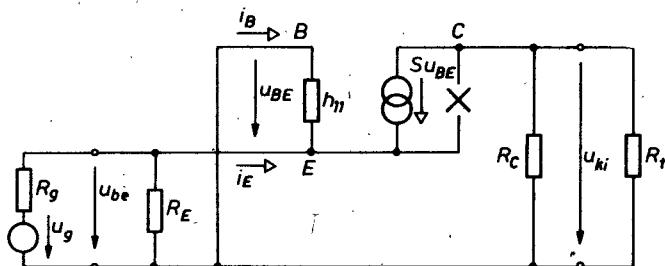
szültséget kap, a változásokat a C_3 jelű kondenzátorral a föld felé rövidre zárjuk (a bázist "hidegitettük").



3.23 ábra

Az elemek szerepe: R_1 , R_2 , R_E munkapontbeállító, R_C munkaellenállás, C_1 , C_2 egyenáramú leválasztást, C_3 váltakozáramú rövidzárat biztosít. A vezérlőgenerátort nem rajzoltuk meg, késsőbb még visszatérünk erre.

Fizikai működés: a bemenetre pozitív értelmű feszültségváltozást feltételezve a B-E dióda kevésbé nyit (az emitterpont feszültsége közelít az állandó feszültségen lévő bázisponthoz), a csökkenő kollektoráram miatt pozitivabb lesz a kollektorpont, így a fogyasztó feszültsége is. Az áramkör kimeneti feszültsége azonos értelemben (fázisban) változik, mint a bemeneti feszültség - a földelt bázisu erősítő feszültségerősítése nulla fázisfordítású (nem fordít fázist).



3.24 ábra

Az erősítőjellemzők számítása a helyettesítő kép alapján elvégezhető, a helyettesítő képet a 3.24 ábrán az $1/h_{22}$ elhanyagolásával rajzoltuk fel.

A feszültségerősítés:

$$A_u = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{-S u_{BE} (R_C \times R_t)}{-u_{BE}} = S (R_C \times R_t), \quad (3.37)$$

ami nagyságrendben a földelt emitteri erősítésének abszolutér tékelével egyezik.

A bemeneti ellenállás számításánál két részre bontjuk a bemeneti kört, az R_E ellenállásra és a vele párhuzamosan kapcsolódó u_{BE}/i_E hányadossal számolható ellenállásra.

$$R_{be} = \frac{u_{be}}{i_{be}} = R_E \times \frac{u_{BE}}{i_E} = R_E \times \frac{u_{BE}}{(1 + h_{21}) i_B} = R_E \times \frac{h_{11}}{1 + h_{21}},$$

$$R_{be} \approx R_E \times \frac{h_{11}}{h_{21}} \approx R_E \times r_E \approx r_E. \quad (3.38)$$

A bemeneti ellenállásnál azt a jól ismert tranzisztor-tulajdon ságot láthatjuk, hogy az emitterkörből látott bázisköri ellenállások (ez C_3 miatt csak h_{11}) letranszformálódva jelentkeznek. (A közelítéseket a $h_{21} \gg 1$, és r_{BB} , majd R_E elhanyagolásával végeztük. Nagyságrendben néhányszor 10Ω . Ez nagyon kis érték, a földelt bázisu erősítő a kis belső ellenállású vezérlőkort leterhelí, erre az erősítő mérésekor ügyelni kell (a mérőgenerátor néhányszor 10Ω generátorellenállású-tipustól függően)).

A kimeneti ellenállás egyszerűen számítható, mivel $1/h_{22}$ elhanyagolásával átlátszatlan áramkör lett a földelt bázisu erősítő:

$$R_{ki} = - \frac{u_{ki} / u}{i_{ki} / r} \approx R_C. \quad (3.39)$$

Az áramerősítés számításánál a kimenő áramot a tranzisztor forrásáramának áramosztásával kapjuk (a $h_{21} i_B$ áram leosztódik R_t -re R_C miatt), a bemenő áramot szintén áramosztással

fejezhetjük ki a tranzisztor bázisáramának, i_B -nek a segítségével.

$$A_1 = \frac{i_{ki}}{i_{be}} = \frac{\frac{h_{21} i_B}{R_C + R_t} \cdot \frac{R_C}{R_E + r_E}}{-\frac{i_E}{R_E}} = -\frac{\beta}{1+\beta} \cdot \frac{R_C}{R_C + R_t} \cdot \frac{R_E}{R_E + r_E},$$

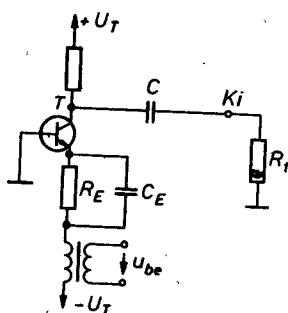
amiből az r_E elhanyagolásával és α helyettesítésével:

$$A_1 = -\alpha \frac{R_C}{R_C + R_t} < 1. \quad (3.41)$$

Az áramerősítés értéke α -nál, a tranzisztor földelt bázisu áramerősítésénél mindig kisebb, tehát $A_1 < 1$. (A földelt bázisu erősítő teljesitményerősítése kisebb, mint a földelt emitterű, amelynek mind az áram-, mind a feszültségerősítése egy-nél nagyobb.)

A földelt bázisu erősítő bemenetére kerülő feszültségváltozást a bázis-emitter dióda nemlinearitása korlátozza, nagyságrendben néhány szor 10 mV lehet a lineáris átvitelhez tartozó legnagyobb bemeneti feszültség.

Alkalmazás: a földelt bázisu erősítőt leggyakrabban nagy-frekvenciás erősítőként alkalmazzák. Alkalmas az alapkapcsolás többfokozatú erősítők (integrált áramköri technológiával vagy diszkrét elemekkel megvalósított erősítők) szinteltoló áramköreként (a szinteltelők szükségességeiről az 5.1 alfejezetben szó lesz).



3.25 ábra

Diszkrét elemekkel felépített, földelt bázisu erősítő vezérlésére alkalmazhatunk transzformátor-vezérlést (ezzel a "vezérléssel", inkább "csatolással" az 5. fejezetben foglalkozunk), aminek egyik megoldását a 3.25 ábrán rajzoltuk meg. Az áramkör egytelepes táplálással is megvalósítható, ekkor külön ellenálláshálózattal kell biztosítani a bázis nyugalmi beállítását.

A földelt bázisu erősítőt térvezérelt tranzisztorral felépítve (ekkor földelt "gate"-ü vagy földelt vezérlőelektródáju erősítőnek nevezzük) a műszertechnikában ritkán alkalmazzák, a nagyfrekvenciás alkalmazású erősítő bemeneti ellenállása (a FET bemeneti ellenállásának frekvenciánövekedésével fellépő erőteljes csökkenése miatt) jelentősen lecsökkenne.

3.6 ALAPKAPCSOLÁSOK AKTIV MUNKAELLENÁLLÁSSAL

Az eddig tárgyalt áramköreink mindenike ellenállással megvalósított "munkaellenállással" működött (a FE-ü és a FB-ü R_C jelü, a FC-ü R_E jelü ellenállással). Gyakran az így megvalósított feszültségerősítés vagy áramerősítés nem megfelelő értékű. Az erősítés növelése az ellenállás növelésével nem oldható meg, hiszen az a tápfeszültség növelését is jelentené.

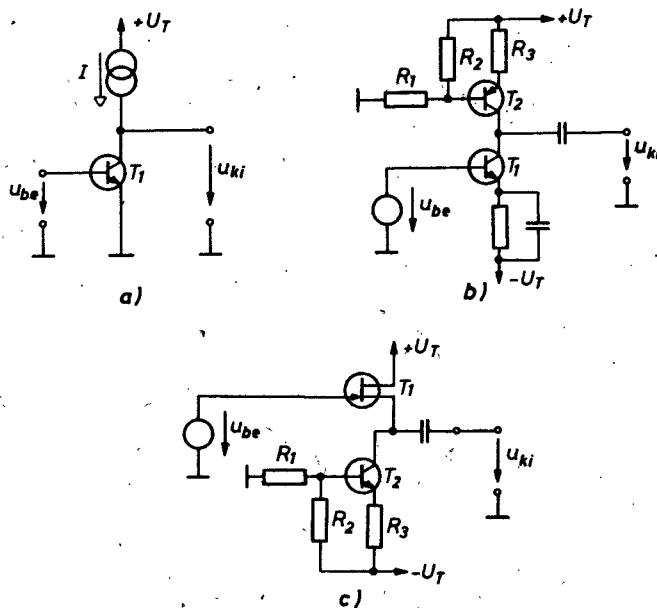
Előnyös megoldást biztosít, ha munkaellenállásként nagy dinamikus ellenállású, ugyanakkor kis egyenáramú ellenállást jelentő hálózatot alkalmazunk munkaellenállásként. A 3.3 alfejezetből ismert áramgenerátor ezeket a feltételeket kielégíti.

A nagy erősítésnek további feltétele, hogy ezt a kedvező munkaellenállás-értéket az áramkört terhelő fogyasztó (vagy a további áramkör bemeneti ellenállása) ne rontsa le, hiszen a két ellenállás párhuzamosan kapcsolódik váltakozóáramulag a vizsgált erősítő kimenetére.

A 3.26a ábrán az áramgenerátort jelképesen jelölve szemléltetünk nagy erősítésű, földelt emitterű erősítőt.

A 3.26b ábrán az áramgenerátort tranzisztoros áramkörrel valósítottuk meg, az áramgenerátor soros áramvisszacsatolt, földelt emitterű áramkör állandó bázisfeszültséggel. Az áramgenerátoron állandó áram folyik át, így a vezérlés hatására T_1

tranzisztoron létrejövő teljes áramváltozás a kimenet felé folyik. Az áramkör feszültségerősítését a nyugalmi áram (vagyis T_1 meredeksége) és a terhelés szabja meg. A nagy dinamikus ellenállású áramgenerátor üresjárásban, tehát terhelésmentesen 10^4 nagyságrendű feszültségerősítést biztosít. A munkaponti áram számításánál, tehát egyenáramú szempontból az áramgenerátor néhány $k\Omega$ ellenállást jelent, értéke a tápfeszültség, és kollektor-föld feszültség különbségének és a nyugalmi kollektoramnak a hányadosa.



3.26 ábra

A 3.26c ábrán egy térvezérelt tranzisztoros, földelt kollektoru erősítését növeltük meg, ami ellenállással megvalósított emittarellenállás esetén jóval kisebb lehet egnél. Áramgenerátoros munkaellenállással közel terheletlen esetben $A_u \approx 1$ érhető el.

Diszkrét elemekkel felépített, földelt bázisu erősítő vezérlésére alkalmazhatunk transzformátor-vezérlést (ezzel a "vezérléssel", inkább "csatolással" az 5. fejezetben foglalkozunk), aminek egyik megoldását a 3.25 ábrán rajzoltuk meg. Az áramkör egytelepes táplálással is megvalósítható, ekkor külön ellenálláshálózattal kell biztosítani a bázis nyugalmi beállítását.

A földelt bázisu erősítőt térvezérelt tranzisztorral felépítve (ekkor földelt "gate"-ü vagy földelt vezérlőelektródáju erősítőnek nevezzük) a műszertechnikában ritkán alkalmazzák, a nagyfrekvenciás alkalmazású erősítő bemeneti ellenállása (a FET bemeneti ellenállásának frekvencianövekedésével fellépő erőteljes csökkenése miatt) jelentősen lecsökkenne.

3.6 ALAPKAPCSOLÁSOK AKTIV MUNKAELLENÁLLÁSSAL

Az eddig tárgyalt áramköreink minden egyike ellenállással megvalósított "munkaellenállással" működött (a FE-ü és a FB-ü R_C jelü, a FC-ü R_E jelü ellenállással). Gyakran az így megvalósított feszültségerősítés vagy áramerősítés nem megfelelő értékű. Az erősítés növelése az ellenállás növelésével nem oldható meg, hiszen az a tápfeszültség növelését is jelentené.

Előnyös megoldást biztosít, ha munkaellenállásként nagy dinamikus ellenállású, ugyanakkor kis egyenáramú ellenállást jelentő hálózatot alkalmazunk munkaellenállásként. A 3.3 alfejezetből ismert áramgenerátor ezeket a feltételeket kielégíti.

A nagy erősítésnek további feltétele, hogy ezt a kedvező munkaellenállás-értéket az áramkört terhelő fogyasztó (vagy a további áramkör bemeneti ellenállása) ne rontsa le, hiszen a két ellenállás párhuzamosan kapcsolódik váltakozóáramulag a vizsgált erősítő kimenetére.

A 3.26a ábrán az áramgenerátort jelképesen jelölve szemléltetünk nagy erősítésű, földelt emitterű erősítőt.

A 3.26b ábrán az áramgenerátort tranzisztoros áramkörrel valósítottuk meg, az áramgenerátor soros áramvisszacsatolt, földelt emitterű áramkör állandó bázisfeszültséggel. Az áramgenerátoron állandó áram folyik át, így a vezérlés hatására T_1

4. AZ ERŐSITŐ-ALAPKAPCSOLÁSOK FREKVENCIAFÜGGÉSE

Az előzőekben az erősítő-alapkapcsolásokat olyan frekvenciatartományban vizsgáltuk, ahol az erősítő minden eleme valós, így az erősítőjellemzők is frekvenciafüggetlennek tekinthetők. Ettől a frekvenciatartománytól (sávközépi tartomány) növekvő, ill. csökkenő frekvenciák felé az erősítőszköz valós elemeit impedanciákkal kell helyettesítenünk, esetleg induktivitással kiegészítenünk, íly módon az erősítőjellemzők komplex mennyiségekké válnak, vagyis a frekvenciától függő amplitudó- és fáziskarakterisztikával adhatjuk meg azokat.

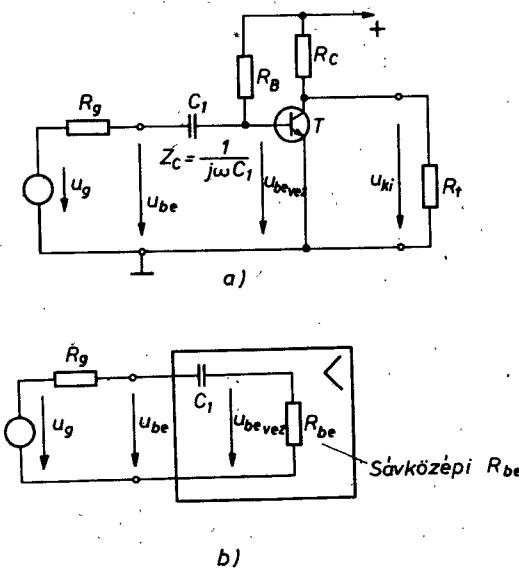
Számítási módszerünk az lesz, hogy külön vizsgáljuk a sávközép alatti (kisfrekvenciás), ill. a sávközép feletti (nagyfrekvenciás) tartományban az erősítőjellemzőket, azok frekvenciafüggését Bode-alakra törekvően határozzuk meg, majd ábrázoljuk az amplitudó- és fáziskarakterisztikát (esetenként a helygörbét). A számítások és az ábrázolás egyszerűsítésére vezetjük a relativ erősítőjellemző fogalmát.

Relativ erősítőjellemző: a vizsgált frekvenciatartomány erősítőjellemzőjének a frekvenciafüggetlen tartomány erősítőjellemzőjére vonatkoztatott értéke:

$$a_{\text{relativ}} = \frac{A_{\text{vizsgált frekvenciasávban}}}{A_{\text{sávközépen}}} = \frac{A}{A_{\text{sk}}} \quad (4.1)$$

A relativ feszültségerősítés sávközépen 1, a vizsgált frekvenciatartományban komplex mennyiség, így amplitudókarakterisztikája a $20 \lg |a_{\text{rel}}|$ összefüggéssel, fáziskarakterisztikája a $\varphi_{\text{rel}} (\omega)$ meghatározásával ábrázolható.

A definiált és az ábrán jelölt feszültségek közül csak a generátor forrásfeszültsége frekvenciafüggelten, ezért a kimeneti feszültséget az u_g -re vonatkoztatva határozzuk meg minden sávközépen, minden kisfrekvencián.



4.1 ábra

Az összefüggéseket a 4.1 ábra alapján írjuk fel. Az ábrából az is leolvasható, hogy a kimenet és a bázis-föld között lévő áramkört frekvenciafüggetlennek tekinthetjük, ezen áramkör feszültségátvitelle éppen a sávközépen meghatározott u_{ki}/u_{be} hánnyadost adja, a következőkben ezt az erősítést A_{sk} -val jelöljük.

A kimeneti feszültség a generátorfeszültségre vonatkoztatva sávközépen egyszerűen felirható (most C_1 impedanciája elhanyagolható); ezért u_{be} egyenlő $u_{be\ vez}$ értékével:

$$\left(\frac{u_{ki}}{u_g} \right)_{sk} = \frac{A_{sk} u_{be\ vez}}{u_g} = A_{sk} \frac{R_{be}}{R_{be} + R_g} . \quad (4.2)$$

A Bode-diagramok és a helygörbék ismeretét az alábbiakban feltételezzük.

4.1 AZ ALAPKAPCSOLÁSOK KISFREKVenciás VIZSGálATA

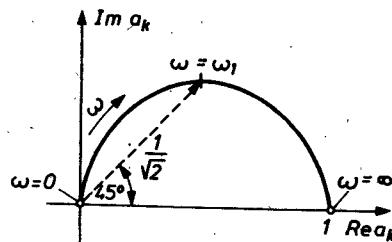
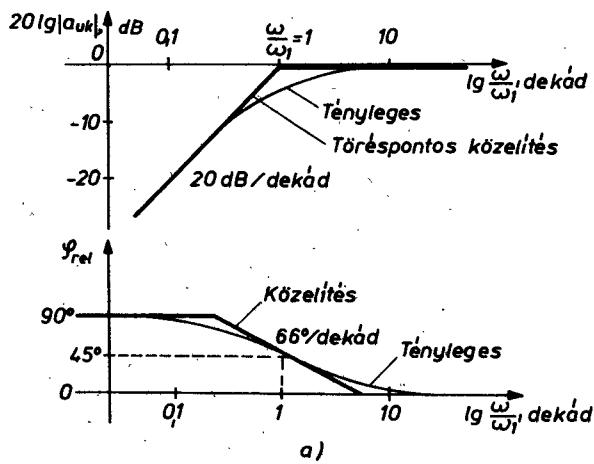
A 3. fejezet alapáramköreinek többsége tartalmazott csatolókondenzátort és hidsgitő kondenzátort is. A kondenzátorok impedanciája a csökkenő frekvenciával növekszik, így a sávközépen elhanyagolható impedanciát csökkenő frekvenciával figyelembe kell venni. Jól kezelhető, a valóságot jól közelítő összszefüggéseket akkor kapunk, ha az egyes kondenzátorok hatását külön-külön vesszük figyelembe (az egyik hatásánál a többi rövidzárnak tekintett), majd "összegezzük" eredményeinket (esetleg figyelembe véve a kondenzátorok "egymásrahatását").

4.1.1 A csatolókomplexumok hatása

Alepkapcsolástól függetlenül tárgyalható a vizsgált hatás!

Az erősítő bemenetére jutó jel véges (nem nulla) generátor-ellenállás esetén a frekvenciafüggvényében változik. Csökkenő frekvenciával a csatolókondenzátor impedanciája növekszik, ez az impedancia a generátor és az erősítő "között" káros feszültségesztést jelent a hasznos jel számára bizonyos frekvenciatarományban. Az erősítő bemenetére (a csatolókondenzátor előtti pont) jutó jel nem teljes egészében marad hasznos vezérlőjel, hiszen a frekvencia csökkenésével a csatolókondenzátor növekvő impedanciáján egyre nagyobb a váltakozó feszültségesés, az erősítőszkózt ténylegesen vezérlő jel egyre kisebb, vagyis egyre kisebb az erősítő kimenő jele is. A 4.1 ábrán az erősítő bemenetét modelleztük egy frekvenciafüggő osztóval és jelöltük a generátor üresjárási feszültségét (u_g), az erősítő bemeneti feszültségét (u_{be}), a leosztott, az erősítőszkózt ténylegesen vezérlő jelet ($u_{be\ vez}$), és a kimenő jelet (u_{ki}). A kimeneten C_2 helyére rövidzárat képzeltünk, most csak C_1 hatását vizsgáljuk.

A kimeneti csatolókomplexum hatása ugyanugy modellezhető, hiszen az erősítő kimenete aktív generátorral (amelynek forrásjele ekkor frekvenciafüggelennék tekinthető) vezérelt és generátorellenállással (a sávközépen mért kimeneti ellenállással) helyettesíthető. A kimeneti körre rajzolt helyettesítő kép értelemszerüen egyezik a 4.1b ábrával, de u_g és u_{ki} , R_g és R_{kis} ; C_1 és C_2 ; R_{besk} és R_t megfeleltetéseket el kell végezni. Igy előzőekben kapott eredményeinket változatlan jelleggel használhatjuk.



b)
4.2 ábra

Amennyiben az áramkör csak két kondenzátort (két csatolót) tartalmaz, az erősítés eredő jellege az egyes csatolókomplexu-

mok hatásának összegzésével (a relativ erősítések szorzatával, $a_u = a_{u_1} a_{u_2}$) határozható meg.

Az alsó határfrekvencia: az a sávközépinél kisebb frekven-
cia, ahol az erősítés a sávközépen mért értékhez képest előre
megadott értékkel változik. Leggyakrabban a 3 dB-es változás-
hoz tartozó frekvenciát szokták megadni. Gyakorlati számítások-
nál szükséges azt ismernünk, hogy az erősítő alsó határfrekven-
ciáján az egyes csatolókomplexumokból adódó erősítésváltozás
külön-külön mekkora, hiszen ebből méretezhetjük C_1 , ill. C_2
értékét.

A (4.4) összefüggés abszolutértékét meghatározva:

$$|a_k| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_1}{f}\right)^2}}, \quad (4.6)$$

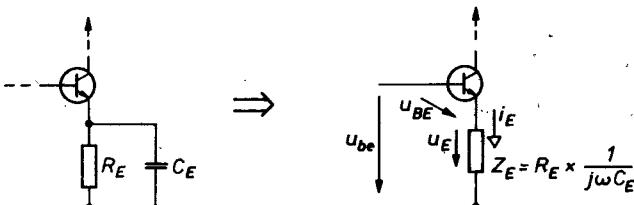
ebből számitható a C_1 csatolókondenzátor, ha f az eredő erősítés határfrekvenciája, $|a_k|$ a C_1 csatolóra f frekvencián megengedett erősítésváltozás viszonyszámmal megadott abszolutér-
téke, f_1 a (4.5) összefüggés szerinti törésponti frekvencia.

Összehasonlitva a bipoláris és térvezérelt tranzisztorral felépített megfelelő alapkapcsolásokat, azonos csatolókonden-
zátor és hajtógenerátor értékeit feltételezve a bemeneti el-
lenállás miatt a térvezérelt tranzisztoros alapkapcsolások bemeneti csatolókomplexumából adódó törésponti frekvenciája jó-
val kisebb, így itt azonos frekvenciakarakterisztikához kisebb kondenzátor (néhányszor 10...néhányszor 100 nF) szükséges.

Az eddigi áramköreinkben különválasztottuk a munkapontbe-
állító hálózatot a lezárásuktól - ezt csatolókondenzátorokkal végeztük. Vannak olyan erősítőkapcsolások, ahol ezt az elvá-
lasztást nem kell (l. pl. a 3.6b ábra bemeneti körét) vagy nem szabad (l. egyenfeszültségű erősítőknél) megtenni. Természe-
tesen e kondenzátorok elhagyásával kedvezőbb frekvenciamenet alakítható ki.

4.1.2 Az emitter-hidegitő kondenzátor hatása

A földelt emitterű erősítőben a munkapont stabilizálására szolgáló emitterellenállást váltakozóáramú szempontból gyakran söntöljük, hidegitjük egy megfelelő értékű kondenzátorral. A kondenzátor impedanciája sávközépen jóval kisebb, mint az emitterellenállás, de csökkenő frekvenciával növekvő impedanciájú – itt már nem tekinthető rövidzárnak – így az emitterkomplexum az emittert váltakozóáramulag nem képes hatástalanítani. A $Z_E = R_E \times 1/j\omega C_E$ impedancia negatív soros áramvisszacsatolást okoz (l. 3.3 alfejezet), ez a visszacsatolás most frekvenciafüggő. Csökkenő frekvenciával növekszik a visszacsatolás mértéke, csökken a feszültségerősítés. Tovább csökkentve a frekvenciát, a növekvő kondenzátorimpedancia már jóval nagyobb R_E -nél, itt a visszacsatolást jó közelítéssel csak R_E okozza, ez frekvenciafüggetlen erősítést jelent (l. 4.3 ábrát).



4.3 ábra

Az emitterkomplexum hatásának számításánál egyszerű eredményekre törekvően az erősítőt $R_g = 0$ generátorellenállásu áramkörrel vezéreljük (ez a soros visszacsatolás ideális hajtása).

A számítást ugy végezzük el, hogy meghatározzuk az erősítést kisfrekvencián. Ekkor az előzőekben leírt fizikai indokolások alapján a (3.22) összefüggéssel adott erősítés nevezőjében R_E helyébe Z_E -vel kell számolnunk:

$$\begin{aligned}
 A_{u_k} &= -\frac{S(R_C \times R_t)}{1 + SR_E} = \frac{-S(R_C \times R_t)}{1 + S \frac{R_E}{1 + j\omega R_E C_E}} = \\
 &= -S(R_C \times R_t) \frac{1 + j\omega R_E C_E}{1 + SR_E + j\omega R_E C_E} = \\
 &= -S(R_C \times R_t) \frac{\frac{1}{1 + SR_E} \cdot \frac{1 + j\omega R_E C_E}{j\omega R_E C_E}}{1 + \frac{1}{1 + SR_E}}. \quad (4.7)
 \end{aligned}$$

A sávközépen mért feszültségerősítés a (3.1) összefüggés szerinti:

$$A_{u_{sk}} = -S(R_C \times R_t).$$

A relativ feszültségerősítés a kettő hányadosaként adódik:

$$a_{u_k} = \frac{1}{1 + SR_E} \cdot \frac{\frac{1 + j\omega R_E C_E}{j\omega R_E C_E}}{1 + \frac{1}{1 + SR_E}} = K \frac{\frac{1}{1 + \frac{j\omega}{\omega_{E_1}}}}{1 + \frac{1}{1 + \frac{j\omega}{\omega_{E_2}}}}, \quad (4.8)$$

ahol

$$K = \frac{1}{1 + SR_E}, \quad (4.9)$$

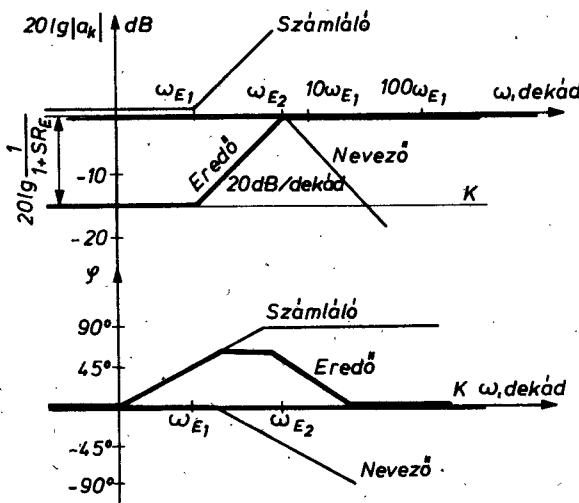
$$\omega_{E_1} = \frac{1}{R_E C_E}, \quad (4.10)$$

$$\omega_{E_2} = \frac{1 + SR_E}{R_E C_E} = \omega_{E_1} (1 + SR_E). \quad (4.11)$$

Eredményeinket amplitudó- és fáziskarakterisztikával a 4.4 ábrán megrajzoltuk.

Eredményeink csak arra az esetre igazak, ha a hajtókör ellenállása nulla. Ettől eltérő generátorellenállású hajtás esetén ω_{E_2} és K értéke változik. Ekkor tulajdonképpen a bemenetre jutó u_{be} feszültség is frekvenciafüggő, a viszonyok pontos vizsgálatát itt mellőzzük, megjegyezve, hogy ω_{E_2} felirása szemléletből könnyen elvégezhető (a C_E szorzója az ellenál-

lás, amit az emitter és föld között "iátunk" - ebben R_g is szerepel). Eredményeink a térvezéreit tranzisztorral fejépített áramkör viszonyait jobban, pontosabban tükrözik, mint a bipoláris tranzisztorral fejépített áramkörét (a térvezéreit az emitterkörből általában nem átiátszó erősítőt alkot, és bemeneti ellenállása közel állandó - pár $M\Omega$ nagyságú, így R_g nagysága érdekeinek).



4.4 ábra

4.1.3 A csatoló- és emitterkomplexumok egymásrahatása

Számitásainkban valamelyik komplexum hatásának vizsgálatakor a többi hatását elhanyagoltuk. A valóságban egymástól függetlenül nem vizsgáthatók, ezért eddigi eredményeinket fizikai megondolásokkal módositsuk, nézzük meg az egyes komplexumok egymásra hatását!

A csatolókomplexum helyettesítő képében az erősítőt reprezentáló, csatolókondenzátor mellett lévő ellenállás a sáv közepén meghatározott bemeneti, ill. kimeneti ellenállás volt.

Hidigitett emittereilenáliás esetén (ha az emitterkomplexum hatása sávközéptől csökkenő frekvenciák felé előbb érezteti hatását, mint a kérdéses csatolókomplexum) az erősítő bemeneti elienáliása nem állandó, a csökkenő frekvenciával növekvő Z_E miatt növekszik a soros visszacsatolás, így a bemeneti ellenáliás (impedancia) értéke is. Ez azt jelenti, hogy a bemeneti csatolókomplexum számításakor már nem R_{be} értékkel kell számolni, hanem annál nagyobbal, vagyis az általunk meghatározott ω_1 érték (l. a (4.5) összefüggést) nagyobb, mint a tényleges törésponti frekvencia, tehát a valósánál rosszabb esetre méreteztünk, így ottani eredményeink elfogadhatók.

A kimeneti csatolókomplexum számításában hasonló gondolatmenettel R_{ki} alakulását kell megvizsgálnunk, ami az áramkör feirajzolása és a visszacsatolás hatásának ismeretében értelemszerűen elvégezhető.

Fenti gondolatmenetünk bipoláris tranzisztorral felépített áramkörre mindenig (csak akkor nem ha $R_1 \times R_2$ adja a bemeneti ellenállást), térvízéreit áramkörre a bemeneti ellenáliás esetén általában nem (itt a gate és föld között lévő elienáliás dominál), kimeneti elienállás számításakor mindenig érvényes.

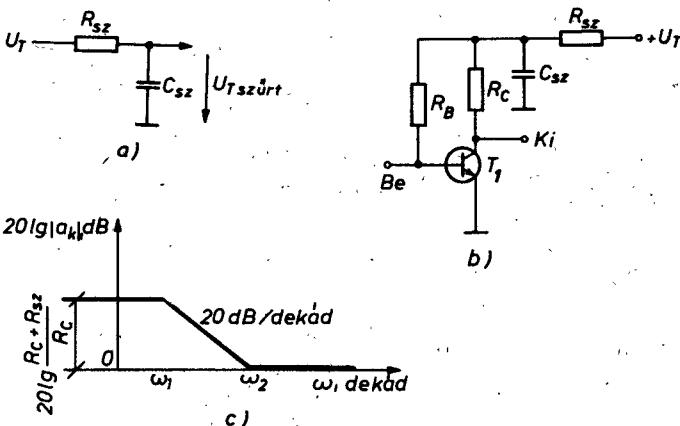
4.1.4 Egyéb hidigitő kondenzátorok hatása

A földelt bázisu alapkapcsolás "bázishidigitő" kondenzátorának hatása hasonlóan határozható meg, mint az emitterkomplexumé. Jellegre az ott feirajzolthoz hasonló Bode-diagramot kapunk ω_{B2} domináns törésponttal, aholi $\omega_{B2} = 1/R_1 \times R_2 \times [h_{11} + h_{21}(R_E \times R_g)] C_B$ összefüggéssel számitható.

Többfokozatú erősítőkben sokszor szükséges a közös tápfeszültségről működtetett fokozatok egymásra hatásának csökkentése céljából szűréselemek beépítése. A szűrő kis értékű elienállás és néhány 100 nF-os kondenzátor 4.5a ábra szerinti kapcsolása. Az első fokozat tápfeszültségét keli szürnünk.

A C_{sz} jelű kondenzátor sávközépen rövidzár, csökkenő frekvenciával növekvő impedancia, egészen kis frekvencián szakadás, így az R_{sz} szűrélienállás csökkenő frekvenciák felé egyre na-

gyobb értékkel kapcsolódik sorba a kollektor-munkaelenállással növelve az erősítést. A relativ erősítésnövekedés a 4.5c ábráról olvasható le. Kisfrekvenciákon ($1 + R_{sz}/R_C$)-szervesére növekszik az erősítés. (A terhelést elhanyagoltuk.)



4.5 ábra

A kisfrekvenciás eredő relativ erősítés a csatoló és hiedigítő komplexumok relativ erősítéseinek szorzataként adódik:

$$a_{u_k} = a_{uC_1} a_{uC_2} a_{uE} a_{uH} \quad (4.12)$$

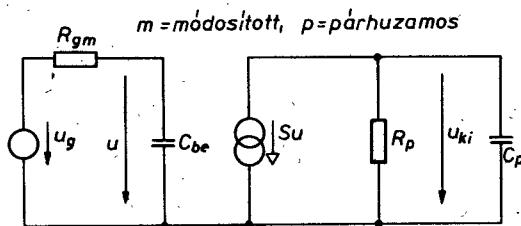
(Az indexek utalnak arra, hogy melyik kondenzátor okozza a frekvenciafüggést.)

4.2 AZ ALAPKAPCSOLÁSOK NAGYFREKVENCIAIS VIZSGÁLATA

A nagyfrekvenciás (sávközépi tartomány feletti frekvenciák) átviteli tulajdonságok meghatározásánál az erősítőelem (transzistor, cső) kapacitásait, a terhelés frekvenciafüggését (általában kapacitív), a felépítésből adódó szort kapacitásokat és az elemekkel az esetlegesen (igen nagy frekvencián) sorbakapcsol-

lódó induktivitásokat kell figyelembe venni. Vizsgálatainkat általában a nagyfrekvenciás helyettesítő kép alapján végezzük. A helyettesítő képet hasonló elven rajzoljuk, mint ahogy sávközépen tettük, de most az előbb említett elemekkel kell kiegészítenünk sávközépre rajzolt modelltünk. A terhelés frekvenciafüggését R_t -vel párhuzamosan kapcsolódó kapacitással (C_t), a felépítésből adódó szerelési, szort kapacitásokat általában csak a kimenetre koncentráltan szoktuk figyelembe venni, szintén a terhelőellenállással párhuzamosan (C_{sz}). (Értékét nem ismerjük előre, szereléstől függően néhány pF-tól több tíz pF-ig terjedhet.) Az erősítőelem frekvenciafüggését a 2. fejezetben tárgyalta nagyfrekvenciás helyettesítő képek alapján modellezük (pl. bipoláris tranzisztor esetében $C_{B,C}$ és $C_{B,E}$ kapacitásokkal egészítjük ki a fizikai paraméteres helyettesítő képet: l. 2.3 ábrát).

Az így felrajzolt helyettesítő képet számításokra célszerű formába rajzoljuk át úgy, hogy minden bemenetet, minden kimenetet egyetlen generátor, egyetlen eredőellenállás és egyetlen eredőkapacitás alkossa (4.6 ábra). Ebből az "eredő" helyettesítő képből minden az erősítés nagyfrekvenciás változásának jellege, minden a törésponti frekvenciák meghatározhatók.



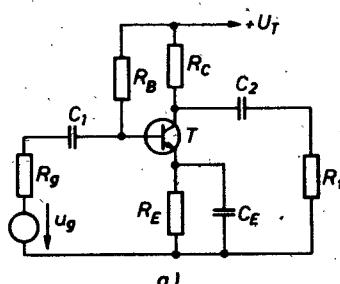
4.6 ábra

Általános esetben az egyfokozatú erősítő erősítése két töréspontú Bode-amplitudókarakterisztikával adható meg. A kisebb értékű törésponti frekvencia alatt állandó az erősítés, a két törésponti frekvencia között 20 dB/dekád, a második törésponti frekvencia felett 40 dB/dekád meredekséggel csökken az átvitel. Az egyes törésponti körfrekvenciák a 4.6 ábra alapján a megfelelő RC szorzatok reciprokaként számolhatók.

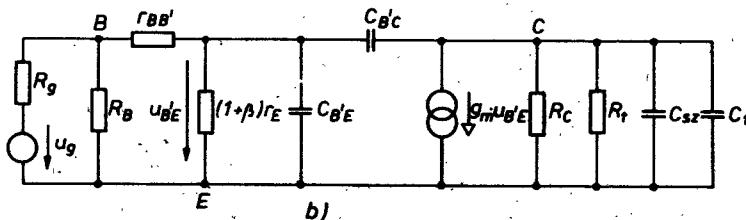
A nagyfrekvenciás átvitel számításával az alapkapsolásoktól függő eredményeket kapunk, ezért külön végezzük vizsgálatainkat földelt emitterű, földelt kollektori és földelt bázisú erősítőre.

4.2.1 Földelt emitterű erősítő nagyfrekvencián

A vizsgált áramkör a 4.7a ábrán látható, az áramkör nagyfrekvenciás helyettesítő képet az előzőekben leírtak alapján a b ábrán rajzoltuk meg.



a)



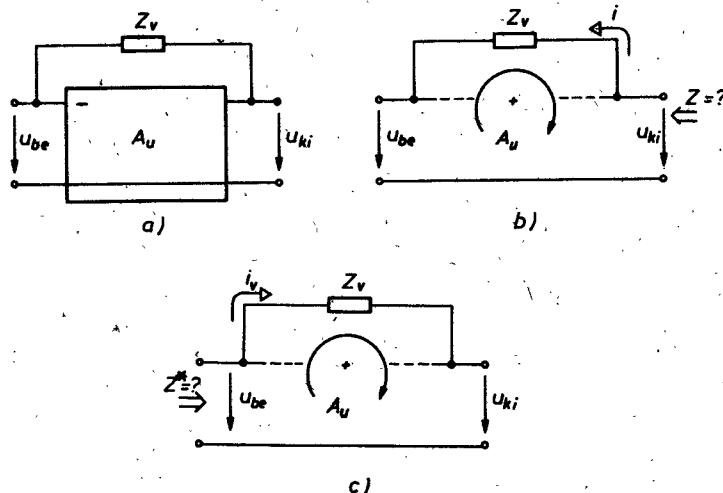
b)

4.7 ábra

A helyettesítő kép alapján akkor lehetne meghatározni a feszültségerősítést, ha a B' és C pont között nem lenne impedancia.

Vizsgáljuk meg először ennek az impedanciának a hatását! A $C_{B'C}$ jelű kapacitás helyett rajzoljunk Z_V jelű impedanciát, a kimeneti és B' pontok között lévő erősítőrészt helyettesítsük "A" jelű erősítővel, határozzuk meg ekkor Z_V hatását! Ily módon

számított eredményeink általános érvényűek lesznek (l. 4.8 ábrát).



4.8 ábra

A 4.8b ábrán feltételeztünk befelé folyó áramot Z_v impedancián, ekkor Z_v hatása a kimeneti kapcsokra a körre felírt hurokegyenletből határozható meg:

$$u_{ki} - u_{be} - iZ_v = 0, \quad (4.12)$$

$$u_{ki} \left(1 - \frac{u_{be}}{u_{ki}}\right) = iZ_v,$$

$$\frac{u_{ki}}{i} = \frac{Z_v}{1 - \frac{1}{A_u}} = \frac{Z_v}{\frac{A_u - 1}{A_u}} \approx Z_v. \quad (4.13)$$

A (4.13) összefüggésből leolvasható, hogy fenti elrendezésben Z_v hatása olyan, mintha a kimeneti kapcsokat Z_v impedancia terhelné. ($A_u \gg 1$ egyenlőtlenséggel közelítettük.)

Z_v bemenetre gyakorolt hatását meghatározhatjuk a (4.12) összefüggés bemeneti feszültségre és bemenő áramra való rendezésével:

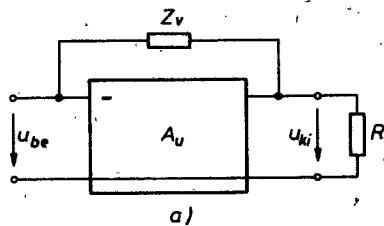
$$u_{be} \left(\frac{u_{ki}}{u_{be}} - 1 \right) = iZ_v,$$

$$u_{be}(1 - A_u) = -iZ_v. \quad (4.14)$$

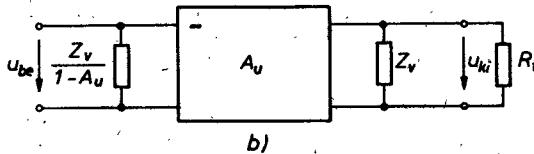
A bemenetre számított impedanciát u_{be} és i_v hárnyadosa adja, a 4.8c ábra alapján belátható, hogy $i_v = -i$, így a (4.14) összefüggés így irható:

$$\frac{u_{be}}{i_v} = \frac{Z_v}{1 - A_u}. \quad (4.15)$$

Tehát a Z_v kimenet és bemenet között lévő impedancia a bemenet felőli nézve $(1 - A_u)$ -szor íátszik kisebbnek, letranszformálódik. Z_v hatását a 4.9 ábrán foglaltuk össze (első meghatározója után Miller-hatásnak nevezzük).



a)



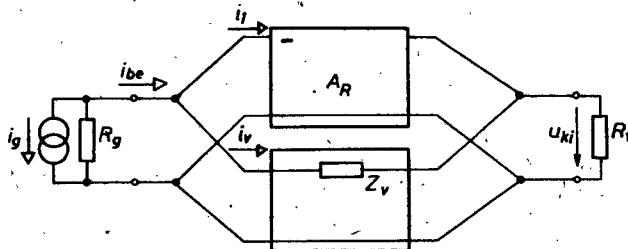
b)

4.9 ábra

Z_v hatása a visszacsatolásoknál megismert módszerekkel is meghatározható (bár a kimeneti hatás bonyolult számítást igényeli, hiszen a visszacsatoló hálózat nem ideális). Mivel Z_v a kimenet és bemenet között van, természetesen jelet hoz vissza a bemenetre. Átrajzolás után könnyen felismerhető: Z_v a kime-

neti feszültséggel arányos áramot csatol vissza a bemenetre, ez párhuzamos feszültségvisszacsatolás. A célszerű hurokerősítés $A_{RS} = A_R (-1/Z_v)$. Negatív visszacsatolás esetén a hurokerősítés pozitív, tehát A_R -nek is fázist kell fordítania, azonban általában feszültségátvitelben gondolkozunk, A_R és A_u minden azonos előjelük, vagyis feszültségerősítésben is fázist fordító erősítő esetén negatív a visszacsatolás. A (4.15) összefüggésből is belátható: Z_v akkor pozitív impedancia a bemeneten, ha az A_u negativ. A párhuzamos visszacsatolás nem változtatja meg a feszültségerősítést, tehát a Z_v hatástan a feszültségerősítésre a 4.11a ábra szerinti elrendezés esetén.

A 4.10 ábrán a visszacsatolást mutatjuk be. A párhuzamos feszültségvisszacsatolás előzőkben látott, Z_v -vel történő megvalósítása bizonyos áramköri alkalmazásban előnyös (pl. jelformáló áramkörökben, ha $Z_v = R$, akkor differenciál áramkört kapunk az erősítő bemenetére kapcsolt kondenzátorral való kiegészítéssel).



4.10 ábra

Visszatérve a földelt emitteri erősítő nagyfrekvenciás helyettesítő képéhez a 4.7b ábra áramkörében szereplő $C_{B,C}$ (un. Miller-kapacitás) hatása a B'-E pontok között:

$$\frac{Z_v}{1 - A_u} = \frac{\frac{1}{j\omega C_{B,C}}}{1 - A_{ub}} = \frac{1}{j\omega C_{B,C}(1 - A_{ub})}, \quad (4.16)$$

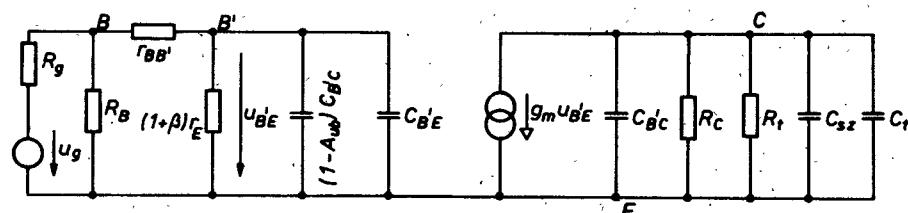
vagyis egy $C_{B,C}(1 - A_{ub})$ nagyságú kapacitással, terhelő hatása a kimeneten pedig $C_{B,C}$ nagyságú kapacitással adható meg.

A kimeneti és B' pontok közötti feszültségerősítés nem változott a visszacsatolás hatására, egrészt, mert a párhuzamos

visszacsatolás hatástan a feszültségerősítésre, másrészt, mert A_{u_b} (*l.* később) sávközépen számított értékével kell számolnunk.
A (4.16) összefüggésben az általános meghatározásból adódó A_u helyett A_{u_b} -t írtunk. Ez a belső bázispontra vonatkoztatott, un. belső feszültségerősítés (hiszen B' -re transzformálódik $C_{B,C}$). Értéke u_{ki} és $u_{B'E}$ hárnyadosa, sávközépen számolva:

$$A_{u_b} = \frac{u_{ki}}{u_{B'E}} \approx -g_m(R_C \times R_t). \quad (4.17)$$

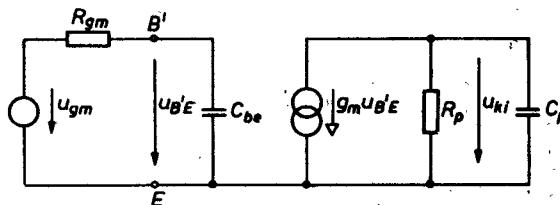
Fenti eredményeinket felhasználva a 4.7b ábra áramkörre átrajzolható a 4.11 ábrán látható módon.



4.11 ábra

Végző célnak a helyettesítő áramkör alakításakor a 4.6 ábrán látható kép. Ezt egyszerű átalakítással elérhetjük.

A bemeneti kör a $B'-E$ pontok között Thevenin-átalakítással módosított generátorellenállású (R_{gm}) és médosított forrásfeszültségi (u_{gm}) generátorral helyettesíthető, ezt terheli a két kapacitás párhuzamos eredője (C_{be}).



4.12. ábra

A kimeneti kör változatlan forrásáramú, ezzel párhuzamosan az ellenállások eredője (R_p) és párhuzamosan a kapacitások eredője (C_p) kapcsolódik. Az átalakítás elvégzése után a 4.12 ábra áramkörét kapjuk.

Az átalakított áramkör elemeinek értéke és értelmezése:

- $u_{g_m} =$ a B'-E pontok üresjárási - kapacitások nélküli feszültsége;

$$u_{g_m} = u_g \frac{R_B \left[r_{BB'} + (1+\beta) r_E \right] (1+\beta) r_E}{R_B \left[r_{BB'} + (1+\beta) r_E \right] + R_g (1+\beta) r_E + r_{BB'}}; \quad (4.18)$$

- R_{g_m} a B'-E pontok Thevenin-helyettesítő képének belső ellenállása, az az ellenállás, amit B'-E pontok között "látunk":

$$R_{g_m} = (1+\beta) r_E \times (r_{BB'} + R_B \frac{1}{R_g}); \quad (4.19)$$

- C_{be} a földelt emitteri erősítő bemeneti kapacitása:

$$C_{be} = C_{B'E} + (1 - A_{u_b}) C_{B'E} \quad (4.20)$$

(ahol A_{u_b} a (4.17) összefüggés szerinti);

- $u_{B'E}$ a belső bázispont és az emitter közötti frekvenciafüggő feszültség (C_{be} miatt frekvenciafüggő):

$$u_{B'E} = \frac{\frac{1}{j\omega C_{be}}}{\frac{1}{j\omega C_{be}} + R_{g_m}} u_{g_m}; \quad (4.21)$$

- g_m a tranzisztor belső meredeksége, a sávközépi értékkel $1/r_E$ -vel egyenlő;

- R_p a kimeneti kör eredő ellenállása:

$$R_p \approx R_C \times R_t. \quad (4.22)$$

(r_{CE} elhanyagolásával közelítettük);

- C_p a kimeneti kör eredő kapacitása:

$$C_p = C_{B'E} + C_{szort} + C_t. \quad (4.23)$$

Itt jegyezzük meg, ha a tranzisztor kimeneti kapacitása (C_{CE}) nem hanyagolható el, (4.23)-mal adott C_p értékét növeli, hiszen párhuzamosan kapcsolódik a kimeneten lévő kapacitásokkal.

A 4.12 ábra alapján felirható a kimeneti feszültség generátorra vonatkoztatott értéke minden nagyfrekvencián, minden sávközepen. Elegendő azonban az u_{ki}/u_g helyett az u_{g_m} módosított generátorfeszültségre vonatkoztatni kimeneti feszültségiunket, hiszen a (4.18) összefüggésből (amelyet egyszerű Thevenin-generátor üresjárási feszültségeként írtunk fel) láthatóan u_{g_m} frekvenciafüggelten (u_g és u_{g_m} között valós elemekből álló osztó van).

A nagyfrekvencián számítható kimeneti feszültség u_{g_m} -re vonatkoztatva:

$$\left(\frac{u_{ki}}{u_{g_m}} \right)_n = \frac{u_{ki}}{u_{B'E}} \cdot \frac{u_{B'E}}{u_{g_m}} = -g_m (R_p \cdot \frac{1}{j\omega C_p}) \cdot \frac{\frac{1}{j\omega C_{be}}}{\frac{1}{j\omega C_p} + R_{gm}} \quad (4.24)$$

a kimeneti feszültség közvetlenül $u_{B'E}$ -től függ, a szorzat első tényezőjét a kimeneti körre írtuk fel, az $u_{B'E}$ feszültség már közvetlenül függ u_{g_m} -től, a szorzat második tényezőjét a bemeneten lévő frekvenciafüggő osztóra írtuk fel.

A (4.24) összefüggést átalakítások után az alábbi alakban írhatjuk:

$$\left(\frac{u_{ki}}{u_{g_m}} \right)_n = -g_m R_p \cdot \frac{1}{1 + j\omega C_p R_p} \cdot \frac{1}{1 + j\omega C_{be} R_{gm}}. \quad (4.25)$$

A sávközépi frekvenciákon a kimeneti feszültség u_{g_m} -re vonatkoztatott értéke (itt a bemeneti kapacitás és a kimeneten lévő kapacitás impedanciája végtelen, így elhanyagolható):

$$\left(\frac{u_{ki}}{u_{g_m}} \right)_{sk} = \frac{u_{ki}}{u_{B'E}} \cdot \frac{u_{B'E}}{u_{g_m}} = (-g_m R_p)(1). \quad (4.26)$$

A relativ nagyfrekvenciás erősítés a (4.25) és a (4.26) összefüggések hányadosaként számítható:

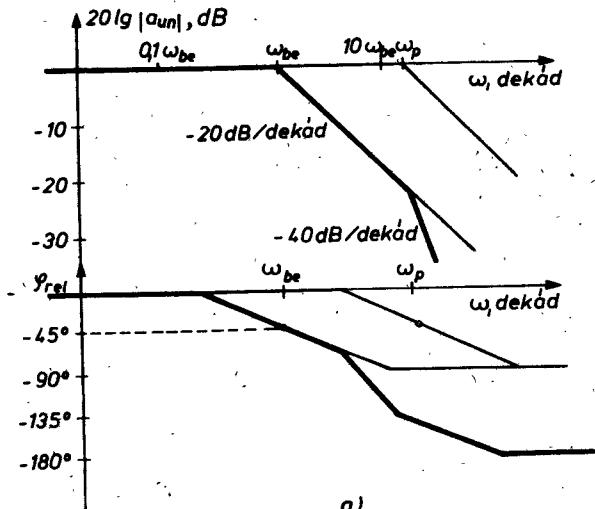
$$a_{un} = \frac{1}{1 + j\omega R_p C_p} \cdot \frac{1}{1 + j\omega C_{be} R g_m} = \frac{1}{1 + \frac{j\omega}{\omega_p}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{j\omega}{\omega_{be}}}, \quad (4.27)$$

ahol a törésponti körfrekvenciák:

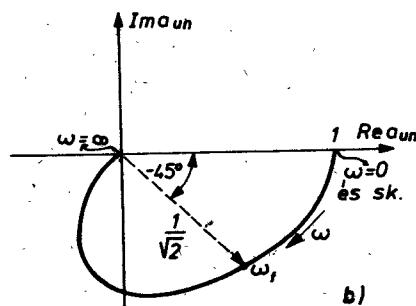
$$\omega_p = \frac{1}{R_p C_p}, \quad (4.28)$$

$$\omega_{be} = \frac{1}{R_{be} C_{be}}. \quad (4.29)$$

Ábrázoljuk eredményeinket Bode-diagrammal, ill. helygörbével!



a)



b)

4.13 ábra

A 4.13 ábrából látható, hogy a feszültségerősítés nagy-frekvencián két töréspont. Az egyik töréspont (az ω_p) a kimeneti kör frekvenciafüggéséből, a másik (az ω_{be}) a bemeneti kör frekvenciafüggéséből adódik. Az eredő karakterisztika jellege a két töréspont egymástól való távolságától függ. A (4.28) és (4.29) összefüggésekből a megfelelő helyettesítések után megállapíthatjuk, melyik a kisebb törésponti frekvencia, melyik dominál.

Célunk a minél nagyobb frekvenciáju átvitel feltételeinek meghatározása. Ezt ω_p és ω_{be} nevezőinek vizsgálatával tehetjük:

ω_p akkor nagy, ha:

- gondos szereles (kis C_{szort});
- kis R_p , (de ekkor A_u is csökkent);
- nagy határfrekvenciáju tranzisztor (kis $C_{B,C}$) biztositható;

ω_{be} akkor nagy, ha:

- nagy határfrekvenciáju tranzisztor (kis $C_{B,C}$; kis $C_{B,E}$ és kis r_{BB});
- feszültséggenerátoros hajtás (ekkor $R_g \approx r_{BB}$) biztositható.

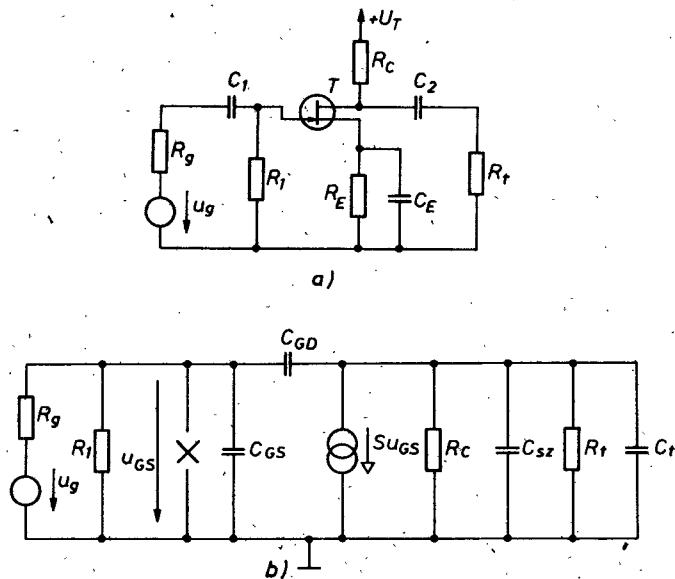
Megfelelő tranzisztor típus választásával ω_{be} növelhető. Nagy határfrekvenciáju tranzisztorok ($f_T > 100$ MHz) és $R_g \approx 0$ ohm esetén az ω_p lesz a domináns töréspont, ennek értéke nehezebben tartható kézben, nehezebben növelhető.

Felső határfrekvencia: az a sávközépinél nagyobb frekvencia, ahol az erősítés a sávközépi erősítéshez képest előre megadott értékkel (általában 3 dB-lel) csökken. Földelt emitterű erősítő felső határfrekvenciája a β áramerősítési tényező határfrekvenciájának (f_β -nak) nagyságrendjében van, de f_β -nál nagyobb is lehet.

Térvezérelt tranzisztoros, földelt emitterű erősítő nagyfrekvencián

A bipoláris tranzisztorral felépített áramköréhez hasonló a számítás menete. A helyettesítő képet a 2.6 ábra felhasználásával rajzolhatjuk fel (l. a 4.14 ábrát). Az abban szereplő C_{GD} kapacitást ugyanugy bonthatjuk két részre, ahogyan a bipoláris

tranzisztorral tettük (Miller-hatás), majd átrajzolva az áramkört, a relativ feszültségerősítés itt is két időállandós lesz



4.14 ábra

Mellőzve az átrajzolás bemutatását, a 4.6 ábrának megfelelő jelölések esetén a két R-C taggal jellemzett helyettesítő kép elemeinek értéke (az értelmezéseket l. a (4.18)...(4.23) összefüggéseknél):

$$u_{g_m} = u_g \frac{R_1}{R_1 + R_g}, \quad (4.30)$$

$$R_{g_m} = R_1 \times R_g, \quad (4.31)$$

$$C_{be} = C_{GS} + (1 - A_u)C_{GD}, \quad (4.32)$$

$$A_u \approx -S(R_C \times R_t), \quad (4.33)$$

$$R_p \approx R_C \times R_t, \quad (4.34)$$

(r_{DS} elhanyagolásával közelítettünk)

$$C_p = C_{GD} + C_{sz} + C_t. \quad (4.35)$$

A relativ nagyfrekvenciai feszültségerősítés a (4.27), a töréspontok a (4.28) és a (4.29) összefüggés szerint számíthatók.

Az ω_p értéke közelítőleg egyezik a bipoláris tranzisztoros kapcsoláséval, az ω_{be} értéke $R_g = R_1 \times R_g \approx R_g$ miatt a hajtástól döntően függ. A helyettesítő képből ugy következtethetünk, hogy $R_g = 0$ esetén nincs a bemeneten frekvenciafüggés, vagy ω_{be} a végtelenbe kerül, azonban, mint azt a 2. fejezetben említettük, 100 MHz körül a FET bemeneti ellenállása (a valós rész) nem hanyagolható el, így ott a helyettesítő kép érvényét veszti fenti formájában.

Sávjóság: a sávközéphez tartozó feszültségerősítés és a sávszélesség szorzata. (Sávszélességen a felső és alsó határfrekvenciák - mindenkorábban defináltuk - különbségét értjük.)

$$f_Q = |A_u| (f_f - f_a) \approx |A_u| f_f, \quad (4.36)$$

(általában f_f jóval nagyobb, mint f_a).

Bipoláris tranzisztoros, földelt emitteri fokozatnál látunk, hogy ω_{be} és ω_p hogyan növelhető. Nagyfrekvenciai tranzisztor esetén ω_p adja a felső határfrekvenciát, így meghatározható, mi korlátozza a sávjóságot.

A (4.26) és (4.28) összefüggésekkel:

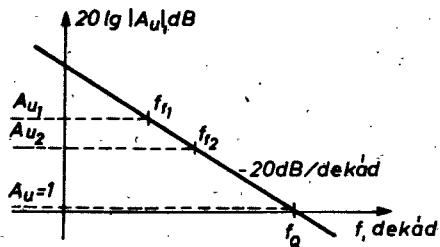
$$f_Q = g_m R_p \frac{1}{R_p C_p} = \frac{g_m}{C_p}. \quad (4.37)$$

A szerelésből adódó kapacitásokat nullára csökkentve:

$$f_Q \approx \frac{g_m}{C_B + C_C + C_E + C_t}. \quad (4.38)$$

Ennél nagyobb $|A_u| f_f$ szorzatot megvalósítani nem tudunk, ezen belül pl. növelve erősítésigényünket kisebb felső határfrekvenciát érhetünk csak el. (A sávjóság értelmezését ugy is megadhatjuk, hogy az az egységnyi erősítéshez tartozó törésponti frekvencia.)

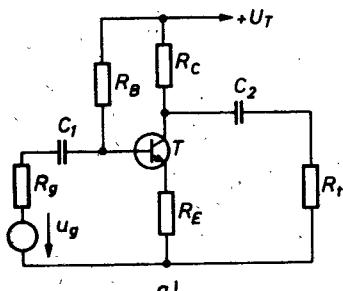
Az összetartozó erősítés-sávszélesség értékek a 4.15 ábrából meghatározhatók. Az ábrából is leolvashatjuk: a sávjóságnak csak egyidőallandós átvitel esetén van jelentősége.



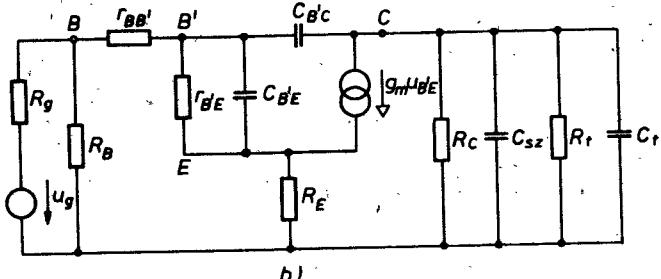
4.15 ábra

4.2.2 Az emitterkörű visszacsatolás hatása a földelt emitterű erősítő nagyfrekvenciás viselkedésére

A vizsgált kapcsolást és nagyfrekvenciás helyettesítő kétét a 4.16 ábrán láthatjuk. A b ábrából látható, hogy a B^* és kimeneti pontok között lévő ($C_{B,C}$ nélküli) áramkör két visszacsatoló hurokban is szerepel. Az egyik visszacsatolás az R_E okozta soros áramvisszacsatolás, a másik a $C_{B,C}$ (Miller-kapacitás) okozta párhuzamos feszültségvisszacsatolás.



a)



4.16 ábra

Számitásainkat úgy végezhetjük el, ha a két viaszacsatolást egymástól függetlenül kezeljük, mindenkor hatását figyelembe vesszük: előbb pl. a párhuzamos feszültségviaszacsatolást számítva, mintha a soros áramviaszacsatolás nem hatna, majd az így kapott eredményekre alkalmazzuk a soros áramviaszacsatolás összefüggéseit. Ily módon először C_{B+C} kerül feltranszformálva a B'-E pontok közé $C_{B+C}(1+g_m R_C \times R_t)$ értékkel (ill. C-E pontok közé C_{B+C} -ként), majd a B'-E pontok között lévő impedanciára a soros viaszacsatolás hurokerősítésének, a $g_m R_E$ -nek megfelelő impedancianövekedést számolunk (r_{BB} , a húrkön kívül van), és figyelembe vesszük g_m megváltozásának mértékét is. Ezután az áramkör a 4.6 ábra kétidőállandós helyettesítő képére alakítható.

A számításokat mellőzve közöljük a két törésponti frekvencia R és C tényezőinek összefüggését.

A bemeneti törésponthoz:

$$R_{g_m} = (1 + g_m R_E)(1 + \beta) r_E \times (r_{BB} + R_B \times R_g) \approx r_{BB}, \quad (4.39a)$$

a közelítést $R_g = 0$ -ra végeztük.

$$C_{be} = \frac{[C_{B+E} + (1 - A_u)C_{B+C}]}{1 + g_m R_E}. \quad (4.39b)$$

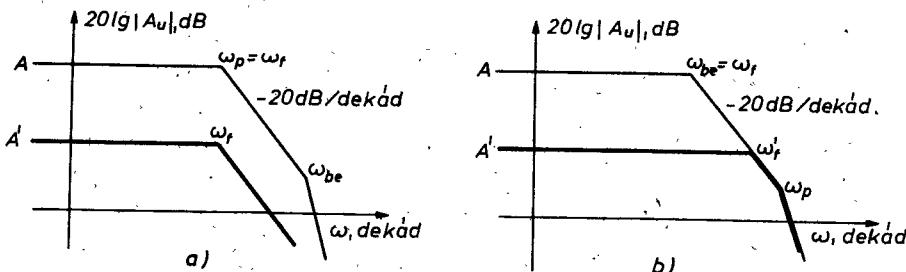
A kimeneti törésponthoz:

$$R_p = R_C \times R_t, \quad (4.40a)$$

$$C_p = \frac{C_{B+C}}{1 + g_m R_E} + C_{sz} + C_t. \quad (4.40b)$$

Az összefüggésekben leolvasható, hogy a kimeneti kör időállandója alig változott az emitterkör viaszacsatolás hatására (összehasonlitva R_p és C_p értékeit a (4.22) és (4.23) összefüggésekkel). Tehát azoknál az erősítőknél, ahol az ω_p a domináns pólus (a nevező zérushelye) az emitterellenállás nem változtatja meg a felső határfrekvenciát, csak a feszültségerősítést csökkenti (4.17a ábra).

A bemeneti kör időállandóját $R_g \approx 0$ esetében vizsgálva, az ellenállástag eredője közel r_{BB} . A C_{be} kapacitástag a viszszacsatolatlan esethez képest lényegesen lecsökken (ahányszor az erősítés is lecsökken), így a bemeneti kör törésponti frekvenciája megnő. Tehát azoknál az erősítőknél, ahol az ω_{be} a domináns pólus, az emitterellenállás az erősítéscsökkenés mértekének megfelelően növeli meg a felső határfrekvenciát (4.17b ábra).



4.17 ábra

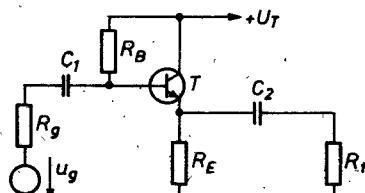
Térvezéreált tranzisztorral felépített áramkörre $R_g \approx 0$ esetén ($R_1 \gg R_g$) a 4.17a ábra alkalmazható (jóval nagyobb a bemeneti kör töréspontja, mint a kimeneti kör törésponti frekvenciája). A gyakorlati megvalósításoknál általában ezzel számolhatunk, hiszen a FET-es erősítő bemeneti ellenállása (néhány $M\Omega$) általában jóval nagyobb a hajtó áramkör kimeneti ellenállásánál (vagyis a generátorellenállásnál). Ez a megállapításunk is csak korlátozott frekvenciáig érvényes a FET bemeneti ellenállásának frekvenciafüggése miatt.

4.2.3 Földelt kollektorú erősítő nagyfrekvenciás vizsgálata

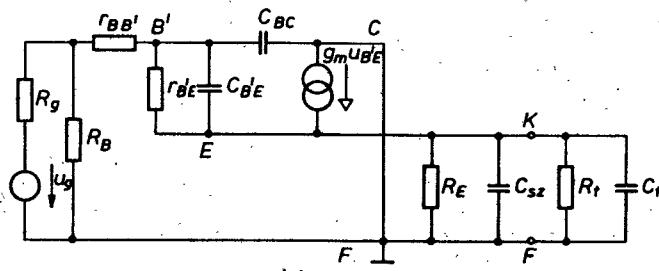
A vizsgált kapcsolást és nagyfrekvenciás helyettesítő kétét a 4.18 ábrán láthatjuk.

A 4.18b ábrából látható, hogy a Miller-kapacitás ($C_{B,C}$) kollektoroldali pontja földelt, így a bemenetre feltranszformálás nincs, értéke a B' és föld között vehető figyelembe. A

B' - E pontok között lévő C_{BE} -re hatásos a soros visszacsatolás, ennek értéke a hurokerősítésnek megfelelően lecsökken (a B' - F között). Az így számított bemeneti töréspont ($C_{be} \approx$ néhány pF miatt) olyan nagy frekvenciájú lesz, hogy elhanyagolhatjuk. (Ezt kis határfrekvenciájú tranzisztoros áramkör kivételével megtehetjük.)



a)

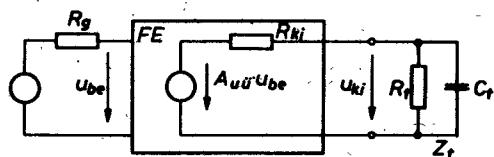


b)

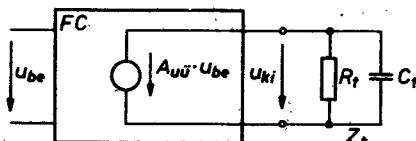
4.18 ábra

A kimeneti kör frekvenciafüggését a bonyolult számítások mellőzése miatt a földelt emitterű erősítővel való összehasonlításban becsüljük meg. A 4.18b ábrán jelölt K-F pontoktól jobbra lévő elemek egyeznek a földelt emitterűnél rajzolttal. Ez frekvenciafüggő impedancia, amely a frekvencia növekedésével csökken. Rajzoljuk meg mind a földelt emitterű, mind a földelt kollektori erősítő kimenetének vezérelt aktiv generátoros helyettesítő képet (4.19 ábra)!

Az $A_{ui} u_{be}$ feszültséget minden erősítőnél frekvenciafüggőtlennek véve (vagyis elhanyagolva ω_{be} hatását), a frekvencia növekedésével a kimeneti feszültség a földelt emitterű erősítőnél Z_t és R_{ki} ismeretében számolva csökken.



a)



b)

4.19 ábra

A földelt kollektori erősítő kimeneti ellenállása, klcsl, értékét jóval kisebbnek tételeztük fel, mint Z_t , lgy Z_t szemponjából közel ideális feszültséggenerátoros hajtást jelent az erősítő, vagyis a frekvencia növekedésével csökkenő terhelő impedancián állandó a kimeneti feszültség (a feszültségekényszer miatt). Tehát a földelt kollektori erősítő kimeneti körének törésponti frekvenclája jóval nagyobb, mint az ugyanolyan terhelő impedanciáju, földelt emitteri erősítőé. A földelt kollektori erősítő felső határfrekvenciája a tranzisztor tranzitfrekvenciájának nagyságrendjében van, ezt a széles átvittel tartományt azonban általában nem használjuk ki (f_T környezetében az impedanciatranszformáló hatás is változik).

Levezetés nélkül közöljük: a földelt kollektori erősítő terhelése növekvő frekvenciákon komplex impedanciává, általában kapacitív jellegűvé válik. A komplex terhelés meghatározza a hurokerősítést is, így növekvő frekvenclával a hurokerősítés is komplex.

A bemeneti impedancia soros feszültségvisszacsatolással számított értéke a hurokerősítés frekvenclafüggése miatt kapacitív jellegű terhelés esetén negativ valós részt eredményezhet. Nem megfelelő generátoroldali lezárás mellett a negatív bemeneti ellenállásrész nem kívánatos gerjedést okozhat. (A bemeneti impedancia egyszerű számítását az Elektronikus áramkörök II. B. jegyzet bemutatja.)

A gerjedékenység csökkenthető, ill. a gerjedés megszüntethető a kimeneten lévő terhelőkapacitás, a terhelőellenállás, a tranzisztoreredekség, ill. a generátorellenállás valamelyikének megfelelő megválasztásával.

4.2.4 Földelt bázisu erősítő nagyfrekvenciás vizsgálata

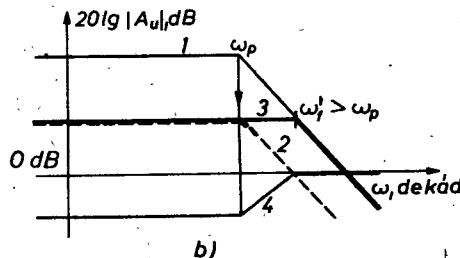
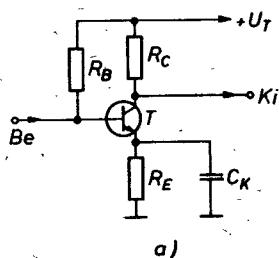
Az eredmények rövid közlésének lgényével: a bemeneti kör frekvenciafüggése a kimeneté mellett elhanyagolható. A kimeneti kör frekvenciafüggésének minél kisebb értékben tartásával a földelt bázisu erősítő határfrekvenciája f_{α} nagyságrendjébe vihető.

4.2.5 A nagyfrekvenciás átvitel javítása

A felső határfrekvencia növelhető adott kapcsolás esetén úgy, hogy kiegyenlitjük az erősítés csökkenést kompenzált hálozattal (nagyfrekvenciás kompenzáció), vagy növelhető úgy, hogy csökkentjük a terhelőkapacitás értékét. Ezt a két módszert mutatjuk be az alábbiakban.

További módszert adunk földelt emitterú áramkör felső határfrekvenciájának növelésére az 5.19 ábrán és a hozzá tartozó magyarázatban.

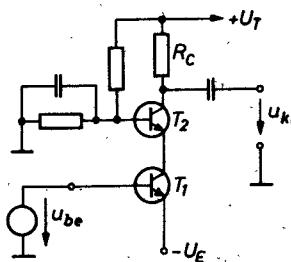
a/ Nagyfrekvenciás kompenzáció. Földelt emitterú erősítőnél alkalmazott gyakori kompenzálási módszert mutat a 4.20 ábra. A 4.20b ábrán a frekvenciamenetre gyakorolt hatását is felrajzoltuk.*



4.20 ábra

A C_k kompenzáló kapacitással a visszacsatolt erősítést (az R_E által létrehozott visszacsatolást) frekvenciafüggvé tettük. A C_k hatására az ω_{be} és ω_p jelű törésponti frekvenciák változatlanok. A 4.20b ábrán azt az esetet ábrázoltuk, amikor a felső határfrekvenciát ω_p adja. Az ott rajzolt karakterisztikák értelmezése: 1 feszültségerősítés $R_E = 0$ esetben, 2 feszültségerősítés R_E -vel, de kompenzálás nélkül - a 4.17a ábrán már bemutattuk -, 3 kompenzált feszültségerősítés, 4 az emitterkomplexum átvitele. Az ábrán rajzolt esetben $\omega_p = 1/(R_E C_k)$ választással kell méreteznünk. A C_k értékének helytelen megválasztásával a kompenzált erősítés-karakterisztikában kiemelést hozhatunk létre - ez a tulkompenzálás, ami természetesen kerülendő.

b/ A terhelőkapacitás csökkentése. Alapkapcsolásainkat a legritkább esetben alkalmazzuk önmagukban, általában több fokozatot kapcsolunk egymáshoz valamilyen módon. Az előzőekben figyelembe vett terhelő kapacitást (C_t) a kérdéses fokozatot követő áramkör bemeneti kapacitása adja. Ennek csökkentése több lehetőség közül a 4.21 ábra áramkörével is megvalósítható.



4.21 ábra

Az áramkört kaszkód erősítőnek nevezzük. A T_1 tranzisztor földelt emitterű erősítője vezérli az emitter és föld között a T_2 tranzisztort, a kimeneti feszültséget T_2 kollektoráról veszszük le, tehát T_2 -es földelt bázisu erősítőként működik. (T_1 nyugalmi bázisárama a nulla potenciálu pont felé a generátoron keresztül biztosított.)

Határozzuk meg az áramkör bemeneti kapacitását, hiszen ez adja az őt hajtó fokozat terhelőkapacitását!

A T_1 jelű tranzisztor $C_{B,E}$ kapacitásával a $C_{B,C}$ kapacitás bemenetre transzformált értéke kapcsolódik párhuzamosan, a (4.20) összefüggés szerint:

$$C_{be} = C_{B,E} + (1 - A_{u_1}) C_{B,C},$$

ahol A_{u_1} a földelt emitteri erősítőrész erősítése, amely egy-szerűen $A_{u_1} = -g_m R_{C_1}$ formában írható; A földelt emitteri kollektorkörében a földelt bázisu erősítő bemeneti ellenállása alkotja a munkaellenállást, R_{C_1} -et, tehát a feszültségerősítése:

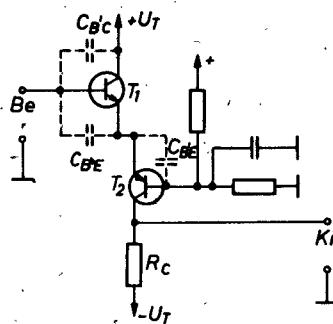
$$A_{u_1} \approx -g_m \frac{h_{11}}{h_{21}} \approx -1 \quad (4.41)$$

(az összefüggés felirásakor α_1 és r_{BB} , elhanyagolásával közelítettünk).

A bemeneti kapacitásra íly módon írható:

$$C_{be} = C_{B,E} + 2C_{B,C}. \quad (4.42)$$

(A kaszkód erősítő eredő feszültségerősítése $A_u \approx -S_2(R_C \times R_t)$.)



4.22 ábra

Az előzőnél is kedvezőbb eredményt kapunk, ha a földelt bázisu erősítőrészét földelt kollektoru hajtja (hiszen a földelt kollektoru kisebb bemeneti kapacitást ad, mint a földelt emitteri). Az áramkört integrált erősítőkben alkalmazzák. Elvi

felépítését a 4.22 ábrán mutatjuk be. Az ábráról leolvasható:

$$C_{be} = \frac{C_{B+E}}{2} + C_{B+C}. \quad (4.43)$$

Az áramkört komplementer (T_1 és T_2 nem egyező - pnp és npn - tipusu tranzisztorok) kaszkód kapcsolásnak nevezik. (Megjegyzendő, hogy a kaszkód erősítő tulajdonképpen egy földelt emitterű (vagy egy földelt kollektorú) erősítő és egy vele közvetlen csatolásban lévő földelt bázisu erősítő.). A közvetlen csatolást az 5.1 alfejezetben ismertetjük.

A kaszkód erősítő a fentiek alapján megállapíthatóan nagyfrekvenciás erősítőkben jól alkalmazható áramkör.

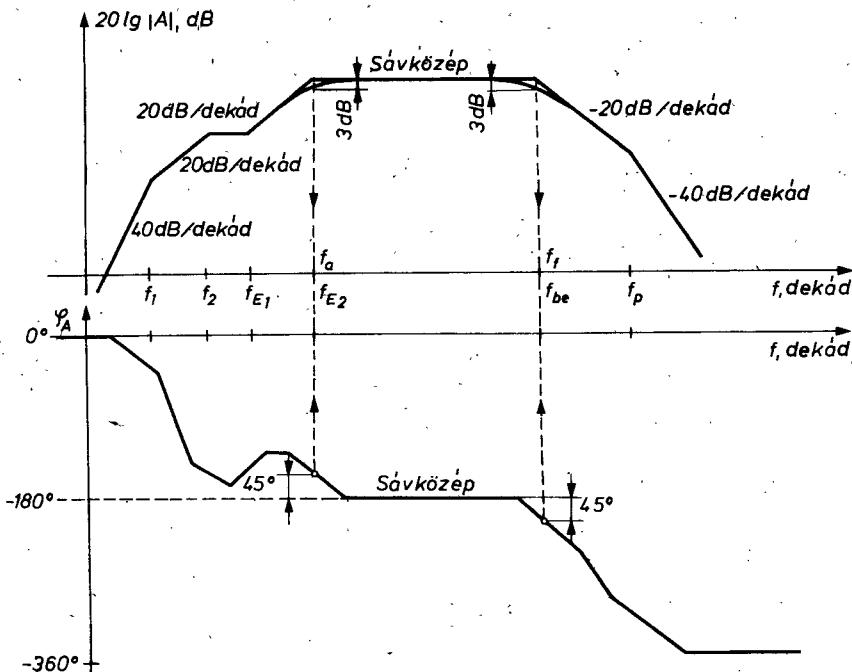
4.2.6 Az alapkapsolások eredő frekvenciafüggése

Az előző fejezetekben külön vizsgáltuk a kisfrekvenciás és a nagyfrekvenciás tartomány hatását az erősítőjellemzőkre. Számításainkat az egyszerűbb, áttekinthetőbb eredmények miatt a sávközépi erősítésre vonatkoztatva végeztük, így a relativ erősítőjellemzők változását láttuk. Az erősítőjellemző tényleges karakterisztikája ugy rajzolható meg, hogy a számított jellemzőket megszorozzuk a sávközépi erősítéssel, ez Bode-diagramban történő ábrázolásnál az amplitudókarakterisztikát adott dB értékkal, a fáziskarakterisztikát adott szögértékkel csuszthatja el, vagyis a frekvenciafüggés jellege változatlan (az alsó és felső határfrekvencia nem változik).

Az eredő frekvenciafüggés a kisfrekvenciás, a sávközépi és a nagyfrekvenciás tartomány együttes megadását (összefüggéssel vagy karakterisztikával) jelenti. Az eredő feszültségerősítés a teljes frekvenciatartományban:

$$A_u = A_{u_{sk}} a_{u_{C1}} a_{u_{C2}} a_{u_E} a_{u_{be}} a_{u_p}. \quad (4.44)$$

Földelt emitterű erősítő (l. a 3.2 ábrán lévő kapcsolást) eredő frekvenciamenetét ábrázoltuk Bode-diagrammal a 4.23 ábrán. (A különböző törési frekvenciák más sorrendben is elképzelhetők.)



4.23 ábra

A 4.23 ábrán olyan erősítő Bode-karakterisztikáit rajzoltuk meg, amelyben kisfrekvenciás erősítésökkenést okozó elemek, kondenzátorok vannak. Amennyiben ezek a kondenzátorok az erősítőben nem szerepelnek (elhagyhatók, ill. elhagyandók) az erősítés kisfrekvenciák felé sem csökken, egészen nulla frekvenciáig állandó abszolutértékű és állandó fázistolású marad, növekvő frekvenciák tartományában, sávközépnél nagyobb frekvenciákon viszont ugyanugy viselkedik, mint vizsgált áramkörünk. Ezekkel az erősítőkkel az 5., ill. 6. fejezetben foglalkozunk.

4.2.7 Kiegészítés az alapkapcsolások frekvenciafüggéséhez

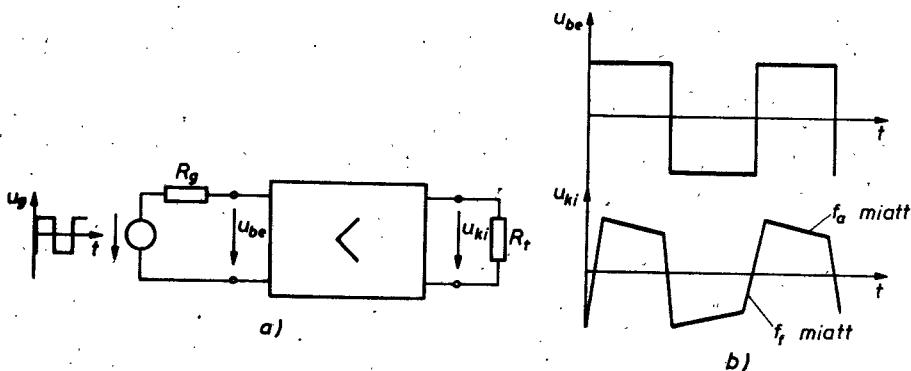
a/ Az erősítés négyeszöghullámu bemeneti feszültség esetén. Az előzőekben minden feltételeztük, hogy az erősítendő jel alakja szinuszos. A gyakorlatban szinusztól eltérő jelalakok erő-

sítésére is szükség van, ezért röviden megvizsgáljuk, hogy a nemszinuszos jelek közül önkényesen kiválasztott négyzet alakú bemeneti feszültséget hogyan erősítik előző áramköreink.

Számítások nélkül az alábbi meggondolásokat tehetjük: ismeretes, hogy a nemszinuszos, de periódikus jel felirható harmonikus (szinuszos és koszinuszos) jelek összegeként (Fourier-sorba fejtés). A négyzet alakú jelsorozat is felbontható harmonikus jelek összegére (ideális hullámforma esetén, végtelen sok szinuszos tag összegét kellene felírni), így a négyzetes jelsorozat erősítésekor tulajdonképpen nagyon sok szinuszos jelkomponens erősítéséről van szó.

Az erősítő csak véges frekvenciáju szinuszos jeleket képes a sávközépi erősítésnek megfelelő értékkel átvinni, tehát a szinuszos komponensek közül is csak véges számút képes erősíteni adott értékkel, az egyre nagyobb frekvenciáju komponenseket egyre kisebb mértékben erősíti. A kimenő jelet tehát nem azonos mértékben erősített bemenő jelkomponensek alkotják, így azok összegezése természetesen a bemenő jel alakjától eltérő alakot ad a kimeneten. (Ideális négyzetihullámu átvitelhez végtelen sávszélességű erősítő kellene.)

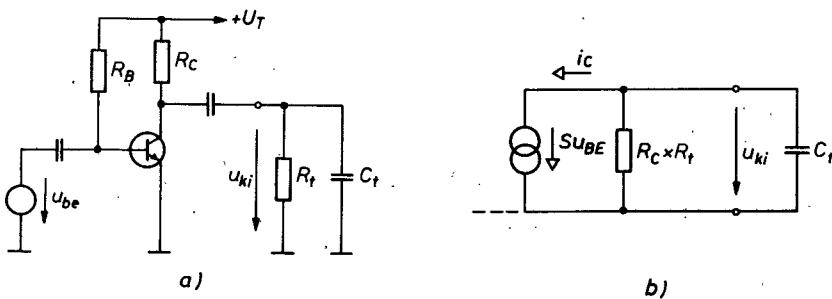
A 4.24 ábrán szemléltettük a kimeneti feszültség alakjának egy lehetséges változását. Négyzet alakú impulzussorozat erősítésére alkalmas erősítőket "szélessávu erősítők"-nek nevezünk (a fentiek alapján érthető az elnevezés).



4.24 ábra

b/ A lineárls torzítás. Szinuszos feszültség erősítésekor a sávközéptől eltérő frekvenciákon a kimenő jel minden egyes frekvencián más amplitudójú és más fázisú. Nemszinuszos feszültség erősítésekor a véges határfrekvenclák miatt kevesebb harmonikus jelet tudunk erősíteni, mint amennyi a jel alakjától eltérő alakot kapunk. Fenti, az erősítő frekvenciafüggésből adódó jelalakváltozást (szinuszosnál a fázistolást) az erősítőt alkotó lineáris elemek (ellenállások, kapacitások) okozzák, ezért lineárls torzításnak nevezzük. (Vigyázat! Megkülönböztetendő az 1.7 alfejezetben tárgyalt "nemlineárls torzítástól"!)

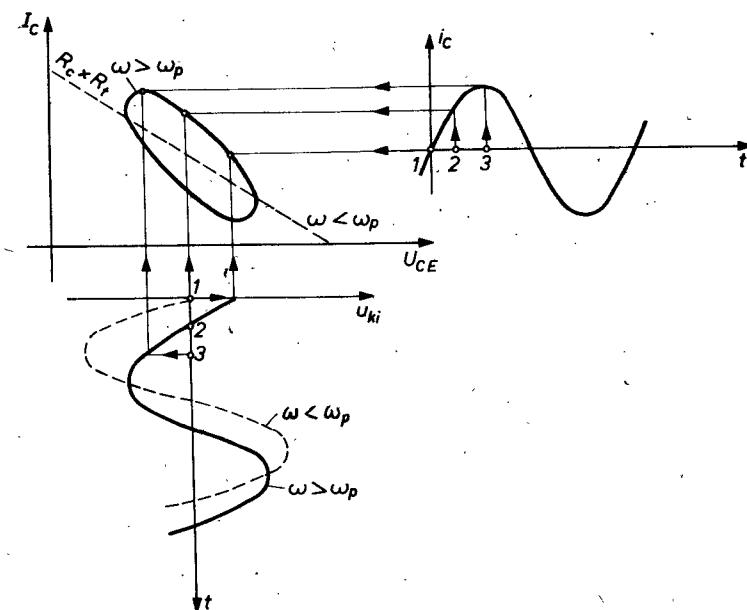
c/ Komplex terhelésű erősítő munkadlagramja. Az erősítő nagyfrekvenciás vizsgálatánál láttuk, hogy az áramkör kimenetén lévő terhelés növekvő frekvencialával komplex értékkel válik (általában kapacitív jellegűvé). Vizsgáljuk meg, hogy a komplex terhelés esetén milyen grafikus összefüggést adhatunk meg a tranzisztor árama és a kimeneti feszültség változása között!



4.25 ábra

A vizsgált áramkör a 4.25a, annak helyettesítő képe a 4.25b ábrán látható. A vizsgálatnál feltételezzük, hogy az áramkör frekvenciafüggésébe a tranzisztor frekvenciafüggéséből adódó bemeneti időállandó nem szól bele, az elhanyagolható. Ekkor, a bemeneti feszültség állandó értéke esetén, ha a vezérlőjel frekvenciája jóval kisebb, mint $\omega_p = 1/(R_C \times R_T)C_T$, a kollektoriáram és a kimeneti feszültség között 180° -os fáziseltérés van (a feszültség 180° -ot késik az áramhoz képest), és a jól is-

mert munkaegyenes szerint változik a feszültség adott áramváltozás hatására (l. a 4.26 ábra szaggatott vonallal jelzett egyenessét).



4.26 ábra

Növekvő frekvenciával az áramgenerátor áramának egyre nagyobb része folyik át a csökkenő impedanciájú kapacitáson, a kimeneti feszültség amplitudója egyre kisebb, fáziskésése (az áramhoz képest) egyre nagyobb lesz. Az azonos időpillanatok összetartozó feszültség- és áramértékei az idő függvényében a munkaegyenestől eltérő, un. munkagörbét alkotnak (frekvenciától függő ellipszist kapunk), amint a 4.26 ábrán látható.

d/ Transzformátor hatása az erősítő frekvenciafüggésére. A későbbiekben (az erősítőfokozatok csatolása az 5. fejezetben, ill. a teljesítményerősítők illesztése a 7. fejezetben) találkozunk olyan áramkörökkel, amelyekben transzformátor alkalmaznak bizonyos feladatok ellátására.

A transzformátor, mint valóságos áramköri elem induktivitással, ellenállással és a tekercsek, ill. menetek közötti szort kapacitással jellemezhető, átvitele tehát frekvenciafüggő.

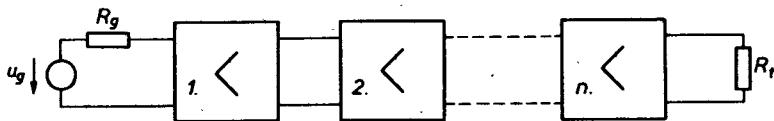
A közlés igényével adjuk meg: transzformátort alkalmazó erősítő feszültségerősítésének átvitele egy domináns nagy- és egy domináns kisfrekvenciás időállandót tartalmaz (a transzformátor átviteléből adódóan). Az így kapott átviteli sáv (sávközépi tartomány) kisebb, mint a "hasonló" funkciót betöltső, de kondenzátorral csatolt áramkör átviteli sávja.

5. TÖBBFOKOZATU ERŐSÍTŐK

Az erősítőkkel szemben támasztott követelmények általában olyanok, hogy azokat egyetlen alapkapcsolással megvalósítani nem tudjuk (pl. 1000-széres feszültsgerősítés). Merészság lenne azt is feltételezni, hogy több alapkapcsolás valamilyen módon kapcsolása minden megoldást biztosít. A 3. fejezetben megismert alapáramkörök ből további egyszerű, az előzőektől eltérő funkciójú áramkörök (teljesítményerősítő, differenciálerősítő) építhetők fel, amelyeket a következő (6. és 7.) fejezetekben ismertetünk.

Most megelégszünk csak az alapáramkörök belső ismeretével, hiszen a többfokozatú erősítőt alkotó áramköröket blokkok segítségével jelképezzük, így nem zavarhatja vizsgálatainkat egy-egy, eddig még nem ismertetett áramkör jelenléte.

Az alapáramkörökkel felépített, egyszerű elrendezésű kapcsolásainak vizsgálatának néhány lényegesebb következtetését a későbbiekben ismertetendő (l. Elektronikus áramkörök II.A.jegyzetben) néhány áramkörre is kiterjesztjük, ekkor tömbvázlat-szinten az erősítőt "háromszöggel" jelképezzük.



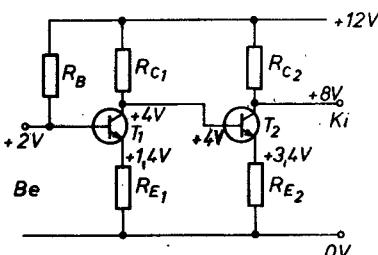
5.1 ábra

Adott specifikáció teljesítésére az 5.1 ábrán rajzolt, láncbakapcsolt (kaszkád) erősítőfokozatok megfelelnek. A tömbvázlaton belül a számosztott tömbök az egyes elkülöníthető funk-

A csatolóelem transzformátor, ami egyenáramú leválasztást biztosít, a két fokozat között galvanikus kapcsolat nincs. A transzformátor váltakozzáramulag a két fokozat között (a generátor felé vagy a terhelés felé is) illesztési feladatokat végezhet, a tekercsek alkothatják rezgőkörök induktivitását (selektív erősítőknél), a tekercsek tetszőleges kivezetése földelhető, ily módon fázisfordítást biztosítva. A transzformátor mind nagy-, mind kisfrekvencián erősítéscsökkenést okoz, sávközépi tartománya nem tul széles (néhány dekád).

Az ily módon csatolt áramkörök felépítése viszonylag sok elemet kíván. minden fokozat külön munkapontbeállításáról gondoskodni kell. A transzformátor megvalósítása is viszonylag bonyolult. Csökkenő frekvenciával adott követelmények csak a méretek növelése mellett biztosíthatók. A transzformátor a berendezés súlyát, méretét, árát növeli, bár bizonyos alkalmazásokban még nehezen helyettesíthető. Ez a csatolási mód is váltakozzáramú csatolás.

c/ Közvetlen csatolás (5.4 ábra). A legegyszerűbben megvalósítható csatolási forma két fokozat között az 5.4 ábrán látható. A megoldást közvetlen csatolásnak nevezzük. Szokásos a végig, minden fokozat között közvetlen csatolt erősítőt "D.C. erősítőnek" is nevezni. Ez az elnevezés a Direct Coupled (közvetlen csatolt) angol szavak kezdőbetűiből szó szerint "közvetlen csatolt erősítőt", vagy az irodalomban hasonlóan gyakran használatos Direct Current (egyenáram) fordításából és kezdőbetűiből "egyenáramú erősítőt" jelent.

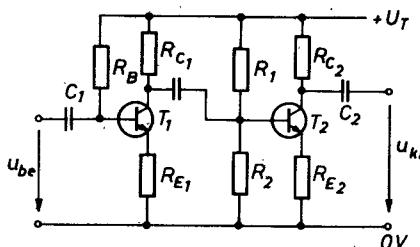


5.4 ábra

lenül, külön T_2 munkapontja, a változásokat R_{E_1} és R_{E_2} csökken-

tik).

A sávközépi rövidzár biztosítására C_1 , C_2 , C_3 nagy értéke szükséges (ez alkatrészproblémát vethet fel).

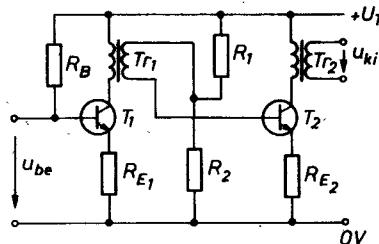


5.2 ábra

Sávközéptől csökkenő frekvenciával a csatolókondenzátorok erősítéscsökkenést okoznak (l. 4.1.1 pont). Viszonylag sok elemre van szükségünk (külön munkapontbeállító minden fokozatnál, és egy-egy csatolókondenzátor minden fokozat leválasztására). Az R-C csatolással erősítőt (a transzformátorral csatoltat is) nevezik "A.C. erősítőnek" (Alternating Current = váltakozóáram) utalva arra, hogy ily módon csak váltakozó jeleket (nulla frekvenciától különböző frekvenciájú jeleket) erősíthetünk.

A 3. fejezet áramköreit többségében R-C csatolással rázszoltuk fel. Néhány áramkörnél lehetőség volt a csatolókondenzátorok vagy valamelyik csatolókondenzátor elhagyására.

b/ Transzformátoros csatolás (5.3 ábra). Inkább átviteltechnikai, ill. nagyfrekvenciás alkalmazásban találkozunk ezzel a csatolási móddal, mi csak a teljesitményerősítőknél (7. fejezet) alkalmazzuk.



5.3 ábra

Néhány alapvető szinteltolási elvet láthatunk az 5.5 ábrán (itt C_1 -gyel a T_1 tranzisztor kollektorát, B_2 -vel a T_2 tranzisztor bázisát jelöltük, ily módon földelt emitterű erősítőket mutatva be, és npn típusú tranzisztorokat feltételezve).

A következőkben az 5.5 ábra lehetőségei közül csak az a/ és b/ megoldást mutatjuk be áramkörbe építve, a c/ és d/ lehetőséggel az Elektronikus áramkörök II.A. jegyzet foglalkozik részletesen, itt csak a működési elv lényegét ismertetjük. További feszültségszint eltolásra megoldást adunk a 7. fejezetben.

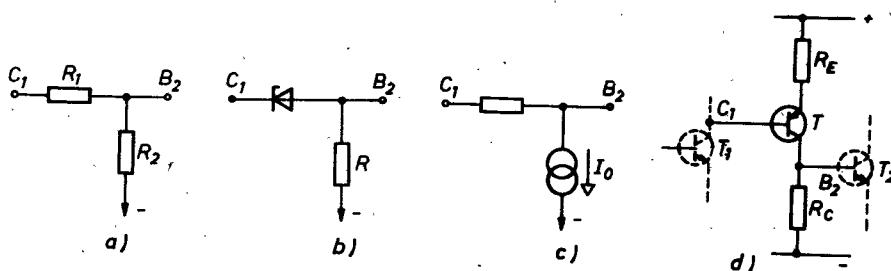
Az 5.5a ábra megoldása ellenállásokból álló feszültségosztót javasol: ennek hátránya, hogy a szükséges egyenszinteltolás mellett a hasznos jelet is leosztja. A megoldás előnye, hogy a második fokozat bemeneti kapacitásának hatása az osztó R_1 ellenállásával párhuzamosan kapcsolt kondenzátorral kompenzáható, így javitható a nagyfrekvenciás átvitel (kompenzált feszültségosztó). Áramkörbe helyezve látható az 5.6a ábrán az osztó.

A b/ ábra Zener-diódás szinteltolást mutat. A záróirányban előfeszített dióda munkapontját a könyökfeszültség után a meredeken növekvő áramtartományba kell beállítani - ezt végzi az R ellenállás - ebben a tartományban viszonylag nagy egyenáramú és kis váltakozóáramú ellenállása van, vagyis a hasznos jelet alig osztja le (a váltakozóáramú osztót a Zener-dióda differenciális ellenállása valamint az R ellenállás és a T_2 tranzisztor bemeneti körének eredő ellenállása képezi). Ennek a megoldásnak a hátránya: a Zener-dióda zajszegény beállításához viszonylag nagy munkaponti áramra van szükség, amely átfolyik R_{C_1} -en is, terhelve ezt a fokozatot (a fokozattól emitter-követő alkalmazásával választható le). A szinteltolás az 5.6b ábrán látható.

Az 5.5c ábra az ellenállásokból álló osztó R_2 jelü ellenállását állandó áramú generátorral (áramgenerátorral, végtelen belső ellenállással) helyettesíti, íly módon $I_o R_1$ szinteltolást biztosítva. A hasznos jel ($R_2 = \infty$ miatt) nem osztódik le (a meglévő R_1 és a fokozat bemeneti ellenállásán lévő osztás emitterkövetővel kiküszöbölhető).

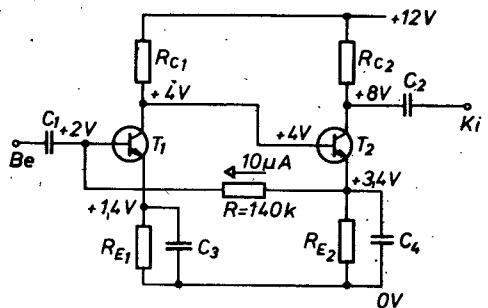
Az áramkörben a T_2 tranzisztor nyugalmi bázisfeszültségét a T_1 tranzisztor nyugalmi kollektorfeszültsége biztosítja oly módon, hogy ezzel T_2 bázisát egyszerien összekötöttük. A felfelezett egyenfeszültségek értékét is bejelöltük az ábrán. A két fokozat között közvetlen galvanikus kapcsolat, vezeték van, amely a vezérlőjel szempontjából ideális kapcsolatot ad a fokozatok között (a jelcsökkenés nulla), ez az ideális kapcsolat tulajdonképpen frekvenciafüggetlen is. Az ily módon csatolt erősítők alkalmassak a nagyon lassu jelváltozások átvitelére is, ha hidegitő elemet sem tartalmaznak, akkor alsó határfrekvenciájuk nulla (l. az 5.8b ábrát), innen az "egyenáramú erősítő" elnevezés.

A közvetlencsatolt erősítők 5.4 ábrán látható áramkori megoldása az elemek számát tekintve előnyös (T_2 munkapontbeállítását az előző fokozat és R_{E_2} végzi, T_1 munkapontbeállítására az R_{E_1} és R_B hivatott – R_B sokszor elhagyható az áramkörből, mert az első fokozat tranzisztorának nyugalmi árama a generátoron keresztül biztosított, ekkor persze más az első fokozat felépitése). Több fokozatot láncba kapcsolva a tranzisztorok bázisfeszültsége – az előző tranzisztorok kollektorfeszültsége miatt – egyre közelebb kerül a tápfeszültséghez, vagyis növekvő hasznos jelszinttel csökken az erősítőfokozatokból kivehető feszültség amplitudója. Szükséges tehát egy vagy több helyen elorrentes értelmű feszültségeltolás, amellyel a kimeneti pont nyugalmi értéke tetszőleges értékre állítható be.



5.5 ábra

méréséketváltozás okozta munkapontváltozás szempontjából negatív párhuzamos áramvísszacsatolást okoz. A T_1 nyugalmi bázisáramát áramtáplálásos beállítással R-en keresztül biztosítjuk T_2 emitterfeszültségéről. Növekvő hőmérséklettel növekszik T_1 kollektorárama, csökken kollektorfeszültsége, ezzel azonosan csökken a T_2 bázisfeszültsége, és így T_2 emitterfeszültsége is. A csökkenő emitterfeszültség kisebb bázisáramot biztosít a T_1 tranzisztor bázisán, ez kisebb kollektoramot jelent, vagyis az áramkör szabályozza, csökkenti a munkaponti áram változását. A vezérlőjel szempontjából R nem okoz visszacsatolást, hiszen C_4 váltakozóáramulag földre köti.



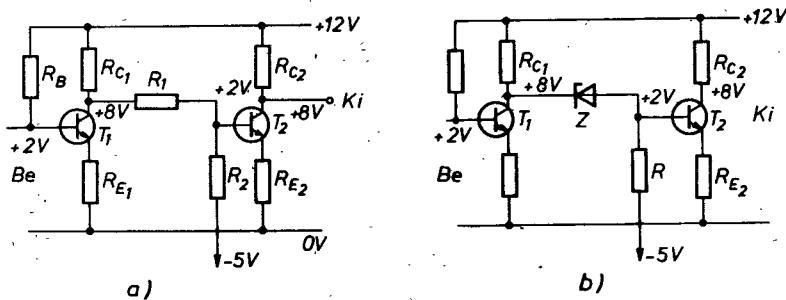
5.7 ábra

5.2 TÖBBFOKOZATU ERŐSÍTŐK ÁTVITELI SÁVJA

E fejezet keretében nem célnunk megvizsgálni, hogy a különböző átviteli sávszélességgel rendelkező fokozatok láncbakkapsolása után az eredő átviteli karakterisztikát hogyan lehet meghatározni (l. az 5.3 alfejezetet), hanem röviden bemutatjuk, a gyakorlatban milyen sávszélességgel rendelkező többfokozatu erősítők használatosak. A sávszélesség vagy másnéven az átviteli sáv a vizsgált üzemi erősítőjellemző sávközépi értékéhez képest előre megadott értékű csökkenéshez tartozó frekvenciák különbsége; a felső és alsó határfrekvenciák különbsége, (l. 4.2.1 pont).

Először nézzük meg, mit jelent az erősítő esetében sokszor használatos jelző: váltakozófeszültségű, ill.egyenfeszültsegű!

Az 5.5d ábra a tranzisztoros szinteltolás egyik lehetséges változatát mutatja be. A T_1 -gyel ellentétes típusú – most pnp – tranzisztor kollektor-bázis feszültségének megfelelő szinteltolást kaptunk. A vezérlőjelet a szinteltoló tranzisztor áramköri felépítésétől függően erősíthetjük is. A megoldást komplementer tranzisztoros szinteltolónak nevezhetjük. Szinteltolás megvalósítható komplementer jellegű tranzisztorral akkor is, ha a T_1 kollektorán megjelenő jellel a szinteltoló tranzisztor emitterére csatlakozunk, az "eltolt" szintű jelet ennek a tranzisztornak a kollektoráról vesszük le (a szinteltolás mértéke U_{CEO}). Ekkor a szinteltoló földelt bázisu erősítő.



5.6 ábra

A közvetlen csatolás hátránya, hogy a külső körülmények (pl. hőmérséklet) változásának hatására bekövetkező munkaponti változások az egyes fokozatokat tekintve nem függetlenek egymástól (hiszen az egyik fokozat a következő fokozat munkapont-beállító áramköre), a kimeneten az egyes áramköri részek munkaponti változása összegződve is megjelenhet. Ezt a hátrányt az egyenfeszültségű erősítőknél bemutatott megoldással csökkenteni lehet (differenciaerősítővel, lásd a 6. fejezetet).

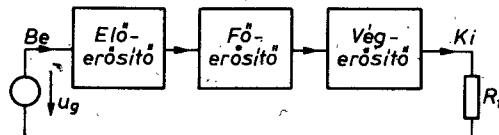
Váltakozófeszültségű erősítőknél (l. a következő alfejezetben a definicióját) is gyakran alkalmaznak a fokozatok között közvetlen csatolást, ekkor a generátort és a terhelést csatolják A.C. módon (pl. R-C csatolással). Ilyen esetben az előbb említett munkapontváltozás több fokozaton keresztül alkalmaszt egyenáramú visszacsatolással lényegesen csökkenhető. Az áramköri megoldás az 5.7 ábrán látható. Az R ellenállás a hő-

Az alsó határfrekvencia az előző pontban ismertetett közvetlen csatolással szüntethető meg. Az előzőekben megadott nagyságrendek itt is értelemszerűen alkalmazva igazak (az alsó határfrekvencia nulla)!

A c/ ábrán szelektív váltakozófeszültségű erősítő átvitelt ábrázoltuk. A nagyságrendi adatok itt különösen csak tájékoztató jellegük, hiszen "bármilyen" frekvenciártartományba eltolhatóan sokféle alaku átyítel előirását képzelhetjük el. Az átviteli karakterisztika alakjától eltekintve csak a sávszélességet megadva, lehetséges pl. 1 kHz-en \pm 30 Hz-es -1 dB-en belül állandó átvitel. Az átviteli sávot ekkor szándékosan szükitjük, az említett számérték esetén \pm 30 Hz-re.

5.3 TÖBBFOKOZATÚ ERŐSÍTŐK FELEPÍTÉSE

Az 5.1 ábrán rajzolt tömbvázlat fokozatonként összekapcsolva mutatta be a többfokozatú erősítőt. Az egyes fokozatok közül az azonos funkciót végzők összevonhatók, így felrajzolható a többfokozatú erősítő tömbvázlata, "tartalmi szempontból" is (l. az 5.9 ábrát).

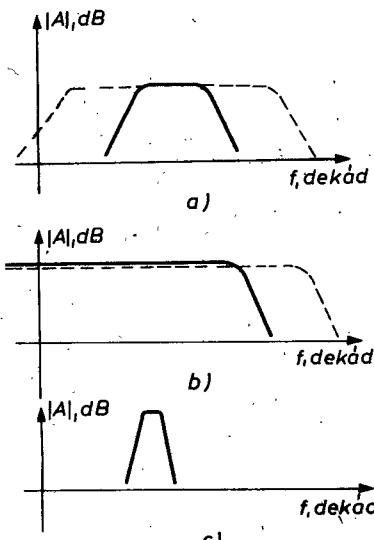


5.9 ábra

Azok az áramkörök, amelyek az erősítő bemeneti jellemzőit (pl. bemeneti ellenállás, bemeneti kapacitás, a még erősithető bemenő jel értéke stb.) biztosítják, egy tömbbe foglalhatók, amelyet "előerősítőnek" nevezhetünk. Ennek a bemeneti fokozatnak - előerősítőnek - a feladata a generátor jelének "fogadása". A generátor jele lehet földelt, ill. földfüggetlen. Földelt jel erősítésére aszimmetrikus erősítőfokozattal kell kezdenünk az erősítőt. Általában feszültségek erősítésére van szükség, a jelet szolgáltató hajtó kört minden célunk terheletlenül dolgoztatni, ezért legtöbbször nagy bemeneti ellenállást

Váltakozófeszültségű erősítő: ha az erősítő alsó határfrekvenciája véges (nullától különböző), ekkor a hálózat egyenjel átvitelére nem alkalmas (l. pl. R-C csatolt erősítők).

Egyenfeszültségű erősítő: ha az erősítő alsó határfrekvenciája nulla, a hálózat egyenjel átvitelére is alkalmas.



5.8 ábra

A sávszélesség alapján a következő felosztást tehetjük többfokozatú erősítőknél. Az 5.8 ábrán jellegre felrajzoltuk a különböző átviteli karakterisztikákat is.

Az a/ ábrán váltakozófeszültségű erősítők átvitele látható: a folyamatos vonal normál-sávu, a szaggatott vonal szélessávu átvitelt jelöl. A normál-sávu átvitelnél nem alkalmazunk határfrekvencia-növelést (ill. csökkentést) létrehozó áramköri megoldásokat. Ilyen átviteli tartomány lehet pl. 30 Hz...50 kHz.

A szélessávu átvitelnél törekszünk minél nagyobb felső és minél kisebb alsó határfrekvenciára (ezt különböző kompenzációval, megfelelő hajtással, visszacsatolással biztosíthatjuk). Ilyen átviteli tartomány lehet pl. 5 Hz...1 MHz.

A b/ ábrán egyenfeszültségű erősítők átvitele látható; a folyamatos vonal normál-sávu, a szaggatott vonal szélessávu átvitelt jelöl.

5.4 VISSZACSATOLATLAN, TÖBBFOKOZATU ERŐSÍTÓK ERŐSÍTŐJELLEMZŐI

Az egyes erősítőfokozatok jellemzőinek ismeretében meghatározhatók az erősítőlánc eredő jellemzői.

A bemeneti ellenállást az előerősítő bemeneti ellenállása adja, ezt esetleg az őt követő fokozat bemeneti ellenállása befolyásolhatja, mint az előerősítő terhelése, ha az előerősítő átlátszó erősítő. Tehát $R_{be} = R_{be_1}$.

A kimeneti ellenállást a végerősítő kimeneti ellenállása adja (ebben szintén áramköri felépítéstől függően esetleg látthatjuk a végerősítő előtt lévő fokozat kimeneti ellenállását). Tehát $R_{ki} = R_{ki_n}$.

Az átviteli jellemzők közül csak az eredő feszültségerősítést határozzuk meg (teljesen hasonló módon számítható a másik három is).

Az 5.1 ábra vázlatából belátható, hogy az első fokozat kimenője egyben a második fokozat bemenője is, ezért irható:

$$\frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{u_{ki}}{u_{(n-1)ki}} \cdots \frac{u_{2ki}}{u_{1ki}} \frac{u_{lki}}{u_{lbe}},$$

$$A_u = A_{u_n} \cdots A_{u_2} A_{u_1}. \quad (5.1)$$

Vagyis az eredő erősítés az egyes fokozatok erősítésének szorzataként számolható. (Amennyiben dB-ben akarjuk kiszámítani az eredő erősítést, természetesen az egyes fokozatok dB-ben adott erősítését kell összeadnunk.) Az erősítőfokozatok lánckapcsolásával az erősítőjellemző eredő relativ bizonytalansága az egyes fokozatok relativ bizonytalanságának összegzésével határozható meg, az eredő bizonytalanság nagyobb, mint az egyedi fokozatok esetében és az (5.2) összefüggéssel írható fel:

$$\frac{\Delta A}{A} = \sum_{k=1}^n \frac{\Delta A_k}{A_k}. \quad (5.2)$$

kell biztosítanunk. (Ez valamilyen megoldású földelt kollektori erősítővel megvalósítható.) Közvetlencsatolt erősítő bemeneti fokozatával szemben további, később tárgyalandó követelményeket állítunk (l. a 6. fejezetben).

Az erősítő fő feladatát ellátó áramköri részeket együttesen "főerősítőnek" nevezzük. Ennek a mindig több fokozatot tartalmazó erősítőrésznek általában előirt feszültségerősítést kell biztosítania (legegyszerűbben földelt emitterű erősítők lánckapcsolásával). A többfokozatu erősítő erősítésjellemzőit a főerősítő határozza meg, így nemcsak az erősítés nagyságát, hanem az átviteli sávot és az erősítőjellemző relativ bizonytalanságát is. (Utóbbi jellemző csökkentésére a többfokozatu visszacsatolt erősítőknél látunk áramköri megoldásokat.) A főerősítő fokozatainak számát döntően a szükséges erősítés szabja meg. Méretezését a bemeneti és kimeneti fokozatok adatainak ismeretében kezdhetjük el: a bemeneti fokozat adja a főerősítőt hajtó áramkör adatait (generátorellenállás és vezérlőfeszültség), a kimeneti fokozat adja a főerősítőt terhelő áramkör adatait (a terhelőellenállás a kimeneti fokozat bemeneti ellenállása).

A kimeneti fokozat vagy másnéven "végerősítő" biztosítja a fogyasztó szükséges jelét. Lehet, hogy "egyszerűen" csak az a feladata, hogy a fogyasztót elválassza a főerősítőtől (a főerősítőt ne terhelje a fogyasztó), lehetséges és ez a leggyakoribb követelmény, hogy előirt hajtást (általában feszültséggenerátorost) kell biztosítania a terhelés felé. Sokszor előirt teljesítményt kell adni a fogyasztónak, kimeneti fokozatként ekkor teljesítményerősítőt (másnéven: nagyjelű erősítőt - 7. fejezet) alkalmazunk. A nagyjelű erősítő adott terhelés számára képes maximális teljesítményt biztosítani, valamekkora torzítás mellett (a nagyjelű üzemmódból adódóan a végerősítő transfer karakterisztikája nem tekinthető egyenesnek, így a kimenő jel alakja eltér a szinusztól, az eltérés a torzítási tényezővel jellemzhető). A kimeneti fokozat (hasonlóan az előerősítőnél leírtakkal) előállíthat aszimmetrikus jelet (ha a terhelés földelt) és szimmetrikus jelet (ha a terhelés földellen), természetesen más-más felépítéssel.

lása sem ad kielégítő megoldást, ekkor az 1.6 alfejezetben ismertetett visszacsatolást kell alkalmazni.

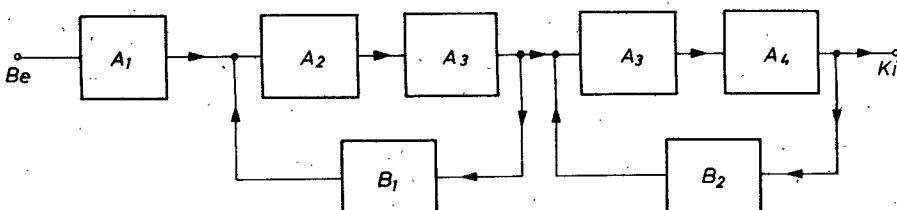
A negatív visszacsatolás különböző módzatai más-más üzemmi erősítőjellemzőkre hatnak, így ismert követelmények esetén kiválaszthatjuk az éppen megfelelőt. Mint már említettük, általában feszültség erősítése a feladat, a továbbiakban a feszültségerősítés vizsgálatát fogjuk részletesen tárgyalni.

A negatív visszacsatolás alkalmazásakor sokszor elsődleges szempont valamely erősítőjellemző relativ bizonytalanságának csökkentése, kis értéken tartása. Mivel az erősítőjellemzőt döntően a főerősítő határozza meg (l. 5.3 alfejezet), a jellemző stabilitását ugy növelhetjük, ha a főerősítőben alkalmazunk negatív visszacsatolást.

Lényeges, hogy a visszacsatolás több fokozatot átfogó legyen, így csökkenthető jelentősen a relativ bizonytalanság (a visszacsatoló hurokban lévő fokozatok számát a frekvenciastabilitási előírások korlátozzák - ezzel az 5.6 alfejezetben foglalkozunk), ez persze nem jelenti azt, hogy egy-egy fokozaton belül nem alkalmazhatunk un. helyi visszacsatolást.

Az alábbiakban bemutatunk néhány visszacsatolási lehetőséget, és megadjuk a lényegesebb erősítőjellemzők számításának módját. Az áramkörök kiválasztásánál és vizsgálatánál többnyire a visszacsatolásnak a feszültségerősítésre, a bemeneti és kimeneti ellenállásra gyakorolt hatását keressük. A bemutatott áramkörök földelt emitterű vagy földelt kollektori erősítőkből épülnek fel, eredményeinket azonban általánosítatjuk, ezt mindenig tömbvázlaton összegezve tesszük meg.

Az 5.10 ábrán egy többfokozatú erősítőt rajzoltunk meg tömbvázlattal. Láthatóan két több-fokozatot átfogó visszacsatolást alkalmaztunk (B_1 és B_2 visszacsatoló hálózatokkal).



5.10 ábra

Az adott erősítőjellemző átviteli sávját az egyes fokozatok átvitelének ismeretében Bode-amplitudódiagramban összegzéssel, Bode-fázisdiagramban szintén összegzéssel határozhatjuk meg. Az eredő átviteli sáv általában kisebb, mint a legkisebb átviteli sávval rendelkező fokozaté, hiszen a frekvenciafüggésből adódó, fokozatonkénti erősítéscsökkenés most összegződik. Az átviteli sáv tehát a fokozatok számának növelésével csökken (ha a törésponti frekvenciák azonos nagyságrendűek).

Az erősítőlánc sávjóságáról megállapíthatjuk (számítás nélküл), hogy az erősítés rohamosabban növekszik a sávezálesség csökkenésénél a fokozatok számának növelése esetén, így az eredő sávjóság nagyobb, mint az egyes fokozatok sávjósága.

Erősítőfokozatok lánckapcsolása esetén az egyes fokozatok torzítási tényezői (ami a nemlineáris torzításra jellemző - ℓ . számítását az 1.7 alfejezetben) közelítőleg négyzetesen összegződnek:

$$k \approx \sqrt{k_1^2 + k_2^2 + \dots + k_n^2}. \quad (5.3)$$

Az eredő számításakor a kis jelszinttel működő erősítőfokozatok torzítását elhanyagolhatjuk, így általában az utolsó fokozatok torzítása dominál. Teljesítményerősítővel felépített végfokozat esetében elegendő csak e fokozat torzítási tényezőjével számolni, ekkor irhatjuk:

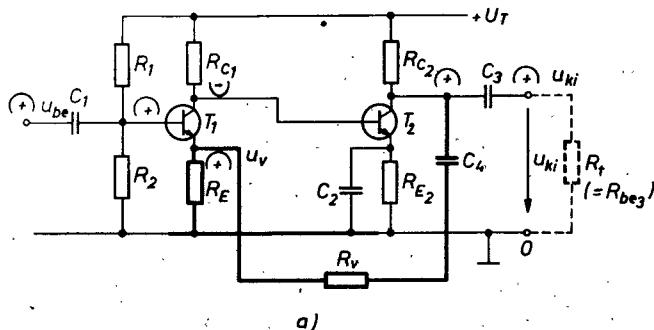
$$k \approx k_n. \quad (5.4)$$

Néhány egyéb, itt nem tárgyalt, de az erősítőláncra jellemző mennyiségek számítását a "közvetlenülcsatolt erősítők"-nél, a 6. fejezetben megtalálhatjuk (pl. a bemenetre vonatkoztatott driftfeszültség értéke).

5.5 VISSZACSATOLT, TÖBBFOKOZATU ERŐSITŐK

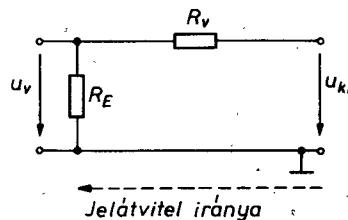
Az egyes fokozatokat azért kapcsoltuk lánca, mert adott követelményeket csak így tudtunk teljesíteni (pl. nagy feszültségerősítést). Sokszor azonban a fokozatok egyszerü lánckapcsol-

szacsatoló négypólusunk fázistolást nem okoz, tehát olyan fázisú kimenetet kell keresnünk, amelynek feszültsége fázisban van a bemeneti feszültséggel. Ez földelt emitterű alapkapcsolásokkal felépített lánc esetén kétfokozatu erősítővel az alábbi módon teljesül (5.12 ábra). (A C_4 jelű kondenzátor feladata az egyenáramú leválasztás, impedanciája sávközépen elhanyagolható.)



a)

Soros fáz.



b)

5.12 ábra

Az erősítőjellemzők számításához a célszerűen választott hurokerősítést, $A_u B_u$ -t kell meghatározni. A visszacsatoló négy-pólust vastag vonallal jelöltük, külön is megrajzoltuk az 5.12b ábrán. Feszültségátvitelének számításakor feltételezzük, hogy ideális feszültséggenerátorként képes szolgáltatni a visszacsatolt jelet (vagyis terheletlenül dolgozik). A diszkrét elemekkel felépített áramkörökben R_E értékét általában kis értékű (néhányszor 10...néhányszor 100 Ω) ellenállással szokták megvalósítani, így előző feltételünk is jobban teljesíthető, valamint a helyi visszacsatolás is esetleg elhanyagolható. A visszacsatoló hálózat átvitele:

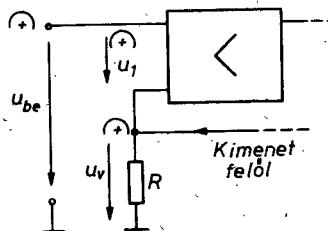
Az előzőekben ismertetett csatolási módok (5.1 alfejezet) az átviteli sáv szerinti elnevezés (5.2 alfejezet) és az erősítő felépítése (5.3 alfejezet) a többfokozatu visszacsatolt erősítőkre is érvényesek.

5.5.1 Soros visszacsatolású, többfokozatu erősítők

A két lehetséges soros visszacsatolás közül először a kiemeneti feszültséggel arányos soros visszacsatolást megvalósító áramköröket tárgyaljuk.

A visszacsatolási mód részletes ismertetése tömbvázlat alapján az 1.6.3.1 szakaszban megtalálható, az ott közölt eredményeket felhasználjuk.

A soros visszacsatolás akkor negativ, ha a hajtó hálózat feszültségével, u_{be} -vel azonos fázishelyzéti a visszacsatolt feszültség, az u_v jelű. Ekkor irható $u_1 = u_{be} - u_v$ (ahol u_1 az eredeti erősítőt - ez a bemutatott áramköreinkben a tranzisztor B-E diódáját - vezérlő jel volt). A visszacsatolt feszültséget sorba kell kapcsolnunk a bemeneti feszültséggel, legegy-szerűbben megvalósítható visszacsatolási hely egy, a visszacsatolatlan erősítő bemenetével sorbakötött ellenállás. Az 5.11 ábrán a betartandó fázisviszonyokat is feltüntettük.



5.11 ábra

Konkrét megvalósításként tranzisztoros áramkört mutatunk be, itt az u_1 az első fokozat tranzisztorának bázis-emitter feszültségváltozása, az R jelű ellenállás ennek a fokozatnak az emitterellenállása. A visszacsatolt feszültséget ohmos tagokkal biztosítjuk a kimeneti feszültségből leosztással, a visz-

ahol az R ellenállás felirható a T_1 tranzisztor bemeneti ellenállásának és az R_E ellenállás feltranszformált értékének összegeként:

$$R \approx h_{11} + h_{21} R_E.$$

A kimeneti ellenállást a visszacsatolás csökkenti, hiszen a kimeneti feszültséggel arányosan csatolunk vissza.

Tételezzük fel, hogy a terhelés változása miatt változik, pl. növekszik a kimeneti feszültség, ekkor növekszik a visszacsatolt feszültség is, így a T_1 tranzisztor emitterfeszültsége is, amely nem engedi annyira nyitni a bázis-emitter diódát, emiatt a kimeneti feszültség sem növekszik annyira. A feszültséggel arányos visszacsatolás tehát igyekszik szabályozni, állandó értéken tartani (pl. terhelésváltozás esetén) a kimeneti feszültséget (ez a kis belső ellenállású feszültséggenerátorok tulajdonsága). Az eredő kimeneti ellenállás felirható:

$$R_{k1e} = \frac{R_{k1}}{1 + A_{u_e} B_u} = \frac{R_{C_2}}{1 + A_{u_e} B_u}.$$

Vigyázat! Mivel a kollektorellenállás a visszacsatoló hurkon belül helyezkedik el, a kimeneti ellenállás szempontjából megváltozott értékkel szerepel.

A soros visszacsatolás a feszültségerősítés és az erősítőmeredekség relatív bizonytalanságát csökkenti: az első és második fokozat bizonytalanságának összege csökken az (1.33) szerint.

Sokszor olyan mértékű a visszacsatolás, hogy az eredő erősítést a visszacsatoló négyprólus átvitele adja. Az (1.34) szerint nagy hurokerősítés esetén a vizsgált erősítés:

$$A_{u_e} \approx \frac{1}{B_u} = \frac{R_E + R_V}{R_E}.$$

Ezt az esetet az erősítő belső felépítésétől függetlenül, általánosítva rajzoltuk meg az 5.13 ábrán. Mivel későbbi tanulmányaink egyik fontos erősítőtipusának, a műveleti erősítőnek gyakran alkalmazott visszacsatolási módja, az erősítőt a műve-

$$B_u = \frac{u_v}{u_{ki}} \approx \frac{R_E}{R_E + R_V}.$$

A visszacsatolatlan erősítő erősítése:

$$A_u = A_{u_1} A_{u_2},$$

ahol az egyes fokozatok erősítése:

$$A_{u_1} = -\frac{S_1 (R_{C_1} \times R_{be_2})}{1 + SR_E} \quad \text{és} \quad A_{u_2} = -S_2 (R_{C_2} \times R_{be_3} \times R_V).$$

Az eredő, visszacsatolt erősítő feszültségerősítése az A_u -hoz képest csökken, hiszen a bemenetre jutó, pl. pozitív értelemben növekvő feszültség hatására a kimeneten is pozitív irányban növekvő feszültség van, a visszacsatolt feszültség is növekszik, vagyis a T_1 tranzisztor emitterfeszültsége pozitivabb lesz, ami a T_1 B-E diódáját nem engedi annyira nyitni, s így a kimeneti feszültségváltozás is kisebb a visszacsatolatlan erősítőhez képest.

Az erősítéscsökkenést a visszacsatolás mértéke adja:

$$F = 1 + A_u B_u,$$

ezzel a visszacsatolt, eredő erősítés:

$$A_{u_e} = \frac{A_{u_1} A_{u_2}}{1 + A_{u_1} A_{u_2} B_u} = \frac{A_u}{1 + A_u \frac{R_E}{R_E + R_V}}.$$

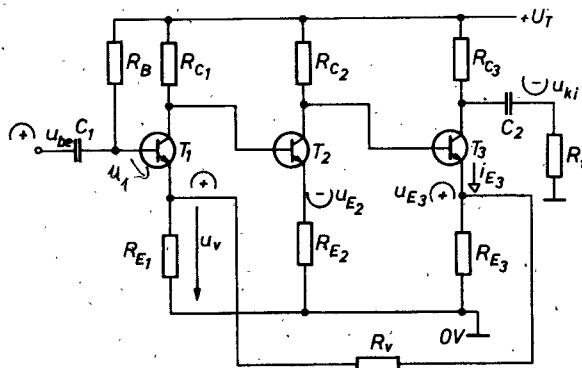
Az eredő bemeneti ellenállást a bázisosztó eredője és a soros visszacsatolás miatt megnövekedett R_1 és R_2 nélküli erősítő rész ellenállásának (amelyet R -rel jelölünk) párhuzamos eredője adja. A soros visszacsatolás a visszacsatolási hurkon kívül lévő $R_1 \times R_2$ ellenállásra hatástalan.

$$R_{be_e} = R_1 \times R_2 \times R(1 + A_u B_u),$$

A célszerű hurokerősítés:

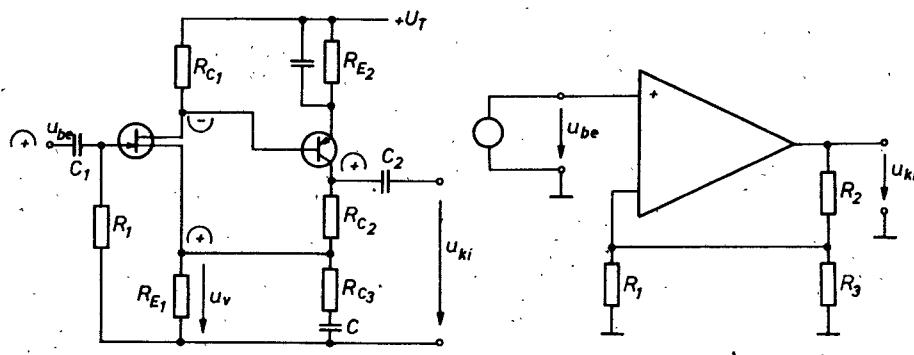
$$H = A_S B_R = -A_u \frac{R_E 1 R_E 3}{(R_{C_3} \times R_t) R_v},$$

ahol $A_S = i_{C_3} / u_{u_1}$ hánnyadossal számolható ($i_{C_3} = -u_{ki} / (R_{C_3} \times R_t)$).



Soros áram

a)

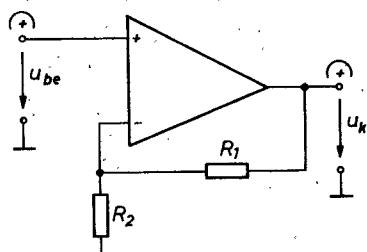


b)

5.14 ábra.

A hurokerősítés ismeretében meghatározhatók az eredő jellemzők az 1. fejezet visszacsatolásra adott összefüggéseihez. Az eredő bemeneti ellenállás megnövekszik, az eredő feszültség-erősítés lecsökken, az eredő kimeneti ellenállás közel változatlan, hiszen R_{C_3} a hurkon kívül van, ezért az változatlan ér-

leti erősítő szokásos blokkalakjával adtuk meg. Az így visszacsatolt erősítő (fázist nem fordító, nagy erősítésű erősítéssel) R_1 és R_2 előbb számolt arányával erősít (R_2 az R_E , R_1 az R_V megfelelője).



5.13 ábra

A soros visszacsatolás másik módja, amikor a kimenő árammal arányosan csatolunk vissza feszültséget a bemenetre. Ezzel az 1.6.3.2 szakaszban tömbvázlat-szinten részletesen foglalkoztunk. A kimenő árammal arányosan egyszerüen a kimeneti fokozat emitterellenállásáról csatolhatunk vissza, ha az földelt emitterü. (Lehet a terheléssel sorosan kapcsolt, kis értékű ellenállásról is visszacsatolni.) A negatív visszacsatolás feltételle soros visszacsatolásnál, hogy a bemenő jellél azonos fázisú jelet csatoljunk vissza, ezért olyan emitterpont jöhet csak számításba, ahol a bemeneti feszültség növekedésével növekszik az emitteráram, így az emitterfeszültség is. Az 5.14a ábrán földelt emitterü erősítőfokozatokkal rajzoltuk meg az áramkört, és a fázisviszonyokat.

A visszacsatolt feszültség és a visszacsatoló hálózat átvitele:

$$u_V = i_{E_3} \frac{R_{E_1} + R_V}{R_{E_1} + R_V + R_{E_3}} \cdot \frac{R_{E_1}}{R_{E_1} + R_V}$$

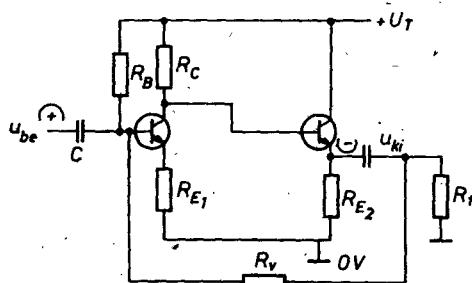
és

$$B_R = \frac{u_V}{i_{E_3}} \approx \frac{R_{E_1} R_{E_3}}{R_V} .$$

li, a transzfer karakteristikát linearizálja, a torzítási tényezőt csökkenti közel a hurokerősítésnek megfelelően.

5.5.2 Párhuzamos visszacsatolású, többfokozatu erősítők

A kimeneti feszültséggel arányos áramvisszacsatolást az 1.6.3.3 szakaszban általánosan tárgyaltuk. Láttuk, hogy a párhuzamos visszacsatolás negatív, ha a visszacsatolt áram csökkeneti a hatásos vezérlőáramot. Az áramváltozások irányát nehezebb kezelni, mint a feszültségek változásának irányát, ezért bár hangsulyozzuk, hogy áram a visszacsatolt jel, mégis feszültségek fázisviszonyaiban gondolkozunk. Eszerint a párhuzamos visszacsatolás negatív, ha a bemeneti feszültség fázisával ellentétes fázisú a visszacsatolt jel (vagyis, ha B átvitele nem fordít fázist, akkor ellentétes fázisú feszültségpontról kell visszacsatolni). A visszacsatolást az 5.15 ábrán mutatjuk be. Mivel a párhuzamos visszacsatolások a feszültségerősítést nem változtatják meg, ezért ezt a visszacsatolási módot a hasznos jelre ritkán alkalmazzák.



5.15 ábra

párh. fesz.

A bemutatott áramkör vizsgálatát mellőzzük, csak közlés jelleggel megadjuk: a feszültségerősítés változatlan, a bemeneti ellenállás a hurokerősítés mértékében lecsökken, a kimeneti ellenállás, mivel a kimeneti feszültséggel arányos a visszacsatolás, lecsökken.

tékkel szerepel R_{ki} -ben. Mivel a tranzisztorok munkapontbeállítása közvetlen csatolással történik, a kapcsolás a gyakorlat számára nem megfelelő. Nagy munkapontstabilitás biztosítható, ha a T_1 bázisát pl. az 5.7 ábrán bemutatott, egyenáramulag hatásos visszacsatolással tápláljuk R_{E2} ellenállásról, amely ekkor váltakozáramulag hidegitendő.

Az 5.14b ábrán még egy soros visszacsatolt erősítőt mutatunk be. Az előző áramkörnél a szinteltolás szükségességevel nem foglalkoztunk, itt ellentétes jellegű tranzisztor állítja vissza a tápfeszültség felé eltolódó kollektorpotenciált. Mindkét fokozat földelt emitterü, a kimenet T_2 kollektora és a föld között van. A visszacsatolt feszültség a T_2 kollektoráram változásával arányos. A visszacsatolás negativ, hiszen pozitív értelmű bemenő jel T_2 kollektoráramát növeli, így R_{C3} feszültség-változása is, a visszacsatolt feszültség is növekszik, az pedig a bemenő jel hatása ellen dolgozik. A FET nagyobb hőmérsékletfüggését az egyenáramulag is hatásos visszacsatolás csökkeneti (az egyenáramú visszacsatolás növelhető, ha a T_2 árama leosztás nélkül átfolyik R_{E1} -en, ezt a C kondenzátor biztosítja).

A terhelés elhagyásával a visszacsatolási tényező:

$$B_u = \frac{u_v}{u_{ki}} = \frac{R_{C3} \times R_{E1}}{R_{C3} \times R_{E1} + R_{C2}}.$$

Az eredő visszacsatolt feszültségerősítés nagy hurokerősítés esetén:

$$A_{u_e} \approx \frac{1}{B_u} = 1 + \frac{R_{C2}}{R_{C3} \times R_{E1}}.$$

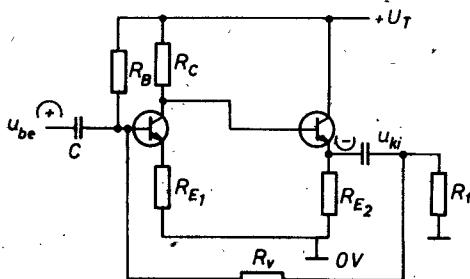
(Megjegyezzük, hogy bár árammal arányos visszacsatolásként tárgyalunk, a B_u számítása egyszerűbb, ha fenti módon a kimeneti feszültséget osztjuk le R_{E1} -re). Ezt a visszacsatolást is rajzoltuk általánositva, tömbvázlattal az 5.14c ábrán.

A tárgyalt áramkörönél külön-külön nem említettük a torzítást. Általánosan megállapíthatjuk, hogy a negativ soros visszacsatolás az erősítőre kapcsolható bemenő jel értékét növe-

li, a transfer karakterisztikát linearizálja, a torzítási tényezőt csökkenti közel a hurokerősítésnek megfelelően.

5.5.2 Párhuzamos visszacsatolású, többfokozatu erősítők

A kimeneti feszültséggel arányos áramvisszacsatolást az 1.6.3.3 szakaszban általánosan tárgyaltuk. Láttuk, hogy a párhuzamos visszacsatolás negativ, ha a visszacsatolt áram csökkeneti a hatásos vezérlőáramot. Az áramváltozások irányát nehezebb kezelni, mint a feszültségek változásának irányát, ezért bár hangsulyozzuk, hogy áram a visszacsatolt jel, mégis feszültségek fázisviszonyaiban gondolkozunk. Eszerint a párhuzamos visszacsatolás negativ, ha a bemeneti feszültség fázisával ellentétes fázisú a visszacsatolt jel (vagyis, ha B átvitele nem fordít fázist, akkor ellentétes fázisú feszültségpontról kell visszacsatolni). A visszacsatolást az 5.15 ábrán mutatjuk be. Mivel a párhuzamos visszacsatolások a feszültségerősítést nem változtatják meg, ezért ezt a visszacsatolási módot a hasznos jelre ritkán alkalmazzák.

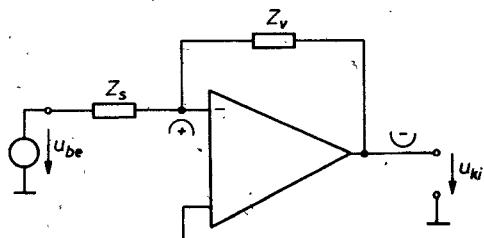


5.15 ábra

Párh. fesz.

A bemutatott áramkör vizsgálatát mellőzzük, csak közlés jelleggel megadjuk: a feszültségerősítés változatlan, a bemeneti ellenállás a hurokerősítés mértékében lecsökken, a kimeneti ellenállás, mivel a kimeneti feszültséggel arányos a visszacsatolás, lecsökken.

A párhuzamos feszültségvisszacsatolást a hasznos jelre hatásos visszacsatolásként fent bemutatott formájában általában nem alkalmazzák, azonban az erősítő bemenetével sorbakötött impedanciával kiegészítve az erősítőtechnika egyik gyakran alkalmazott áramköre. Az így kialakított erősítő tömbvázlata az 5.16 ábrán látható. A párhuzamos visszacsatolást végző R_v a kimeneti feszültséggel arányos jelet csatol vissza az "eredetl" erősítő bemenetére, az erősítőnek fázisfordítónak kell lennie, hogy a negativ visszacsatolás feltétele teljesüljön (ezt külön feltüntettük a rajzon). Erre a visszacsatolási pontra kötjük a soros impedanciát (vagy ellenállást). Az így kialakított erősítő bemenete a soros tag előtt van, a kimenete az eredetl kimenet. Amennyiben az eredetl erősítés nagyon nagy, az impedanciák aránya szabja meg a visszacsatolás utáni erősítést. Az impedanciák különböző megválasztásával különböző műveleteket valósíthatunk meg (pl. integráló jellegű, differenciáló jellegű stb.). Régebben a különböző műveletek végzésére alkalmas, visszacsatolt erősítőkre használták a műveletl erősítő elnevezést. Műveletl erősítőnek nevezük a visszacsatolatlan, nagy erősítésű egyenfeszültség-erősítőket. Ezeket az erősítőket a legtöbbször visszacsatolással látjuk el, illyenkor a műveleti erősítő nagy erősítése miatt az eredő erősítést a visszacsatoló, külső elemek szabják meg. Megjegyezzük, hogy a műveleti erősítők szimmetrikus bemenetű és nulla nyugalmi feszültségen lévő kimenetű áramkörök.

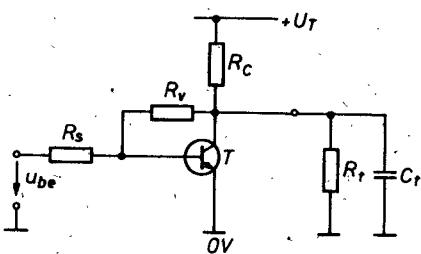


5.16 ábra

Az 5.16 ábrán látható műveleti erősítőt R_v és R_s ellenállásokkal csatoltuk vissza, az eredő feszültségerősítést $-R_v/R_s$

összefüggéssel számolhatjuk. Az eredő bemeneti ellenállás közel R_g (ezzel kapcsolódik sorba a párhuzamos visszacsatolás miatt lecsökkent bemeneti ellenállás), az eredő kimeneti ellenállás nagyon kicsi.

A fent bemutatott visszacsatolást néha egy fokozatra is alkalmazzák, ekkor általában a fokozat átviteli sávjának bővítése a cél. Az áramkört az 5.17 ábrán láthatjuk. A visszacsatolás akkor hatásos, ha R_g megfelelően nagy értékű. A fokozat felső határfrekvenciája akkor növelhető, ha a kimenet töréspontja dominál. A kimeneti feszültséggel arányos visszacsatolás a kimeneti ellenállást jelentősen csökkenti, a terhelő impedancia ily módon közel feszültséggenerátoros hajtásról dolgozik, vagyis a frekvencia növekedésével csökkenő terhelő impedancián is közel állandó a feszültség.



5.17 ábra

A többfokozaton keresztül megvalósított párhuzamos áram-visszacsatolást a munkapontstabilitás növelésére, egyenáramú-visszacsatolásként alkalmazzák (l. az 5.7 ábrát).

Megjegyzés: a különböző módu visszacsatolások megvalósításánál vigyázunk kell arra, hogy hány erősítőfokozatot tartalmaz visszacsatolásunk. A következőkben látni fogjuk, hogy a visszacsatolt fokozatok száma nem növelhető tetszés szerint. A visszacsatolt erősítőjellemzők előírt frekvenciafüggésének a biztosítása további feladatok megoldását igényli.

5.6 VISSZACSATOLT ERŐSÍTŐK FREKVENCIAFÜGGÉSE

Már az alaperősítők vizsgálatánál láttuk, hogy az erősítő a sávközéptől eltérő frekvenciákon frekvenciafüggő amplitudó és fáziskarakterisztikájú. Természetesen ilyen áramkörökkel felépített, többfokozatú erősítő is frekvenciafüggő (l. 5. alfejezet). A visszacsatolás nem szünteti meg a frekvenciafüggést, sőt a visszacsatolt erősítő sávközépi működését is befolyásolhatja egy rosszul méretezett visszacsatolás, éppen a frekvenciafüggésből adódóan.

5.6.1 A negatívan visszacsatolt erősítők hurokerősítése

A visszacsatolás a kimenő jellel arányos jelet csatol vissza a bemenetre. Sávközépen a visszacsatolást úgy valósítjuk meg, hogy a bemenő jel "ellen dolgozzon", ez a negatív visszacsatolás feltétele. A kimenő jel azonban (mint láttuk az alaperősítők frekvenciafüggésének vizsgálatánál) a sávközéptől eltérő frekvenciákon megváltozott amplitudójú és fázisu, vagyis a visszacsatolt jel amplitudója és fázisa függ a frekvenciától. A sávközépi fázisviszonyokra beállított negatív visszacsatolás a frekvencia függvényében változó fázisu jelet csatol vissza, tehát lehetséges, hogy valamelykor frekvencián pozitivvá válik. Ez azt jelenti, hogy a visszacsatolt jel "erősít" a bemenő jel hatását. Lehetséges olyan mértékű pozitív visszacsatolás, amelynél az erősítő gerjed, ekkor a kimeneten nem kívánatos frekvenciájú jel szuperponálódik a hasznos jelre.

Az 1.6 alfejezetben megvizsgáltuk a negatív, ill. pozitív visszacsatolás hurokerősítéssel felírt feltételeit. Mostani vizsgálatainkban általános esetben mind az A, mind a B komplex, ezért a hurokerősítést is frekvenciafüggő, komplex mennyiséggel jellemezhetjük és $H(j\omega)$ -val jelöljük, bár később a $j\omega$ függést nem irjuk ki külön. Igy irható:

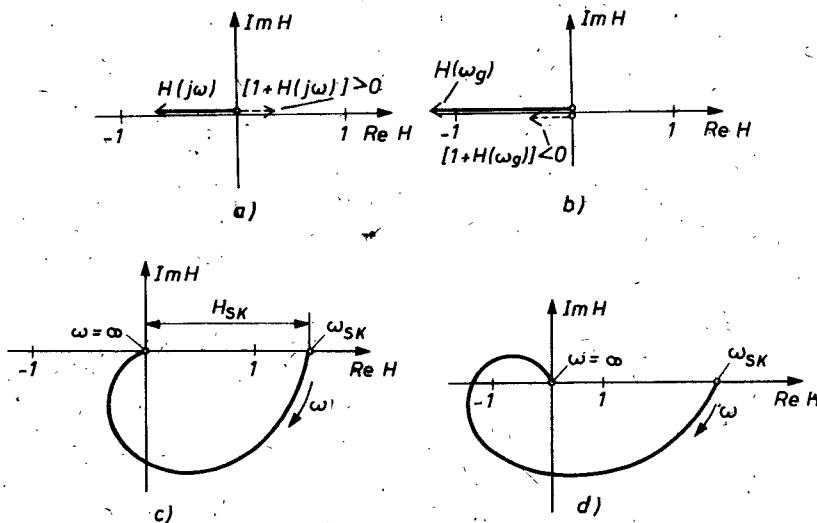
$$H(j\omega) = A(j\omega)B(j\omega).$$

AZ 1.6.1 pontban láttuk, hogy a H értékéből megállapítható, gerjed-e az erősítő. Pl. $H = -1$ esetén az erősítő vezérlés nélkül állandó amplitudójú, $H < -1$ esetén vezérlés nélkül növekvő amplitudójú kimenő jelet szolgáltat. A pozitív visszacsatolás gerjedést eredményez, ha:

$$H(j\omega) \leq -1. \quad (5.5)$$

Vagyis, nem minden pozitív visszacsatolás jelent gerjedést. Az erősítő csak akkor gerjed, ha "elegendően" nagy a pozitív visszacsatolt jel. Fenti összefüggés így is irható: ha $1 + H(j\omega) \leq 0$, akkor gerjed az erősítő.

Az 5.18a ábrán pozitív visszacsatolás adott frekvenciához tartozó hurokerősítés-vektorát rajzoltuk fel. Az erősítő nem gerjed. A b ábrán olyan hurokerősítés-vektort rajzoltunk, amely-nél az erősítő gerjed.



5.18 ábra

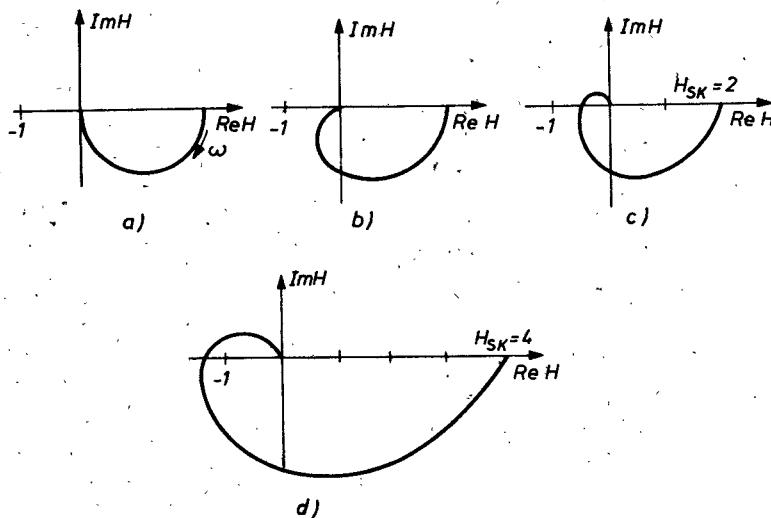
Áttekinthetőbb a vizsgálat, ha teljes frekvenciasávban rajzoljuk meg a hurokerősítés alakulását. Az 5.18c ábrán látható, hogy egyetlen frekvencián sem teljesül az (5.5) feltétel, ez az erősítő stabil. A d ábráról leolvashatjuk, hogy több frekven-

cián teljesül a gerjedés feltétele, ezeken az erősítő gerjed, ezért instabil erősítőnek nevezzük.

5.6.2 A gerjedésmenetesség feltételei Stabilitáskritériumok

Az alábbiakban olyan vizsgálati módszereket ismertetünk, amelyek minden visszacsatolt rendszer esetén választ adnak arra, stabil-e a rendszer.

a/ Nyquist-kritérium. Az előzőek alapján megfogalmazhatjuk a gerjedésmentes hurokerősítés helygörbéjének alakulását: az olyan visszacsatolt hurok, amelynek helygörbéje körülzárja a $(-1, j0)$ pontot, gerjedékeny. E hurokhoz tartozó gerjedés ugy magyarázható, hogy bekapcsolás után az egyes elemek nulláról növekedve érik el munkaponti feszültségeiket, áramaikat, így az erősítés is nulláról növekedve éri el a beállított értéket. Eközben a hurokerősítés helygörbéje átszalad a $(-1, j0)$ ponton, és bár a generátor jele nulla, a kimeneten ω_g frekvenciájú, valamekkora nagyságú jel jelenik meg. Ez a gerjedés esetleg megakadályozhatja a végleges munkaponti paraméterek kialakulását is.



5.19 ábra

A tervező számára minden a gerjedés elkerülése a feladat. A hurokerősítés vizsgálata helygörbe rajzolásával Nyquist nevéhez fűződk, az ebből leolvasható feltételeket Nyquist-kritériumnak nevezzük, amely szerint a visszacsatolt erősítő gerjedésmentes, ha a visszacsatolatlan erősítő stabil és a hurokerősítés komplex helygörbéje nem veszi körül a (-1, j0) pontot.

Az 5.19 ábrán négy Nyquist-diagramot mutatunk be (csak nagyfrekvenclás erősítéscsökkenést feltételezve).

Az a/ ábra egyidőállandós rendszer hurokerősítését ábrázolja (vagyis A egyidőállandós, B frekvenciafüggel). Ez a helygörbe sosem zárja magába a krítkus (-1, j0) pontot. Az erősítő felépítéséből adódóan vagyis strukturálisan stabill.

A b/ ábra kétidőállandós hurokerősítése sem gerjedhet, H értékétől függetlenül stabill, strukturálisan stabill (erre az esetre még visszatérünk).

A c és d ábra három időállandó esetén ábrázolja a hurokerősítést, csak a hurokerősítés nagyságában van eltérés. A c hurokerősítése akkora, hogy nem fogja körül a tiltott pontot, az erősítő feltételesen stabill (H kis értéke a feltétel). A d ábra hurokerősítése olyan nagy, hogy a helygörbe körülzárja a tiltott pontot, az erősítő gerjed, instabill.

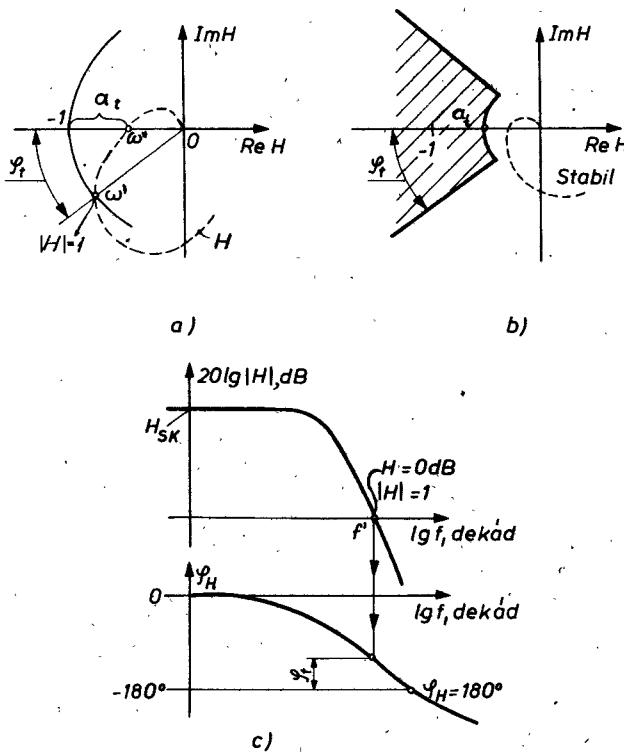
A tervezéskor az előirt erősítőjellemzőt adott pontossággal, adott relativ bizonytalansággal tudjuk meghatározni. A gerjedésmenetességre a gyakorlat számára nem elegendő azt előirni, hogy a (-1, j0) a tiltott pont, hiszen felmerül a kérdés, ha nem is veheti körül a helygörbe ezt a pontot, de mennyire kell elkerülnie, mennyire kerülhet közel hozzá? minden méretezésnél biztonsággal számolunk. A gerjedésmenetességre is szükséges biztonsági tartalék megadása, amelyet legegyszerűbben a φ_t amplitudótartalékkel és φ_t fázistartalékkal irhatunk elő, a kettő együtt a stabilitási tartalék.

Az amplitudótartalék értelmezése: azon a frekvencián, ahol a hurokerősítés fázistolása 180° , a hurokerősítés abszolutértékének jóval kisebbnek kell lennie 1-nél (minél távolabb van a kritikus ponttól, annál nagyobb az amplitudótartalék).

A fázistartalék értelmezése: azon a frekvencián, ahol a hurokerősítés abszolutértéke 1 lesz (vagyis 0 dB), a hurokerősítés fázistolásának a 180° -tól adott értékkel (a fázistartalékkal) kell eltérnie.

Ily módon tiltott terület jelölhető ki: a hurokerősítés helygörbéjének a tartalék segítségével kizárt területen kívül kell haladnia! (l. az 5.20a és b ábrát). Áramkörvizsgálatnál általában csak a fázistartalék vizsgálatát végezzük el.

A stabilitási tartalék áramkörtől független megadásra nem lehetséges, a következő fejezetben erről még szólunk. Sokszor használatos $\varphi_t = 45^\circ$ és $a_t = -6 \text{ dB}$.



5.20 ábra

Az előzőekben csak nagyfrekvenciás töréspontok esetén vizsgáltuk a gerjedésmennességet. Kisfrekvenciás töréspontok esetén a hurokerősítés az első, második siknegyed felől közelítheti a tiltott pontot (pozitív fázistolás miatt), a vizsgálat egyezik az előzővel.

b/ Stabilitási kritériumok Bode-diagramban. A hurokerősítés komplex függvényét ábrázolhatjuk Bode-diagramban is (amplitudó- és fáziskarakterisztika). Az amplitudó- és fázistartalék értelmezése egyezik az előzőekben leírtakkal. A kritikus pont a $|H| = 0$ dB és $\varphi_H = -180^\circ$, amelyet tartalékkal "bővítenünk".

A gerjedésmenetesség feltétele: a hurokerősítés 0 dB-es értékéhez tartozó fázistolás legalább a fázistartaléknak megfelelő értékkel legyen a kritikus fázisszögnél (nagyfrekvencián -180° , kisfrekvencián $+180^\circ$) kisebb. Ellenőrizni lehet a 180° -hoz tartozó hurokerősítést, ez legyen kisebb 0 dB-nél, de általában csak fázistartalékokra méretezünk. A leírtak az 5.20c ábrán láthatók.

5.6.3 A visszacsatolt erősítő Bode-diagramjai

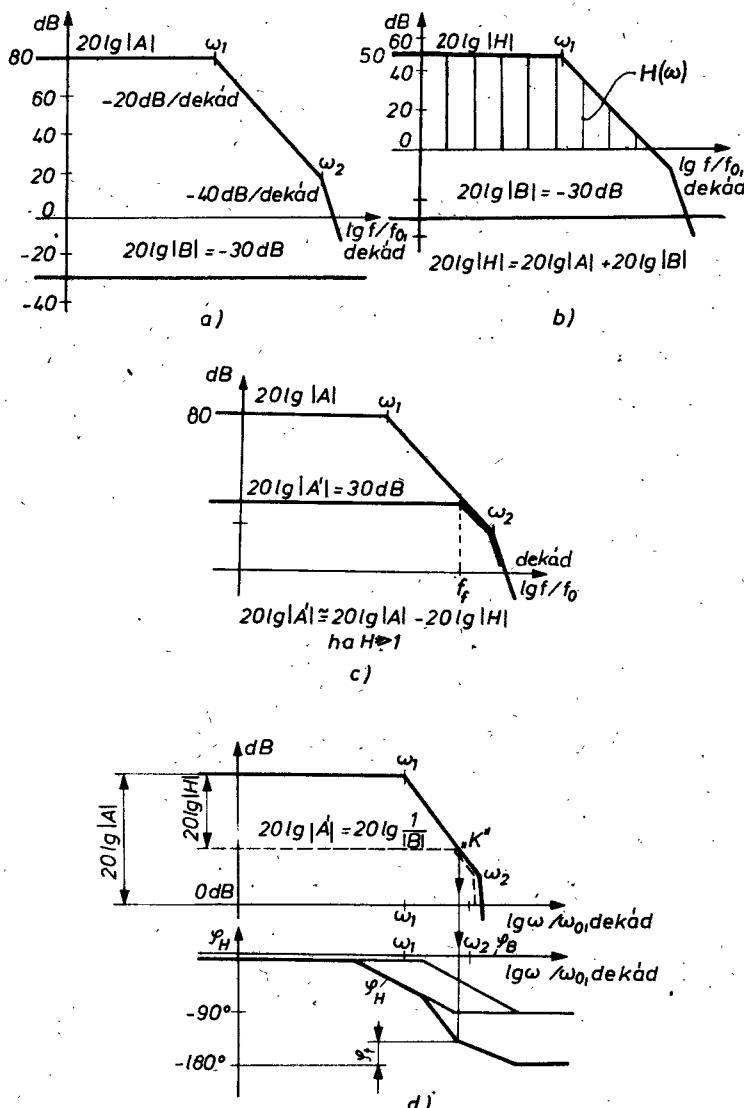
A stabilitásvizsgálat elvégzésekor nehézkes lenne minden külön meghatározni (számítással vagy méréssel) a hurokerősítés alakulását. Az eredeti erősítés és a visszacsatolás ismeretében egyszerűen elvégezhetjük Bode-diagramban a vizsgálatot.

A visszacsatolt erősítő erősítése a jól ismert összefüggéssel megadható, amelynek Bode-diagram rajzolásához alkalmas alakja:

$$20 \lg |A'| = 20 \lg |A| - 20 \lg |1 + AB|,$$

ahol általános esetben A' , A és B frekvenciafüggő. Az egyszerűbb, áttekinthetőbb diagramok miatt vizsgáljuk azt a gyakorlat számára is legfontosabb esetet, amikor a visszacsatoló hálózat, B frekvenciafüggetlen. Az 5.21a ábrán az eredeti erősítést és a visszacsatoló hálózat átvitelét, a b ábrán a frekvenciafüggetlen B és a hurokerősítés $A(j\omega)B$ amplitudókarakterisztikáját, a c ábrán a visszacsatolt erősítés $A'(j\omega)$ átvitelt rajzoltuk meg. Bár az erősítés $1 + H$ mértékében csökken, már a c ábrán is és a továbbiakban is az 1 elhangolásával kö-

zélitünk és azt mondjuk, hogy az erősítés a hurokerősítések megfelelően csökken.



5.21 ábra

Az 5.21d ábrában együtt láthatók az átvitelre jellemző mennyiségek, innen meghatározható adott visszacsatolás gerjedésmentessége. A visszacsatolt erősítést sávközépen az $1/B$ értéke adja, annak berajzolása után ismert a hurokerősítés frekvenciafüggése (az A és $1/B$ közötti metszékek). Meg kell kernenünk azt a pontot, ahol a hurokerősítés abszolutértéke egy, (itt az A erősítés és az A' erősítés egyenlő) ez a kritikus pont (az ábrán K -val jelöltük), az ehhez tartozó fázistolásnak legalább a fázistartalékkal el kell törnie 180° -tól. Az általunk választott értékek esetén a fázistartalék nagyobb 45° -nál, az erősítő nem gerjed. Megjegyezzük, hogy a módszer frekvenciafüggő visszacsatoló hálózat esetén változatlan, először ekkor is $1/B(\omega)$ értékét kell ábrázolni.

Az 5.21 ábrából látható, hogy a határfrekvencia felé közeledve a hurokerősítés csökken. Ez azt jelenti, hogy a vizsgált erősítőjellemző relativ bizonytalansága itt növekszik.

5.6.4 A visszacsatolás hatása néhány jellegzetes Bode átviteli karakterisztika esetében

Vizsgáljuk meg, hogyan változtatja meg a visszacsatolás adott átviteli karakterisztikájú, többfokozatu erősítő határfrekenciáját! A gyakorlati megvalósítások többségében a visszacsatolás frekvenciafüggetlen, ezért a továbbiakban

$$B(j\omega) = B = \text{állandó.}$$

a/ Az erősítés Bode-diagramja egyidőállandós.
Egyidőállandó esetén az erősítés

$$A = A_{sk} \frac{1}{1 + \frac{j\omega}{\omega_1}}. \quad (5.6)$$

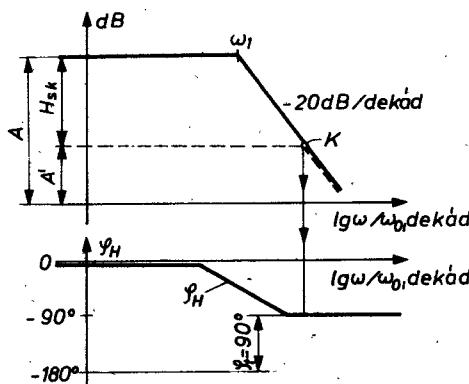
A visszacsatolt erősítés:

$$A^* = \frac{A_{sk} \frac{1}{1 + j\omega / \omega_1}}{1 + A_{sk} \frac{1}{1 + j\omega / \omega_1} B} = \frac{A_{sk}}{1 + A_{sk} B} \frac{1}{1 + \frac{j\omega}{\omega_1(1 + A_{sk} B)}}, \quad (5.7)$$

ahol az első szorzótényező a visszacsatolt erősítés sávközépi értéke, a második szorzótényező a visszacsatolt erősítés relatív frekvenciafüggését adja. A visszacsatolatlan erősítő törésponti frekvenciája ω_1 , a visszacsatolt erősítőé a visszacsatolás mértékével szorzott ω_1 érték. Ahányszor csökken az erősítés sávközépen,annyiszor növekedett a felső határfrekven-
cia:

$$A_{sk}^* \approx \frac{A_{sk}}{H_{sk}}, \quad (5.8)$$

$$\omega_f^* \approx H_{sk} \omega_1. \quad (5.9)$$



5.22 ábra

Az 5.22 ábrán felrajzoltuk az egyidőállandós erősítést. Megállapítható, hogy a kritikus hurokerősítéshez tartozó fázistartalék a hurokerősítés sávközépi értékével függetlenül sohasem kisebb, mint 90° . Az erősítőt abszolut stabilnak nevezhetjük.

Amennyiben kisfrekvencián is egyidőállandós az erősítő, az alsó határfrekvencia a hurokerősítés sávközépi értékének megfelelően csökken.

b/ Az erősítőjeilemező Bode-diagramja kétdőállandós. Ekkor a visszacsatolatlan erősítő erősítése:

$$A = A_{sk} \frac{1}{1 + \frac{j\omega}{\omega_1}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{j\omega}{\omega_2}}. \quad (5.8)$$

Ezt az összefüggést kell helyettesítenünk a visszacsatolt erősítés számítására már többször használt összefüggésbe. Kiemelések és egyszerűsítések után az eredő átvitell függvény nevezője másodfokú lesz. A számítások részletes ismertetésének melőzésével közöljük értékét:

$$A' = \frac{A_{sk}}{1 + A_{sk} B} \cdot \frac{1}{1 + 2\xi \frac{j\omega}{\omega_0} + (\frac{j\omega}{\omega_0})^2}. \quad (5.9)$$

Az összefüggésben szereplő ω_0 jelű körfrekvencia a másodfokú diagram törésponti frekvenciája. Az elsőfokú tag szorzója a ξ jelű mennyiségek szabja meg az átvitel jellegét: amennyiben értéke 0,7-nél kisebb, az ω_0 környezetében a visszacsatolt erősítés növekszik, az átvitelben kiemelés lesz, a fázistartalék értéke nem megfelelő (bizonyos mértékű kiemelést általában megengedhetünk, ezt a későbbiekben tárgyaljuk). Az említett mennyiségek csak ω_1 , ω_2 pólusfrekvenciáktól és a hurokerősítés értékétől függnek, természetesen adott ω_1 és ω_2 értéket feltételezve H értékét kell ugy megválasztani, hogy az átvitel megfelelő legyen, gerjedésveszély ne álljon fenn.

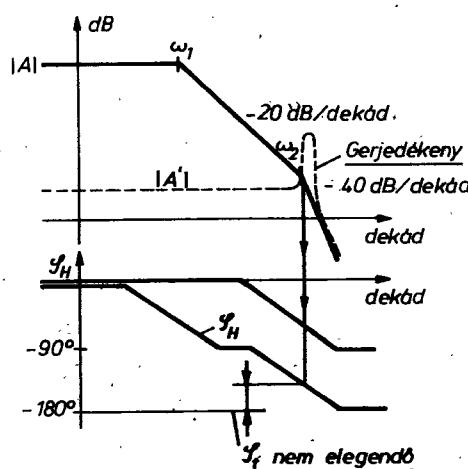
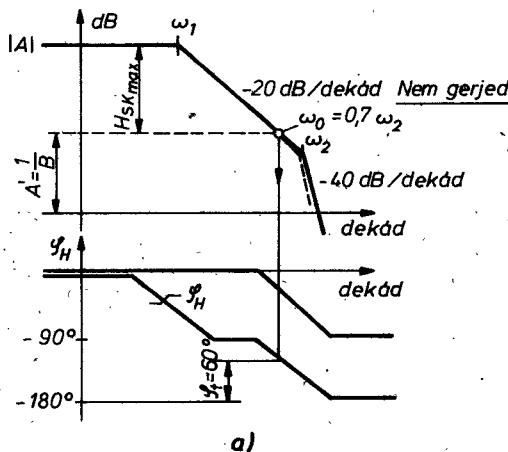
Levezetés nélkül közöljük, hogy legkedvezőbb az átvitel, ha a törésponti frekvenciák és a hurokerősítés között az alábbi viszony teljesül:

$$\frac{\omega_2}{\omega_1} \approx 2A_{sk} B. \quad (5.10)$$

Az ehhez tartozó átvitelt maximális laposságú karakterisztikának nevezzük, ekkor az átvitelben kiemelés nincs, a visszacsatolt erősítő határfrekvenciája:

$$\omega_f = \omega_0 = 0,7 \omega_2. \quad (5.11)$$

Maximális laposságu frekvenciakarakteristikájú, visszacsatolt erősítő fázistartalékát határoztuk meg az 5.23a ábrán, a fázistartalék valamivel kisebb, mint 60° . A b ábrán olyan nagy visszacsatolást állítottunk be, amely az erősítő gerjedékenységét, gerjedését okozza, ez helytelen beállítás. A Nyquist-diagramoknál azt állítottuk a kétdíóállandós rendszerről, hogy strukturálisan stabil - ez most is igaz - azonban a hurokerősségi helytelenül választott nagy értéke esetén annak helygörbéje belemetsz a tiltottként kijelölt területbe.



5.23. ábra:

5.6.5 Visszacsatolt erősítők frekvenciakompenzációja

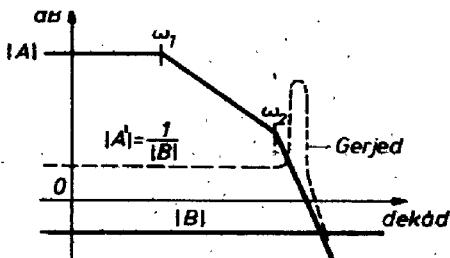
A visszacsatolt erősítők frekvenciamenetének alakításakor általában csak szükséges, de nem elégsges követelmény a gerjedésmenettel biztosítása! Többnyire előirt frekvenciamenetet kell előállítani, tehát adottnak tekintető $1/B$ (a visszacsatolt erősítés) és a határfrekvencia (vagy határfrekvenciák).

Sokszor a visszacsatolatlan erősítő egyszerű ohmos tagokkal (visszacsatolással) való kiegészítése nem ad megfelelő, előirt és gerjedésmenettel frekvenciamenetet, ekkor frekvenciakompenzással általában megoldható a feladat.

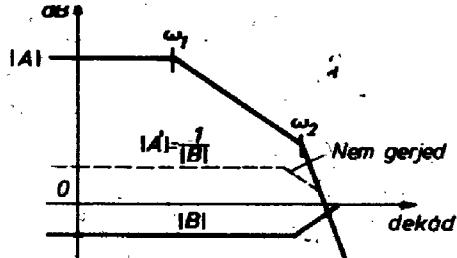
A 4. fejezetben már volt szó a frekvenciakompenzáció lényegéről: a frekvenciamenet előirás szerinti kialakítását ugy végezzük, hogy a hurokerősítés tényezőinek értékét, frekvenciafüggését módosítjuk. Módosíthatjuk a visszacsatolatlan erősítő erősítésének frekvenciamenetét vagy módosíthatjuk a visszacsatoló hálózat átviteli tényezőjének frekvenciamenetét.

Az alábbiakban közölt frekvenciakompenzási módszerek alkalmassak mind a diszkrét elemes, mind az integrált áramkörtechnológiával épített erősítőre.

a/ Kompenzáció a visszacsatoló hálózat frekvenciafüggésének módosításával.



a)



b)

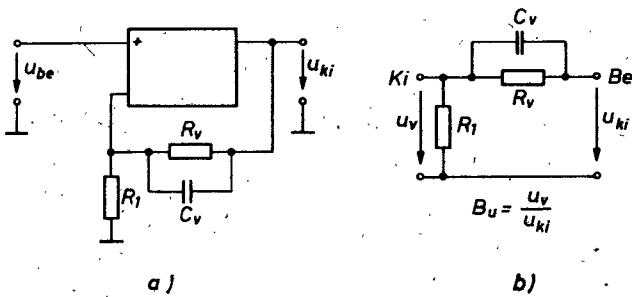
5.24.a. ábra:

A hurokerősítés frekvenciafüggését olyan frekvenciatartományban kell módosítani, ahol abszolutértéke 1 közelébe kerül. Kétdőállandós karakterisztikát feltételezve és előirt hurokerősítést megvalósítva kompenzáció nélkül az 5.24a ábrán rajzolt esetben az erősítő gerjed. A gerjedést elkerülendő a visz-

szacsatolást ugy kell frekvenciafüggővé tenni, hogy az $|A|$ és $1/|B|$ eredeti metsződése előtt (ahol a kiemelés kezdődik) a $|B|$ visszacsatolás átvitelét a frekvencia növekedésével növeljük. Igy a visszacsatolt erősítés csökken, a szükséges gerjedésmen-tes átvitel biztosítható (l. a b ábrát).

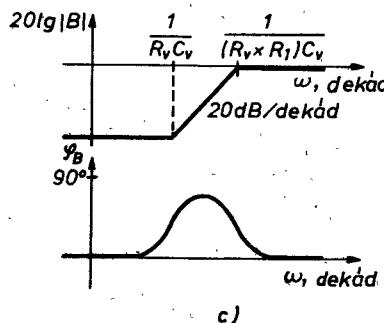
Annál jobb az átvitel, minél inkább sikerül megközelíteni $1/|B|$ oldalmeredekségével az $|A|$ oldalmeredekségét (ha párhuzamosak lennének, nem lenne olyan frekvencia, ahol $|H| = 1$).

Az 5.25 ábrán nagyfrekvenciás kompenzáció áramkört mutatunk be. Az a ábra a negativ soros feszültségvisszacsatolt erősítőt ábrázolja, a b ábra a frekvenciafüggő visszacsatoló hálózatot, a c ábra ennek Bode-diagramját. A c ábrából látható, hogy visszacsatoló hálózat a kritikus pont környezetében a hurok fázis-tolását módosítja, a pozitív fázistolás biztosítja a szükséges fázistartálékot. Az $R_v C_v$ időállandót úgy kell méretezni, hogy a hozzá tartozó törésponti frekvencia az 5.24 ábra ω_2 frekven-ciája előtt legyen.



a)

b)



5.25 ábra

Kisfrekvenciás kompenzáció is létrehozható a visszacsatolás frekvenciafüggővé tételevel. Ekkor a visszacsatoló hálózatnak a kritikus pont környezetében frekvencia csökkenésével negatív fázistolást kell biztosítania a szükséges fázistolás elérése érdekében. Ez fenti jellegű visszacsatolás esetén egy az R_1 ellenállással sorbakötött megfelelő értékű kondenzátorral megvalósítható. Ennek a hálózatnak Bode-diagramját nem rajzoljuk meg. Megjegyezzük, hogy fenti visszacsatoló hálózat R_1 jelű ellenállása az első fokozat emitterellenállása. A kondenzátor sorbakötése a nyugalmi emitteráramot nem szintetheti meg, ezért ilyenkor külön áramut biztosítandó az emitteráram számára.

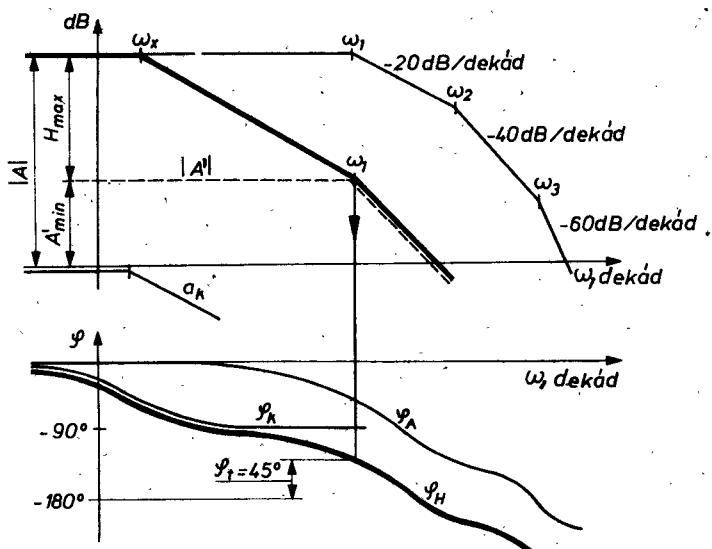
Nagy sávszélesség biztosítására előirt értékű erősítés esetén alkalmazhatunk olyan visszacsatolást, amely nem használja ki a megvalósítható legnagyobb hurokerősítést (hiszen a visszacsatolt erősítés előirt), de a megvalósított hurokerősítéshez tartozó határfrekvenciát (pl. az 5.22 ábra ω_1^* jelű frekvenciáját) ugy növeli, hogy a visszacsatoló hálózat éppen ω_1^* frekvencián kezd a frekvencia növekedésével csökkenő jelet visszacsatolni, ezzel a 20 dB/dekád erősítéscsökkenést kompenzáljuk. Ezzel közel kétszeres ω_1^* növekedés érhető el. Megvalósítható, ha a soros feszültségvisszacsatolást végző R_1 , R_v ellenállás-hálózat R_1 tagjával olyan értékű kondenzátort kötünk párhuzamosan, amely ω_1^* fölött csökkenti a visszacsatolt feszültség értékét (tehát $C = 1/R_1 \omega_1^*$).

b/ Kompenzáció a visszacsatolatlan erősítés frekvenciameonetének módosításával.

A hurokerősítés a visszacsatolatlan erősítés frekvenciafüggésétől is függ, ennek alakitásával biztosíthatók az előirások. Általában előirt fázistartalékokra méretezünk. A kompenzációhoz nemcsak a visszacsatolatlan erősítés frekvenciamenetét, a töréspontok helyét, hanem a töréspontokat okozó elemek (R és C elemek) elhelyezkedését is ismernünk kell.

Általában olyan frekvenciamenetet alakítunk ki, amelyben a visszacsatolatlan erősítés oldalmeredeksége 20 dB/dekád abban a tartományban, ahol a visszacsatolt erősítőt működtetni akarjuk. Az 5.6.4a pontban láttuk, hogy ilyen meredekség esetén az erősítő abszolut stabil (abban a tartományban). Ehhez az

oldalmeredekegséghez azonban egyidőállandós átvitel kellene. A többfokozatú erősítők legalább két (az integrált áramkörű erősítők általában három) törésponti frekvenciájuk, ezért az átvitelmódosítás célja, hogy előirt visszacsatolt erősítést az előirt határfrekvenciához tartozóan ugy valósitsunk meg, hogy a határfrekvenciáig a visszacsatolatlan erősítés 20 dB/dekád oldalmeredekegségű legyen.



5.26 ábra

Az 5.26 ábrán ugy módositottuk a visszacsatolatlan erősítést, hogy a meglévő három pólus mellé egy új, negyedik pólust alakítottunk ki. Az új pólust annál kisebb frekvenciára kell méreteznünk, minél nagyobb hurokerősítést, azaz minél kisebb visszacsatolt erősítést akarunk megvalósítani. Amennyiben maximális lapos karakterisztika a cél, a megvalósítható legnagyobb felső határfrekvencia $0,7 \omega_1$ (l. (5.11) összefüggés), ahol most ω_1 már a második törésponti körfrekvencia, ekkor a fázistartalék 60° . A gyakorlatban sok esetben néhány dB kiemelés megengedhető, ezért közel ω_1 frekvenciához tartozó hurokerő-

sítéssel csatolhatunk vissza. Ekkor a fázistarték 45° , a legnagyobb felső határfrekvencia ω_1 , amely az eredeti első pólus értéke. Az 5.26 ábrán ω_x az új pólust jelenti, leolvasható a kompenzálás előtti erősítésmenet (vékony vonal), a kompenzáló tag hatásának Bode-diagramja (vékony vonal a_k és φ_k jelöléssel), a módositott visszacsatolatlan erősítés (vastag vonal) és a visszacsatolt erősítés, még gerjedés nélkül megvalósítható legkisebb értéke (szaggatott vonal). Nem rajzoltuk meg B frekvenciafüggetlen karakterisztikáit (mind amplitudóban, mind fázisban állandó, ez utóbbi nulla). A fázistartaléket a $H=0$ dB-hez tartozóan kell megkeresni. A hurokerősítés fázistolása egyezik a módositott visszacsatolatlan erősítő fáziskarakterisztikájával (hiszen B fázistolása nulla).

Az ω_x jelű törésponti frekvencia beállítandó értéke függ a visszacsatolt erősítőre előírt A' erősítéstől és a megvalósítandó felső határfrekvenciától, amely az ábrából leolvashatóan nem lehet nagyobb ω_1 -nél. Az ω_x értéke az (5.9) összefüggés értelemszerű alkalmazásával számolható:

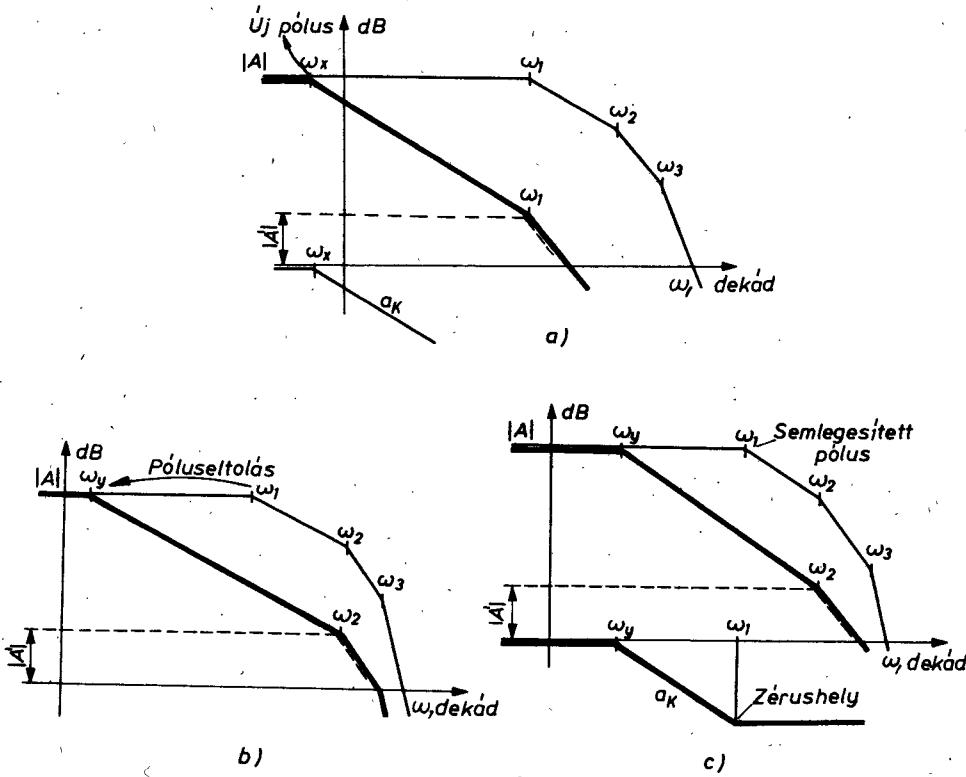
$$\omega_x = \frac{\omega_f}{H}, \quad (5.12)$$

ill. a legnagyobb visszacsatolásra ω_1/H_{\max} . Az ω_x törésponti körfrekvencia szaporította, növelte a pólusok számát. A kompenzált, visszacsatolatlan erősítő első töréspontja ω_x , amely kisebb értékű mint a kompenzálás előtti visszacsatolatlan erősítő első töréspontja ω_1 , így a visszacsatolás nélküli erősítő kompenzálással kisebb sávszélességű, mint kompenzálás nélkül. Ezt a kompenzálási módot irodalomban sokszor "sávszükitő"-nek nevezik. Szokásos a "LAG"-kompenzáció elnevezés is: a kompenzáló áramkör bevitte járulékos fázistolása negativ (a "lag" angol szó késlekédést, itt fáziskésést jelent).

Létezik olyan kompenzálási mód, amelynél a kompenzált erősítéskarakterisztika első töréspontja nagyobb, mint a kompenzálás előtti első töréspont, vagyis a kompenzálással növeltük a visszacsatolatlan erősítés sávszélességét, ezért szokásos itt a "sávbővitő" jellegű kompenzálás elnevezés. Ekkor a kompenzáló áramkör fázistolása pozitív, ezért az angolból átvett "LEAD"-

kompenzáció elnevezés is használatos (a "lead" szó elől haladást, itt fázissietést jelent).

A továbbiakban az egyszerűbb ábrázolhatóság miatt a fáziskarakteristikák elhagyásával és 45° fázistartaléakra történő méretezésre mutatunk be néhány alapvető frekvenciakompenzációkat különválasztva az előbb említett, kétfajta módot.



5.27 ábra

"Lag"-kompenzáció (sávszűkítő jellegű).

Az 5.26 ábra átviteléhez hasonló jellegű kompenzált, visszacsatolatlan erősítést többféle módon kialakithatunk. A domináns pólus és ezzel a 20 dB/dekad oldalmeredekséget létrehozhatjuk:

- új pólus létrehozásával (l. 5.26, illetve 5.27a ábrát).
A visszacsatolás után elérhető legnagyobb határfrekvencia ω_1 ,

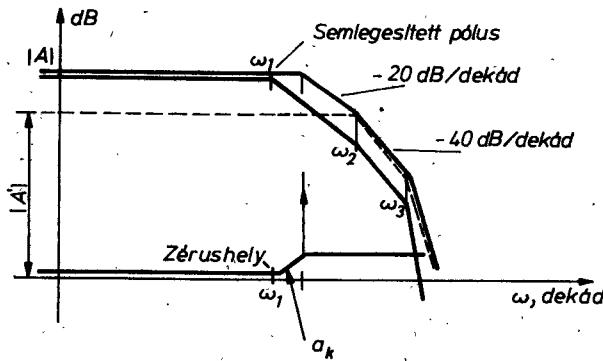
- póluseltolással, vagyis a legkisebb törésponti frekvencia ω_1 megváltoztatásával. Ekkor ω_1 értékét csökkentettük, ω_2 és ω_3 változatlan. A visszacsatolás után elérhető legnagyobb felső határfrekvencia ω_2 (l. az 5.27b ábrát). (Itt a póluseltolást végező kompenzáció áramkör átvitelét a többihez hasonló móddal megadni nem lehet).

- pólussemlegesítéssel, vagyis új pólust hozunk létre és emellett ω_1 -et megszüntetjük. Az ω_1 helyen lévő pólust egy, az ω_1 helyre méretezett zérushely kialakításával lehet megszüntetni. Ekkor ω_1 hatástan, ω_2 és ω_3 változatlan. Az elérhető legnagyobb felső határfrekvencia ω_2 értékű (l. az 5.27c ábrát).

Mindhárom ábrán a megvalósítható legnagyobb hurokerősítés-hez "méréteztünk", amely még "éppen" gerjedésmentes hurkot jelent.

"Lead"-kompenzáció (sávbővitő jellegű).

A kompenzáció az első törésponti frekvenciát (ω_1 -et) semlegesítő egy beült zérushellyel, amelynek hatása ω_2 pólusfrekvencián megszűnik. A kompenzáció hatását amplitudókarakterisztikában az 5.28 ábrán adjuk meg.



5.28 ábra

Az 5.27 ábrán bemutatott lag-kompenzációknál azonos visszacsatolt erősítésre kompenzáltunk. Ezt az A' értéket lead-kompenzáció önmagában nem tudja biztosítani. Az ω_1 és ω_2 viszonyának megfelelő hurokerősítésnél nagyobb értékű visszacsatolás nem valósítható meg. Az elérhető felső határfrekvencia

viszont ezzel a kompenzáció móddal a legnagyobb, az ábra szerint ω_3 értékű.

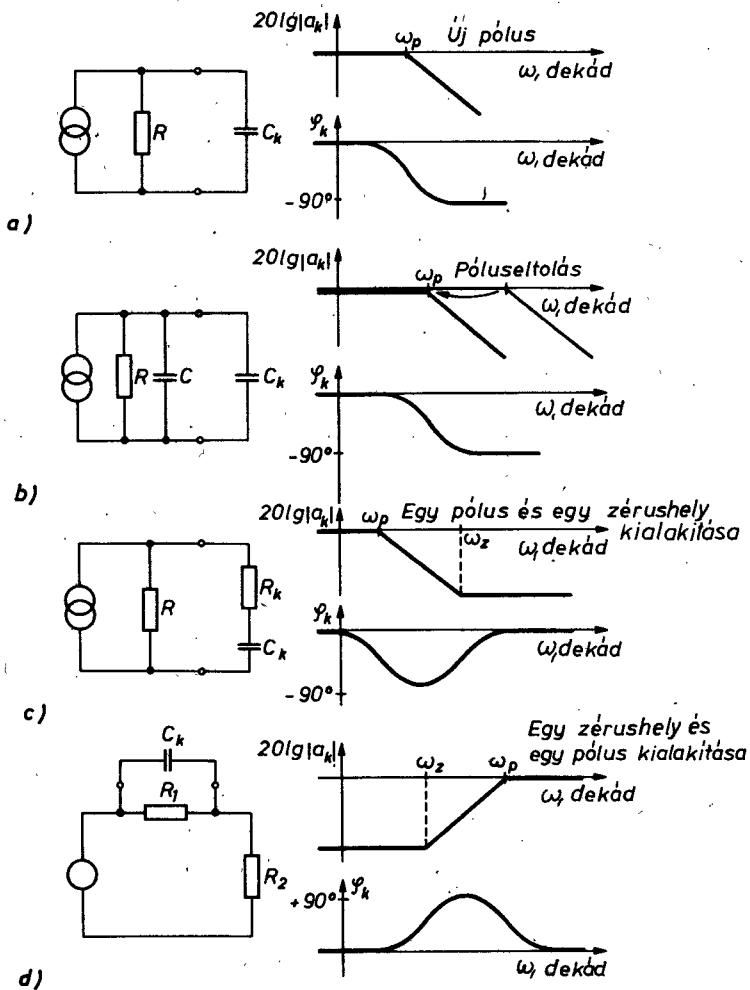
A gyakorlatban sokszor az ismertetett módok közül a célnak legmegfelelőbbeket együtt alkalmazva alakítunk ki adott értékű visszacsatolt erősítéshez garjedést nem okozó, stabil frekvenciamenetet.

Hogyan valósíthatók meg az ismertetett kompenzációk? Az erősítő belső áramköri felépítésének és töréspontokat okozó elemek elhelyezkedésének ismeretében alakíthatók ki a kompenzáció átviteli karakteristikák. Pl. az 5.27b ábra póluseltolása könyen kialakítható, ha ismerjük ω_1 pólust meghatározó R-C tag helyét az erősítőben. Ezt a pólust kisebb frekvenciára kell helyezni, tehát egyszerűen az R-C taggal párhuzamosan kötünk megfelelő értékű kondenzátort, növelve ezzel a kapacitív összetevőt.

Az 5.29 ábrán néhány egyszerű kompenzáció áramkört és azok hatásának Bode-diagramját rajzoltuk meg. Az index nélküli elemek az erősítő elemei, az indexsel jelöltek a kompenzáció tagok. Az a ábra új pólus kialakítását, a b ábra meglévő pólus eltolását, áthelyezését, a c ábra egy pólus és egy zérushely kialakítását, a d ábra egy zérushely és egy pólus kialakítását mutatja be.

Integrált áramkörű, többfokozatú erősítőknél a kompenzáció pontokat a gyártó cégek katalógusadatként közzlik, így, ha az adott megvalósításnál szükség van pl. egy pólus és egy zérushely bevitelére, akkor ismertek azok a kivezetések, amelyekre a c ábra szerinti soros R-C kompenzáció áramkört elhelyezhetjük.

Az előzőekben megállapodásszerűen csak kis szintű kimenő jelek esetén vizsgáltuk az erősítőt, ekkor a kompenzált erősítő sávszélessége arányosan növekszik a hurokerősítés növelésével, ill. az erősítés csökkentésével. A kimenet amplitudójának növelése esetén ez az arányosság nem áll fenn, nagy jelek esetén növekvő frekvenciával a kimenő jel torzulhat (l. a 7. fejezetben), az erősítő tulvezérlődhet. A kompenzáció áramkörök az erősítőben való elhelyezésétől is függ a kimeneti kivezérelhetőség, ennek vizsgálatával a jegyzet következő kötete foglakozik.



5.29 ábra

6. KÖZVETLENCSATOLT ERŐSITŐK

Az előző fejezetben a többfokozatú erősítők csatolási módjainál láttuk, hogy a közvetlen csatolás lehetővé teszi a csatolókondenzátorok (vagy a csatolótranszformátorok) elhagyását, helyettük általában szükséges a megfelelő egyenszintek beállítását szolgáló, un. szinteltolók alkalmazása. Amennyiben a csatolóelemekkel együtt a hidegitő elemek is elhagyhatók, az erősítő átviteli nulla frekvenciától biztosított, az erősítő egyenszintek erősítésére is alkalmas; ezeket az erősítőket egyenfeszültség-erősítőknek nevezzük (*l. 5. fejezet*).

Ebben a fejezetben nem célnak az egyenfeszültség-erősítők teljes áramkörkészletét ismertetni, itt csak az alapvető fontosságu, kizárolagosan erősítésfunkciót betöltő áramkörelrendezésekkel foglalkozunk, valamint megismerkedünk néhány olyan "hatással" (pl. nullpontvándorlás), amelyek a közvetlencsatolás jellegéből adódnak. Az egyenfeszültség-erősítők további áramköreiivel (pl. szinteltolók, fázisösszegzők, végerősítők) a következő fejezet, ill. a jegyzet következő kötete foglalkozik.

6.1 A NULLPONTHIBA (OFSZET) ÉS A NULLPONTVÁNDORLÁS (DRIFT) FOGALMA

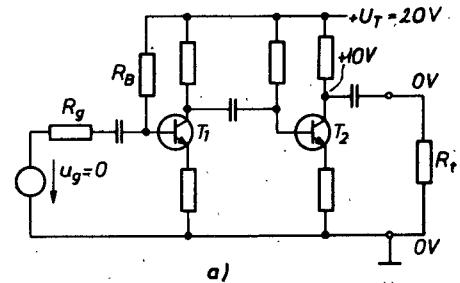
Váltakozófeszültségű erősítők esetén az erősített jelet felhasználó fogyasztó (a terhelés) egyenáramulag nincs kapcsolatban az erősítővel (pl. kondenzátoros csatolás miatt), így nulla vezérlőfeszültség esetén a terhelésen áram nem folyik, illetőleg szempontból közömbös tehát az utolsó fokozat kimeneti pontjának az egyenfeszültsége (*l. 6.1a ábrát*).

Egyenfeszültség-erősítőknél az egyetlen lehetséges csatolási mód a közvetlen csatolás, a terhelés is közvetlenssatolt az erősítő végfokozatával. Általában követelmény, hogy a terheléssel vezérlés nélkül nulla feszültség legyen, ez csak akkor biztosítható, ha a terhelés két végpontja vezérlés nélküli állapotban azonos egyenpotenciálban van. Tételezzük fel egyik pontján földelt, tehát asszimmetrikus terhelést, ekkor a terhelés másik pontjának feszültségét nyugalomban nullára kell beállítani. Ezt szemléltetjük a 6.1b ábrán.

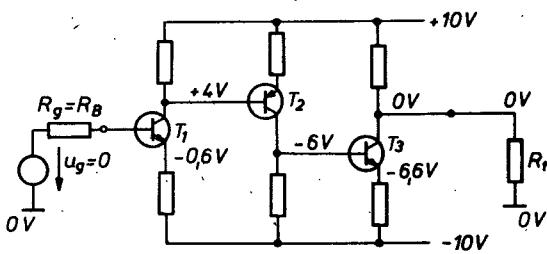
Az első fokozat bázisárama a generátoron keresztül a földpont felől biztosított, a második fokozat munkapontját az első tranzisztor kollektorfeszültsége biztosítja, a fokozatokat ket-tős tápfeszültséggel üzemeltetjük, ez lehetővé teszi a kimeneti pont nulla feszültségű beállitását. Egyenfeszültség-erősítőknél tehát a kimeneti pont (vagy kimeneti pontok) feszültségét ugy kell beállítani, hogy a terhelés feszültsége nulla legyen, nulla bemeneti feszültség mellett. A kimeneti pontok ezen feszültségét az erősítő nullpontjának nevezzük.

A gyakorlatban megvalósított áramkör feszültségszintjei biztosan eltérnek az ábrán jelölt, ill. előirt szintekhez képest (a beépített alkatrészek szórása miatt): pl. ha T_2 kollektorfeszültsége -6,05 V, akkor a kimeneti pont nyugalmi feszültsége pozitivabb lesz 0 V-nál (az előirt kimeneti szinttől való eltérés több V is lehet, legrosszabb esetben T_3 lezárt, a kimeneti pont feszültsége $+U_T$). A kimeneten lévő nyugalmi feszültség a megvalósított áramkör alkatrészeitől függően kisebb-nagyobb mértékben eltér az előirttől, vagyis nullponthibája van.

Természetesen minden esetben biztosítani kell a vezérlés nélküli állapot nulla kimeneti feszültségét és áramát, ami külön beállító áramkörrel lehetséges (l. később). A kimenet nullponthibája alapján két különböző erősítő egyértelműen nem hasonlitható össze a feszültségerősítések ismerete nélkül. A gyakorlat számára jobban kezelhető a megoldás, ha a hibafeszültséget a bemenetre vonatkoztatjuk, így a nulla kimeneti feszültséghöz tartozó, bemenetre kapcsolandó egyenszint értékét adjuk meg, és ezt bemeneti nullponthibának vagy bemeneti ofszethibának nevezzük (értéke a kimeneti hibafeszültség és az egyenfeszültségű erősítés hányadosa).



a)



b)

6.1 ábra

Az eddigiekben nem vettük figyelembe, hogy az első tranzisztor bázisa mekkora ellenálláson keresztül csatlakozik a bázisfeszültséget beállító pontra (ez most a nulla potenciál). Amennyiben a bázison lévő ellenállás (most csak a generátorellenállás) nulla, a bázis feszültsége is nulla, az emitter $0,7\text{ V}$ tal negatívabb, $-U_T$ és az emitterellenállás meghatározza a mun-kapontot, ami közzvetve a kimenet nyugalmi feszültségét is beállítja, valamekkora nullponthibával. A bázison lévő ellenállás nulla értéke esetén a bemenetre vonatkoztatott nullponthibát of-szetfeszültségnek nevezzük. Jelölése U_{bo} .

Véges bázisellenálláson keresztül táplálva T_1 bázisát, annak feszültsége nullánál kisebb lesz (a nyugalmi bázisáram miatt feszültség esik az ellenálláson), az emitterpont ismét $0,7\text{ V}$ tal negatívabb, így most kisebb áram folyik a tranzisztoron, ami megváltoztatja a kimenet és így a nullponthiba feszültségértékét is. A kimenet feszültsége, és ezzel a bemenetre vonatkozta-

tott nullponthiba értéke a bázison lévő ellenállástól (továbbiakban R_B -vel jelöljük) függ.

A végletes bázisellenálláshoz (amely az ideális egyenáramú áramtáplálás esete) tartozó bemeneti nullponthiba az ofszetáram. Jelölése: I_{bo} .

Az üzemi állapotot általában véges ellenállásértékekkel biztosítjuk, az ekkor meglévő nullponthibát üzemi ofszetfeszültségeknek nevezzük, és az alábbi összefüggéssel számíthatjuk:

$$U_{boii} = U_{bo} + R_B I_{bo}. \quad (6.1)$$

Az ofszetjellemzők definiciójára és értelmezésére a 6.4 alfejezetben még visszatérünk.

A nullponthiba különböző körülmények változásának hatására változik. A közvetlen csatolás miatt az egyes fokozatok munkapontja az ezeket megelőző fokozatok munkapontjától függ. Pl. a környezeti hőmérsékletváltozás a tranzisztorok hőmérsékletét, ezzel munkapontját is megváltoztatja, amely nem "elkülönített" változás, ezért az utolsó fokozatot megelőző fokozatok munkapontváltozása valamikorra erősítésen keresztül, vagyis erősítve jelenik meg a kimeneten. A kimeneti feszültség nem kivánatos, különböző körülmények változásának hatására bekövetkező változását nullpontvándorlásnak vagy driftnek nevezzük (Drift = sodródás). A nullpontvándorlás az erősítő nullponthibájának különböző tényezők hatására létrejött változásával egyenlő (pl. 25 °C-on adott nullponthibát a bemenetre kapcsolt valamikorra egyenszinttel egyenlíthetünk ki (ekkor a kimenet feszültsége nulla lesz), 30 °C-on a kimenet feszültsége már nem egyezik az előbb beállítottal, ezért most a bemenetre kapcsolt kiegyenlitő egyenszintet meg kell változtatnunk, tehát a bemeneti nullponthiba az 5 °C hőmérséklet-növekedés hatására megváltozott, ez a változás a drift). A nullpontvándorlás értékét is a bemenetré vonatkoztatjuk, így beszélhetünk feszültségdriftről (jelölése u_{do}), amely az ofszetfeszültség megváltozása, áramdriftről (jelölése i_{do}), ami az ofszetáram megváltozása.

Általános esetben a vezérlést biztosító és egyben egyenáramulag a bázison lévő generátor ellenállása véges, ekkor az

üzemi ofszet megváltozása, az üzemi driftfeszültség meghatározható:

$$u_{dou} = u_{do} + R_B i_{do}. \quad (6.2)$$

A nullpontvándorlás rontja az erősítő érzékenységét, azaz azt a legkisebb, bemenetre kapcsolható feszültségértéket, amelyet a kimeneten még adott követelménnyel érzékelni tudunk. (A nullpontvándorlásból adódó feszültségváltozás a kimeneten nem különböztethető meg az erősítendő jelről.)

A külső körülmények változása alatt háromféle változást értünk, ezeknek megfelelően beszélünk a következő "driftfajtáról":

a/ hőmérsékleti drift: a hőmérséklet megváltozásának hatására bekövetkező kimeneti szintváltozás a bemenetre vonatkoztatva;

b/ tápfeszültségfüggő drift: a tápfeszültség megváltozássának hatására bekövetkező kimeneti szintváltozás a bemenetre vonatkoztatva;

c/ időfüggő drift: a kimeneti szint időbeni változása a bemenetre vonatkoztatva (természetesen vezérlés nélküli állapotban).

A driftet okozó hatások közül leggyakrabban a hőmérsékletváltozással találkozunk. Az alábbiakban (részben ismétlésjellel) ismertetjük, hogy a bipoláris tranzisztor hőmérsékletfüggéséből adódóan nagyságrendben makkora drifttel kell számolnunk egy földelt emitterű erősítőnél.

A hőmérsékletváltozás hatására közvetlenül az alábbi jellemzők változnak:

- a bázis-emitter dióda nyitóirányú feszültségváltozása a hőmérséklet lineáris függvénye, növekvő hőmérséklettel csökken

$$\Delta U_{BE} = a \Delta T, \quad (6.3)$$

ahol a $\approx -2,2 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$;

- a kollektor-bázis lezárt dióda visszaáramváltozása a hőmérséklettől exponenciálisan függ, növekvő hőmérséklettel növekvő

$$\Delta I_{CBO} = I_{CBO} \left(e^{\frac{b}{\beta} \Delta T} - 1 \right); \quad (6.4)$$

- a tranzisztor földelt emitterű kapcsolásban mért rövidzárási áramerősítési tényezője a hőmérséklet növekedésével növekszik. Ez a β -növekedés a kollektoráram növekedését eredményezi.

$$\Delta I_{CO} = I_{CO} \cdot T_{K\beta} \cdot \Delta T. \quad (6.5)$$

Fenti összefüggésben $T_{K\beta}$ az áramerősítési tényező hőmérsékleti együtthatója (Temperatura koefficiense): egységnyi hőmérsékletváltozáshoz tartozó relativ β változás (tehát $\Delta\beta/\beta$). Értéke szilicium planár tranzisztoroknál $0,1\%/{^\circ}\text{C}$, szilicium tranzisztorokra $1\%/{^\circ}\text{C}$, germánium tranzisztorokra $2\%/{^\circ}\text{C}$ körül érték.

A tranzisztor feszültségsdriftjét jó közelítéssel a ΔU_{BE} értéke adja (ez a bemeneten figyelembe vett generátorral modellezhető), ami közelítően $-2,2$ mV $1 {^\circ}\text{C}$ hőmérsékletváltozás esetén. Az áramdrift egyik összetevője a bázis felé folyó visszáram, ΔI_{CBO} , másik összetevőjét a β változásból eredő ΔI_{CO} változás bemenetre vonatkoztatott értéke adja, amely a (6.5) összefüggéssel adott áramváltozás áramerősítési tényezővel osztott értéke. Szilicium tranzisztorok esetén $100 \mu\text{A}$ -es nyugalmi emitteráramnál az áramdrift néhány szor 10nA a nyugalmi visszáramtól és β -tól függően. Szilicium planár tranzisztoroknál a β hőmérsékleti együttható kis értéke miatt, germánium tranzisztoroknál a nagy visszáram (néhány μA) miatt a β hőmérsékletfügge sése elhanyagolható.

A bázispontra csatlakozó ellenállás ismeretében az üzemi driftfeszültség:

$$u_{d0i} = \Delta U_{BE} - R_B \left(\Delta I_{CBO} + \frac{I_{CO}}{\beta} \cdot T_{K\beta} \cdot \Delta T \right). \quad (6.6)$$

A hatások hőmérsékletváltozás esetén összegeződnek.

A FET hőmérsékletfüggését, mint ismeretes a gate-source visszáram I_{GS} , a telítési áram I_{DSS} és az elzáródási feszültség U_p közvetlen hőfüggése okozza. Számítható, ill. méréssel meghatározható a FET hőmérsékletfüggetlen, optimális munkapontja, ez

azonban egy tipuson belül elég nagy szórást mutat. A költséges egyéni bemérés miatt nem szokásos a méréssel való megkeresés, ezért sorozatgyártásnál az optimális munkaponttól való 10%-os eltérés néhány $100 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, esetleg $\text{mV}/^\circ\text{C}$ nagyságú driftet okozhat.

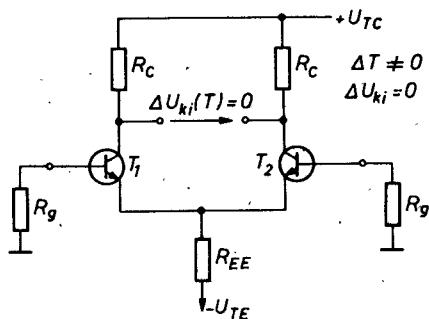
Megjegyezzük, hogy a térvezérelt tranzisztoros áramkör időtől függő driftje is számottevő lehet ($1\dots10 \mu\text{V}/\text{h}$ nagyságrendben).

6.2 KÖZVETLENCSATOLT ERŐSITŐK NULLPONTVÁNDORLÁSÁNAK CSÖKKENTÉSE

Az előző fejezetben láttuk, hogy bipoláris tranzisztorok hőmérsékleti driftje $2\dots3 \text{ mV}/^\circ\text{C}$. A térvezérlésű tranzisztorok driftje hasonló nagyságrendű, ha nem mérjük meg példányonként az optimális munkapontot, ahol hőmérsékleti együtthatójuk közel nulla, vagyis ahol hőmérsékletfüggetlennek tekinthetők. Arról is szó volt, ha egyenfeszültség erősítésére van szükségünk, akkor az erősítendő jelhez képest a driftfeszültségnek a működési hőmérséklettartományban jóval kisebbnek kell lennie, vagyis a drift az erősítő érzékenységét csökkenti. Olyan megoldást kell keresnünk, amely a driftfeszültség értékét csökkenti. Mivel a tranzisztorok driftje nem csökkenthető (adott technológiával készült tranzisztorok driftje nem csökkenthető, az egyes technológiák különböző hőmérsékletfüggést okoznak), ezért az eddig áramköri felépitést kell megváltoztatnunk úgy, hogy a meg nem szüntethető hőmérsékletfüggést a kimenetre nézve szüntessük meg. Ehhez olyan áramköri elrendezésre van szükség, amelynek kimenetén a bemenet feszültségeinek különbsége jelenik meg. Amennyiben ezt az áramkört két azonos hőmérsékletfüggésű, vagy ugy is mondhatjuk, két azonos driftfeszültségű tranzisztorral valósítjuk meg, az áramkör kimeneti pontjai között lévő feszültség már nem hőmérsékletfüggő.

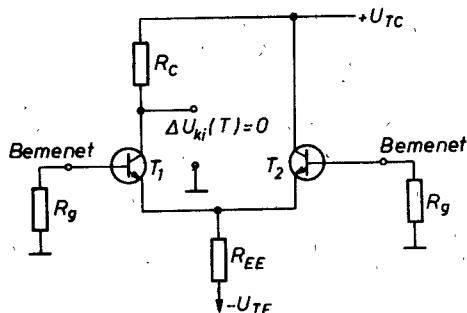
Az áramkört a 6.2 ábrán rajzoltuk meg. Mint a T_1 , mind a T_2 földelt emitterű alapkapsolásban üzemel. Az áramkör bemenete a bázisok között, kimenete a kollektorok között van. A táplálás kettős tápfeszültség esetén a generátorokon keresztül zá-

ródó nyugalmi bázisáramokkal biztosítható, azonos értékű, R_g jelű ellenállásokat tételeztünk fel minden bázison, másik kivezetésekkel nulla feszültségre kötve. A vezérlőgenerátorok jelképét nem rajzoltuk meg, hiszen a nullpunkt-vándorlás meghatározásánál, mérésénél feltétel a nulla bemeneti vezérlőjel ($u_g = 0$). A tranzisztorok azonos hőmérsékletfüggéséből kiindulva és feltételezve, hogy az áramkör a bemenetek (vagyis a bázisok) feszültségkülönbségét erősít, a kimenet feszültségváltozása vezérlés nélkül nulla lesz adott hőmérsékletváltozás esetén, hiszen a két bázis ΔT változáskor azonosan változik. A két tranzisztor bázis-emitter körét szembekapcsoltuk, így az azonos változások "kiejtik", semlegesítik egymást.



6.2 ábra

Az erősítő csak a két bemenet között lévő feszültségeket erősít, ezért differencia-, vagy az elterjedtebb differenciálerősítő elnevezést használjuk.



6.3 ábra

A 6.2 ábra áramkörének hőmérsékletváltozás szempontjából lényegtelen pontja a "másik" kollektorpont (lényeges, hogy a két bázison lévő feszültségváltozások különbségét erősítjük!). Azonos hőmérsékletfüggésű tranzisztorokat és azonos munkapontokat feltételezve zérus nullpontvándorlásu a 6.3 ábra elrendezése is, R_{EE} elegendően nagy értéke esetén.

A 6.3 ábrán a bemenet és kimenet jelöléseket a hasznos jel szempontjából alkalmaztuk. A T_1 jelű tranzisztor kollektorponti feszültsége azért nem változik hőmérsékletváltozás hatására, mert a két bázis itt is azonosan változik (mindkét tranzisztorra nézve azonos a hőmérsékletváltozás), így a különbségi erősítés miatt (aminek fizikai indokolását a 6.3 alfejezetben részletesen közöljük) a kollektor feszültsége állandó.

Megjegyezzük, hogy a 6.2 és a 6.3 ábra áramkörei csak első közelítésben zérus nullpontvándorlásu erősítők, ezt a későbbiekben részletesen megvizsgáljuk.

Megjegyezzük továbbá, hogy hőmérséklettől független kimeneti feszültséget hőmérsékletfüggő munkapontbeállítással is megvalósíthatunk (l. a 7. fejezetet, bár az ott megvalósított feladatok más jellegűek, mint a következőkben tárgyaltak).

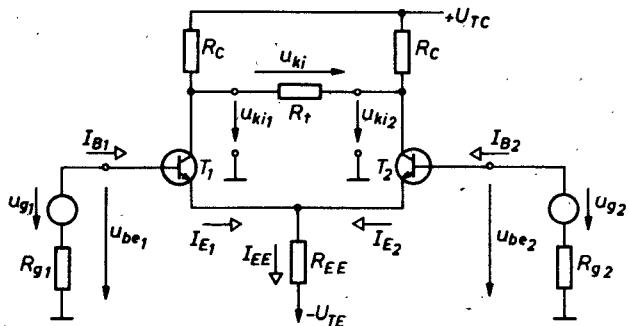
6.3 DIFFERENCIÁLERŐSÍTÓK

A differenciálerősítő a drift csökkentésén tul alkalmas további áramköri feladatok megoldására is. A méréstechnikában sokszor van szükség olyan jelek erősítésére, amelyek viszonylag nagy zavarfeszültséget tartalmaznak. Ekkor szimmetrikus differenciálerősítőt (l. később) alkalmazva elérhető, hogy az erősítő csak a hasznos jelet erősít, a zavarójelet "elnyomja".

A szimmetrikus erősítő vezérlési módjaival, feszültségeivel, ill. az erősítő általános helyettesítő képével az 1.5 alfejezetben foglalkoztunk, az alábbiakban a vizsgált áramkör meghatározott jellemzőit minden összehasonlitjuk az említett 1.5 alfejezet eredményeivel.

A továbbiakban a leggyakrabban előforduló és alapvető jelentőségi kapcsolásokkal foglalkozunk. Az áramkörök analizisében törekünk arra, hogy a 3. fejezetben ismertetett alaperő-

sítőkre bonthassuk le a kérdéses kapcsolást, Áramköreinkben alkalmazott erősítőszkóz a bipoláris tranzisztor lesz, a 6.8 alfejezetben ismertetjük a FET-es differenciálerősítők lényegesebb tudnivalóit.



6.4 ábra

Vizsgált áramkörünk a 6.4 ábrán látható. A szimmetrikus jelző azt jelenti, hogy az áramkör szimmetrikus felépítésű, ebből adódóan képes a bemeneti szimmetrikus feszültséget a kimeneten szimmetrikus feszültséggént szolgáltatni.

Az ábrán jelöltük a munkapontbeállító elemeket is. A hajtó generátorok ellenállásán keresztül a föld felé záródik minden tranzisztor nyugalmi bázisárama (I_{B1} és I_{B2}). A bázisok nyugalmi feszültsége közel nulla potenciálon van. A differenciálerősítő jellegzetesen kéttelepés táplálásu áramkör, az U_{TC} és U_{TE} feszültségek abszolutértékai általános esetben nem egyeznek.

Azonos tranzisztorokat feltételezve az egyes kollektoráramok és a munkaponti emitteráramok számithatók.

Mivel a bázisfeszültségek közel nulla feszültségen vannak:

$$U_{BF_1} = U_{BF_2} \approx 0 \text{ V},$$

a közös emitterpont feszültsége:

$$U_{EE} = 0 - U_{BEO} = -U_{BEO},$$

a közös emitterellenálláson folyó áram:

$$I_{EE} = \frac{|U_{TE}| - U_{BEO}}{R_{EE}}, \quad (6.7)$$

az egyes tranzisztorok nyugalmi árama a közös emitteráram fele:

$$I_{E_1} = I_{E_2} = \frac{I_{EE}}{2}, \quad (6.8)$$

a kollektorpontok feszültsége, azonos kollektorellenállások esetén:

$$U_{CF_1} = U_{CF_2} = U_{TC} - \frac{I_{EE}}{2} R_C.$$

Az áramkör fizikai működését és erősítőjellemzőit az 1.5 alfejezetben ismertetett vezérlési módok esetén külön-külön vizsgáljuk. Megkülönböztetünk szimmetrikus, közös, általános, valamint aszimmetrikus vezérlési módot. Ezek a megkülönböztetések az áramkör megismerése szempontjából fontosak, a gyakorlatban ezek a vezérlési módok nem mindig jelentkeznek ilyen elhatároltan.

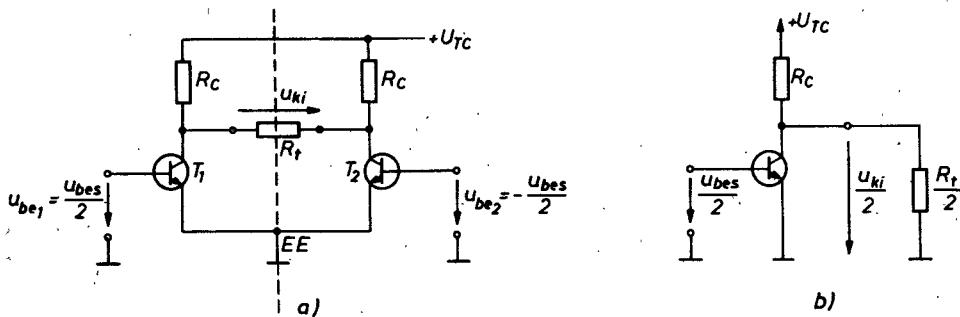
6.3.1 Differenciálerősítő szimmetrikus vezérlés esetén

Szimmetrikus vezérlésnél a két bemenet között mérhető feszültség két azonos nagyságu, de ellentétes fázishelyzetű feszültség különbsége, vagyis amennyivel csökken az egyik bemeneti feszültség (pl. u_{be_1}), annyival növekszik a másik tranzisztor bemeneti feszültsége (u_{be_2}), így a T_1 tranzisztor kevésbé nyit, a T_2 tranzisztor jobban nyit. Az I_{E_1} csökken ΔI_E árammal, az I_{E_2} növekszik ΔI_E árammal, a közös emitteráram nem változik, tehát szimmetrikus vezérlés esetén a közös emitterpont a vezérlés szempontjából földpotenciálon van. A kollektorellenálláson azonos nagyságu, de ellentétes értelmű feszültségváltozás van, mivel a T_1 kollektorfeszültsége növekszik, a T_2 kollektorfeszültsége csökken. A két kollektorpont között a két feszültségváltozás eredője (vagyis kétszerese az egyik pont változásának) vehető le.

Az előzőek szerint az erősítő az egyes bemenetekre kapcsolt feszültségek különbségét erősíti (innen a differenciálerősítő elnevezés).

Ellentétes irányú változásokat feltételezve a bemenetekre, a T_1 kollektorfeszültsége csökken, a T_2 kollektorfeszültsége növekszik. Érezhető, hogy terhelőellenállást kapcsolva a két kollektor közé, a terhelőellenállás végein a feszültség pozitív csucs és negativ csucs között felváltva változik, de található olyan pont az ellenálláson, amely változatlan potenciálu, ez a terhelőellenállás középső pontja.

Fenti fizikai működést végiggondolva belátható, hogy a kapcsolás szimmetrikus vezérlés (vagy szokás differenciális, különbségi vezérlésnek is nevezni) esetén felbontható két teljesen egyforma, földelt emitterű erősítőre. A felbontás és az egyik földelt emitterű áramkör a 6.5 ábrán látható. A b ábrán nem jeleltük, hogy melyik tranzisztorral rajzoltuk meg az egyik földelt emitterüt, hiszen két azonos "félről" van szó.



6.5 ábra

A kimeneti feszültség a két kollektorpont között szimmetrikus feszültség, a két feszültségváltozás különbsége:

$$u_{ki} = u_{ki1} - u_{ki2},$$

amelyet a bemenetek közötti feszültségváltozások különbsége, $u_{bes} = u_{be1} - u_{be2}$ hoz létre. A felbontás utáni földelt emitter-

rő erősítő a két kollektor közötti feszültség felét adja, de ennek a "fél-erősítőnek" a bemeneti feszültsége is a teljes bemeneti feszültség fele, így a b ábrán rajzolt erősítő erősítése egyezik a differenciálerősítő differenciális vagy szimmetrikus erősítésével (a földelt emitterű erősítő jellemzői a 3. fejezetből ismertek):

$$A_{us} = \frac{u_{ki}}{u_{bes}} = -S \left(R_C \times \frac{R_t}{2} \right) = - \frac{R_C \times \frac{R_t}{2}}{r_E}. \quad (6.9)$$

A differenciális erősítés abszolutértéke nagyságrendben néhány-szor 10, néhányszor 100 közötti.

A szimmetrikus bemeneti ellenállás az egyik földelt emitterű erősítő bemeneti ellenállásának kétszerese, hiszen a szimmetrikus vezérlés a két bázis között történik, a két bázis közötti ellenállások a közös emitterponton (amely most a vezérlés szempontjából földpotenciálon van) keresztül sorbakapcsolódnak. Az eredő, szimmetrikus bemeneti ellenállás:

$$R_{bes} = \frac{u_{bes}}{i_{bes}} = 2 \frac{\frac{u_{bes}}{2}}{\frac{i_{bes}}{2}} = 2h_{11} \approx 2(1 + \beta)r_E. \quad (6.10)$$

Nagyságrendben néhány $k\Omega$ és néhányszor 10 $k\Omega$ között a nyugalmi emitteráramtól és β -tól függően.

A szimmetrikus kimeneti ellenállás az egyik földelt emitterű erősítő kimeneti ellenállásának kétszerese, hiszen a kollektorközötti ellenállások a "földpont" miatt sorbakapcsolódnak. Az egyik kimenet ellenállása R_C , az eredő, szimmetrikus kimeneti ellenállás:

$$R_{kis} \approx 2R_C. \quad (6.11)$$

Nagyságrendben néhány $k\Omega$ (a tranzisztor kimeneti ellenállását elhanyagoltuk).

Hasonlitsuk össze eredményeinket az 1.12 ábra helyettesítő képének üzemi jellemzőivel! Ott is két "erősítőfél" helyettesítő képet rajzoltuk meg. Szimmetrikus vezérlésnél a két kimenet azonos amplitudóval és ellentétes értelemben változik, az üres-

járási feszültségerősítések egyenlőek és egyeznek A_{us} értékével, ha azt üresjárásra, tehát R_t nélkül számoljuk. (Az u_{be_1} és u_{be_2} feszültségek azonos nagyságúak és ellentétes értelműek.) Az egyes kimenetek kimeneti ellenállásai a kollektorellenállással egyeznek külön-külön. A bemeneten jelölt ellenállások közül szimmetrikus vezérlésnél csak a szimmetrikus bemeneti ellenállást ismertük meg, irható $R_{bes} = R_{bes_1} + R_{bes_2}$, ahol R_{bes_1} és R_{bes_2} a két fél bemeneti ellenállása külön-külön. R_{be_k} értékét a következőkben határozzuk meg.

6.3.2 Differenciálerősítő közös vezérlés esetén

Közös vezérlésnél a két bemenet között nem mérhető feszültsékgülönbég, de a bemeneti pontok feszültsége a földponthoz képest nullától különböző, vagyis a két bemenet nagyságra és fázisra azonos jelet, közösjelet kap:

$$u_{be_1} = u_{be_2} = u_{be_k}.$$

A közösjelre a T_1 tranzisztor árama ugyanugy változik (pl. csökken) mint a T_2 árama, a közös emitterellenálláson, R_{EE} -n minden két emitteráramváltozás átfolyik és a közös emitterpont feszültsége változik. Ezt felirhatjuk az alábbi alakban:

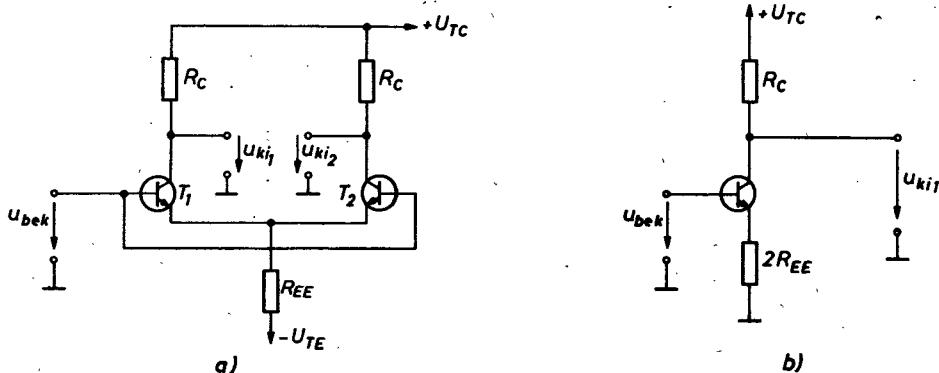
$$\Delta U_{EE} = (\Delta I_{E_1} + \Delta I_{E_2})R_{EE} = 2\Delta I_{E_1}R_{EE} = \Delta I_{E_1}2R_{EE}. \quad (6.11)$$

A közös emitterpont feszültségváltozása egyben követi a bemeneti feszültségváltozást is, a közös emitteráram-változás:

$$2\Delta I_{E_1} = \frac{u_{be_k}}{R_{EE}}.$$

Amennyiben pl. csökkenő áramváltozást eredményez a közös bemeneti feszültség, a kollektor pontok feszültsége növekszik. A két kollektor feszültsége szimmetrikus elem és paraméterértékek esetén azonos mértékben változik, így a terhelőellenálláson nem folyik áram.

Előzőek alapján belátható, hogy differenciálerősítőnk közös vezérlés (vagy nevezik azonos fázisú vezérlésnek is) esetén felbontható két olyan földelt emitterü erősítőre, amelyek emitterkörében egy-egy $2R_{EE}$ nagyságú emitterellenállás van, így azok soros áramvisszacsatolást okoznak (a közös emitterpont nem tekinthető földpontnak!).



6.6 ábra

A felbontást a 6.6a ábrán kijelöltük, a felbontás után kapott egyik soros áramvisszacsatolt, földelt emitterü erősítőt a 6.6b ábrán rajzoltuk meg. A közös vezérlés a differenciálerősítő bemenetét, a két bázist együtt vezérli, ezt méréskor vagy egyéb áramköri vizsgálatnál a két bemenet galvanikus összekötésével valósítjuk meg (l. az a ábrát). Az R_t ellenállás a két kollektor között van, ezek első közelítésben együtt változó feszültséget adnak, ezért R_t csak szimmetrikus (különbségi) jelre jelent terhelést. A b ábrán láthatóan csak R_C -ra dolgozik az erősítő.

Határozzuk meg a fizikai működés és a 6.6 ábra alapján az erősítőjellemzőket közös bemeneti feszültség esetén! Az egységenyi bemeneti közös feszültségváltozáshoz tartozó kimeneti feszültségváltozást közös módszer feszültségerősítésnek nevezzük. A kimeneti pontokra külön-külön felirva a közösjelre a feszültség-erősítéseket:

$$A_{k_1} = \frac{u_{ki_1}}{u_{be_k}} \quad \text{és} \quad A_{k_2} = \frac{u_{ki_2}}{u_{be_k}}. \quad (6.12)$$

Számitsuk ki a fenti erősítéseket, ha a differenciálerősítő tökéletesen szimmetrikus, tehát teljesen egyező paraméterű tranzisztorok és kollektorellenállások esetére.

Ekkor a két oldal közös feszültségerősítése egyenlő:

$$A_{k_1} = A_{k_2} = A_k. \quad (6.13)$$

A közösjelre az erősítés ily módon a 6.6b ábra soros áramviszszacsatolt, földelt emitteri erősítőjének feszültségerősítésével adható meg:

$$A_k = - \frac{SR_C}{1 + S \cdot 2R_{EE}} \approx - \frac{R_C}{2R_{EE}}. \quad (6.14)$$

A közös feszültségerősítés abszolutértéke egynél kisebb, az R_C és a közös emitterkör ellenállásától függ: pl. $R_C = R_{EE} = 5k$ esetén $A_k = -0,5$, ami azt jelenti, hogy felvett $u_{be_k} = 6V$ mellett a kollektorfeszültségek $3V$ -tal csökkennek. Az A_k értékéről, jelentőségéről az általános vezérlésnél, a 6.3.3 pontban foglalkozunk.

A gyakorlatban alkalmazott erősítők nem valósíthatók meg tökéletesen szimmetrikusan. Az alkatrészek elkerülhetetlen szórásából adódó eltérések, aszimmetriák (pl. a két kollektorellenállás nem egyenlő, a tranzisztorok áramerősítése, meredeksége nem egyenlő) miatt a két bázis azonos vezérlése esetén a két kollektorpont feszültségváltozása nem azonos, az egyik pl. jobban növekszik, mint a másik. A (6.12) összefüggéssel megadott erősítések nem egyenlők, a két kollektorpont között közös vezérlés esetén is mérhető az aszimmetriától függő nagyságú feszültsékgülönbség, amely a terhelésen megjelenik és a fogyasztó ezt szimmetrikus, különbségi feszültséggé "hasznositja". Ez természetesen káros, hiszen nem különböztethető meg a tényleges hasznos jeltől. Az aszimmetria miatt tehát:

$$A_{k_1} \neq A_{k_2} \quad (6.15)$$

ezért a két kollektorpont között u_{be_k} hatására fellépő feszültségkülönbség:

$$u_{ki} = u_{ki_1} - u_{ki_2} = (A_{k_1} - A_{k_2})u_{be_k}. \quad (6.16)$$

Az $(A_{k_1} - A_{k_2})$ feszültségerősítés számítását mellőzzük. Értékét közelítőleg, pusztán fizikai meggondolások segítségével meghatározhattuk. Minél nagyobb a két "oldal" megfelelő értékei között az eltérés, annál nagyobb $A_{k_1} - A_{k_2}$ értéke. Az erősítést közös vezérlés esetén a kollektorellenállások, a tranzisztorerdekség és a közös emitterellenállás szabja meg döntően: ezekből csak R_C és S értékek térhetnek el valamelykor szórásban belül, ezt $\Delta R_C/R_C$ és $\Delta S/S$ relativ eltérésekkel megadhatjuk. A Δ -val jelölt mennyiségek a két oldal értékeinek különbsége, az R_C a kollektorellenállások, az S a meredekségek számtani átlaga. A legrosszabb esetben a két relativ mennyiség összeadódik, ezzel az összeggel kell megszorozni a teljes szimmetriához tartozó közös feszültségerősítést, amelyet A_k -val jelöltünk, hiszen a most keresett erősítésnek szimmetria esetén nullát kell adnia. Fentiek alapján irható:

$$A_{k_1} - A_{k_2} \approx \frac{R_C}{2R_{EE}} \left(\frac{\Delta R_C}{R_C} + \frac{\Delta S}{S} \right). \quad (6.17)$$

A fizikailag is jól belátható tényt, hogy R_{EE} lényeges szerepet játszik a közösjel erősítésében, tükrözi összefüggésünk is. Véges aszimmetria mellett R_{EE} végtelen értéke esetén nem jelenne meg különbségi jel a bemeneti közös összetevő hatására, ekkor az erősítő "érzéketlen" minden közösjelként bemenetére kapcsolt vezérléssel szemben.

(Megjegyezzük még, hogy nem egyező erősítések esetén a közösjel hatására a kimeneten lévő feszültség is megadható, mint közös és szimmetrikus feszültségek eredője. A szimmetrikus komponens ekkor a (6.16) összefüggés jobb oldali mennyiségeinek a fele, a közös komponens az u_{be_k} -nak A_{k_1} és A_{k_2} számtani átlagával szorzott értéke.)

Közös vezérlés esetén az erősítő közös bemeneti ellenállása a vezérlés módjából adódóan az együtt változó bázisok és a föld közötti ellenállás. A már említett bázisok összekötéséből adódóan az egyik oldal 6.6b ábrán látható áramkörének bemeneti ellenállása párhuzamosan kapcsolódik a másik oldal erősítő bemeneti ellenállásával.

A közös bemeneti ellenállás:

$$R_{be_k} = \frac{1}{2} (h_{11} + \beta_2 R_{EE}) \approx \beta R_{EE}. \quad (6.18)$$

A közös vezérléshez tartozó kimeneti ellenállást külön nem érdemes definiálni. Az egyik "oldal" kimeneti ellenállása most is R_C nagyságu (a soros áramvisszacsatolás miatt megnövekedett tranzisztorellenállást elhanyagoltuk).

Közös vezérlésre eredményeinket összehasonlitva az 1.12 ábra helyettesítő képével, láthatóan az egyik bemenet közös vezérlésre számított bemeneti ellenállása $2\beta R_{EE}$. Az üresjárási feszültségerősítések az A_{k_1} és A_{k_2} értékei.

Itt jegyezzük meg, hogy a bemeneti (és kimeneti) ellenállásokat mindenkorlati alkalmazástól függően kell a két bemenetre (ill. a két kimenetre) együttesen vagy külön-külön meghatározni. Mivel a 6.6 ábra áramköre minden bázisán vezérelt és két kollektora között terhelt, ezért R_{bes} , R_{kis} és R_{be_k} az eredő áramkörre megadott értékek.

6.3.3 Differenciálerősítő általános vezérlés esetén

Az egyik bemenet feszültsége u_{be_1} , a másik bemeneté u_{be_2} , minden bemenetet vezéreljük. A bemeneti szimmetrikus, tehát különbségi jel:

$$u_{bes} = u_{be_1} - u_{be_2},$$

ez az erősítendő feszültség. Az egyes bemenetekre közös vezérlésként kerül az

$$u_{be_k} = \frac{u_{be_1} + u_{be_2}}{2}$$

nagyságu feszültség.

A különbségi jelet A_{us} -nek (6.9) összefüggéssel adott értékkel erősíti az erősítő.

Ideális esetben a közös vezérlésre nulla az erősítés, az előző vizsgálatainknál azonban láttuk, hogy ehhez végtelen R_{EE} érték kellene. Az R_{EE} véges értéke miatt a két kollektorfeszültség feltételezett szimmetria esetén $A_k u_{be_k}$ feszültséggel változik. Ez a feszültségváltozás olyan nagy is lehet, hogy az erősítőn használhatóságát nem kivánatos módon befolyásolja. Legyen pl. $u_{be_k} = 6 \text{ V}$, $|A_k| = 0,5$, ekkor a kollektorfeszültségváltozás 3 V . Amennyiben $U_{TC} = 10 \text{ V}$ és a nyugalmi $U_{CEO} = 5\text{V}$, az adott u_{be_k} -hoz tartozó kollektorfeszültség már csak 2 V feszültséggel különbséget enged meg legjobb esetben is a hasznos jel változásra. A nem megfelelően kis értékű A_k erősítés tehát egrészt a kimeneti különbségi feszültség legnagyobb amplitudóját (a kivezérelhetőséget) csökkenti, korlátozza, másrészt a kimeneti kollektorfeszültségek közös változása többfokozatú erősítő esetén a következő fokozat bemenetére kerül, így azt közös feszültséggel vezérli.

Előzőek alapján következtetésünk: amennyiben várhatóan nagy az u_{be_k} értéke vagy többfokozatú erősítő bemeneti fokozatát adja a differenciálerősítő (vagy később látjuk a hőmérsékletfüggés miatt is) az A_k értékét csökkenteni kell, ekkor a 6.4 ábra közös emitterellenállása nem ad megfelelő megoldást.

A minden fennálló aszimmetriák a bemeneti közös feszültség további nem kivánatos hatását eredményezik. Ekkor, mint láttuk a 6.3.2 pontban, a közös jel hatására az $(A_{k1} + A_{k2})/2$ erősítésnek megfelelő közös, együttes változó kollektorfeszültség mellett az $(A_{k1} - A_{k2})u_{be_k}$ nagyságu különbségi jel is megjelenik. Ez utóbbi hozzáadódik az $A_{us}u_{bes}$ nagyságu kimeneti hasznos különbségi jelhez, tehát a terhelés vagy a következő fokozat a közös-jelből adódó különbségi jelet is hasznos jelként használja fel, vagy erősíti tovább.

Ebből levonható következtetésünk: törekedni kell minél ki-sebb A_{k_1} és A_{k_2} értékre, ekkor adott paraméterszórás mellett belátható, hogy az emlitett erősítések csökkentése egyben a kimeneten megjelenő káros különbségi jelet is csökkenti. A_{k_1} és A_{k_2} csökkentése a kollektorpontok azonos értelmű feszültségváltozását is csökkenti.

Megállapíthatjuk, hogy az R_{EE} közös emitterköri ellenállás-sal megvalósított differenciálerősítő olyan alkalmazásokban, ahol a közös bemeneti feszültségösszetevő várhatóan nagy, a követel-ményeket általában nem elégíti ki, ezért olyan áramköri megoldást kell keresnünk, amely u_{be_k} hatását megfelelően csökkenti, megfelelően elnyomja.

A bemeneti közös feszültség hatásának csökkentése

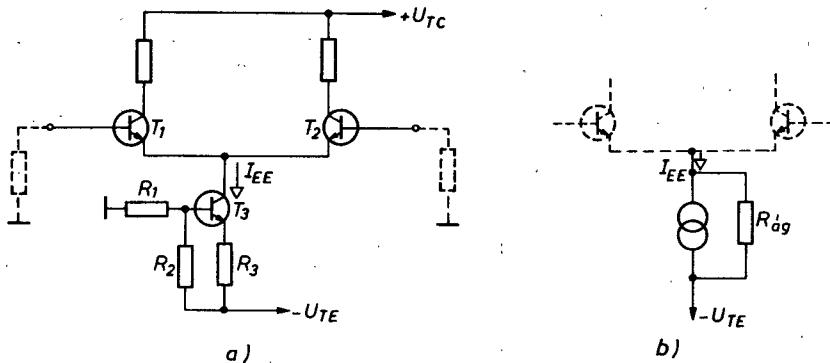
Célunk, hogy a differenciálerősítő bemenetére kerülő vezér-lés közös fázisú összetevőjének hatását csökksentsük. A közös fe-szültség T_1 és T_2 tranzisztorok áramát egyező irányban változ-tatja, így a közös emitterkör árama is változik, és az itt lévő dinamikus ellenállás nagyságától függően okoz soros áramvissza-csatolást az áramkör a közös jelre nézve. Önkéntelenül felvető-dik a gondolat: és ha végtelen nagy dinamikus ellenállású a kö-zös emitterkör? Vagy másnépp feltéve a kérdést: ha a közös emit-terkör árama közös vezérlés esetén sem változna? Ekkor a bázi-sokon lévő azonos értelmű vezérlés esetén is állandó áramot ad-na a közös emitterpont felől az áramkör, tehát sem I_{E_1} , sem I_{E_2} nem változhatna, a kimeneten sem mérhetnénk közös feszültséget (akkor $u_{ki_k} = 0$). Az állandó áramot biztosítva vezérlés közben is fennáll:

$$i_{E_1} + i_{E_2} = I_{EE} = \text{állandó}. \quad (6.19)$$

Az állandó áram esetén a meglévő aszimmetriák sem okoznának nem kivánatos szimmetrikus feszültséget a kimeneten, hiszen az előb-biek értelmében közös jelre "érzéketlen" az erősítő.

A valóságban természetesen csak közel állandó áram (ill. csak nagy, de nem végtelen dinamikus ellenállás) valósítható meg, a közös emitterkörben áramgenerátor alkalmazva.

Az áramgenerátor megvalósítható soros áramvisszacsatolt füldelt emitteri erősítővel (l. a 3.3 alfejezetet). Ily módon kis egyenfeszültséges mellel is nagy dinamikus ellenállás biztosítható, a közös emitteráram vezérlés közben is közel állandó. Az áramgenerátorral megvalósított differenciálerősítőt a 6.7a ábrán, a közös emitterkör helyettesítő képet a 6.7b ábrán rajzoltuk meg.



6.7 ábra

A közös emitterkör dinamikus ellenállása az áramgenerátor kimeneti (vagy belső) ellenállása a 3.3 alfejezet alapján:

$$R_{ag} = \frac{1}{h_{22}} (1 + S_3 R_3). \quad (6.20)$$

Az S_3 jelű meredekség a T_3 tranzisztor meredeksége (amely két-szerese T_1 vagy T_2 meredekségének) közelítőleg meghatározható az alábbi, ismert összefüggéssel:

$$S_3 = \frac{1}{r_{E_3}} \approx \frac{I_{EE}}{U_{Term}}.$$

Az áramgenerátor dinamikus ellenállása néhány $100 \text{ k}\Omega$ és néhány szor $10 \text{ M}\Omega$ közötti érték nagyságrendben. Ez azt is jelenti, hogy a közös módusu erősítések értéke 10^{-3} nagyságrendű (értéke a (6.14) összefüggéssel meghatározható, ha R_{EE} helyébe R_{ag} (6.20) összefüggésből számított értékét helyettesítjük), vagyis pl. $u_{bek} = 6 \text{ V}$ esetén a kollektorpontok közös feszültségváltozása

6 mV, ha 10^{-3} közös erősítést feltételezzük. A differenciálerősítőt részben jellemzhetjük a differenciális és közös feszültségerősítés hányadosával, A_{us}/A_k értékkel, amely arány azt mutatja, hogy mennyire különbözteti meg, választja szét az erősítő a közös- és a különbségi jelet. Minél nagyobb a hányados értéke, annál jobban "megkülönbözteti" a differenciálerősítő a hasznos jelet (különbségeit) a nem kívánttól (közöstől).

Az áramgenerátor alkalmazása a differenciális erősítés értékét nem változtatja meg, de nagyon lényeges, hogy gyakorlatilag függetlenne teszi a közös feszültségtől. Ez belátható, ha A_{us} értékét a (6.9) összefüggést kissé átalakítva a közös emitterárammal írjuk fel:

$$A_{us} \approx -\frac{I_{EE}}{2 U_{Term}} \left(R_C \times \frac{R_t}{2} \right),$$

amelyben szereplő I_{EE} elhanyagolhatóan függ a közös feszültségtől.

Azoknak a differenciálerősítőknek, amelyek bemenetére működés közben nagy közös feszültség kerül (tehát általában a bemeneti fokozatok), ill. általánosítva írhatjuk, hogy az egyenfeszültségerősítőknek nagyon lényeges tulajdonsága, hogy a bemeneti közös feszültség hatását mennyire képesek csökkenteni, mennyire nyomják el azt. A közös feszültség hatásának mérőszámaként az un. közösjel-elnyomási tényezőt vagy röviden közösjel-elnymást definiálják és használják a gyakorlatban.

A közösjel-elnymás: a differenciális erősítés és az egységesnyi közös bemeneti feszültségváltozáshoz tartozó kimeneti feszültségváltozás hányadosa. A mérőszámot CMRR rövidítéssel jelöljük e jegyzetben. A jelölés a Common Mode Rejection Ratio (közös módszer elnyomási arány) angol kifejezés szavainak kezdőbetűiből összerakott rövidítés. Fenti definíció alapján:

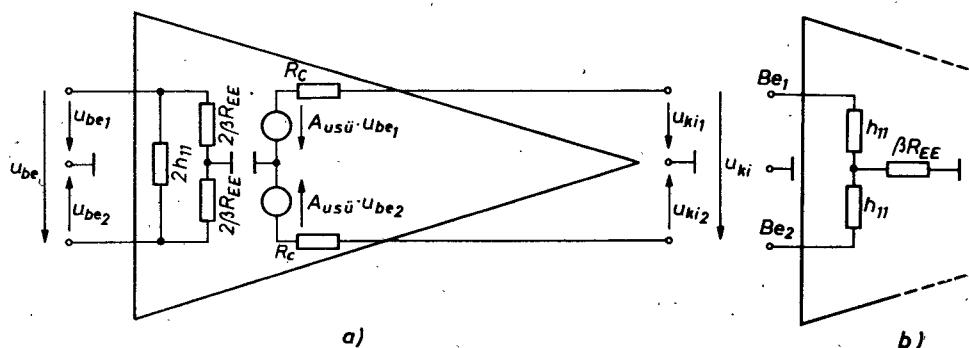
$$CMRR = \frac{A_{us}}{\frac{u_{ki}}{u_{be_k}}} . \quad (6.21)$$

A közösjel-elnyomással megadható valóságos differenciálerősítő két kollektorpontja között a teljes kimeneti feszültség:

$$u_{ki} = A_{us} (u_{bes} + \frac{1}{CMRR} u_{bek}) \quad (6.22)$$

A (6.21) összefüggés nevezőjében u_{ki}^* a közösjel hatására létrejövő, a (6.22) összefüggésben u_{ki} a differenciálás bemenőjel és a közös bemenő jel együttes hatására létrejövő kimeneti feszültséget jelöli.

A kimeneti feszültségen, mint láttuk az előzőekben, célunk u_{bek} hatásának csökkentése, ez CMRR növelésével lehetséges. A CMRR függ a hasznos erősítéstől, A_{us} -től, tehát a kollektorellenállásoktól és a meredekségtől (vagyis a kollektoráramtól), valamint az aszimmetria mértékétől és a közös emitterkörben lévő, dinamikus ellenállástól. Értékét dB-ben szokás megadni. Áramgenerátoros emitterkörrel és kis paramétereltérésű tranzisztorok esetén 70...100 dB érték érhető el. Kis paramétereltérésű tranzisztorok az un. dual-tranzisztorok, amelyek egy lapkán kialakított, közös tokban elhelyezett kettős tranzisztorok. Különösen kis paramétereltérésű differenciálerősítőt ad az integrált áramkörök technológiával gyártott erősítő. (Nem válogatott tranzisztorok esetén kb. 50 dB-es CMRR-érték érhető el.)

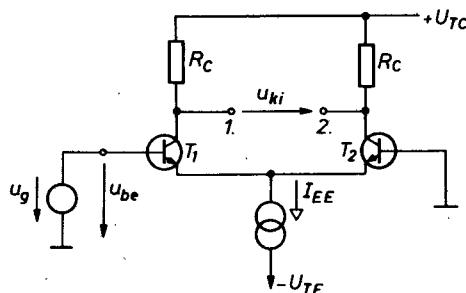


6.8 ábra

Végül a tárgyaltak alapján bemutatjuk a 6.7 ábra differenciálerősítőjének általános helyettesítő képét (l. 6.8a ábrát), ahol feltételeztük CMRR nagy értékét. A b ábra a bemenetek másik lehetséges helyettesítését adja.

6.3.4 Differenciálerősítő aszimmetrikus vezérlés esetén

Aszimmetrikus vezérlésnél a két bemenet közül csak az egyik bemenetet vezéreljük a "földhöz" képest, a másik bázispont feszültsége földpotenciálban van. Az áramkori vázlat a 6.9 ábrán látható.



6.9 ábra

Az áramkör kimenete a két kollektor között szimmetrikus jelet biztosít. Mivel a differenciálerősítő a két bemenetére kapcsolt jelek különbségét erősíti, most az egyik bemenetére adott jel, és a másik bemenet földpotenciálban tartása esetén a két bázis közötti vezérlőfeszültség-különbség éppen az egyik bemenő jel. A kimenő jel a bázis-emitter diódák feszültségváltozásának erősített értéke, a feszültségerősítés várhatóan a (6.9) összefüggés szerinti. A T₁ kollektorfeszültsége a bázisán lévő feszültségváltozás felerősített értéke, T₁ földelt emitterű üzemben dolgozik, emitterkörében negativ soros visszacsatolással (l. később). A T₂ bázisfeszültsége állandó, T₂ az emittere felől kap vezérlést, a közös emitterpont most nem tekinthető állandó potenciálunak. A bemenő jel a T₁ emitterkörében lévő váltakozáramú ellenállástól függő mértékben változtatja a közös emitter-

pont és így T_2 emitterfeszültségét is. T_2 tehát földelt bázisu erősítőként üzemel. A földelt emitterű T_1 erősítése meghatározható, hiszen emitterkörében a T_2 földelt bázisu bemeneti ellenállása okoz soros áramvisszacsatolást.

Az egyes kimenetre az erősítés:

$$A_1 \approx -\frac{R_C}{2r_E}.$$

A kettes kimenetre az erősítés egy földelt kollektorú és egy földelt bázisu erősítő erősítéseinek szorzata:

$$A_2 = A_{FC} A_{FB} \approx \frac{1}{2} \cdot \frac{R_C}{r_E}.$$

Az eredő kimeneti feszültség a két kollektor között mérhető, ez kétszerese az egyik oldal feszültségváltozásának, tehát az erődő erősítés:

$$A_u \approx \frac{R_C}{r_E},$$

ami egyezik a (6.9) összefüggéssel (a terhelést most nem vettük figyelembe). Ennél a vezérlési módnál is törekednünk kell a közösjel-elnyomás növelésére.

Megjegyezzük, hogy ez a vezérlési mód tárgyalható, mint a szimmetrikus és a közös vezérlés szuperpozíciója, ekkor a közös feszültség a bemenő jel fele, erre szuperponáljuk szimmetrikus jelként a teljes bemenő jelet.

6.3.5 Differenciálerősítők kivezérelhetőségének korlátai

Az előzőekben végzett vizsgálatoknál hallgatólagosan feltételeztük, hogy az alkalmazott erősítőszközök csak akkora vezérlést kapnak bemenetükön, amekkor az aktiv (erősítő) tartamáron belül lineáris üzemmódot eredményez, ill. nem vezet az eszközök károsodásához. A gyakorlat számára sokszor elő kell irunk, makkora maximális feszültség kerülhet a differenciálerősítő bemenetére.

Általános vezérlés esetén a differenciálerősítő bemenetein közös és szimmetrikus feszültségkomponens adja a vezérlést, ezért külön kell kiválasztanunk a két komponens megengedhető maximális értékét.

A bemeneti közös feszültségtartomány (jelölése $U_{bek_{max}}$) a közös fázisu bemeneti feszültség azon legnagyobb csucsértékét jelenti, amelynél a differenciálerősítő még üzemszerven működik. Megkülönböztetendő a bemenetre kapcsolható maximális közös feszültség pozitív, ill. negatív csucsértéke, amelyek általában nem azonos értékek (jelölésük $+U_{bek_{max}}$, ill. $-U_{bek_{max}}$). Adott kapcsolás esetén könnyen meghatározható értékük.

Vizsgáljuk röviden a 6.7a ábra áramkörét! A $+U_{bek_{max}}$ érték két akkor kapjuk, ha differenciálerősítő bemeneti feszültségeit (T_1 és T_2 bázisán) nullától pozitív irányba növeljük. Az üzemszervi működés addig biztosított, amíg a kollektor-bázis dióda lezárt marad mind a T_1 , mind a T_2 tranzisztoroknál. Mivel áramgenerátoros emitterkör esetén az A_k értéke nagyon kicsi (10^{-2} vagy ennél kisebb), a kollektorpontok feszültsége alig változik, ezért az emlitett díódák akkor nyitnak, ha a bázis feszültsége egyezik a kollektor feszültségével, ezért:

$$+U_{bek_{max}} = U_{CF_1} = U_{CF_2}, \quad (6.23)$$

ahol U_{CF} a kollektor nulla potenciálhoz mért feszültsége. A $-U_{bek_{max}}$ értékét akkor kapjuk, ha a bemeneteket nullától negatív irányba együtt vezéreljük. Az emitterpont feszültsége a bemeneteken lévő feszültségtől a nyitóirányú U_{BE_p} feszültséggel különbözik és követi a vezérlést. Az üzemszervi működés határa az áramgenerátort alkotó tranzisztor bázisfeszültségének elérése, ekkor ugyanis a közös emitterpont és a T_3 bázisfeszültsége egyenlő, így megszünik az áramgenerátor üzeme.

$$-U_{bek_{max}} = U_{BF_3} + U_{BE_0}, \quad (6.24)$$

ahol az U_{BF_3} az áramgenerátor tranzisztorának előjeles bázisfeszültsége a 0 V-hoz mérve, U_{BE_0} a T_1 vagy T_2 nyitóirányú B-E feszültsége.

A bemeneti közös feszültségtartományt csak áramgenerátoros emitterkörre határoztuk meg. Belátható, hogy ellenállással megvalósított emitterkör esetében ezek az értékek sokkal kisebbek, hiszen ekkor a kollektorpontok feszültsége számottevően változik A_k nagy értéke miatt (A_k néhány tized nagyságrendű). Többfokozatú erősítő bemeneti fokozataként csak áramgenerátoros differenciálerősítő használatos.

A bemeneti szimmetrikus feszültségtartomány (jelölése $U_{bes_{max}}$) a szimmetrikus bemeneti feszültségnek legnagyobb csúcsertéke, amely esetén az erősítő még éppen nem károsodik. Értékét a differenciálerősítő T_1 és T_2 jelü tranzisztorai bázis-emitter diódájának letörési (Zener-) feszültsége szabja meg. Mérésel nem, számítással meghatározható, nem feledve, hogy az erősítő ekkor már nemlineáris erősítőüzemben dolgozik, hiszen több V-os változásokról van szó a bázis-emitter körben.

Abban az esetben, ha megvalósított áramkörünk bemenetére olyan nagy jel is kerülhet, amely a fent definiált határértéket meghaladja, gondoskodni kell védőáramkörről. A védőáramkörrrel a műveleti erősítőknél foglalkozunk a következő kötetben.

6.3.6 Differenciálerősítők frekvenciafüggése

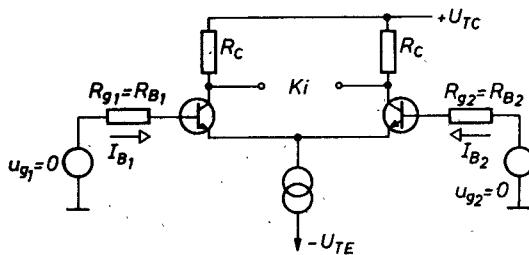
A 6.7a ábra áramkörét vizsgálva (a 4. fejezet eredményei-nek ismeretében) megállapítható, hogy az erősítő átvitele a frekvenciafüggvényében nulla frekvenciától valamékkorra frekvenciáig állandó (vagyis kisfrekvenciás erősítéscsökkentő elemek nincsenek). A T_1 és T_2 jelü tranzisztorok földelt emitterű kapcsolásban dolgoznak (a szimmetrikus vezérlőjelre az áramkör szétbontása a 6.5 ábrán látható), a T_3 jelü tranzisztorral felépített áramgenerátor soros-áramvisszacsatolt, földelt emitterű alápáramkör. Ezekre az áramkörökre a 4. fejezetben részletes frekvenciavizsgálatot végeztünk, így a differenciálerősítő

frekvenciafüggése az ott közöltek alapján számítható. Jó nagyfrekvenciás átvitel tehát feszültséggenerátoros hajtás, megfelelő határfrekvenciáju tranzisztor, kis terhelőkapacitás és gondos szerelés mellett érhető el. Amennyiben kisfrekvenclás zavarok kiszűrésére szükséges csatolóelemek (általában csatolókonenzátor) alkalmazása, a kisfrekvenclás mérétezés szintén a 4. fejezetben lelrtak alapján végezhető el.

6.4 A DIFFERENCIÁLERŐSÍTÓK NULLPONTHIBÁJA

6.4.1 A nullponthiba okai

Egyenfeszültség-erősítők bemeneti fokozataként leggyakrabban differenciálerősítőt alkalmaznak. Ez akkor is célszerű, ha aszimmetrikus jel erősítése a feladat. A differenciálerősítő erősítőszközélnek munkaponti feszültségeit, áramait biztosítanunk kell. Általános esetben a két tápfeszültségű táplálást alkalmazzuk, ez lehetővé teszi, hogy az erősítést végző tranzisztorok bázisköri nyugalmi beállítását a bázisok földpontra kötéssével (igy nulla feszültséget adva a bázisokra) biztosithassuk.



6.10 ábra

A bázisokra azonban a vezérlőjelet is biztosítanunk, kell, ezért minden valamikor ellenálláson keresztül kapcsolódnak a bázispontok a nulla egyenfeszültségre. A 6.10 ábra áramkörének bázisáramalt a generátorellenállásokon keresztül a nulla feszültség felől biztosítottuk. A bázisokon lévő, egyenáramú szempont-

ból számításba veenőd ellenállások az ábra szerinti áramkörben a generátorellenállások.

Ideális esetet feltételezve az áramkör tökéletesen szimmetrikus: azonos paraméterekkel jellemzhető tranzisztorok, azonos kollektorellenállások, azonos generátorellenállások (vagyis azonos bázisköri munkapontbeállító ellenállások). Vezérlés nélküli esetet vizsgálva tökéletes szimmetria esetén a két tranzisztor bázisárama, bázis-emitter nyitófeszültsége azonos, így a két kollektoráram is egyező, a két kollektorpont feszültsége is egyező. Nulla vezérlőfeszültséghez nulla kimeneti feszültség tartozik (a két kollektor között), a bemenetre vonatkoztatott nullaponthiba, az üzemi ofszetfeszültség nulla.

A valóságban tökéletes szimmetria nem valósítható meg. Az aszimmetriák miatt a két kollektor között nulla vezérlőfeszültség esetén is van feszültségtükörönbség, tehát U_{ki} nem nulla, az üzemi ofszetfeszültség is nullától különböző.

A leggyakoribb aszimmetriát okozó tényezőket az alábbiakban összefoglaljuk. Az egyes hatásokat egymástól elkülönítve vizsgáljuk és feltételezzük, hogy csak az hat, a további tényezőket ekkor hatástanánnak vesszük, vagyis szimmetrikusnak. Az egyes tényezők hatását végül összegezzük. Az aszimmetriát okozó tényezők:

a/ a két tranzisztor bázis-emitter diódájának nyitóirányú feszültsége nem egyenlő:

$$U_{BE_1} \neq U_{BE_2}$$

Ekkor a kimeneten a nullától különböző feszültség a két bázis-emitter feszültség eltéréséből, különbségéből adódik, tehát a bemenetre vonatkoztatott ofszet a két diódafeszültség különbsége. Ez az érték a feszültségtápláláshoz tartozó ofszet, így irhatjuk az ofszetfeszültségre:

$$\left. \begin{array}{l} U_{bo} = U_{BE_1} - U_{BE_2} \\ U_{ki} = 0 \\ R_{B_1} = R_{B_2} = 0 \end{array} \right| \quad (6.25)$$

A bemeneti ofszetfeszültség az a két bemenet közé kapcsolandó egyenfeszültség, amely nulla bázisellenállások (nulla generátorellenállások) esetén a kimeneti feszültség nulla értékét biztosítja.

b/ a két tranzisztor nyugalmi bázisárama nem egyenlő:

$$I_{B_1} \neq I_{B_2}$$

Ekkor a kimeneten nullától különböző feszültség a két bázisáram eltéréséből, különbségéből adódik, tehát a bemenetre vonatkozott ofszet a két áram különbsége. Ezen érték az áramtáplálás-hoz tartozó ofszet, így irhatjuk az ofszetáramra:

$$I_{bo} = I_{B_1} - I_{B_2} \quad | \quad (6.26)$$

$U_{ki} = 0$
 $R_{B_1} = R_{B_2} = \infty$

A bemenő ofszetáram az a két bemenet közé kapcsolandó áram, ami végtelen bázisellenállások (most generátorellenállások) esetén a kimeneti feszültség nulla értékét biztosítja.

Különböző bázisáramok esetén a differenciálerősítő munkaponti áramát a két bázisáram számítani átlagaként számíthatjuk.

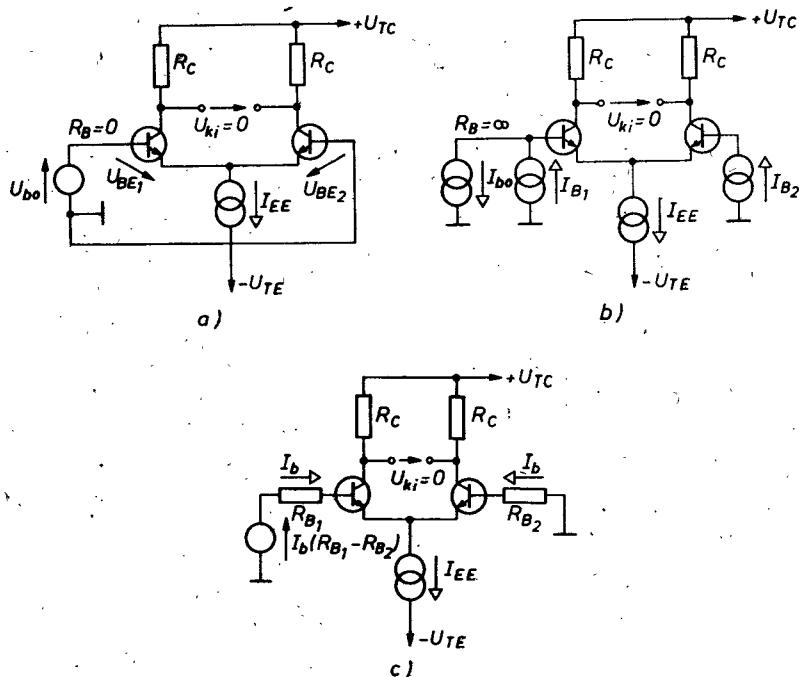
Az átlagáram:

$$I_b = \frac{I_{B_1} + I_{B_2}}{2} \quad | \quad (6.27)$$

Az átlagárammal megadható az egyik tranzisztor árama, mint az átlagáram és az ofszetáram felének összege, valamint a másik tranzisztor árama, mint az átlagáram és az ofszetáram felének a különbsége.

Az a és b tényezőkből adódó ofszetjellemzőket a 6.11 ábrán modelleztük. A nulla báziskör ellenálláshoz tartozó kimeneti nulla feszültség csak a bemenetek közé kapcsolt U_{bo} nagyságú feszültség esetén biztosítható (ℓ , az a ábrát). A végtelen bázis-ellenállásokhoz tartozó (ezt I_{B_1} és I_{B_2} forrásáramú generátorok-

kal jelölöttük) kimeneti nullpont a bemenetek közé kapcsolt I_{bo} nagyságú árammal biztosítható (lásd a b ábrát). Bár minden két, ki-vülről biztosított nyugalmi értéket az egyik bemeneten jelöl-tük, az természetesen a két bemenet között különbséggént hat.



6.11 ábra

A bázisokra kapcsolt ellenállások általában véges értékűek, és legyenek első közelítésben egymással egyenlőek:

$$R_{B_1} = R_{B_2} = R_B.$$

Ekkor a kiemelni feszültség nullponthibája az ofszetfeszültségből, és az ofszetáramból számolható üzemi ofszetfeszültség értékével jellemezhető. Az üzemi ofszetfeszültség a két hatás elő-jel nélküli összegzésével irható:

$$U_{boü} = U_{bo} + R_B I_{bo}. \quad (6.28)$$

Kis bázisellenállások esetén az orszetfeszültség, nagy bázisellenállások esetén az ofszetáram dominál.

c/ Eddig feltételeztük a bázisokon lévő ellenállások egyenlőségét. A gyakorlatban ez nem mindig teljesíthető. Amennyiben

$$R_{B_1} \neq R_{B_2},$$

a kimeneti feszültség ismét nullától különböző lesz, ehhez ujabb bemeneti ofszetösszetevő tartozik. Könnyen belátható, ha a két bázisáram egyenlő, de a bázisok eltérő nagyságú ellenállásokon keresztül kapcsolódnak a nulla potenciálu pontra, a két tranzisztor bázisfeszültsége eltérő, ezért a két kollektor pont feszültsége nem egyezik, U_{ki} nem nulla.

A (6.28) összefüggés két tagjához ujabb ofszetösszetevő adódik, amelyet az átlagáram, I_b és a bázisellenállások (vagy generátorellenállások) különbségének szorzatával, mint a két bázis közötti hibafeszültséggel adhatunk meg:

$$I_b(R_{B_1} - R_{B_2}). \quad (6.29)$$

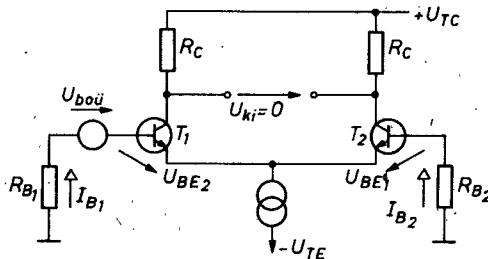
Az ellenállások eltéréséből adódó hibafeszültséget (ofszetfeszültséget) a 6.llc ábrán szemléltettük. Az $U_{ki} = 0$ érték csak a (6.29) összefüggéssel adott, bemenetre kapcsolt feszültséggel biztosítható.

Az eredő üzemi ofszetfeszültség az ismertetett hibaérték előjel nélküli értékeinek összege (az abszolutérték-jeleket nem tüntettük fel):

$$U_{bo_{ui}} = U_{bo} + I_{bo} R_B + I_{bo} \Delta R_B, \quad (6.30)$$

ahol az R_B jelű ellenállás a két bázisellenállás átlaga, ΔR_B a két bázisellenállás különbsége.

(Megjegyezzük, hogy a bemenetre vonatkoztatott nullponthiba az üzemi ofszetáram értékével is megadható, jelölése $I_{bo_{ui}}$).



6.12 ábra

A 6.12 ábrán mindenkom hatást figyelembe véve egyetlen $U_{boü}$ nagyságu feszültséggel biztosítottuk a nyugalmi nulla kimeneti feszültséget vezérlés nélküli esetre.

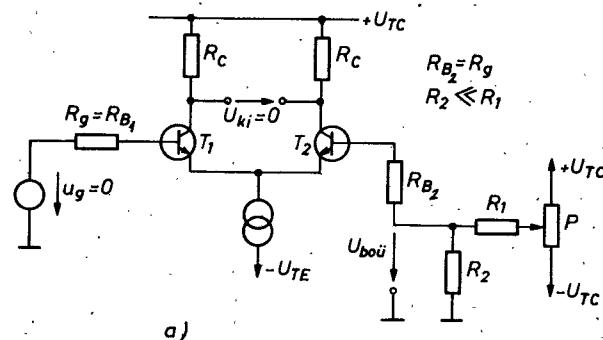
6.4.2 Differenciálerősítők munkapontbeállítása

A differenciálerősítők munkaponti beállításánál törekednünk kell arra, hogy a vezérlőfeszültség nulla értékénél a kimeneti feszültség nulla legyen. Ezt az előbbiek értelmében a bemenetek közé kapcsolt üzemi ofszetfeszültséggel tudjuk megvalósítani. Az üzemi ofszetfeszültség éppen az a bemenetre kapcsolandó feszültség, amelyhez $U_{ki} = 0$ tartozik. Az üzemi ofszetfeszültséggel tulajdonképpen az áramkör elkerülhetetlen aszimmetriáit kompénzáljuk. Az aszimmetriák kompenzációja nemcsak a nulla nyugalmi kimeneti feszültséget biztosítja, hanem egyuttal a nagy közösjel-elnyomásnak is egyik feltétele.

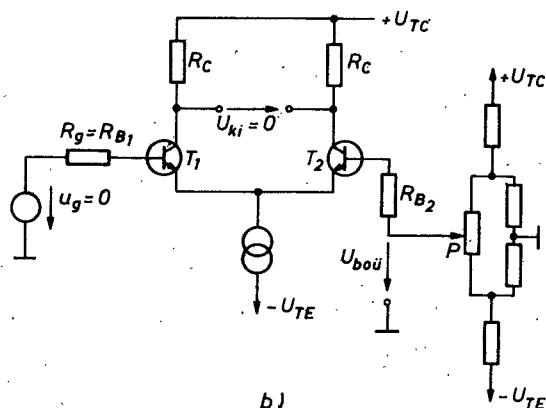
A megvalósítandó áramkör ofszetfeszültségét és ofszetáramát előre pontosan meghatározni nem lehet (általában a legrosszabb esetre szokták számolni), mert az ofszet előjele és nagysága bizonytalan (akár egyetlen alkatrész cseréjével az előjel ellentétesé válhat, a nagyság megváltozhat). Integrált áramkori differenciálerősítő megvalósításoknál (l. a jegyzetsorozat következő kötetében) az ofszetfeszültség és az ofszetáram előjel nélküli, maximális értékét tipusan kírja a katalógus.

A differenciálerősítők munkapontbeállítását nevezhetjük nullpunktbeállításnak vagy hibafeszültség-kiegyenlítésnek vagy

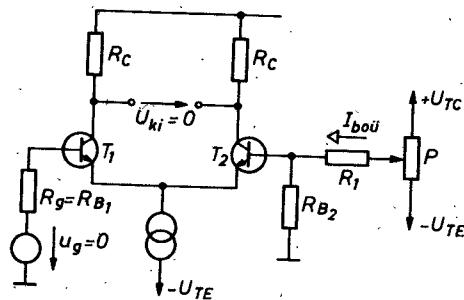
ofszet-nullázásnak. Az alábbiakban néhány áramköri megoldást ismertetünk a kimeneti nyugalmi nullafeszültség beállítására.



a)



b)



c)

6.13 ábra

A 6.13 ábrán az üzemi ofszetfeszültség (vagy- áram) értékének megfelelő feszültséget (áramot) biztosítunk a két bemenet között. Az üzemi ofszet előjelét előre meghatározni nem lehet, ezért áramköreink $\pm U_{bo_{ii}}$ (vagy $\pm I_{bo_{ii}}$) beállitást biztosítanak.

A gyakorlatban a differenciálerősítőt nagyon gyakran aszimmetrikus vezérléssel alkalmazzák, ezért a 6.13. ábrán erre az esetre rajzoltuk meg az áramköreinket. Törekednünk kell a tervezésnél, hogy a vezérelt bázison lévő ellenállás értékével egyező ellenállás kerüljön a nem vezérelt bázisra is (ezzel az előzőekben a c pontban vizsgált hatás megszüntethető).

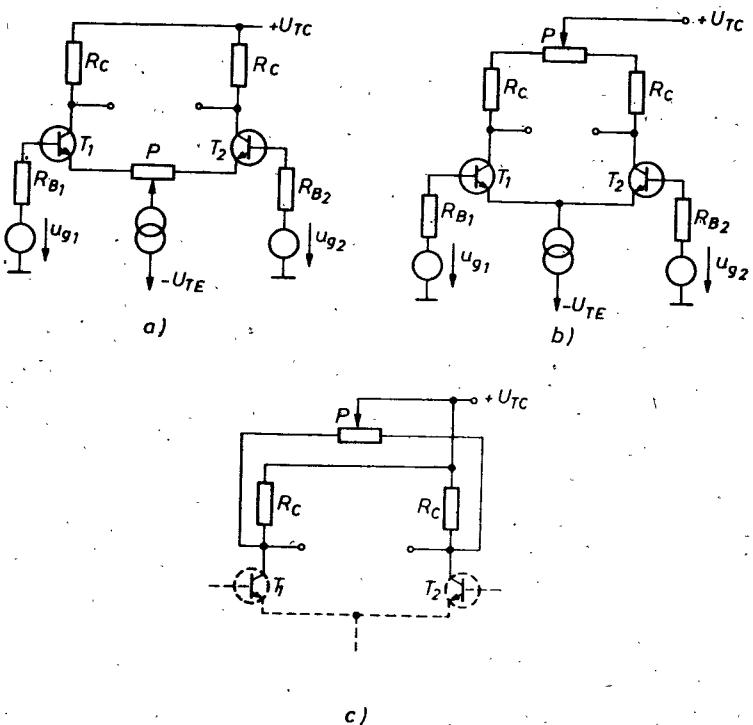
Az a és b ábra kompenzáció módja feszültséget kapcsol, éppen $U_{bo_{ii}}$ nagyságut a bemenetek közé. Ez a módszer csak a nem vezérelt bemeneten alkalmazható. A kompenzáció feszültség szükséges minimális átfogása $\pm U_{bo_{ii}}$. A kompenzáció áramkör báziskör felől "látott" ellenállása lehetőleg kicsi legyen az R_{B2} -höz viszonyítva.

A c ábra kompenzáció áramot ($\pm I_{bo_{ii}}$ átfogással) biztosít. Ez a megoldás vezérelt bemeneten is alkalmazható! A bázison lévő ellenállást ltt sem módosítja a kompenzáció kör, hiszen követelmény, hogy áramot kényszerítsünk a két bázis közé, ennek feltétele: R_1 legyen jóval nagyobb (pl. ezerszer nagyobb), mint az R_{B2} jelű ellenállás, amelyet célszerű a másik tranzisztor bázisán lévő generátorellenállással azonos értéküre választani.

A 6.14a ábrán a nullpontot a P jelű potenciometterrel állítjuk be, amellyel a T_1 és T_2 bázis-emitter feszültségeit ugy módosítjuk, hogy a kollektorfeszültségek azonosak legyenek nulla bemeneti feszültség mellett. A potenciometer értéke viszonylag kicsi legyen, hiszen a csuszkatól jobbra, ill. balra lévő ellenállásrészek belső soros áramvízzacsatolást okoznak, csökkenve ezáltal a differenciális erősítés A_{us} értékét. Amennyiben az erősítést változatlan értéken akarjuk tartani, a P értéke legyen kisebb az emitterkori nyitóirányú dinamikus ellenállásnál, r_E -nél. Emitterkori nullpontállítási lehetőséget mutat a 6.21b ábra áramköre is.

A 6.14b és c ábrák kollektorköri nullpontállítást adnak. Ekkor T_1 és T_2 tranzisztorok eltérő kollektorfeszültségét a kollektorellenállások szabályozásával kompenzálhatjuk.

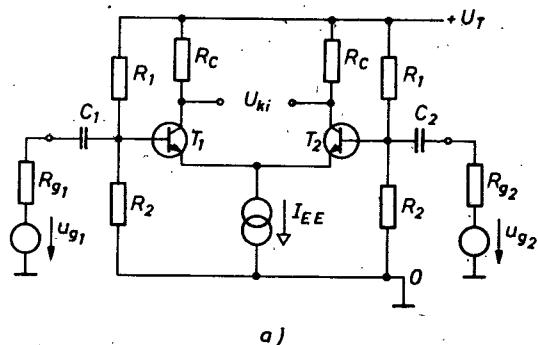
Ezt a megoldást viszonylag kis nullponthibáju erősítőknél alkalmazhatjuk, mert a kollektorban már a felerősített üzemi bemeneti ofszetfeszültséget kell kiegyenlitenünk.



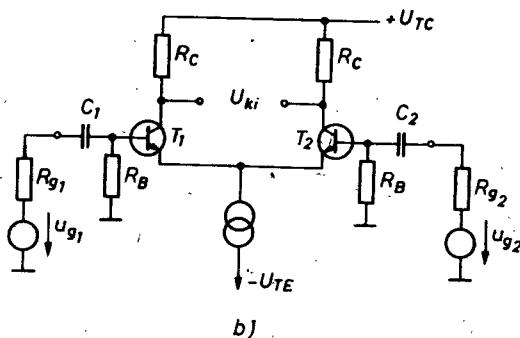
6.14 ábra

Megjegyzés: amennyiben többfokozatú erősítőknél esetleges kisfrekvenciás zavarok kiszűrésére vagy a vezérlőáramkör leválasztására a bemeneten csatolókondenzátort kell alkalmaznunk, akkor a hajtó generátor ellenállásainak "felhasználása" nélkül külön kell gondoskodnunk a bemeneti differenciálerősítő munkapontbeállításáról. A rendelkezésre álló tápegységtől függően, két beállítási lehetőséget mutatunk be a 6.15 ábrán, az ofszet-

állitást nem rajzoltuk meg, ennek módja az előzőekben ismertetették közül választható. Az a ábra egytelepes, a b ábra kéttelepes beállítást ad. Az erősítő csak váltakozófeszültséget erősít.



a)



b)

6.15 ábra

6.5 A DIFFERENCIÁLERŐSÍTŐ NULLPONTVÁNDORLÁSA, DRIFTJE

Az előzőekben megismerkedtünk a differenciálerősítők nullponthibájával és a nullponthiba kompenzációjának néhány megoldásával. A beállított pont különböző körülmények megváltozásának a hatására (hőmérsékletváltozás, tápfeszültségváltozás, bekapcsolás után eltelt idő) megváltozik. A továbbiakban részletesen a hőmérsékleti drifttel foglalkozunk, de röviden ismertetjük a tápfeszültségfüggő driftet is.

a/ Hőmérsékleti drift

Idealizált differenciálerősítő (tökéletes szimmetria) kollektorfeszültsége idealizált áramgenerátoros emitterkör esetén hőmérsékletváltozástól független, állandó, hiszen a T_1 tranzisztor hőmérsékletváltozás okozta változásai ugyanakkorák és ugyanolyan előjelük, mint a T_2 tranzisztor jellemzőinek változásai, ez közös jelként "vezérli" a tranzisztorokat, az áramgenerátor állandó árama miatt sem I_{C_1} , sem I_{C_2} nem változik, a kollektorpontok feszültsége sem változik, a közös feszültségerősítés nulla. Ezért a kimenet nullpontja változatlan.

Valóságos differenciálerősítő (az elemek eltéréséből adódó aszimmetriával) véges belső ellenállású áramgenerátorral már nem hőmérsékletfüggetlen nullpontú áramkör. A két kollektorpont feszültsége a tranzisztorok hőmérsékletfüggése miatt nem állandó, a hőmérsékletfüggésben meglévő aszimmetriák (a legfontosabb a két tranzisztor T_1 és T_2 eltérő hőmérsékletfüggése) miatt a két kollektorfeszültség-változás nem azonos, így a kimeneten hőmérséklettől függő nullponthiba jelentkezik az egyszer már (adott hőmérsékleten) ofszet-nullázott erősítőnél. Ezt a hibafeszültséget is a bemenetre vonatkoztatva kell megadni.

Mivel a drift az ofszetváltozással egyenlő, az üzemi drift-feszültséget az üzemi ofszetfeszültség hőmérsékletváltozás hatására bekövetkező változásaként definiálhatjuk, az ofszetet okozó hatások hőmérsékletfüggésének eredőjeként.

Az egyes hőmérsékleti driftösszetevőket az alábbiakban definiáljuk:

- a bemenetre vonatkoztatott hőmérsékleti feszültségsdrift a bemeneti ofszetfeszültség Celsiusfokonkénti változása, vagyis hőmérsékleti együtthatója:

$$u_{do} = \frac{\Delta U_{bo}}{\Delta T} = \frac{\Delta(U_{BE2} - U_{BE1})}{\Delta T} \quad (6.31)$$

Mértékegysége: $\mu V/{^\circ}C$.

A hőmérsékleti feszültségsdrift tehát az a két bemenet közé kapcsolandó feszültség, ami ΔT hőmérsékletváltozás esetén a kimenetek közötti nulla feszültséget biztosítja rövidrezárt bemenetek mellett.

- a bemenetre vonatkoztatott hőmérsékleti áramdrift a bemeneti ofszetáram Celsius-fokonkénti változása, vagyis hőmérsékleti együtthatója:

$$i_{do} = \frac{\Delta I_{bo}}{\Delta T}. \quad (6.32)$$

Mértékegysége: nA/ $^{\circ}$ C.

A hőmérsékleti áramdrift tehát az a két bemenet közé kapcsolandó áram, amely ΔT hőmérsékletváltozás esetén a kimenetek közötti nulla feszültséget biztosítja szakadással lezárt bemenetek (vagyis áramtáplálás) mellett.

A 6.4 alfejezetben többször felhívtuk a figyelmet arra, hogy ugy célszerű a munkapontbeállítás megvalósítása, ha a két bázisra egyenáramú beállítás szempontjából azonos értékű ellenállások csatlakoznak.

Az üzemi driftfeszültség a (6.48) összefüggés szerinti, ha

$$R_{B_1} = R_{B_2} = R_B,$$

$$u_{do_{\text{ü}}} = u_{do} + i_{do} R_B, \quad (6.33)$$

- a differenciálerősítő munkaponti áramaként az un. átlagáramot definiáltuk (l. (6.27)), ami a két bázis áramának szám-tani átlaga. Hőmérsékletváltozásnál a bázisáramok változnak, így az átlagáram is változik. Amennyiben a bázisokon lévő ellenállások nem egyenlők, az átlagáram hőfokfüggése ujabb drift-összetevőt ad, aminek értéke a (6.29) összefüggéssel felirt ofszetfeszültség Celsius-fokonkénti változásával adható meg:

$$\frac{\Delta I_b}{\Delta T} (R_{B_1} - R_{B_2}). \quad (6.34)$$

Ez a feszültség-drift összetevő a (6.33) összefüggéssel meghadt üzemi driftfeszültség értékét megnöveli, az eredő a három hatás összegzésével számolható.

Vizsgáljuk meg, miből adódik közvetlenül a differenciálerősítő üzemi driftfeszültsége! A vizsgálathoz képzeletben bontsuk fel a differenciálerősítőt két földelt emitterű erősítőre.

A földelt emitterű erősítő üzemi driftfeszültségét a (6.6) összefüggés adja. Amennyiben minden két oldal földelt emitterű erősítőjének azonos üzemi driftje lenne és a közös emitterkörben ideális áramgenerátort tehetnénk, a kimeneteken nem mérhetnénk hőmérsékletfüggést, hiszen az azonos üzemi driftfeszültség a két tranzisztor közös jelként vezérli, amely az áramgenerátor feltételezett végtelen belső ellenállása miatt nem tudja megváltoztatni a kimenetek feszültségét.

A "két oldal" hőmérsékletfüggése azonban nem teljesen egyező. A két tranzisztor azonos réteghőmérséklete esetén a T_1 tranzisztor bázis-emitter feszültségének hőmérsékletösszefüggése (vagyis a feszültségdriftje) nem egyezik a T_2 tranzisztoréval:

$$\Delta U_{BE_1}(T) \neq \Delta U_{BE_2}(T), \quad (6.35)$$

a visszáramok hőmérsékleti változása nem egyenlő:

$$\Delta I_{CBO_1}(T) \neq \Delta I_{CBO_2}(T) \quad (6.36)$$

és a tranzisztorok áramerősítésének hőmérsékleti együtthatója sem egyező:

$$(TK) \beta_1 \neq (TK) \beta_2. \quad (6.37)$$

A kimeneten megjelenő nullpunktvándorlás véges közös emitterkori ellenállás esetén egyszer abból származik, hogy a bemenetre vonatkoztatott, hőmérsékletből eredő változás a két bemenet között nem nulla, ez a hőmérsékleti drift szimmetrikus komponense, másrész abból származik, hogy az emlitett változások valamekkora eltéréstől eltekintve azonosak és hasonló értelben hatnak, ezt a hőmérsékleti drift közös komponensének nevezhetjük.

A kimeneten megjelenő, hőmérsékletfüggésből eredő hibafejlesztés tehát a bemenetre vonatkoztatott szimmetrikus és közös drift felerősített értéke, vagyis az üzemi driftfeszültség felbontható két komponens összegére:

$$u_{do_{ii}} = u_{ds} + \frac{u_{dk}}{CMRR} . \quad (6.38)$$

Az összefüggésben u_{ds} az egyes tranzisztorok üzemi driftfeszültségének különbségét, u_{dk} azok számtani átlagát jelöli. Belátható, hogy u_{ds} legalább egy nagyságrenddel kisebb, mint u_{dk} . Pl. nulla bázisellenállásokat feltételezve elegendő csak az U_{BE} hatását figyelembe venni, az egyik tranzisztor üzemi driftje $2 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$, a másiké $2,1 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$. A felvett értékkel $u_{ds} = 0,1 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$, $u_{dk} = 2,05 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$. A közösjel-ellenállás értékét láttuk egyéb szempontok alapján is célszerű nagy értékre megvalósítani ($60\dots 100 \text{ dB}$). Fentiek alapján a továbbiakban a közös driftösszetevőt elhanyagoljuk, így az alábbi összefüggéssel számolunk:

$$u_{do_{ii}} \approx u_{ds} \quad (6.39)$$

Az előzőek értelmében tett közelítéssel tehát megállapíthatjuk, hogy differenciálerősítő driftjét döntően a két tranzisztor eltérő hőmérsékletfüggése okozza. Az egyes tranzisztorok driftjét a (6.6) összefüggéssel, adott hőmérséklet változásra meghatározhatjuk. Az eredő üzemi driftfeszültség a driftek eltéréből, különbségből számolható:

$$u_{do_{ii}} = u_{do_{ii_1}} - u_{do_{ii_2}}, \quad (6.40)$$

amely a bázisokon lévő ellenállások egyenlősége esetén írható:

$$u_{do_{ii}} = (u_{do_{i_1}} - u_{do_{i_2}}) + (i_{do_{i_1}} - i_{do_{i_2}}) R_B . \quad (6.41)$$

Az összefüggésekben szereplő mennyiségek számosztott indexei a T_1 , ill. T_2 tranzisztorokra utalnak.

Megjegyezzük, hogy a hőmérsékletfüggés a valóságban sokkal bonyolultabb, mint fenti vizsgálatunkban. További, eddig nem említett hőmérsékletfüggést eredményez a kollektorellenállások eltérő hőmérsékletfüggése, valamint a tranzisztorok réteghőmérsékleteinek eltérése.

Az üzemi driftfeszültség az üzemi ofszetfeszültség hőmér-sékleti változásával egyenlő. Amennyiben a differenciálerősítő nullpontbeállítását olyan hálózattal valósítjuk meg, amely olyan hőmérsékletfüggésű, hogy kompenzálni tudja az erősítő hőmérsékletfüggését, akkor a kimenet nullpontját nemcsak egyetlen hőmér-séklelten, hanem egy hőmérséklettartományon belül is biztosít-hatjuk. Driftkompenzáció áramkört az Elektronikus áramkörök II.A. jegyzet ismertet.

Differenciálerősítők driftjének nagyságrendi adatainak vizsgálatánál az egyszeriség miatt tételezzünk fel kis ellenállásokkal megvalósított vezérlést. Ebben az esetben a bázisellen-állások kis értéke miatt az üzemi driftfeszültség közelítően a feszültségdrifttel, u_{do} -lal egyezik. Diszkrét elemekkel épített differenciálerősítő nem válogatott tranzisztorokkal 100... 200 μ V/ $^{\circ}$ C drifttel rendelkezik (az egyik tranzisztor hőmér-sékleti együtthatója pl. -2,2 mV/ $^{\circ}$ C, a másiké -2,3 mV/ $^{\circ}$ C, a ket-tő különbsége 100 μ V/ $^{\circ}$ C), közös tokban elhelyezett, kettős tranzisztorokkal épített erősítőnél néhányszor 1 μ V/ $^{\circ}$ C. Kimondottan kis driftkövetelményű alkalmazásokra gyártott, integrált áramkörű differenciálerősítő driftje néhány tíz μ V/ $^{\circ}$ C. A mun-kaponti áram megválasztásakor a drift csökkentésére való törek-véskor kis áramú (néhány 100 μ A-es emitteráram) beállitást cél-szerű megvalósítani. Térvezérelt tranzisztorral felépített dif-ferenciálerősítők driftfeszültsége általában nagyobb, mint a bi-poláris tranzisztoroké. A kis driftű FET-tipusok még meglehetősen drágák.

b/ A tápfeszültségfüggő drift

Az előzőekben a nullpont beállított értékének változását csak hőmérsékletváltozás hatására vizsgáltuk. Amennyiben az erősítő tápláló feszültségek értéke is változik, az is okozója a nullpontvándorlásnak, driftnek. A kimeneten beállított nulla-feszültség megváltozását ilyenkor is a beménetre vonatkoztatva szokták megadni. A tápfeszültségek változása (kétlepes táplálásnál U_{TC} és U_{TE} változása) minden két tranzisztorra nézve azonos értelmű változást jelent, így közös fázisu vezérlésként érzéke-li a differenciálerősítő, vagyis kis tápfeszültségfüggő drift

elérésének is alapfeltétele a nagy közösjel-elnymomás (nagy CMRR érték).

Definiálható a tápfeszültségfüggő feszültségdrift, amely egységnyi tápfeszültségváltozáshoz tartozó bemeneti ofszet feszültségváltozás (mértékegysége $\mu\text{V/V}$):

$$U_{dTáp} = \frac{\Delta U_{bo}}{\Delta U_T}. \quad (6.42)$$

Az összefüggés analógiájára definiálható a tápfeszültségfüggő áramdrift is, amely ismeretében a (6.33) összefüggés szerint számítható az üzemi tápfeszültségfüggő drift. A gyakorlatban a feszültségdriftet sokszor tápfeszültségérzékenységnak nevezik. Értéke külön-külön megadható ΔU_{TC} , ill. ΔU_{TE} változások esetére.

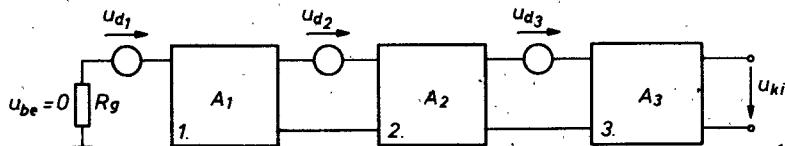
6.6 TÖBBFOKOZATU, KÖZVETLENCSATOLT ERŐSITŐK DRIFTJE

Nemcsak az egyes erősítőfokozatoknak van nullponthibája, hanem az ezen erősítőfokozatokból felépített többfokozatu erősítőnek is. A többfokozatu erősítő kimenete nullától eltérő feszültségen van vezérlés nélküli esetben is. Ezt a nullponthibát adott külső körülmények mellett kompenzálni tudjuk, az ofszet nullázás néhány lehetőségét már láttuk.

A külső körülmények (alapvetően a hőmérséklet és tápfeszültség) változása a többfokozatu, közvetlencsatolt erősítő kimenetén "elrontja" a nullpontot, vagyis az erősítő üzemi driftje nem nulla. Az alábbiakban célunk, hogy az erősítőt alkotó egyes fokozatok driftjének ismeretében meghatározzuk az eredő, bemenetre vonatkoztatott driftet.

Az egyes fokozatok driftjét külön-külön minden fokozat bemenetén vettük figyelembe, ott a fokozat driftjének megfelelő feszültségű generátorral modelleztük. (Tulajdonképpen az erősítőből kiemeltük a driftet okozó hatásokat, ezt egyetlen generátorral helyettesítettük és a bemeneten helyeztük el. A fokozat kimenetén a fokozat egyenfeszültségű erősítésének megfelelően, felerősített nullpontvándorlás mérhető.)

Az így felépített, modellezett többfokozatú erősítő tömbvázlata a 6.16 ábrán látható. Az egyes tömbök driftmentes erősítőt jelképeznek, hiszen driftjüket kiemelt generátorok jelképezik.



6.16 ábra

Az ábra alapján felirható a nulla bemeneti feszültséghoz tartozó kimeneti feszültség, amelyet a ΔT nagyságú hőmérséklet-változás hozott létre. A kimeneti driftfeszültség:

$$u_{ki_d} = u_{d_1} A_1 A_2 A_3 + u_{d_2} A_2 A_3 + u_{d_3} A_3. \quad (6.43)$$

A bemenetre vonatkoztatott driftfeszültség a kimeneti drift és az eredő erősítés hányadosa:

$$u_{be_d} = \frac{u_{ki_d}}{A_1 A_2 A_3} = u_{d_1} + \frac{u_{d_2}}{A_1} + \frac{u_{d_3}}{A_1 A_2}. \quad (6.44)$$

A (6.44) összefüggésből megállapítható, hogy a bemenetre vonatkoztatott driftfeszültség értéke többfokozatú erősítőnél döntően az első fokozat driftfeszültségéből származik, ha az első fokozat erősítése elegendően nagy.

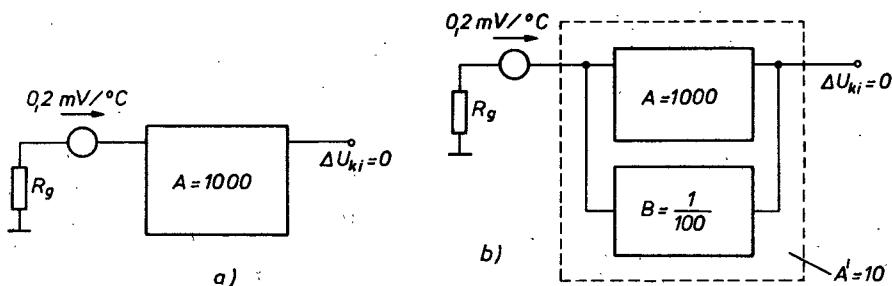
Törekednünk kell ezért minél kisebb nullapontvándorlás elérése érdekében egyrészt az első fokozat driftjének kis értéken tartására, amely az előző pontban megállapítottak értelmében - csak nagy közösjel-elnyomással valósítható meg (igy tehát célnak az első fokozat CMRR értékét minél nagyobb értéken megvalósítani), másrészt az első fokozat erősítésének nagyértékű beállítása, hogy a második fokozat driftje elhanyagolható legyen.

Ekkor, amennyiben a terhelés számára nem szükséges földszimmetrikus feszültséget biztosítani, az első fokozat után, (esetleg a második fokozat után) már felesleges differenciálerősítőt alkalmazni, hiszen e fokozatok driftje a fenti követel-

mények betartása esetén elhanyagolható, tehát aszimmetrikus erősítőfokozatokkal is megvalósítható az erősítő további része. Az első fokozat mindenkorban, tehát aszimmetrikus bemeneti jel esetén is differenciálerősítő legyen nagy erősítéssel és nagy közössjel-elnyomással!

Hogyan hat a negativ visszacsatolás a driftre? A driftfeszültség értelmezése alapján egyszerűen válaszolhatunk a feltehető kérdésre. Mivel a driftfeszültség az a bemenetre kapcsolandó feszültség (adott R_g , ΔT és $u_{be} = 0$ mellett), amely esetén a kimeneti hibafeszültség változás nulla lesz, az így beállított erősítőt visszacsatolva a visszavezetett jel is nulla lesz, hiszen a kimeneten lévő jellel arányosan csatolnánk vissza, de a kimenet most nulla, így az arányos visszacsatolt jel is nulla, a bemenetre vonatkoztatott driftfeszültség változatlan. (Végig-gondolható bármelyik visszacsatolási mód esetén.)

A bemenetre vonatkoztatott drift (hiszen bemeneti jellemző) negativ visszacsatolás esetén változatlan.



6.17 ábra

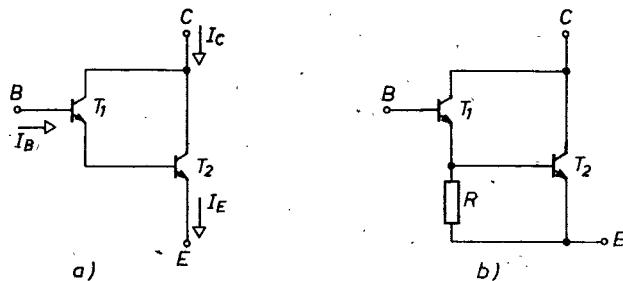
Fenti megállapításunkat az alábbi számszerű példával próbáljuk érthetővé tenni. Adott egy 1000-szeres erősítésű áramkör, amelynek a bemenetre vonatkoztatott, hőmérsékleti driftfeszültsége $0,2 \text{ mV/}^{\circ}\text{C}$. Az erősítő kimenetén 1°C hőmérsékletváltozás esetén 200 mV kimeneti hibafeszültségdrift jelenik meg. Ezt az erősítőt 10-szeres erősítésre visszacsatolva a bemeneti hőmérsékleti driftfeszültség változatlanul $0,2 \text{ mV/}^{\circ}\text{C}$, de az erősítő kimenetén 1°C változásra 2 mV kimeneti hibafeszültségdrift jelenik meg.

Megállapítható tehát, hogy visszacsatolt erősítő kimeneti hibafeszültség-változását ugyanakkora bemenetre kapcsolt drift-feszültséggel tudjuk megszüntetni, kompenzálni, mint a vissza-csatolatlan erősítő kimenetén megjelenő driftet, mert ahányszor kisebb lett a kimeneti hibafeszültség változás, annyiszor lett kisebb az erősítés is a visszacsatolás után, tehát minden esetben ugyanakkora kompenzált feszültségre van szükségünk a bemeneten. L. a 6.17 ábrát, ahol a bemeneten elhelyezett generátor a kompenzáló áramkört helyettesíti.

6.7 TRANZISZTORPÁROK

Sokszor van szükség arra, hogy adott tranzisztorral valamilyen áramkört előirt követelményekkel megvalósitsunk, de a tranzisztor paraméterei nem megfelelők. Bizonyos tranzisztor-paraméterek előnyösen megváltoztathatók, ha egymással közvetlen csatolásban lévő tranzisztor-párokat, un. Darlington-kapcsolású tranzisztorokat alkalmazunk. Ez a megoldás alapvetően akkor vezet eredményre, ha valamely erősítőfokozat bárzisköri áramát kell lecsökkenteni (ez egyben az erősítő bemeneti ellenállásának növelését is jelenti).

A Darlington-párnak nevezett tranzisztorelrendezés két azonos jellegű tranzisztorból ugy épithető, hogy az első tranzisztor, T_1 emitterárama a második tranzisztor, T_2 bázisáramát adja. A kollektorpontok összekötendők (l. a 6.18a ábrát!). Az eredő tranzisztor paramétereit meghatározzuk, a számításnál az indexek a T_1 , ill. T_2 -ra utalnak.



6.18 ábra

Az eredő áramerősítési tényező a definíció alapján:

$$\beta = \frac{i_C}{I_B} \Bigg|_{U_{CE} = 0} = \frac{\beta_1 i_{B_1} + \beta_2 (1 + \beta_1) i_{B_2}}{i_{B_1}} \approx \beta_1 \beta_2. \quad (6.45)$$

Az összefüggésben β_1 és β_2 azonos nagyságrendjét tételeztük fel, így külön-külön elhanyagoíthatók β_1 , β_2 mellett. A rövidzárási bemeneti eierenállás is számítható a definíció alapján, azonban egyszerűbb, ha fejleszünk az elrendezésben, hogy a T_1 emitterkötetben működik, emitterkörű terhelése a T_2 bázis-emitter differenciális eilenállása. Ekkor a bemeneti eilenállás a föideit kollaktoru erősítőnél megismert összefüggés szerint:

$$r_{BE} = r_{BE_1} + (1 + \beta_1) r_{BE_2} \approx 2 \beta_1 \beta_2 \frac{U_{Term}}{I_E}, \quad (6.46)$$

ahol a rétegeikenállást elhanyagoítuk. I_E a T_2 tranzisztor, és egyben az eredő emitterárama. A kimeneti eilenállás számítását nem végezzük el, az közeiitően a T_2 kimeneti eilenállása. Sokszor szükség van a meredekség ismeretére. Az eredő "h" paraméterekből a jól ismert összefüggései meghatározható:

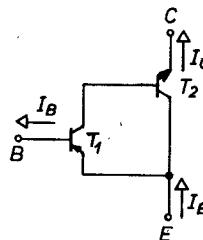
$$S = \frac{h_{21}}{h_{11}} \approx \frac{\beta}{r_E} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_E}{U_{Term}}. \quad (6.47)$$

Az egy tranzisztoráramkör meredekségének fele a Darlington-pár meredeksége, ez fele akkora erősítést jelent!

A tranzisztor-pár eredő frekvenciafüggését általában a T_1 jeiéti tranzisztor $C_{B,C}$ kapacitása határozza meg az erősítések számítható Miller-hatáson keresztüli, ezért a fejő határfrekvencia közel f_{β_1} . Megállapítható a bázis-emitter diódák sorbakapcsolódásából az is, hogy megnövekedett az eredő tranzisztor hőmérsékletfüggése. További hátrány, hogy az áramerősítések szorzatai az egyes áramerősítési tényezők szórásából adódó eredő szórás is megnövekedett. Az eredő tranzisztor paraméterei (az áramerősítés, a bemeneti eilenállás) viszonylag jól kézbentartathatók, ha a T_1 tranzisztor emitteráramának csak valamekkora hánnyadával vezéreljük a T_2 bázisát. Ez legegyszerűbben a 6.18b áb-

ra megoldása szerint egy R ellenállással tehető meg. Az ellenállás értékével beállítható T_2 bázisárama, így az eredő kollektoráram, vagyis az áramerősítés. Igy két Darlington-pár meglévő aszimmetriái bizonyos mértéig csökkenthetők. Az emlitett hőmérsékletfüggés is csökkenthető, ha az R jelű ellenállással nyitott diódát kötünk sorba.

Az ellentétes jellegű tranzisztorokkal felépített elrendezést "kompozit-tranzisztor"-nak nevezik. Itt T_1 tranzisztor kollektorárama adja T_2 bázisáramát és a T_1 emittere T_2 kollektorával összekötött.



6.19 ábra

A 6.19 ábrán példaként pnp jellegű T_1 és npn jellegű T_2 alkotja az eredő tranzisztorat.

Az eredő paraméterek a számítást mellőzve:

$$\beta = \beta_1 \beta_2, \quad (6.48)$$

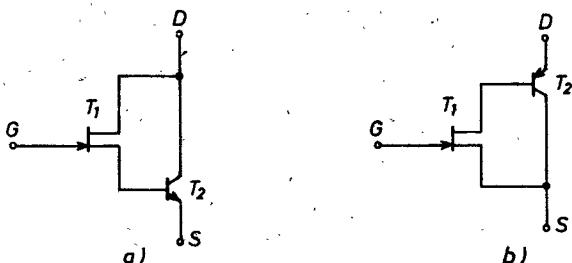
$$r_{BE} = r_{BE_1}, \quad (6.49)$$

$$S = I_E / U_{Term}.$$

A kompozit tranzisztor kapcsolás egyik előnye a Darlington-kapcsolással szemben, hogy a bemenő áram jelentős csökkenése mellett az eredő tranzisztor hőmérsékletfüggése kisebb, hiszen itt csak T_1 bázis-emitter diódájának hőmérsékletfüggése jelentkezik a bemeneten.

Mindkét tranzisztorpár építőelemeiként alkalmazható térvézérelt tranzisztor is. A térvézérelt tranzisztor minden a T_1 jelű tranzisztor helyét foglalja el (hiszen közel nulla bemenőáram). A 6.20a ábrán Darlington-kapcsolást mutatunk be "azonos-

jellegű" tranzisztorokkal ("n" csatornás FET és npn tranzisztor) a b ábrán kompozit tranzisztor rajzoltunk meg, "ellentétes jellegű" tranzisztorokkal (n csatornás FET és pnp tranzisztor).



6.20 ábra

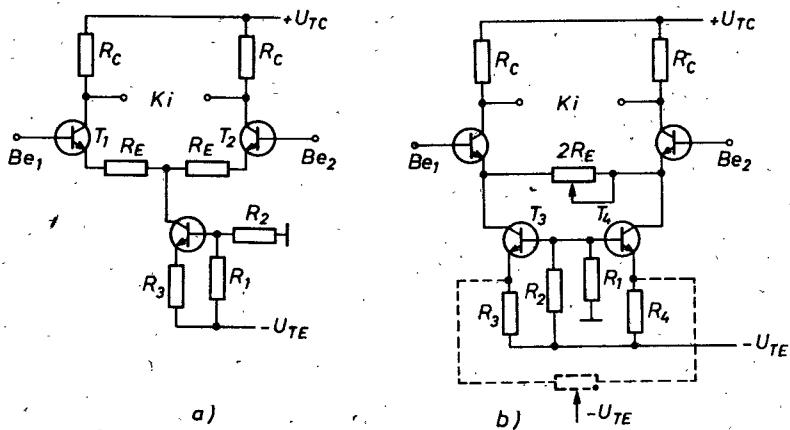
A tranzisztorpárok bemenő áramának csökkentését a kollektor-bázis visszáram korlátozza, ezzel összemérhető bemenő áramnál hatását nem hanyagolhatjuk el (a visszáram exponenciális hőmérsékletfüggésű). Megjegyzés: a fent bemutatott tranzisztorkapcsolások felépíthetők kettőnél több tranzisztor felhasználásával is.

6.8 DIFFERENCIÁLERŐSITÓ-KAPCSOLÁSOK

Az előzőekben megismerkedtünk a differenciálerősítő fizikai működésével, alapvető erősítőjellemzőivel, statikus beállításával (ofszetkompenzálás és utaltunk a driftkompenzálásra). Mindezt a 6.4. ill. a 6.7 ábrán látható erősítőkapcsolásokra végeztük el. A továbbiakban néhány, még mindig alapvetőnek tekintetű elrendezést ismertetünk. A kizárolagosan integrált áramköri megoldásokat az Elektronikus áramkörök II.A. jegyzet tárgyalja.

A bemeneti kör (bázis-emitter kör) linearizálása, ill. az erősítés beállítása részben megoldható az erősítést végző tranzisztorok emitterkörében elhelyezett emitterellenállásokkal, amelyek külön-külön soros áramvisszacsatolást okoznak. A 6.2la ábrán felrajzolt áramkör egy-egy R_E ellenállással soros áramvisszacsatolt földelt emitterű erősítőre bontható. Az eredő fe-

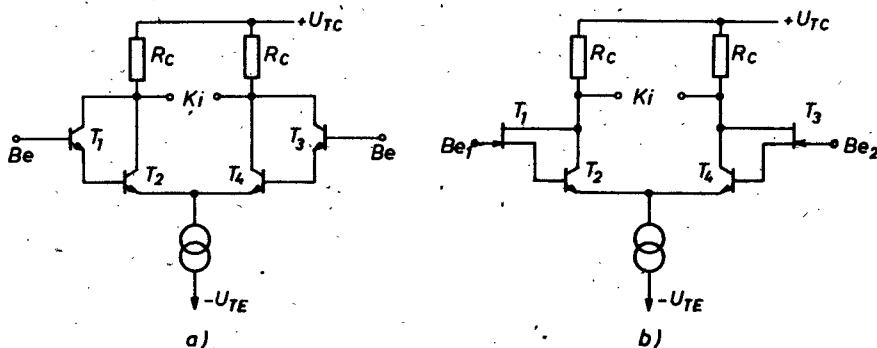
szülfészerősítés a (6.9) összefüggés $(1+SR_E)$ -vel való osztásával adódik. R_E megnöveli a szimmetrikus bemeneti ellenállást is. Az áramkör hibája, hogy az erősítés beállításakor (a beállítást potenciometrrel biztosíthatjuk, amelynek csuszakája az áramgenerátorra csatlakozik) a munkaponti beállítás is változik. Ez kiküszöbölné a két áramgenerátor alkalmazásával a 6.21b ábra szerinti módon. Ez a differenciálerősítő azonos erősítésű, mint az előző, azonban az erősítés beállítása $2R_E$ változtatásával ugy végezhető el, hogy a nullpontállítást nem zavarja meg. Megjegyezzük, hogy a b ábra áramkörének nullpontállítása megoldható a T_3 és T_4 tranzisztor-áramgenerátorok emitterellenállásainak (R_3 és R_4) szabályozásával. A szabályozó áramkör csatlakozási pontjait szaggatott vonallal jelöltük. A szabályozó áramkör egyszerű esetben egy potenciometer, amelynek végpontjai az emitterekre, csuszakája a negatív tápfeszültségre csatlakoztatandó.



6.21 ábra

Amennyiben a differenciálerősítő két kollektorpontja közül csak az egyik pont feszültségváltozását hasznosítjuk, akkor a másik kollektor tápfeszültségre köthető. Az erősítőt nem rajzoljuk fel, ezt az elrendezést a 6.3 ábrán láthatjuk. A T_1 és T_2 tranzisztorok minden bázisát vezérelve a feszültségerősítés a (6.9) összefüggéssel adott A_{us} érték fele (a közös emitter-

pont differenciális vezérlés esetén állandó feszültségi, függetlenül T_2 kollektorpontjától).



6.22 ábra

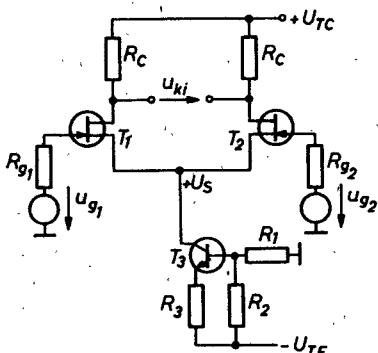
A bemeneti ellenállás növelésének gyakran alkalmazott módja, hogy az erősítést végző tranzisztorokat Darlington-tranzisztoros párokkal valósítjuk meg. A 6.22 ábrán, Darlington-tranzisztoros differenciálerősítő kapcsolásokat rajzoltunk fel. A két tranzisztorpár aszimmetriái, eltérései a 6.18b ábra szerinti megoldással kompenzálhatók (a két tranzisztorpárt módosító ellenállások általában nem egyeznek). A Darlington differenciálerősítő driftje nagyobb, mint az előzőekben tárgyalt áramkörök driftje.

A 6.22b ábrán tervezérelt tranzisztorral, mint említterkötővel kiegészített differenciálerősítőt láthatunk. A tervezésű tranzisztoros erősítőkről az alábbiakban szólunk.

Térvezérelt tranzisztoros differenciálerősítők

A differenciálerősítők megismert áramkörök tervezérelt tranzisztorokkal is felépíthetők. Felmerül azonban a kérdés: érdemes-e, előnyös-e minden a differenciális erősítést végző T_1 és T_2 , minden az áramgenerátor tranzisztorának, T_3 -nak helyettesítése FET-tel? A tervezérelt tranzisztor leglényegesebb előnye a bipoláris tranzisztorral szemben, hogy nagyon kis, közel nulla nyugalmi, ill. vezérlőáramot igényel a bemenetén (a gate-áram nA...pA nagyságrendű), ez azt jelenti, hogy csak a T_1 és T_2 tranzisztorokat érdemes esetenként helyettesíteni vagy kiegészíteni

Darlington-kapcsolássá tervezérelt tranzisztorral. A továbbiakban tárgyalásunk alapját képező áramkör a 6.23 ábrán látható.



6.23 ábra

A 6.23 ábrán n csatornás FET-ekkel építettük fel az erősítést végző részt, a közel állandó áramot biztosító áramgenerátor egyezik eddigi kapcsolásaink áramgenerátorával. A differenciálérősítő üzemi erősítőjellemzői a 6.3 alfejezetben bemutatott tárgyalási mód alapján önállóan is meghatározhatók, ha ismerjük a FET-es alapkapsolások jellemzőinek számítását (l. a 3. fejezetben).

Néhány lényegesebb számszerű eltérésre felhívjuk a figyelmet: a szimmetrikus erősítés A_{us} a FET-ek kisebb merevedésége miatt kisebb, a bemeneti ellenállás a közel nulla áram miatt jóval nagyobb, a közös jel elnyomás valamivel kisebb, mint az ugyanolyan elrendezésű bipoláris tranzisztoros differenciálérősítőé.

A bemenetre megengedett maximális feszültségértékeket a késsőbbiekben határozzuk meg. Az áramkör nyugalmi (munkaponti) feszültségértékei az emitterponton lényegesen eltérnek a bipoláris tranzisztoros áramkörétől. A vizsgált "n" csatornás FET a vezérlőelektródán közel nulla nyugalmi feszültséget kap a vezérlőgenerátoron keresztül. Ahhoz, hogy a G-S átmenet záróirányú előfeszítést kapjon, a közös emitterpont (közös source) feszültségét pozitív feszültségre kell beállítani az áramgenerátorral (ezt az ábrán $+U_S$ feszültség jelöli, ami tehát a 0 V-hoz képest pozitív értéket jelent). A kollektorpontok feszültsége természetesen a munkaponti U_{DS0} értékkel pozitivabb az emitterpont fe-

szülfészgénél. Az U_{DS_0} feszültséget minden nagyobbra kell választani az elzáródási feszültségnél!

A kivezérelhetőség korlátai definíciószerűen egyeznek a 6.3.5 pontban leírtakkal, azonban a $+U_{bek_{max}}$ értékét módosítanunk kell: a közös fázisu jelet a bemeneteken nullától pozitív irányba növelve a közös emitterpont követi a bemeneti vezérlést U_{GS_0} feszültséggel lemaradva, a kollektorpont állandó értékű marad (nagy CMRR), így a kollektor-emitter közötti feszültség egyre kisebb lesz. Az erősítőüzem határát az U_k könyökfeszültség elérése jelenti. Fentiek alapján:

$$+U_{bek_{max}} = U_{DF} - |U_{GS_0}| - U_k, \quad (6.51)$$

ahol U_{DF} a drain-föld feszültség.

Az öfszet állítás a 6.4 alfejezet megoldásaival lehetséges. Mind az ortszet-, mind a driftértékek nagyobbak, mint a hasonló felépítésű, de bipoláris tranzisztoros differenciálerősítő. Előzőkhez adódik még a tápfeszültségfüggő és hosszuidejű drift, amely FET-eknél a bekapcsolás utáni közvetlen időtartamában 1...10 μ V/óra is lehet.

A gyakorlatban a 6.23 ábra FET-es differenciálerősítőjét általában nem alkalmazzák, mert a nagy bemeneti ellenállás, a kis (közel nulla) nyugalmi bemeneti áram többfokozatú egyenfeszültségerősítők bemeneti fokozatánál követelmény elsősorban, azonban bemeneti fokozatnál a nagy differenciális erősítés (A_{us}), és a nagy közösjel elnyomás (CMRR) is lényeges előírás, ezen utóbbiakat vizsgált áramkörünk kevésbé teljesít. A térvezérlésű tranzisztorokat ezért inkább a bemeneti fokozat bipoláris tranzisztoros differenciálerősítője előtt emitterkövetőként kapcsolva alkalmazzák. Ennek legegyszerűbb kapcsolását a 6.22b ábrán láthatjuk.

Végül megjegyezzük, hogy többfokozatú egyenfeszültségerősítőkkel a jegyzetsorozat következő kötete foglalkozik. Itt az eddigiek összefoglalásaképpen megállapítjuk, hogy egyenfeszültségerősítők bemeneti fokozataiként feltétlen célszerű differenciálerősítő alkalmazni, mind szimmetrikus, mind aszimmetrikus jelek erősítése esetén. Mivel a teljes erősítő néhány lényeges

eredő jellemzőjét (közösjel elnyomás, drift) jó közelítéssel az első fokozat határozza meg, a bemeneti differenciálerősítő áram-generátoros közös emitterkörű legyen!

Az erősítő öfszet-értékét is befolyásolja az első fokozat, ennek csökkentése a nyugalmi áramok csökkentésével lehetséges. Ezzel azonban ellentmondó követelmény a szükséges nagy feszültségerősítés.

A bemeneti differenciálerősítőt követő további áramkörökkel a jegyzet következő kötete foglalkozik.

7. NAGYJELÜ ERŐSÍTÓK

Az eddig vizsgált áramköreinkben minden feltételeztük, hogy a nyugalmi munkapont körül olyan, elegendően kis tartományban vezéreljük erősítőszinkönt, amelyben az átvitelre jellemző karakterisztika (transzfer karakterisztika) lineárisnak tekinthető. Ehhez a vezérlési szinthez a kisjelü üzemmód elnevezést kapcsoltuk. Már ennél az üzemmódnál is vizsgáltuk azt, hogy a valóságos karakterisztika lineáristól való eltérése milyen jelalaktorzulást eredményez, és azt számítással, ill. méréssel meghatározható objektív mérőszámmal - a torzítási tényezővel jellemzünk.

Ebben a fejezetben olyan áramkörökkel foglalkozunk, amelyeknek feladata, hogy a fogyasztó számára minél nagyobb (ill. előírtan, specifikáltan nagy) feszültséget, esetleg áramot vagy teljesítményt biztosítanak. Ez az előírás a transzfer karakterisztikának az eddigieknel jóval nagyobb tartományú kihasználásával, vagyis nagy jelszintű vezérléssel oldható meg, ezért ezeket az áramköröket nagyjelü erősítőknek nevezzük. A gyakorlat számára sokszor a teljesítmény adott értékű biztosítása a cél, ezért sokszor a nagyjelü erősítő helyett a teljesítményerősítő elnevezés, vagy mivel ezek az erősítőfokozatok közvetlenül a terhelést kiszolgáló, vagyis a többfokozatu erősítők utolsó fokozatai, ezért a végerősítő elnevezés is használatos. Természetesen a nagyjelü működés a valóságos (tehát általában nemlineáris) transzfer karakterisztika miatt a kisjelü üzemmód torzításainál nagyobb jelalaktorzitást eredményez, ezért ennek csökkenése feladatunk lesz. Megvizsgáljuk továbbá, hogy a nagyjelü üzemmód erősítőjellemzőit milyen áramkörrel lehet legjobban megvalósítani.

7.1 AZ ERŐSITŐESZKÖZÖK IGÉNYBEVÉTELI KORLÁTAI, HATÁRADATOK

A nagyjelű erősítőkben alkalmazott erősítőeszközök nem változtak a kisjelű üzemmódnál megismert eszközökhöz képest (tehát bipoláris tranzisztor, elektroncső és térvezérelt tranzisztor, bár a térvezérelt eszközök alkalmazása teljesítményerősítőként a műszertechnikában elhanyagolható jelentőségű). A nagy jelszinten dolgozó erősítő maximális jelszintjeit az erősítőeszköz szabja meg, határolja (itt feltételezzük, hogy a tápfeszültség értéke növelhető), ezért lényeges azokkal a katalógusban adott tipusra előírt határadatokkal megismerkednünk, amelyeket nem szabad tullépnünk. (A határadatok részletes ismertetése az Elektronikus áramkörök I.A. jegyzetben megtalálható.)

A vezérléskor az eszközön fellépő legnagyobb kollektor-emitter feszültség korlátozott. Értéke a bázis-emitter kivezetésekre kapcsolódó ellenállástól (jelölésünk R_{BE}) függ. A megengedett feszültség zárus R_{BE} mellett a legnagyobb, R_{BE} növelésével csökken. Katalógusok sokszor megadják adott tranzisztortipusra a legnagyobb kollektor-emitter feszültséget (a továbbiakban $U_{CE\ max}$ jelölést használjuk) R_{BE} függvényében. További feszültséghatárt jelenthet a szekunder letörési feszültség értéke, amely kollektoráramtól függő érték és katalógusadatként megtalálható.

A megengedhető, legnagyobb kollektoráram két értékét különböztetjük meg. Az egyik: a tartós áramigénybevételel, amely tetszőleges ideig folyhat az erősítőeszközön, a továbbiakban $I_{C\ max}$ jelölésű.

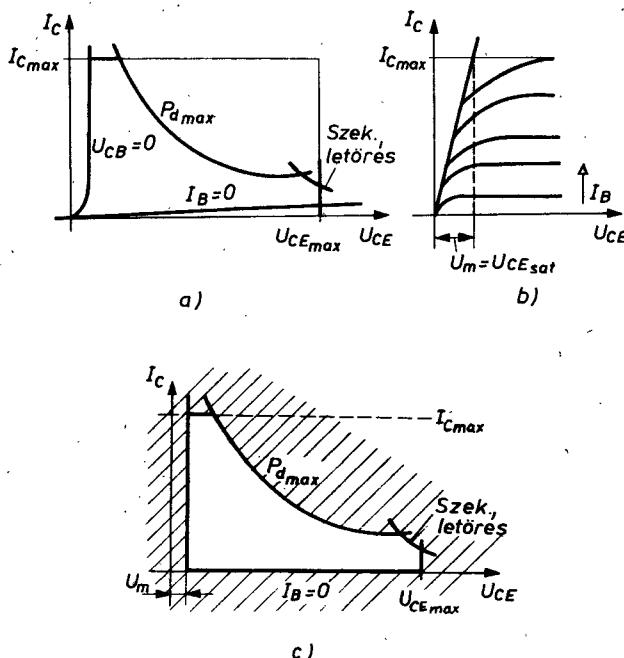
(Annél jóval nagyobb érték lehet a rövid idejű maximális áram, amely csak adott ideig folyhat az eszközön.)

A megengedhető legnagyobb hővé alakitható teljesítmény tullépése szintén az eszköz tönkremeneteletét okozza. Számítására és értelmezésére még e pontban visszatérünk, a továbbiakban $P_d\ max$ jelöléssel utalunk rá.

Fent felsorolt határértékek tullépése esetén az eszköz károsodik. További kivezérlési korlátot jelent a bázis-emitter dióda lezárásának határa, ekkor $I_B = 0$, a kollektorkörben a kollektor-bázis dióda visszáramának β -szorosa folyik. Ez az érték a tranzisztor alapanyagától és tipussától függ, a továbbiakban

elhanyagoljuk, vagyis nulla bázisáramhoz nulla kollektoráramot tettelezünk fel.

Az erősítő tartomány (vagy aktiv tartomány) másik határát a kollektor-bázis dióda nyitása adja, ekkor $U_{CB} = 0$ (ezt a határt egy nyitott dióda karakteristikával adhatjuk meg).



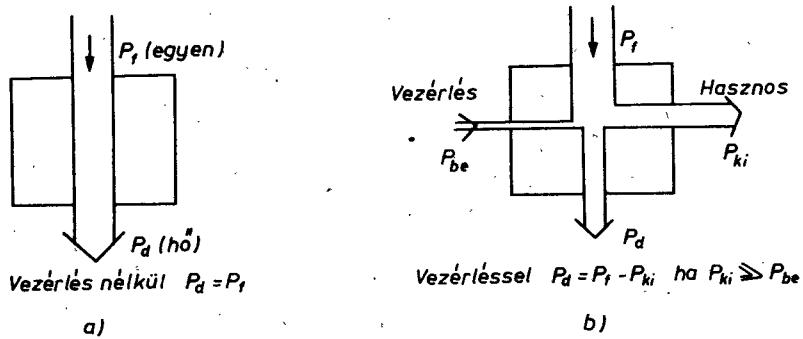
7.1 ábra

A 7.la ábrán megrajzoltuk a felsorolt korlátozó tényezőket: az eszköz tönkremegy (U_{CEmax} , I_{Cmax} , P_{dmax} , másodlagos letörés), ill. az eszköz nem erősít ($I_B = 0$ és $U_{CB} = 0$), ha ezeket tullépjük.

Az $U_{CB} = 0$ értékektől balra eső tartomány megfelelően kirekeszthető az un. maradékfeszültséggel is (katalógus U_{CESat} jelölést használ, itt U_m), amely az I_{Cmax} és a tranzisztor karakteristikák kezdeti szakaszának érintőjével alkotott metszéspontjával meghatározott (l. a 7.lb ábrát). A maradékfeszültséggel, az $I_B = 0$ esetén folyó kollektoráram elhagyásával, és az

eszköz további határértékeivel a 7.1c ábrán rajzoltuk meg a kivezérlés tiltott területét (vonalkázott terület).

Térjünk vissza a disszipációs teljesítmény értelmezésére. Az erősítőeszközt a rajta átfolyó áram és a rákapcsolt feszültség időbeli átlagértéke valamilyen mértékben melegíti. Az eszköz által károsodás nélkül "elviselhető" felmelegedés attól függ, hogy mennyire hőteljesítményt képes átadni környezetének. A legnagyobb leadható hőteljesítményt a hűtési viszonyok szabják meg, értékére $P_{d \max}$ jelöléssel utalunk. Az erősítőeszköz nyugalmi, vezérlés nélküli felvett elektromos teljesítménye nem lehet nagyobb, mint $P_{d \max}$, hiszen nem vezérelt esetben a teljes felvett teljesítmény veszteségi teljesítmény, ezért hővé alakul, disszlpálódik (l. a 7.2a ábrát).



7.2 ábra

Egyértelműen megállapítható: az eszköz nyugalmi munkapontja legfeljebb a disszipációs hiperbolán helyezkedhet el (afölött nem, azalatt megengedett).

Adott munkaponthoz tartozó disszipálandó teljesítmény:

$$P_d = U_{CE} I_C + U_{BE} I_B \approx U_{CE} I_C,$$

ahol a bázisköri disszipációt elhanyagoltuk. Ebből I_C -re rendezve belátható, hogy a disszipációs függvény hiperbolát ad.

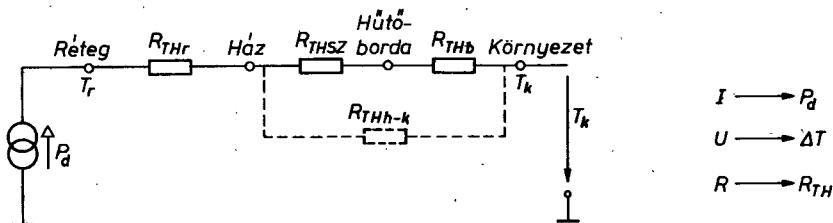
A 7.2b ábrán az erősítőeszköz teljesítményegyenossúlyát ábrázoltuk vezérelt üzemre. A felvett teljesítmények összege egyenlő a leadott teljesítmények összegével. A tápegységből felvett egyenteljesítmény általában jóval nagyobb, mint a vezérlőkör

teljesítménye, ezért ez utóbbit elhanyagoljuk. Ekkor a veszésgyártó teljesítmény, amely hőteljesítmény formájában melegít a tranzisztorat:

$$P_d = P_f - P_{ki}, \quad (7.1)$$

ahol az ábrán értelmezett jelöléseket alkalmaztuk. Amennyiben a vezérlés üteme olyan lassu (kis frekvenciáju), hogy az erősítő-eszköz hőmérsékletváltozása követi a vezérlést (vagyis az eszköz termikus időállandója összemérhető a vezérlés periódusidejével), akkor az átlagos hővé alakítandó teljesítménynek (P_d átl) is kisebbnek kell lennie a $P_{d\ max}$ értékénél. A 7.1c ábrán vonalkázással jelöltük a tiltott területet.

Amennyiben a vezérlés olyan gyors ütemű, hogy a tranzisztor disszipációja nem követi a változásokat, a vezérlés közben a disszipációs hiperbola fölé is bekerülhet az összetartozó pilanatnyi feszültség- és áramérték (a munkapontot továbbra is $P_{d\ max}$ alatt kell felvenni!).



7.3 ábra

A megengedett maximális disszipációs teljesítmény értékét a hőátadás, a hűtési viszonyok ismérhetében meghatározhatjuk. A vizsgálatnál feltételezzük, hogy a hőtermelő záróréteg és a környezet között a hőátadás jellegében a hővezetés (kondukción) dominál. Ekkor az elektromos vezetés modelljével analóg helyettesítő kép rajzolható a termikus viszonyokra is. A 7.3 ábrán a T_r hőmérsékletű réteg leadandó hőteljesítményét P_d -vel jelöltük, amely teljesítmény a réteg és a környezet között lévő hőellenállásokon "átfolgyva" hőmérsékletkülönbséget ad. Ugy is fogalmazhatunk, hogy a P_d teljesítmény felszínlegítő a réteget $P_d R_{THr}$ hő-

mértékletre a tranzisztorházhhoz képest, de a ház hőmérséklete magasabb a környezet hőmérsékleténél, ezért a rétegkörnyezet hőmérsékletkülönbség a legnagyobb. Az eszköz maximális réteghőmérséklete alapanyagtól függő katalógusadat. A maximális még engedhető melegítő teljesítményt az eszköz környezetében fellépő legnagyobb környezeti (tehát pl. a műszerházban lévő) hőmérsékletre kell számítani. Az Ohm-törvény analógiájára a termikus Ohm-törvény:

$$P_{d\ max} = \frac{T_{r\ max} - T_{k\ max}}{R_{TH_e}}, \quad (7.2)$$

ahol $T_{r\ max}$ az eszköz legnagyobb réteghőmérséklete (Si alapanyagu tranzisztorokra $150\dots200^\circ\text{C}$), $T_{k\ max}$ a legnagyobb környezeti hőmérséklet, R_{TH_e} az eredő hőellenállás (vagy eredő termikus ellenállás).

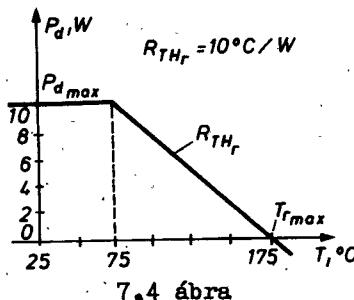
Az eredő hőellenállás meghatározható:

$$R_{TH_e} \approx R_{TH_r} + R_{TH_{sz}} + R_{TH_b}, \quad (7.3)$$

ahol R_{TH_r} a réteg-ház közötti hőellenállás. Értéke katalógusban megtalálható és ugy értelmezhető, mint az egységesi disszipációs teljesítmény leadásakor létrejövő réteghőmérséklet növekedés. Értékének nagyságrendje tranzisztorról függő. Nagyteljesítményű tranzisztoroknál néhány tized $^\circ\text{C/W}$, közepes teljesítményű tranzisztoroknál $1\dots10^\circ\text{C/W}$. A katalógus vagy számszerüen, vagy karakterisztikában közli R_{TH_r} értékét. A 7.4 ábrán a karakteristika oldalmeredeke sége adja a réteg hőellenállását, a maximális disszipáció itt végtelen hütőfelületre megadott érték. Az R_{TH_b} jelű mennyisége a hütőborda hőellenállása. Meghatározásával nem foglalkozunk, hütőszerelvény-katalógusokban mérettől (itt a fel-szin a lényeges), anyagtól, formától stb. függően választhatunk. A teljesítménytranzisztorok háza általában a kollektorkivezetés, ezért hütőbordára szerelés esetén attól elektromosan el kell szigetelnünk. A szigetelést pl. csillámlémezzel végzik, a szigete-

lés hőellenállása $R_{TH_{sz}}$, amelynek értéke sokszor elhanyagolható ($0,1 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$).

(A tranzisztorház és a környezet közötti hőellenállást ($R_{TH_{hk}}$) az ábrán szaggatottan jelöltük) a hűtőborda hőellenállásával "söntöljük" hővezetés szempontjából. Értéke a ház kialakításától, tehát a tokozási formától függ, nagyságrendben néhány szor 10....néhány szor $100 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$.



7.4 ábra

A tranzisztor hővezetési vizsgálatát állandósult állapotra végeztük, erre rajzoltuk a 7.3 ábrán látható termikus helyettesítő képet is. A tranzisztor disszipációs teljesítményének változását vizsgálva a tranzisztor viselkedésre rajzolt termikus helyettesítő képet a 7.3 ábra modelljének hőkapacitásokkal történő kiegészítésével kapjuk. A hőkapacitás jelképezi a réteg, a ház, a borda stb. hőtárolóképességét. A hőellenállások és a hőkapacitások meghatározzák a tranzisztor (ill. a hűtőbordára szerelt tranzisztor) termikus időállandóját, amelyből következtethetünk a megengedett legnagyobb disszipációs, ill. hőmérséklet-lökésekre, csucsokra. A vizsgálat részletezésétől eltekintünk.

A térvezérelt tranzisztor határadatait külön nem ismertetjük, teljesítményerősítőkben egyenlőre még ritkán alkalmazzák.

Az elektroncsövekkel régebben gyártott műszerekben találkozunk teljesítményerősítő elemként, ezek disszipációs teljesítménye katalógusadat, hűtést általában nem alkalmaznak.

7.2 NAGYJELÜ ERŐSÍTÓK ÜZEMI JELLEMZŐI

A nagyjelü erősítők olyan áramkörök, amelyeknek átvitelükre jellemző transzfer karakterisztikájuk közel teljes tartományát kihasználják. A maximális, bemeneten lévő vezérlés akkora, amelynél a kimenő jel a vágás határára kerül, ezt a kimenő jelet (feszültséget, ill. áramot) a maximális kivezérelhetőségnak nevezzük.

A maximális kivezérelhetőség értékénél döntően két követelmény megvalósítására törekszünk: a kivezérelhetőség legyen szimmetrikus (a pozitív, ill. negatív csucsérték egyezzen meg), és feszültségben a tápfeszültség értékétől alig térjen el (a legnagyobb csucsérték közel U_T abszolutérték legyen).

A transzfer karakterisztikának előzőekben leírt tartományát használva belátható, hogy a karakterisztika lineáristól való eltéréséből adódó nemlineáris torzítás is lényeges üzemi jellemző. A torzítás jól mérhető számértéke a torzítási tényező. Meghatározásával és számításával az 1.6 alfejezetben részletesen foglalkoztunk. Az ott leírt ismereteket e fejezetben feltételezzük, ill. a fejezet végén néhány kiegészítést teszünk. A torzítási tényező minél kisebb értéken tartása, ill. csökkentése nagyjelü erősítőknél is cél. A torzítás elsősorban negatív visszacsatolással csökkenthető, de értéke függ a munkapont helyétől is.

A további erősítőjellemzők ismertetése előtt feltétlen megemlíteni, hogy a 3. fejezetben használt kisjelü paraméterek bizonyos módosítására van szükség, hiszen ott a munkapont környezetére korlátoztuk vezérlésünket. A nagyjelü üzemre jellemző tranzisztor paraméterek közül a nagyjelü vagy egyenáramú áramerősítési tényező számolható:

$$B \approx \frac{I_C}{I_B} . \quad (7.4)$$

Katalógusok sokszor megadják B értékét, amely minden kisebb, mint a β -val jelzett kisjelü áramerősítés. További gondot jelenthet a B tényező kollektoráramtól való függése, zérus áramtól a maximális kollektoráramig 20...30%-kal is változhat. Szokás a legnagyobb kollektoráramhoz tartozó B-vel számolni.

A tranzisztor bemeneti ellenáliása sem számítható a kis-jeiü üzemméi megismert módon; az adott munkapont differenciális eierenállásával. Jó közeítést, átiagos bemeneti ellenállást ad, ha a vezérlés hatására feiépő iegkisebb, iii. iegnagyobb összetartozó $I_B - U_{BE}$ pontok áltai meghatározott egyenes (ez most a bemeneti karakterisztika szeiője) hajlásszögébői számoiunk.

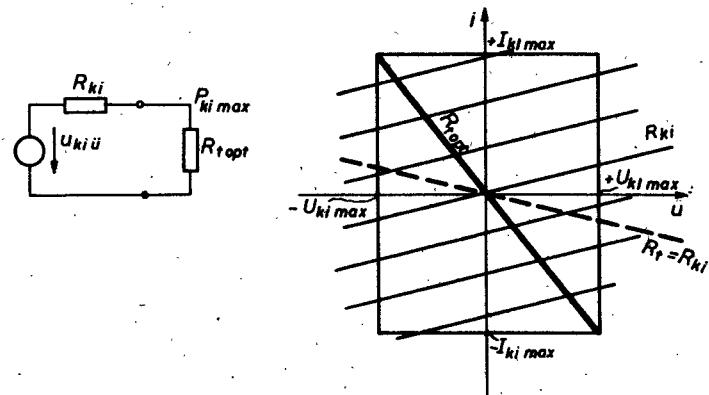
A nagyjelű erősítő feiadata lehet maximális kimeneti feszültség vagy maximális kimenő áram, iii. maximális kimeneti tejesitmény eldáilitása. Amennyiben maximális teljesitmény elérésére törekszünk, iényeges adat az erősítő kimeneti tejesitménye P_{ki} , amely a terhelésen ieadott, hasznos vihamos tejesitmény. Ennek értéke természetesen függ a vezériéstől is, de a iegnagyobb kivezériáshoz tartozó tejesitményt döntően az általunk választott és beállított munkapont hekiye, ili. a terhe-ielenállás értéke szabja meg. Egyenlőre a munkaponttól függetlenül keressük meg a iegkedvezőbb, az optimális terheilenállást, amelyhez tartozan a kimeneti tejesitmény maximális!

A nagyjelű erősítők kimeneti feszültsége és kimeneti árama az aikalmazott erősítőszköz miatt korlátozott, ekkor a kimeneti tejesitmény olyan terheilenállás esetén maximális, amelyet a kimeneti maximális szintek hánnyadosaként definiálhatunk. A 7.5 ábra jelöléseivel:

$$R_{t_{opt}} = \frac{U_{ki \max}}{I_{ki \ max}} . \quad (7.5)$$

Az optimális terheilenállás értéke nem egyezik meg az erősítő kimeneti eilenállásával. Pl. egy hanggenerátor tejesitmény-kimenetein minden feitüntetik a kapcsok optimális iezáró eilenállását -600Ω , 5000Ω stb. - a generátor eilenállás értéke nem egyezik ezekkel, hanem ennél sokkal kisebb. (A 7.5 ábrán megrajzoltuk a kimeneti eilenállást és az ezeket egyenlő terheilenállást is, amelyhez sokkal kisebb P_{ki} tartozik, mint $R_{t_{opt}}$ -hoz). A kimeneti tejesitmény meghatározható a feszültségsámpitidő és az áramamplitudó szorzatának feiéből: ez az effektív értékek szorzata. A 7.5 ábrából az is leolvasható, hogy

a munkaponthoz képest, amely most az origóban van, minden cél-szerű szimmetrikus kliszézérelhetőséget biztosítaná.



7.5 ábra

Nagyjelű erősítőket teljesítményerősítőként alkalmazva mindig törekedni kell az optimális terhelés biztosítására. Ez vagy adott terheléshez tervezett erősítővel, vagy olyan áramkörrel biztosítható, amely képes a teljesítményerősítő felé az optimálisra transzformálni a lezárás értékét. Amennyiben az erősítő optimális terhelést "lát", illesztésről beszélünk. Illesztés tehát vagy akkor van, ha R_t^{opt} -mal terhelünk, vagy akkor, ha R_t a terhelőellenállás, de transzformátorral az erősítő felé R_t^{opt} -ot biztosítunk. Nem teljesítményerősítő alkalmazásokban a nagyjelű erősítő terhelése csak a határadatok meg nem engedhető túllépése szempontjából kritikus, egyébként érdektelen az optimális terhelőellenállással való lezárás. Ezek az áramkörök a gyakorlatban legtöbbször kis kimeneti ellenállásuk, tehát vezérelt feszültséggenerátorról kezelhetők (ennek indokolását lásd a 7.7.2 pontban!).

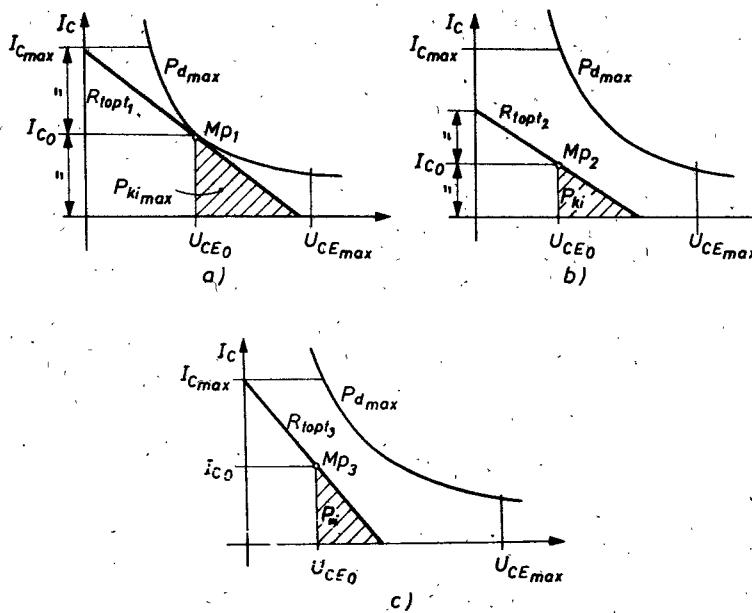
A határadatok túllépésének megakadályozására védőáramköröt alkalmazznak (l. a 7.6.3 pontot).

Már említettük, hogy a maximális kivéhető teljesítmény a választott munkaponttól is függ. Tulajdonképpen minden beállított munkaponthoz rendelhető külön-külön optimálisnak nevezhető terhelés. A 7.6 ábrán három különböző munkapont esetén ábrázol-

juj az eszköz karakteristikájában jelölve az optimális terheléseket és a kivehető maximális teljesítményt, amely a vonalak között háromszögterülettel egyenlő, hiszen szinuszos jelek esetén:

$$P_{ki} = U_{eff} I_{eff} = \frac{U_{ki_{cs}} I_{ki_{cs}}}{2},$$

ahol $U_{ki_{cs}}$ és $I_{ki_{cs}}$ az amplitudókat jelöli. A legnagyobb az a ábra munkapontjához tartozó kimeneti teljesítmény.



7.6 ábra

Lényeges üzemi jellemző a hatásfok, ami a hasznos kimeneti teljesítmény és a felvétel (a tápegységből felvett) egyenáramú teljesítmény hányadosa:

$$\eta = \frac{P_{ki}}{P_f} . \quad (7.6)$$

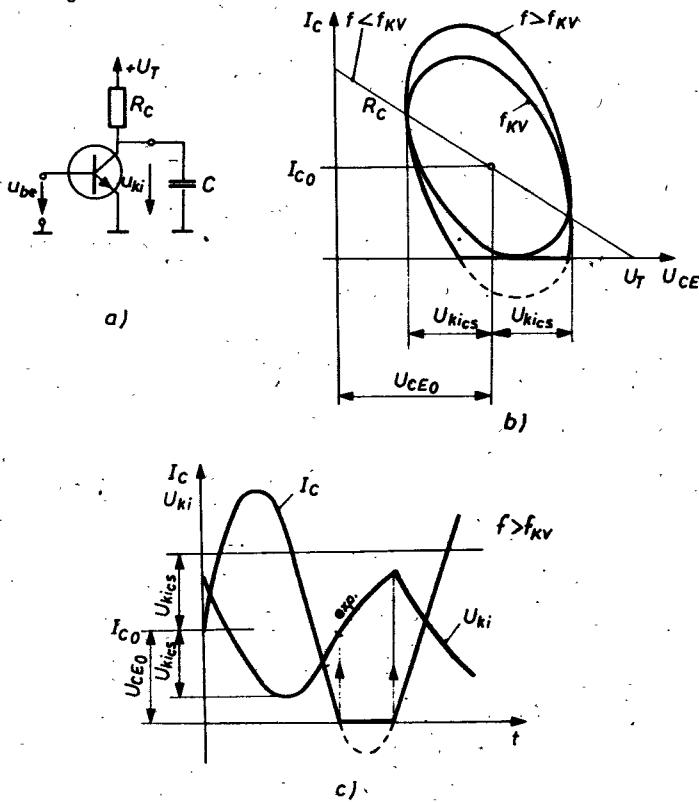
Lehetőleg törekszünk a megvalósítható legnagyobb hatásfok elérésére.

Általában fenti erősítőjellemzők az elsődlegesek a nagyjelű erősítőknél, azonban sokszor szükségünk van a feszültségerősítésre, az áramerősítésre, a bemeneti, ill. kimeneti ellenállásra is. Pl. a feszültségerősítés ismeretében meghatározhatjuk az utolsó fokozatot hajtó feszültséget. Az említett jellemzők definíció megegyeznek az 1. fejezetben közöltekkel, értéküket a 3. fejezet összefüggéseivel közelítően meghatározzák, figyelembe véve az ezen pont elején említett nagyjelű paramétereket.

A nagyjelű erősítők frekvenciafüggése kisfrekvencián (amennyiben van erősítéscsökkenést okozó komplexum) hasonló módon számolható, mint a kisjelű erősítőknél láttuk. Nagyfrekvencián a nagy jelszintek miatt a 4. fejezetben megadott felső határfrekvencia módosításra szorul. Az erősítő felső határfrekvenciája függ a kimeneten lévő feszültség nagyságától. Ismert, hogy az erősítés növekvő frekvenciával a tranzisztorkapacitások, a szerelési és terhelőkapacitás miatt csökken. A 4. fejezetben bemutattuk, hogy egy frekvenciaérték felett a munkaegyenből ellipszis alakú munkagörbe lesz, mert a kimeneten lévő kapacitások a kimeneti feszültség és a kimenő áram között a sávközépihez (ez pl. 180°) képest további fázistolást - frekvenciától függő fázistolást hoznak létre, amely a kimenő jel csökkenését jelenti, de szinuszos marad a jel.

Nagyjelű erősítők esetében előírtan nagy kimenő jelet kell szolgáltatnia az erősítőnek. Kérdés, hogy a frekvencia növelésével mekkora frekvenciáig biztositható a kimeneti feszültség szinuszos alakja maximális feszültségre törekvés mellett? A vizsgálatot most is földelt emitteri alapkapcsolásra végezzük el (l. a 7.7a ábrát!). A munkadiagram a frekvencia növelésével ellipszissé válik. Elérve f_{KV} frekvenciaértéket, amelyhez tartozón az áram negativ csucsértéke eléri az időtengelyt (vagyis nulla lesz), az ehhez tartozó ellipszis érinti a feszültségtengelyt. Tovább növelve a frekvenciát, az áram a periódusidő egyre nagyobb részében lesz nulla. Nulla kollektoráram esetén a kimeneten lévő feszültség a tápfeszültséghez tartva exponenciálisan növekszik (a kondenzátor feszültsége exponenciálisan változik U_T felé, hiszen a tranzisztor árama ekkor nulla). Amikor a kollektoráram ismét nullától különböző lesz, a

kimenet feszültsége ehhez a frekvenciához tartozó összfázistolásnak megfelelően szinuszosan követi az áram változását. Az f_{KV} -vel jelölt frekvenciaérték fölött nem képes az erősítő a legnagyobb kimenő jel szinuszos leadására. Ezt a frekvenciát kivezérlés-határfrekvenciának nevezik, ami a fentiek szerint az a legnagyobb frekvencia, amelynél a nagyjelű erősítő a maximális kimeneti feszültséget torzítás nélkül szolgáltatni képes. Értéke mindenig kisebb, mint ugyanazon erősítő felső határfrekvenciája kisjelű üzemben.



7.7 ábra

A 7.7 ábrán megrajzoltuk kapacitív terhelésű, földelt emitterű erősítő (a ábra) munkadiagramjait három frekvenciaértékre (b ábra) és a kimeneti feszültséget, ill. a kollektoráramot a kivezéralhetőség határfrekvenciánál nagyobb frekvenciára. Vizs-

gálatunknál a bemenő jel növelésével biztosítottuk növekvő frekvenciákra is az állandó kimeneti feszültséget.

Az előbbiekben leírt feszültségterzulást ugy is magyarázhatjuk, hogy szinuszos jellel vezérelve az áramkört a vezérlő-jel leggyorsabb változásait valamely frekvenciatartomány fölött már nem tudja követni az erősítő. A szinuszos jel "legmeredekebb szakasza" a nullátmenetnél van, itt változik a leggyorsabban a jel. Amennyiben a vezérlőjel nullátmenetének feszültség-változási sebessége nagyobb, mint az erősítő maximális jelváltozási sebessége, a kimenő jel torzított lesz (a szinuszból a csucsoknál hegyesedő jelalakot kapunk). A szinuszzel maximális változási sebessége (legnagyobb kivezérlésre számolva):

$$\left. \frac{d(U_{ki} \sin \omega t)}{dt} \right|_{t=0} = U_{ki} \max \omega. \quad (7.6)$$

Az erősítő kimeneti feszültségének maximális változási sebességét S-sel jelölve (irodalomban használatos jelölés a "Slew rate" angol elnevezés kezdőbetűje után) felirható az f_{kv} és S közötti összefüggés:

$$2\pi f_{kv} U_{ki} \max = S. \quad (7.7)$$

A kapacitív terhelésből adódó torzítás elkerülésének feltétele tehát az alábbi egyenlőtlenség betartásával biztosítható:

$$2\pi f U_{cs} < S, \quad (7.8)$$

ahol az f a vezérlőjel frekvenciája, az U_{cs} a kimenő jel csúcsértéke.

A kivezérlés-határfrekvencia és a kimeneti feszültség maximális változási sebessége különösen az integrált áramkörű többfókuszú erősítők lényeges jellemzője. A két érték ezeknél az áramkörökknél katálógusból határozható meg.

7.3 ASZIMMETRIKUS, NAGYJELÜ ERŐSÍTŐK.

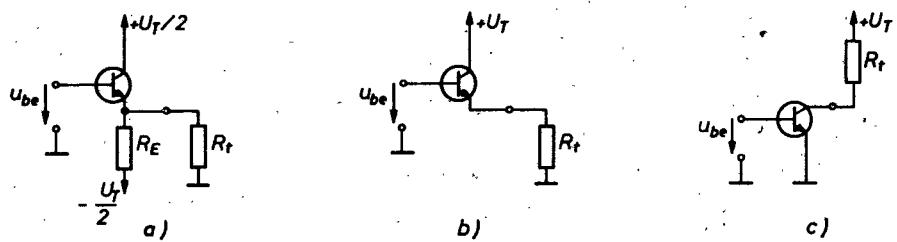
Aszimmetrikus nagyjelü erősítőkként üzemeltetjük a 3. fejezetben megismert alapkapcsolásokat, a gyakorlatban azonban a földelt emitterű erősítő (nagy teljesitményerősítése miatt) és a földelt kollektori erősítő (különösen kis kimeneti ellenállása miatt) használatosak. (A földelt bázisut nem alkalmazzák, bár teljesitményerősítése a földelt kollektori nagyságrendjében van, de kimeneti ellenállása előnytelenül nagy). A földelt kollektori további jelentős előnye az azonos bemennő jelhez tartozó sokkal kisebb torzitás. A kimeneti kivezérelhetőség azonos a földelt emitterűvel.

A 7.2 alfejezetben láttuk, lehetőleg törekedni kell arra, hogy a kivezérelhetőség a munkapont körül szimmetrikus legyen, ezért a kivezérelhetőséget ugy kell beállítani, hogy az áramváltozás pozitív, ill. negativ irányban ugyanakkora legyen. Ez a munkaponti áram kétszeres értékével, mint legnagyobb pillanatnyi árammal biztosítható (l. a 7.6 ábrát).

A továbbiakban a munkapontválasztással külön nem foglalkozunk, feltételezzük, hogy a jelölt munkapont a disszipációs hiperbolán vagy az alatt van és a nyugalmi feszültség, ill. áram nem nagyobb a határadat felénél ($U_{CE\ max}/2$ -nél, ill. $I_{C\ max}/2$ -nél).

Egyszerű, nagyjelü erősítőt mutatunk be a 7.8 ábrán, ahol a terhelést közvetlen csatoltuk az erősítőhöz. A bázisok nyugalmi áramának biztosítását nem rajzoltuk meg. Az a és b ábra földelt kollektori, a c ábra földelt emitterű erősítőt ábrázol. A 7.8a ábrán látható kapcsolás biztosítja, hogy vezérlés nélkül a terhelés árama nulla (az emitterpont nyugalmi feszültsége nulla potenciálra állitható). Az erősítő hatásfoka 10% körüli, feszültségerősítése egynél kisebb, áramerősítése a tranzisztor áramerősítésénél kisebb (R_E és R_t arányától függ), a kivezérelhetőség aszimmetrikus: a pozitív kimeneti feszültségcsucs közel a $+U_T/2$ értékével egyezik (a maradék feszültséggel kisebb annál), a negatív kimeneti feszültségcsucs a $-U_T/2$ -nél R_E -n keresztül R_t -re leosztott értéke (ekkor a tranzisztor a lezáras határán van).

Az ismertetett áramkörnél a tranzisztor munkapontját közel a kivezérlési tartomány közepére állítjuk be és akkora jellel vezéreljük maximálisan, hogy a kollektoráram a vezérlés minden időpillanatában zérustól különböző legyen. Ezt a munkaponti beállitást "A" osztályunak nevezzük. A 7.4.1 pontban további munkapontválasztásról lehetőséggel ismerkedünk meg, az ott ismertetett ellenítemű működés lehetővé teszi az erősítőeszköz munkapontjának olyan beállitását, amelynél vezérlés nélkül nem folyik áram, a vezérlés egyik félperiódusa alatt nulla, másik félperiódusá alatt nullától különböző az eszköz árama. Ezt a munkapontbeállitást "B" osztályunak nevezzük. Fenti beállításokon kívül részletesen foglalkozunk majd az "AB" osztályú munkaponttal (l. később).



7.8 ábra

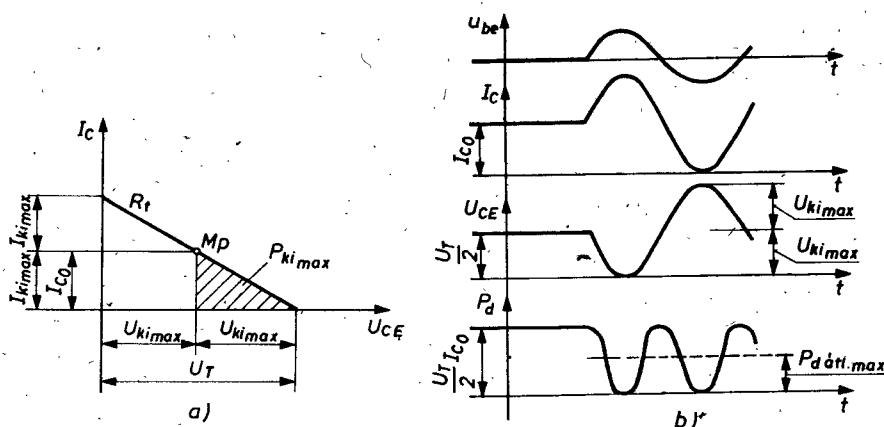
A 7.8b áramkörre az előzőnél előnyösebb. Az áramkör kiemelt karakterisztikája a tranzisztor kimeneti karakterisztikájával egyezik. A nyugalmi áram I_{C0} , a nyugalmi feszültség a tápfeszültség fele, $U_T/2$; ez a beállítás "A" osztályú üzemmódot jelent. A vezérlőjel akkora, hogy amikor az áram maximális lesz (az előzőek értelmében olyan beállitás kell, hogy ez $2I_{C0}$ érték legyen), a tranzisztor feszültsége nulla. A disszipációs teljesítmény pillanatértékeit a mindenkor összetartozó feszültség és áramértékek szorzata adja. A tranzisztor által disszipálálandó átlagos teljesítmény vezérlés közben a disszipációs teljesítményváltozásnak a periódusidőre vett átlagértéke. A felvett teljesítmény vezérléstől függetlenül állandó, és egyezik a vezérlés nélküli felvett értékkal. A munkaegyenes és a tranzisztor-jelalakok a 7.9 ábrán láthatók.

láthatók.

A 7.9 ábra alapján számitsuk ki a maximális hatásfokot! A kimeneti teljesítmény a teljesítményháromszögből $I_{C_0} U_T / 4$, a tápegységből felvett teljesítmény $U_T I_{C_0}$, ezek hányadosaként:

$$\eta_{\max} = \frac{P_{ki\max}}{P_f} = 25\%. \quad (7.9)$$

Az elérhető kis hatásfok miatt teljesítményerősítőként önmagában nem alkalmazzuk. Az áramkör feszültségerősítése közel 1, áramerősítése a tranzisztor egyenáramú erősítési tényezőjével, B-vel egyezik.



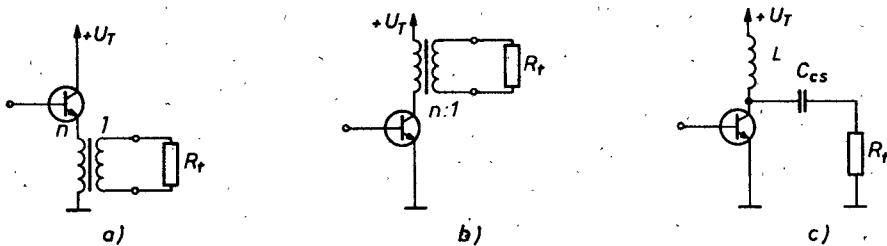
7.9 ábra

Az eddig ismertetett nagyjelű erősítők közvetlencsatolásuk voltak. Előnyösebb tulajdonságok érhetők el, ha a terhelést transzformátorral csatoljuk a tranzisztorhoz. Ekkor a terhelő ellenállás értékétől függetlenül minden megvalósítható olyan transzformátor áttétel, amely az erősítőeszköz felé biztosítja az optimális terhelést, tehát helyesebb ilyenkor a transzformátoros illesztésű teljesítményerősítő elnevezés (az illesztésről a 7.2 alfejezetben írtunk). Ezek az erősítők különösen elektroncsöves áramkörtechnikában terjedtek el, bár néha szükséges tranzisztoros teljesítményerősítőként való alkalmazásuk is.

Az aszimmetrikus áramkör természetesen csak "A" osztályú munkapontbeállításban üzemelhet. Az áramkör elvi felépítése a 7.10 ábrán látható. Ismét lehetséges földelt emitterű vagy földelt kollektori alapáramköri megoldás. A c ábrán további lehetőségekkel (bár ez nem ad illesztési lehetőséget) induktiv kollektorkörű, nagyjelű erősítőt rajzoltunk meg. A tranzisztor terhelőellenállása (a frekvenciafüggetlen tartományban):

$$R_{t_{\text{opt}}} = n^2 R_t. \quad (7.10)$$

Ismert R_t -hez előírt kimeneti teljesítmény mellett az erősítőeszköz választható, $R_{t_{\text{opt}}}$ meghatározható, amiből a szükséges áttétel adódik. Számitható az áramkör feszültségerősítése is.



7.10 ábra

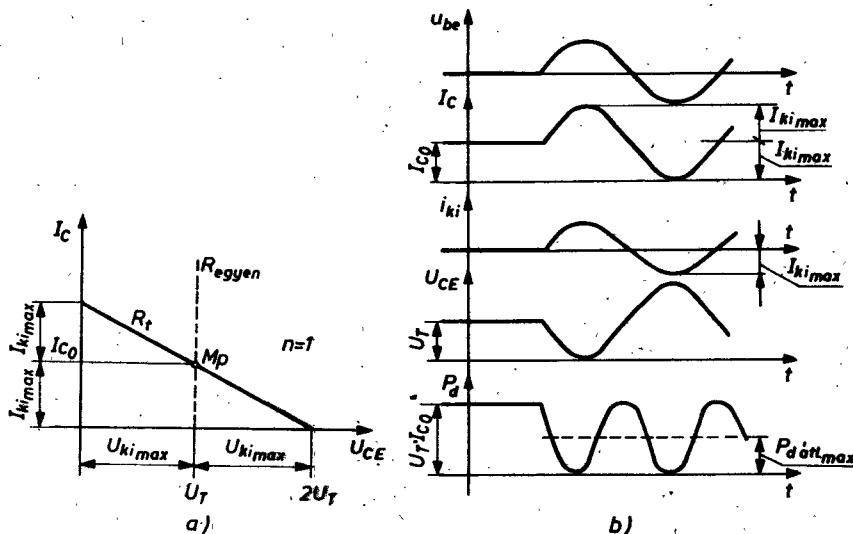
A munkapontbeállítás szempontjából a transzformátor primer tekercsének huzalellenállása elhanyagolható, ugy véhető, hogy rajta egyenfeszültséges nincs, tehát a kollektor-emitter nyugalmi feszültség a tápfeszültséggel egyezik (a gyakorlati megoldásokban később ismertetendő okok miatt mindig van valamelykorra emitterellenállás), a kollektoráram I_{C_0} . A tranzisztor vezérelve, pozitív jelnél a kollektoráram növekszik, a kollektor-emitter feszültség csökken, teljes kivezérlésnél nulla értékig. A kimenő áram, amely az áttételnek megfelelően követi a kollektoráram változását, szintén növekszik és amplitudója számolható (ismét legnagyobb kivezérlésre felirva):

$$I_{k_{\text{max}}} = n I_{C_0}. \quad (7.11)$$

A vezérlőfeszültséget olyan irányba változtatva, ahol a tranzisztor kevésbé nyit, a kollektoráram kisebb lesz I_{C_0} -nál, a kollektor-emitter feszültség a kollektorkörben lévő induktivitás miatt a tápfeszültségnél nagyobb lesz és a 180° fáziseltolásnak megfelelően követi a kollektoráram változását. Nulla kollektoráramhoz $2U_T$ nagyságú U_{CE} tartozik, ezért a tápfeszültségválasztásnál feltétlen betartandó követelmény:

$$U_T \leq \frac{U_{CE_{max}}}{2}, \quad (7.12)$$

ahol $U_{CE_{max}}$ az eszközre megengedett maximális feszültség. A tranzisztor karakteristikáját, munkaegyeneseit (az egyenáramú munkaegyenes közel nulla, ezért függőleges) és jelalakjait a 7.11 ábrán láthatjuk. Egyszerűség miatt az $n = 1$ esetére ábrázoltuk a terhelést, további számításainkban is ezzel az áttétellel dolgozunk.



7.11 ábra

Az erősítőjellemzők számításakor a transzformátor hatásfokát 100%-nak vesszük (megvalósítható transzformátor hatásfokok

80...90% nagyságúak, ez természetesen a teljesítményerősítő hatásfokát rontja).

A kimeneti teljesítmény maximális kivezérlésnél a legnagyobb:

$$P_{ki_{max}} = \left(\frac{U_{ki_{max}}}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot \frac{1}{R_t} = \left(\frac{U_T}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot \frac{1}{R_t}. \quad (7.13)$$

Az áramkör által felvett teljesítmény a tápegység által leadott teljesítmény:

$$P_f = U_T I_C_0 = U_T \frac{U_T}{R_t}. \quad (7.14)$$

Az áramkör hatásfoka maximális kivezérlésnél a legnagyobb, hiszen ekkor a legkisebb a disszipálandó teljesítmény (a (7.13) összefüggésből látható, hogy a kimeneti teljesítmény a maximális kivezérlésnél a legnagyobb, a felvett teljesítmény viszont független a kivezérléstől, így a kettő különbsége $U_{ki_{max}}$ esetén a legkisebb).

A (7.13) és (7.14) összefüggésekkel az elérhető legnagyobb hatásfok:

$$\eta_{max} = \frac{P_{ki_{max}}}{P_f} = \frac{1}{2} = 50%. \quad (7.15)$$

Az áramkör disszipációja a tranzisztor által hővé alakítandó teljesítményből adódik (hiszen nincs ohmos ellenállás a kollektor-, ill. emitterkörben). A tranzisztor tényleges disszipációs teljesítménye (ezt P_{dt} -vel jelöljük) vezérlés nélkül a legnagyobb, akkor a teljes felvett teljesítményt disszipálnia kell:

$$P_{dt_{max}} = U_T I_C_0. \quad (7.16)$$

Ennek a veszteségi teljesítménynek kisebbnek kell lenni, mint a tranzisztorra megengedett maximális disszipáció:

$$P_{dt_{max}} \leq P_{d_{max}}. \quad (7.17)$$

Adott tipusu erősítőeszköz legnagyobb kimeneti teljesítményét biztosító munkaponti áramát vagy a disszipációs hiperbolán kapjuk:

$$I_{C_0 \text{ opt}} = \frac{P_d \text{ max}}{U_T}, \quad (7.18)$$

vagy a maximális áram felénél (ha $P_d \text{ max}$ nem korlátozza):

$$I_{C_0 \text{ opt}} = \frac{I_C \text{ max}}{2}. \quad (7.19)$$

Ezek mellett minden betartandó feltétel, hogy a megvalósított tápfeszültségértek az $U_{CE \text{ max}}$ felénél kisebb legyen. Megjegyezzük, hogy transzformátoros illesztésű teljesítményerősítő csak elővigyázatosan terhelhető az optimálisról sokkal kisebb vagy sokkal nagyobb ellenállással, mert maximális kivezérlés elérése előtt az eszköz tönkremehet (pl. nagy R_t esetén a kollektorkörben olyan nagy feszültségsugárzás léphet fel, amely nagyobb $2U_T$ -nél, így esetleg $U_{CE \text{ max}}$ értékénél is).

Az eddigiekben minden a közvetlencsatolt, minden a transzformátoros, nagyjelű erősítők számításánál feltételeztük, hogy a terhelés optimális. Sokszor azonban a nagyjelű erősítő olyan többfokozatú kapcsolás végerősítőjeként működik, amelynek a terhelése viszonylag széles értéktartományon belül változik. Ebben az esetben természetesen nincs értelme az optimális terhelőellenállás meghatározásának. A gyakorlat igénye az esetek többségében ekkor a nagy feszültségek kivezérlés biztosítása. Természetesen ez különböző terhelőellenállások esetén az áramkivezérlés csökkenése mellett lehetséges csak. A különböző terhelőellenállásokhoz eltérő kimeneti teljesítményértékek tartoznak. A szakirodalomban használatos illesztési hatásfoknak nevezett mennyiséggel megadható az optimálisról eltérő terhelőellenállások kimeneti teljesítménye az optimálishoz tartozó kimeneti teljesítményre vonatkoztatva. Ennek számításával itt nem foglalkozunk.

Összefoglalásképpen megállapíthatjuk, hogy azszimmetrikus teljesítményerősítők munkapontja csak "A" osztályú lehet. Az

"A" osztályú beállításra általánosíthatjuk, hogy az erősítő-eszköz árama a vezérlés minden időpillanatában nullától különbözik, az áramkör felvett teljesítménye a vezérléstől függetlenül állandó, az erősítőeszköz disszipációja vezérlés nélkül a legnagyobb.

Végül nem általánosító jelleggel megemlítjük, hogy a hatásfok közvetlen csatolással aszimmetrikus erősítőnél 25% maximálisan, transzformátoros csatolással 50% maximálisan.

Aszimmetrikus erősítőkapcsolást a 7.6 alfejezetben mutatunk be.

7.4 ELLENÜTEMŰ, NAGYJELÜ ERŐSITŐK

7.4.1 Ellenütemű erősítők elvi megoldásai

Az aszimmetrikus, nagyjelű erősítők jellemzői javithatók ellenütemű kapcsolási megoldásban. Az "ellenütemű" jelző a vezérlés hatására létrejövő változások szempontjából értelmezett elnevezés. Azt jelenti, hogy az alapesetben két erősítőeszközökkel felépített áramkör erősítőeszközeinek áramai ellentétesen változnak (ha az egyik árama növekszik, akkor a másik árama csökken). Az ellenütemű erősítő tulajdonképpen nagyjelű üzemmódu szimmetrikus erősítő. Az ellenütemű erősítő kimenő áramára teljesülnie kell:

$$i_{ki} = I_{C_2} - I_{C_1}, \quad (7.20)$$

ill.

$$|\Delta I_{C_2}| = |\Delta I_{C_1}|$$

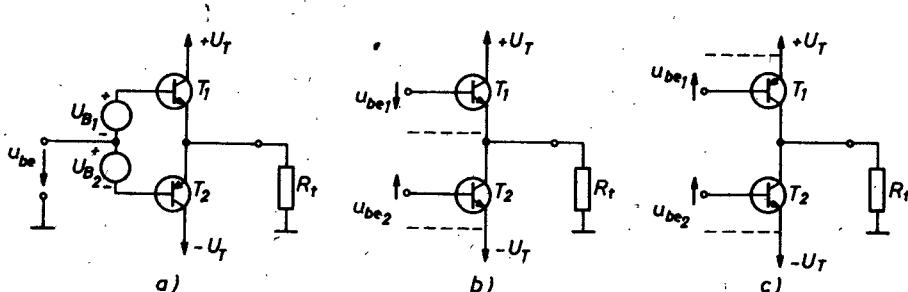
ahol a Δ -val jelölt áramok a munkaponthoz mért áramváltozások. Az előbbiekkel a kimenő áram változása:

$$\Delta I_{ki} = |\Delta I_{C_2}| + |\Delta I_{C_1}|$$

A kimeneti feszültség pillanatértéke:

$$u_{ki} = -\Delta U_{CE_2} = \Delta U_{CE_1}. \quad (7.21)$$

Ellenütemű, nagyjelű erősítő az aszimmetrikus, nagyjelű erősítőkből tehető össze. A 7.12a ábrán rajzolt ellenütemű a 7.8b ábra áramköréből építhető fel ugy, hogy a terhelést két földelt kollektoru erősítő táplálja, a második földelt kollektoru erősítő negativ tápfeszültségről üzemel, és minden kimeneti pontja az emitter a kimenete, csak akkor működhet az áramkör, ha T_2 tranzisztor T_1 -gyel ellentétes jellegű (npn és pnp).



7.12 ábra

Az ellenütemű működéshez szükséges vezérlést minden a hajtó áramkörrel kell biztosítani. Mivel az előbbi áramkörnél az emitterek közösek és a tranzisztorok ellentétes jellegük, a két bázispontot azonos értelmű és nagysági feszültséggel vezérelhetjük. Pl. pozitív értelmű bemenő jel esetén T_1 jobban, T_2 kevésbé nyit; T_1 árama növekszik, T_2 árama csökken.

Az "A" osztályú munkapontbeállítás megvalósítható a két bázis megfelelő nyitóirányú előfeszítésével az emitterfeszültséghez képest. Ez most nulla, ezért T_1 bázisa pozitív egyenfeszültségre, T_2 bázisa negatív egyenfeszültségre kötendő. Ezt két sorbakötött egyenfeszültségi teleppel modellezük, megvalósítására a 7.5 alfejezetben visszatérünk.

A vezérlőjel adható valamelyik bázispontra, de adható a két munkapontbeállító feszültség (U_{B_1} és U_{B_2}) közé is, ha fel-

tételezzük, hogy ezek vezérlés szempontjából elhanyagolható ellenállásuk.

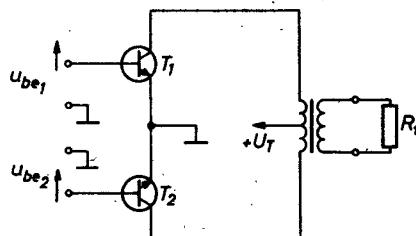
A kapcsolást soros táplálásu, komplementer földelt kollektoru, ellenütemű erősítőnek nevezik (vagy röviden komplementer földelt kollektorunak). A soros táplálás az egyenáramulag sorbakapcsolt tranzisztorokra, a komplementer az ellentétes jellegű tranzisztorokra, a földelt kellektoru a tranzisztor-alapkapcsolásra utal.

A soros táplálásu, ellenütemű erősítők elrendezési lehetősége nagysámu. A 7.12 ábrán két további megoldást is felrajzoltunk. A 7.12b ábrán látható erősítő a 7.8a ábra áramkörből származtatható, ha az ott szereplő R_E jelű emitterellenállást negatív tápfeszültségre kötött vezérelt áramgenerátorral (egyszerű esetben ez egyetlen tranzisztor) helyettesítjük. Az áramkör ellenütemű működéséhez ellenfázisu vezérlést kell biztosítani. A bázisnyugalmi feszültségét az ábrán nem rajzoltuk meg.

A 7.12c ábrán földelt emitterü erősítők felhasználásával rajzoltunk ellenütemű erősítőt. Mindkét tranzisztor kiemenete a kollektorpont. Bár ábránkon a tranzisztorok komplementer jellegük, itt mégsem elegendő az ellenütemű működéshez ugyanaz a vezérlőjel, most az emitterek nem közösek, az egyik $+U_T$, a másik $-U_T$ feszültségű. Pl. T_1 áramcsökkenéséhez, ill. T_2 áramnövekedéséhez a T_1 bázisfeszültségét az emitterfeszültséghez "közeledően" (tehát a földtől távolodva), T_2 bázisfeszültségét az emitterfeszültségétől "távolodában" (tehát földhöz közeledve) kell változtatni.

A transzformátoros csatolásu teljesitményerősítő is használatos ellenütemű változatban. A transzformátoros ellenütemű teljesitményerősítőnél a gyakorlatban elterjedt az erősítőszközök egyenáramulag párhuzamos kapcsolása, ezért itt a "párhuzamos táplálásu" elnevezés szokásos. A teljesitményerősítő a 7.10a vagy b ábrájának áramköri elrendezéséből tehető össze: közös tápfeszültségről táplálva két teljesen egyező (szimmetrikus) áramkör párhuzamos kapcsolása, ellenállásos fázisu és azonos nagyságú (tehát szimmetrikus) bemeneti vezérlés esetén ellenütemű működést biztosít. Itt elterjedtebb a földelt emitter-

rü alapkapcsolás alkalmazása, ezért a 7.13 ábrán ilyen megoldással rajzoltuk meg az erősítőt, munkapontbeállítás nélkül.



7.13 ábra

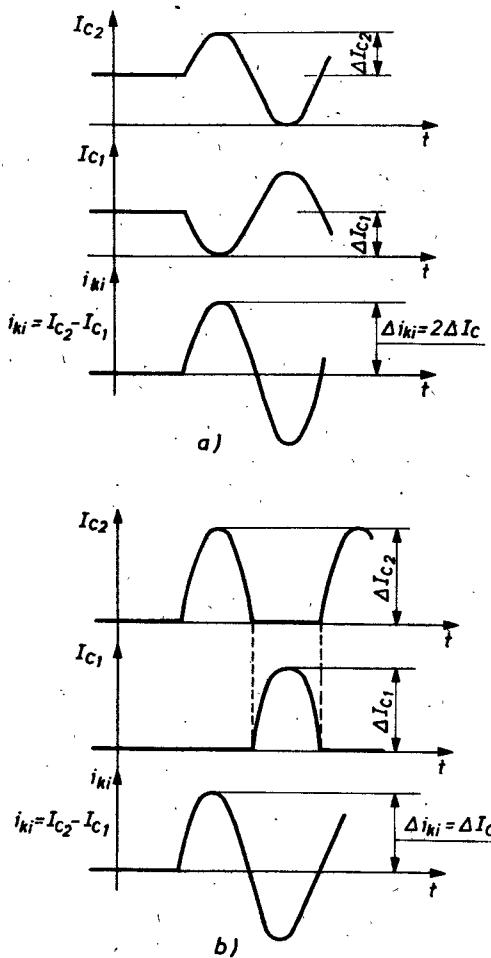
Az eddigiekben csak "A" osztályú munkapontbeállítású erősítőket ismertetettünk. Az ellenítemű működés azt jelenti, hogy a kimenő áram az ellentétesen változó kollektoráramok különbsége. Ezt szerkesztettük meg a 7.14a ábrán. Két elvileg azonos alakú, ellentétes értelmű szinuszos jel különbsége két azonos értelmű szinusz összegét adja, amely szintén szinuszos jel, két-szeres amplitudójával.

Az "A" osztályú hatásfoknál jobb hatásfokkal biztosíthatjuk a kimenő áramot "B" osztályú munkapontbeállítással. A "B" osztályú munkapont olyan beállítást jelent, amelynél nyugalmi áram nem folyik (ekkor a felvett teljesítmény is nulla), vezérlés hatására pedig egy erősítőszköz árama félperiódus alatt nulla, a másik félperiódusban nullától különböző.

A 7.14b ábrán megrajzoltuk az ellenítemű, "B" osztályú erősítő szükséges kollektoráram-változásait, amelyekből a kimenő áram megszerkeszhető. A tranzisztorok árama vezérlés nélkül nulla, vezérlés közben félperiódusonként felváltva vezetnek.

Az ellenítemű kapcsolási elrendezések legtöbbje megvalósítható "B" osztályú munkapontbeállítással, azonban ebben a jegyzetben részletesen a jelenleg alapvető kapcsolásnak nevezhető komplementer emitterkövetővel foglalkozunk. Ennek elvi rajza a 7.15 ábrán látható. A 7.12a ábra elvi kapcsolásából kiindulva rajzolható meg az áramkör, amennyiben a tranzisztorok bázis-emitter diódájának küszöbfeszültségétől eltekintünk, $U_{BE} = 0$ feszültségértéknél van a "B" osztályú munkapont. Ezt a két

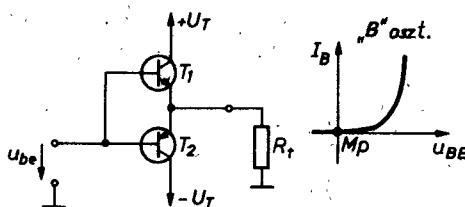
bázis galvanikus összekötése biztosítja. Az ellenütemű működéshez szükséges vezérlés a közös emitterfeszültség és a komplementer jellegű tranzisztorok miatt egyetlen vezérlőjellel biztosítható.



7.15 ábra

A 7.7 alfejezetben látni fogjuk, hogy a "B" osztályú, ellenütemű erősítő torzitása nagy. A kedvező hatásfok megtartása mellett kedvezőbb tulajdonságokat érhetünk el, ha olyan munka-

pontot választunk, amelynél vezérlés nélkül folyik valamikor nyugalmi áram, de elegendően nagy kivezérlésnél az eszközök áramalakja közel egyezik a "B" osztályúval. Tulajdonképpen kis bemeneti szintű vezérlésnél "A" osztályú, nagy bemenő jelnél "B" osztályhoz közel álló a működés. Az ilyen beállítást "AB" osztályu munkapontnak nevezzük. A beállítás legnagyobb előnye a "B" osztályuhoz képest a kis értékű torzitás. Az "AB" osztályba állított ellenütemű erősítőt nem rajzoljuk meg külön, az egyezik a 7.12a ábra elvi rajzával, eltérés csak az ellenfeszültséget jelképező telepek értékében van.



7.15 ábra

7.4.2 Ellenütemű erősítők jelalakjai és üzemi jellemzői

Az előző pontban láttuk, hogy ellenütemű teljesitményerősítő munkapontja lehet "A", "B" és "AB" osztályú. A jelalakokat és az erősítőjellemzők számítását a munkaponttól függően tárgyaljuk.

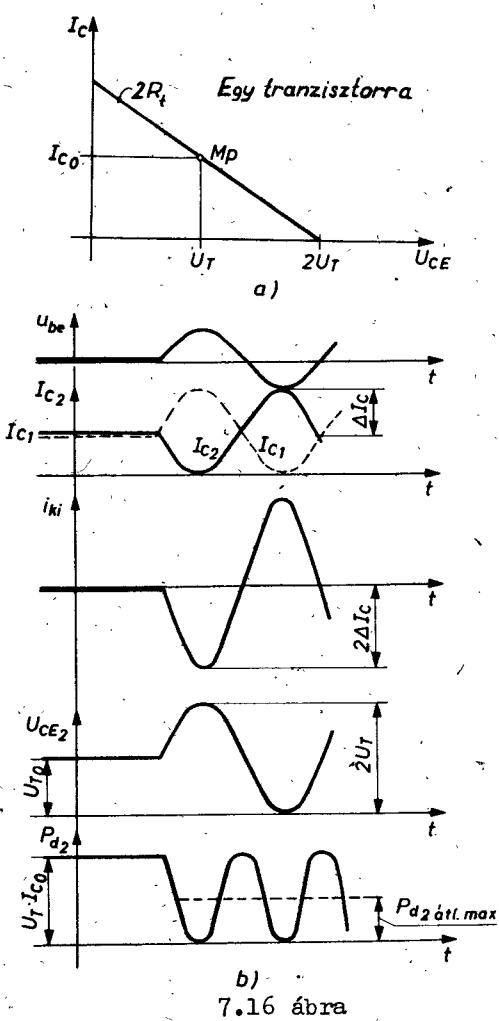
a/ Az "A" osztályú ellenütemű erősítő

Az "A" osztályú beállítást az aszimmetrikus teljesitményerősítő egyetlen lehetséges beállításaként már tárgyaljuk (l. 7.3 alfejezetet). Ott általános következeteteket is tettünk "A" osztályra vonatkozóan, azok a megállapítások ellenütemű teljesitményerősítőkre is igazak. Eszerint a vezérlés minden időpillanatában nullától különböző az erősítőeszköz árama, a felvett teljesitmény állandó, független a vezérléstől, és az erősítőeszköz disszipációja vezérlés nélkül a legnagyobb.

Először a 7.12a ábrán bemutatott áramkört tárgyaljuk. Az előző fejezetben röviden ismertettük fizikai működését, amelynek alapján a 7.16 ábra az áramkör tranzisztorainak jelalakja-

it és disszipációs teljesítményét mutatja. Az a) ábrán az egyik tranzisztor kimeneti karakteristikájának a tengelyeit rajzoltuk fel, elhagyva az I_B -vel paraméterezett karakteristikák sereget. Megrajzoltuk az alábbiakban meghatározandó nagyságú ellenállás egyenesét, amelyen a jelölt nyugalmi munkapont a vezérlés ütemében az egyenes két végpontja között "mozog". Az a) ábra és a fizikai működés ismeretében megadhatók a b) ábra jelalakjai.

Vezérlés nélkül minden tranzisztor árama azonos, a kettős tápfeszültség miatt a kimeneti pont nulla potenciálu, a terhelésén áram nem folyik. Pozitív bemenő jelre a T_1 jobban nyit, növekszik az árama, a T_2 kevésbé nyit, ugyanannyit csökken az árama. Mivel a kimeneten a két kollektoráram különbsége folyik, a kollektoráramok változása pedig ellentétes, a terhelés feszültsége irható:



az a) ábrán meghatározott karakterisztikának a b) ábrán megadottak szerinti általánosítása. A vezérlés nélküli állapotban a két tranzisztor áramai azonosak, a kimenet nulla potenciálu, a terhelésen áram nem folyik.

$$u_{ki} = (I_{C_2} - I_{C_1})R_t = 2 \Delta I_C R_t = \Delta I_C 2R_t. \quad (7.22)$$

A (7.22) összefüggésben ΔI_C -vel az egyik tranzisztor kollektoráramának változását jelöltük. A másik tranzisztoré ekkor $-\Delta I_C$. Az összefüggésből látható, hogy ΔI_C szempontjából, vagyis az egyik tranzisztor szempontjából a terhelőellenállás két-szeresét kell figyelembe venni, ezért a tranzisztor kimeneti karakteristikájában a váltakozóáramú terhelőellenállás $2R_t$ nagyságú. Amikor a T_2 jelű tranzisztor a lezárás határára kerül, árama nulla, a teljes kimenő áramot a T_1 biztosítja a $+U_T$ tápfeszültség felől a "földön" keresztül a táp felé záródában. Ekkor a nyitott tranzisztor árama határhelyzetben:

$$I_C = \frac{U_T}{R_t} \leq I_{C_{\max}} . \quad (7.23)$$

A (7.23) összefüggés az üzem közbeni maximális kollektoráram értékére ad korlátot, $I_{C_{\max}}$ a tranzisztor határadata. El lentétes bemeneti jelváltozás esetén a tranzisztorok szerepe megcserélődik. A lezárt tranzisztor kollektor-emitter feszültsége a két telep feszültségével egyenlő, hiszen amikor pl. T_1 zárt, akkor T_2 nyitott és T_2 emitterfeszültsége a $-U_T$ -vel egyező, ezért irható tervezési előirásként:

$$2U_T \leq U_{CE_{\max}} . \quad (7.24)$$

A kimeneti teljesítmény a kimeneti feszültség effektív értékéből és a terhelőellenállásból számítható. Értéke maximális kivezérlésnél a legnagyobb (akkor $U_{ki_{\max}} = U_T$):

$$P_{ki_{\max}} = \left(\frac{U_{ki_{\max}}}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot \frac{1}{R_t} = \left(\frac{U_T}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot \frac{1}{R_t} . \quad (7.25)$$

A felvett teljesítmény a tápegység által leadott teljesítménnyel egyezik. Mivel kettős tápról működik az erősítő, $2U_T$ feszültséggel kell számolnunk:

$$P_f = I_C^2 2U_T = \frac{U_T}{R_T} , \quad (7.26)$$

ahol I_{C_0} helyébe a 7.16a ábráról leolvasható $U_T/2R_t$ hánnyadost írtuk.

Mivel a tranzisztorok kollektorkörében ohmos ellenállás egyenlőre nincs és a terhelésen csak hasznos jelváltozás van, az áramkör veszteségi teljesítménye csak a tranzisztorok disszipációjából adódik. "A" osztályú beállításban a felvett teljesítmény vezérléstől függetlenül állandó, a kimeneti teljesítmény viszont maximális vezérlésnél a legnagyobb, ezért a kettő különbsége, amely a tranzisztorokon hővé alakítandó teljesítmény, a legnagyobb vezérlőjel esetén a legkisebb. Tehát legnagyobb kivezérlésnél maximális a hatásfok, amely a (7.25) és a (7.26) hánnyadosaként számítható:

$$\eta_{\max} = \frac{P_{ki\max}}{P_f} = 50\%. \quad (7.27)$$

Láthatóan az aszimmetrikus, közvetlencsatolt teljesítményerősítők hatásfoka ellenütemű megoldással kétszeresére, 50%-ra növelhető.

A veszteségi teljesítmény vezérlés nélkül a legnagyobb, a teljes áramkörre a felvett teljesítménnyel egyező. Egy tranzisztorra jutó disszipálandó teljesítmény ennek a fele, amelynek kisebbnek kell lennie a megengedett legnagyobb disszipációval:

$$P_{dt\max} = U_T I_{C_0} \leq P_{d\max}. \quad (7.28)$$

Az áramkör feszültségerősítése a földelt kollektorú kapcsolás miatt egynél kisebb, áramerősítése közel az egyenáramú áramerősítési tényező.

A transzformátorral illesztett teljesítményerősítő (elvi megoldása a 7.13 ábrán látható) jellemzői a közvetlen-csatolt teljesítményerősítő összefüggéseiivel meghatározhatók. Egyedül a felvett teljesítmény számításában van eltérés, értéke azonban ugyanakkora, mint a (7.26) összefüggésé. Transzformátoros ellenütemű erősítő ugyanis egyetlen tápfeszültségről üzemeltethető, a teljes tápfeszültség értéke tehát U_T (szemben a közvet-

lencsatolt $2U_T$ feszültségével), azonban a tranzisztorok egyenáramulag is párhuzamosan kapcsolódnak, így a nyugalmi felvett áram $2I_{C_0}$, ezzel

$$P_f = 2I_{C_0} U_T = \frac{U_T}{R_t},$$

ami végeredményben ugyanakkora, mint a (7.26) összefüggéssel megadott érték. A munkapont választására a (7.18) vagy (7.19), ill. a (7.24) összefüggések érvényesek.

Az "A" osztályú, ellenítemű teljesitményerősítők optimális terhelésének számítására a 7.3 alfejezetben leírtak érvényesek, figyelembe kell venni, hogy most egy tranzisztor a terhelőellenállás kétszeresét "látja".

Összehasonlitva a közvetlen-csatolt és a transzformátorosan csatolt teljesitményerősítőt, az előzőekből megállapítható, hogy ellenítemű kapcsolásban azonos hatásfok (illesztett lezáras esetén maximálisan 50%) érhető el minden két megoldással.

b/ A "B" osztályú, ellenítemű erősítő

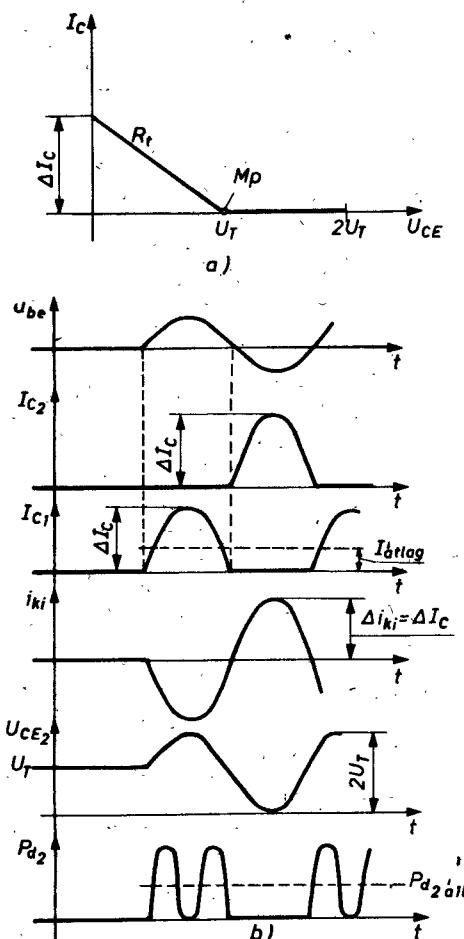
A szimmetrikus teljesitményerősítő beállításaként a "B" osztály nem használható, ellenítemű teljesitményerősítőknél viszont előnyei miatt gyakran alkalmazzák.

A vizsgált áramkör elvi megoldása a 7.15 ábrán látható. Vezérlés nélkül minden tranzisztor lezárt, a tranzisztorokon áram nem folyik, a kimeneti feszültség nulla, hiszen kimenő áram nincs. Pozitív értelmű bemenőjel-változás esetén T_1 nyit, növekvő árammal vezet, amely a terhelésen keresztül a tápfeszültség felé, $+U_T$ felé záródik. Maximális kivezérlés esetén T_1 kollektor-emitter feszültsége nulla lesz (ismét elhanyagoljuk a maradékfeszültséget), a kimeneti pont feszültsége $+U_T$ -vel egyezik. Ebben a félperiódusban T_2 zárt, árama nulla, maximális kivezérlésnél kollektor-emitter feszültsége $2U_T$. Ellentétes értelmű vezérlőjelnél a tranzisztorok szerepe felcserélődik. A tranzisztorok félperiódusonként egymást váltva működnek. A kimenő áramot félperiódusonként minden egy tranzisztor árama biztosítja, a kimeneti feszültséget az áramváltozás és a terhelés szorzata adja.

Egy tranzisztor munkapontjának vezérlés hatására egy periódusban "megtett utját" is meghatározhatjuk az elmondottak alapján, ez a tulajdonképpen "munkaegyenes". Amikor a tranzisztor vezet, árama csak a terhelés felé folyik (a másik tranzisztor zárt), így R_t nagyságú ellenállást "lát" az egyik félperiódusban. Amikor a vizsgált tranzisztor zárt, árama nulla, de kollektor-emitter feszültsége a másik tranzisztor miatt változik U_T -től $2U_T$ -ig, ekkor a munkaegyenes második része a feszültségtengely adott szakasza. A munkaegyenest és a jelalakokat a 7.17 ábrán látjuk. (Az ellenütemű működés miatt a másik tranzisztor munkaegyenessel kiegészített kiemelni karakterisztikája formalag egyezik az a) ábrán rajzolttal, de a jelölt munkapontra tükrözve kell elképzelni. Az így kapott "eredő" karakterisztika a teljes kapcsolás működésének megértéséhez adhat szemléletes segédeszközöt.) Az erősítőjellemzők a 7.17 ábra alapján meghatározhatók.

A kiemelni teljesítmény a kiemelni feszültség effektív értékéből és a terhelésből számolható:

7.17 ábra.



$$P_{ki} = \left(\frac{U_{ki_{CS}}}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot \frac{1}{R_t} = \frac{1}{2R_t} U_{ki_{CS}}^2. \quad (7.29)$$

A kimeneti teljesítmény a kimeneti feszültségtől négyzetesen függ. Értéke legnagyobb maximális kivezérlésnél:

$$P_{ki_{max}} = \left(\frac{U_{ki_{max}}}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot \frac{1}{R_t} = \left(\frac{U_T}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot \frac{1}{R_t}. \quad (7.30)$$

A felvett teljesítmény vezérlés nélkül nulla, vezérléskor a tápfeszültség és a tápegeység átlagáramának (egyenáramú komponensének) a szorzata. Az egyik tápegeység árama az egyik tranzisztor áramával egyezik, ennek az egyenáramú komponensét $I_{átł}$ -gal jelöltük.

Az átlagáram fél-szinusz alaku jelsorozat esetén előző tanulmányainkból ismert összefüggéssel számítható:

$$I_{átł} = \frac{I_{cs}}{\pi} = \frac{\Delta I_C}{\pi}, \quad (7.31)$$

ahol a csucsáram a 7.17b ábra szerint ΔI_C . Egy tranzisztor által felvett teljesítmény $U_T I_{átł}$, a teljes kapcsolás, vagyis két tranzisztor ennek a kétszeresét fogyasztja:

$$P_f = 2(U_T I_{átł}) = 2U_T \frac{\Delta I_C}{\pi}. \quad (7.32)$$

A felvett teljesítmény függ a kivezérléstől. A vezérlés növelésével lineárisan növekszik a kimenő áram amplitudója, ezért az átlagáram is. A felvett teljesítmény tehát lineárisan növekszik a kimenő jel növelésével, és legnagyobb maximális kivezérlésnél:

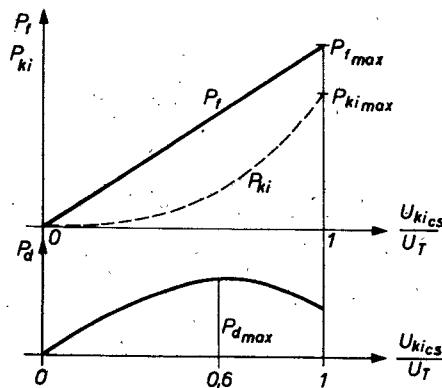
$$P_{f_{max}} = 2U_T \frac{I_{ki_{max}}}{\pi} = 2U_T \frac{1}{\pi R_t} U_{ki_{max}}. \quad (7.33)$$

A hatásfok elérhető legnagyobb értékének meghatározásához keresünk kell azt a kivezérlést, amelyhez a legkisebb veszteségi teljesítmény ($P_f - P_{ki}$) tartozik. Mivel a kimeneti feszültség növekedésével a felvett teljesítmény lineárisan, a kimeneti teljesítmény négyzetesen növekszik (l. a (7.32), és a

(7.29) összefüggéseket) a kettő különbsége maximális jelszintnél a legkisebb, vagyis

$$\eta_{\max} = \frac{P_{ki\max}}{P_{f\max}} = \frac{\pi}{4} \approx 78\%. \quad (7.34)$$

A 7.18 ábrán megrajzoltuk a relativ kivezérlés $U_{ki_{cs}}/U_T$ függvényében a felvett és a kimeneti teljesítményt, ill. ezek különbségét, a veszteségi teljesítményt.



7.18 ábra

A tranzisztorok disszipálandó teljesítménye is a kivezérlés függvénye. A 7.18b ábrán megrajzoltuk az áramkör veszteségi teljesítményét, amit a tranzisztorok fele-fele arányban megosztva alakítanak hővé. Láthatóan a disszipációs teljesítmény, a kivezérlés függvényében valahol maximumot mutat. Az ehhez tartozó kivezérlést szélsőérték-kereséssel lehet meghatározni. Itt csak a végeredményt közöljük: a tranzisztorok disszipációs teljesítménye a legnagyobb, ha a relativ kivezérlés:

$$\frac{U_{ki_{cs}}}{U_T} = \frac{2}{\pi} \approx 0,6, \quad (7.35)$$

ekkor az egy tranzisztorra jutó dióssipálálandó teljesítmény:

$$P_{dt\max} \approx 0,2 P_{ki\max}, \quad (7.36)$$

Fenti eredményünk arra az esetre igaz, amikor a vezérlés periódusideje jóval kisebb, mint a tranzisztor termikus időállandója.

Tervezéskor ügyelni kell természetesen arra, hogy a (7.36) összefüggéssel adott $P_{dt\max}$ ne lépje túl az eszközre megengedett $P_{d\max}$ értékét. Ez adott tápfeszültséghez esetleg csak maximális áram csökkentésével, ill. a terhelőellenállás értékének növelésével érhető el. Nagyon kis frekvenciáju (nagy periódusidejű) jelek erősítése esetén a terhelés csak akkora lehet, hogy vezérlés közben sem kerüljön a pillanatnyi munkapont a diszzipációs hiperbola fölé.

A feszültségerősítés egynél kisebb, az áramerősítés a tranzisztor áramerősítési tényezőjével egyezik.

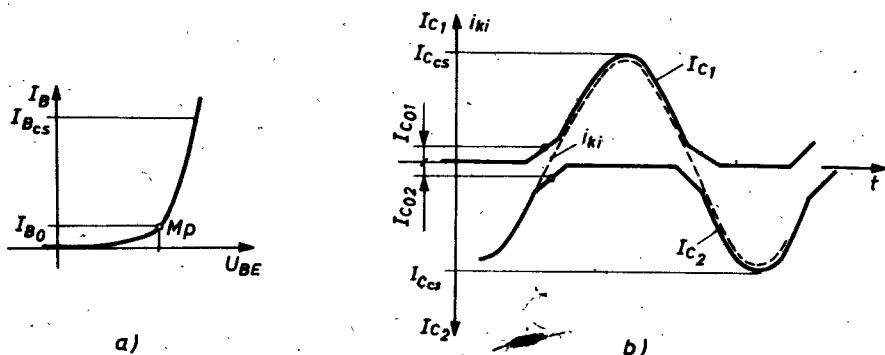
Transzformátoros ellenütemű erősítő "B" osztályu jellemzői az előzőekben meghatározott összefüggésekkel számíthatók, természetesen az áttétel figyelembenve.

A "B" osztályu, ellenütemű teljesítményerősítővel jelenő hatásfokjavulást értünk el. Az elméletileg elérhető legnagyobb hatásfok majdnem 80%-os. Az alkalmazott erősítőszerek karakteristikája miatt azonban a nagyjelű erősítők egyik nagyon fontos jellemzője a torzítás lett nagy. A kimenőjel-alakot valóságos tranzisztor karakteristikára a 7.34b ábrán láthatjuk. Természetesen ez a jelalak a követelményeket általában nem elégíti ki.

c/ Az "AB" osztályu, ellenütemű erősítő

Láttuk az előzőekben, hogy a nyugalmi áram nulla beállítása esetén csökkenthető az áramkör felvett teljesítménye ("B" osztály), a hatásfok majdnem 80% lehet. Ez a beállítás azonban az erősítőszerek nemlineáris karakteristikái miatt nem biztosít megfelelő jelalakátvitelt, nagy a torzítás (l. a 7.34 ábrát).

Nagyjelű erősítőknél célunk a jó hatásfok, és az alakhű átvitel. A nulla nyugalmi áram kismértékű növelésével található olyan munkapont, amely optimális beállitást jelent a torzítás és a hatásfok egyidejűleg kedvező értékére, ez az "AB" osztályú munkapont.



7.19 ábra

A 7.19a ábrán egy erősítőszköz munkapontját jelöltük a tranzisztor bemeneti karakteristikáján. A másik tranzisztor munkapontja ugyanilyen, az ellenütemű működés miatt kis jeltartományban minden tranzisztoron folyik áram, ekkor a terheléssel a két áram változásának különbsége ejt feszültséget, így egy tranzisztor $2R_t$ ellenállást "lát". Növekvő jelszintnél csak az egyik tranzisztor árama különbözik nullától, ennek áramváltozása hozza létre a kimeneti feszültséget R_t ellenálláson, tehát ekkor egy tranzisztor R_t ellenállást lát, így itt egy tranzisztor árama meredekebben változik ahhoz képest, mint amikor kis jelszintnél minden kettő vezet.

A 7.19b ábrán megrajzoltuk minden tranzisztor áramának időbeli változását. A szaggatott vonal a terhelés áramát jelöli.

A munkaponti áram, I_{C_0} értékét általában úgy állítják be, hogy az áramkör torzítása minimális legyen (az optimális munkaponttól minden növekvő, minden csökkenő irányú munkaponti választással növekszik a torzítás). Ez általában a maximális kivezeléshez tartozó kollektor csucsáram 10...20%-a körülí érték:

$$I_{C_0} \approx (0,1 \dots 0,2) I_{C_{cs}} \quad (7.37)$$

Fentl beállítás mellett az ellenütemű erősítő jellemzől közelítően a "B" oszt. erősítőre meghatározott jellemzőkkel számolhatók. A munkapon beállítást az "A" osztályu ellenütemű erősítő beállításával egyező áramkörrel végezzük, természetesen az "A" osztályhoz tartozónál klsebb bázis-emltter feszültséggel, ezért a 7.12 ábra elvi áramkörét "AB" osztályu beállításban is tárgyalhatjuk, az áramkör kapcsolástechnikai megvalósításának egylk alapvető lehetőségét a 7.6 alfejezetben tárgyaljuk.

A transzformátoros, ellenütemű erősítőket is gyakran "AB" osztályban üzemeltetjük. A jellemzők meghatározása ekkor is a "B" osztályu erősítő összefüggésel alapján végezhető.

Az eddigi számításaink ideális áramkörre vonatkoznak; eltekintettünk az erősítőeszköz maradékfeszültségétől, ill. az emitterkörben nem alkalmaztunk emitterellenállást (az emltterkör ellenállás esetenkénti szükségességét a 7.5 alfejezetben magyarázzuk). MInd a maradékfeszültség, mind az emitterellenállás a kimenetl hasznos feszültséget csökkentl, tehát valóságos áramköreink hatásfoka az előzőekben számolt elméleti érték-nél mindig klsebb.

7.5 NAGYJELÜ ERŐSITŐK MUNKAPONTBEÁLLITÁSA

A teljesitményerősítők tárgyalásánál minden szem előtt tartottuk, hogy az eszköz disszipációja ne kerüljön a megengedett érték fölé. A nagy kivehető teljesitményhez minden esetben nagy kimenőjel-szintek tartoznak. Legtöbb áramkör olyan beállításu, ill. vezérlésü, hogy az erősítőeszköz által hővé alakítandó teljesitmény az eszköz maximális disszipációja közelében van (esetleg azzal egyenlő). Általában tehát teljesitményerősítők esetében minden jelentős disszipáció lép fel a tranzisztoron, amely a réteghőméréséket jóval a környezeti hőmérséklet fölé emeli, a réteghőméréséket visszahat az eszköz elektromos paramétereire (pl. a kollektoráramára), amely ujra hat a disszipációra. Kérdés, hogy a működő erősítőeszköz réteghőmér-

séklethe állandósul-e, stabilizálódik-e? Állandósul-e az eszköz munkapontja a beállított munkaponthoz viszonyítva megengedetten, és előirtan kis munkapontváltozás után (amely változás, pl. külső hőmérsékletváltozás vagy bemenő jel növekedés stb. miatt jön létre)?

A 7.1 alfejezetben láttuk, hogy az erősítőeszköz réteghőmérsékletkülönbsége állandósult állapotban arányos a disszipált teljesitménnyel, arányossági tényező a termikus ellenállás:

$$T_r - T_k = T_{rk} = R_{TH} P_d. \quad (7.38)$$

Mivel munkaponti stabilitást, tehát változások hatására bekövetkező megváltozást vizsgálunk, a (7.38) összefüggést is változásokra kell értelmezni. Az összefüggésben T_r -rel jelölt réteghőmérséklet változása legyen ΔT , az ennek hatására felépő disszipációváltozás ΔP_d .

A hőmérsékleti stabilitás feltétele, hogy az adott hőmérsékletváltozás, ΔT hatására létrejövő disszipációváltozás, ΔP_d ne okozzon nagyobb hőmérsékletváltozást, mint ami azt kiváltotta. Jelölésekkel felirva a feltételt:

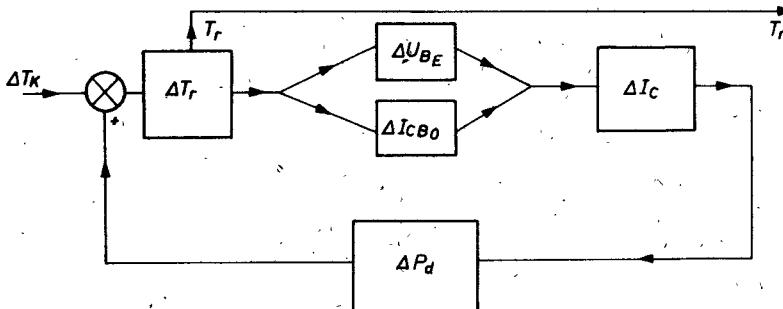
$$R_{TH} \Delta P_d \leq \Delta T. \quad (7.39)$$

Átirva a szakirodalomban használatos formára:

$$\frac{\partial P_d}{\partial T_r} \leq \frac{1}{R_{TH}}. \quad (7.40)$$

A termikus stabilitás feltételének nem teljesülése az erősítőeszköz tönkremeneteléhez vezethet. A réteghőmérséklet változása közvetlenül a tranzisztor visszarámának változását, ill. bázis-emitter nyitófeszültségének változását okozza, ezek változása megnöveli a kollektoráramot, amely a disszipáció növekedését, ez pedig a réteghőmérséklet további növekedését okozza. Ez tulajdonképpen hőmérsékletváltozások szempontjából egy pozitív visszacsatolt rendszer, amelynek tömbvázlatát a 7.20 ábrán rajzoltuk meg.

Az előbbi egyenlőtlenség nem teljesülése azt jelenti, hogy a rendszer nem stabil (a "hurokerősítés" nagyobb mint egy), az eszköz réteghőmérséklete állandóan növekszik, elérve és tulhaladva T_r _{max} értékét az eszköz tönkremegy. A jelenséget hőmegfutásnak nevezzük.

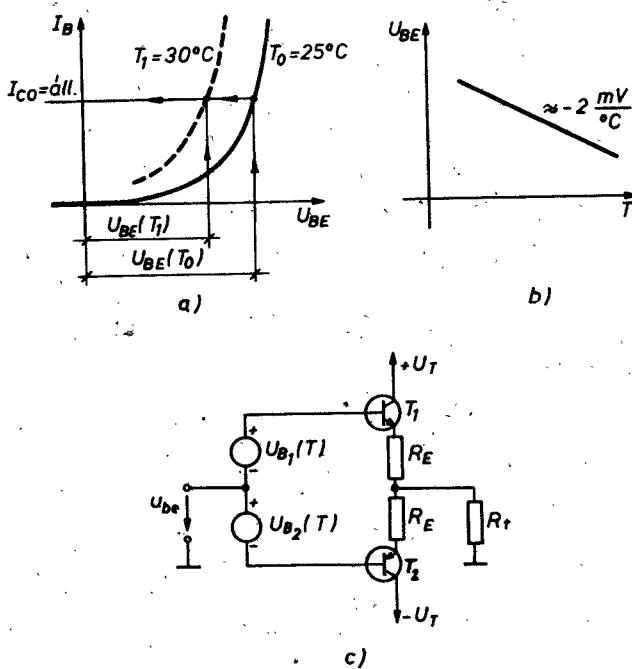


7.20 ábra

A hurokerősítés számításával, az abból kapott különböző stabilitási számokkal (amelyek a kollektoráram változását adják egységnnyi bázis-emitter feszültség, ill. egységnnyi kollektor-bázis visszáramváltozás esetén) nem foglalkozunk. Ismertes a tranzisztorok munkapontbeállítási módjainál tárgyalatból, hogy feszültségtáplálás esetén a hőmérsékletváltozás hatására létrejövő kollektoráramváltozást döntően az U_{BE} változása idézi elő. A gyakorlatban megvalósított kapcsolások minél kisebb hőmérsékletfüggetlenségét úgy szokták biztosítani, hogy a munkaponti bázis-emitter feszültség értékét egységnnyi hőmérsékletnövekedés esetén közel 2 mV-tal csökkentik. Amennyiben sikerül biztosítani, hogy a munkapontbeállító feszültség együtt változzék a tranzisztor U_{BE} feszültségével, akkor a hőmérséklettől független, állandó kollektoráram is biztosított (l. a 7.21 ábrát).

A 7.21a ábrából láthatóan a munkapontbeállító kétpólus feszültségének részben előirt U_{BE_0} feszültséget kell szolgáltatni T_0 hőmérsékleten, másrészt $T_1 - T_0$ hőmérsékletváltozás esetén ugyanannyit kell változnia feszültségének, mint amennyit a

tranzisztor nyitott diódájának karakterisztikája "eltolódik", ez a b ábra szerint közel 2 mV fokonként. A gyakorlatban az emlitett két változást pontosan "együtt tartani" nem lehet, ezért a hőmérsékletfüggő munkapontbeállító kétpólus mellé a tranzisztorok kollektoráramának nemkivánatos változását emitterellenállással is stabilizálják. Az emitterellenállások egyenáramú negatív, soros áramvisszacsatolást okoznak, amelyek jól ismert módon szintén csökkentik az egységnyi hőmérsékletváltozás-hoz tartozó kollektoráramváltozást. Azt mondhatjuk a két módszer együttes alkalmazására, hogy a rétegfeszültségváltozás követésének pontatlanságából adódó, megmaradó kollektoráramváltozás nagyságát csökkentik az emitterellenállások.



7.21 ábra

A 7.21c ábrán emitterellenállásokkal kiegészítve rajzoltuk meg az "AB" osztályú, komplementer emitterkövetőt. A szükségszerűen hőmérsékletfüggő, feszültségtáplálást biztosító

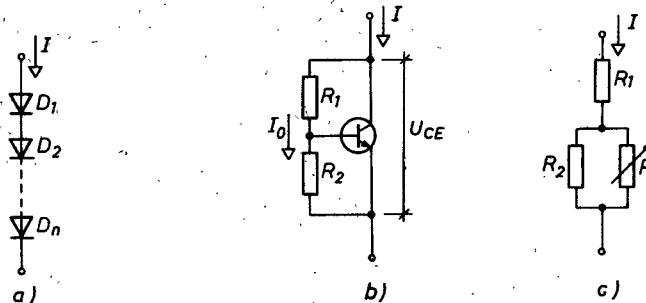
egyenfeszültségű generátorok feszültségét $U_B(T)$ -vel jelöltük. A munkapontstabilizáló emitterellenállás a terheléssel sorbakapcsolódik, ezért csökkenti a kimeneti teljesitményt. Értékét kompromisszum alapján választhatjuk, hiszen a munkapontstabilitás növeléséhez értékét növelnünk kell, ez azonban a kimeneti teljesitményt, a kimeneti feszültséget csökkenti. Az emitterellenállás nagyságrendben nagyáramú (néhány amper) teljesitményerősítőkben Ω körüli érték, kisáramú teljesitményerősítőkben, ill. nem teljesitményerősítést végző végerősítőkben néhányszor 10Ω értékű.

Térjünk vissza a hőmérsékletfüggő bázisfeszültséget, a hőmérsékletfüggő feszültségtáplálást megvalósító áramköri lehetségekre! A 7.21c ábrából is látható, hogy $U_{B_1}(T)$, ill. $U_{B_2}(T)$ minél kisebb dinamikus ellenállású megvalósítása célszerű, hiszen ekkor a bemenő jel leosztás nélkül, ill. kis leosztással kerül a tranzisztor bázisára.

A jelölt generátorok feszültsége hőmérsékletfüggő egyenfeszültség. Ez feszültség hőmérsékleti tényezőjének ideális esetben meg kell egyeznie a táplált pontok (a két bázispont, ezek között most két bázis-emitter dióda) hőmérsékleti tényezőjével. Amennyiben tehát az $U_{B_1}(T)$ és $U_{B_2}(T)$ külön áramköri megvalósítása, akkor külön-külön $-2 \text{ mV}/{}^\circ\text{C}$ hőmérsékleti tényezőt, ha egy áramköri megvalósítása, $-4 \text{ mV}/{}^\circ\text{C}$ hőmérsékleti tényezőt kell realizálni. Ez utóbbi esetben a bemenő jel közvetlenül valamelyik tranzisztor bázisára kapcsolandó.

A 7.22 ábrán bemutatunk néhány hőmérsékletfüggő feszültséget adó kétpólust. A hőmérsékletfüggést kompenzálgató áramkörök közül talán a legegyszerűbb az előállítandó nyugalmi feszültség nagyságától függő számu nyitott diódát tartalmazó diódalánc. A diódák váltakozóáramú ellenállása kicsi, a rajta átforduló nyugalmi áramtól függően néhány Ω . Egy dióda hőmérsékleti tényezője közel megegyezik az azonos alapanyagu tranzisztor bázis-emitter feszültség hőmérsékleti tényezőjével. A megoldás hátránya, hogy a tranzisztorok munkapontja a diódák tipusának és számának változtatásával állítható be.

A b ábrán látható un. referenciatranzisztor, vagy - szokás nagyított karakteristikájú diódának is nevezni (l. később) - lehetővé teszi az általa előállított feszültség beállíthatóságát.



7.22 ábra

A tranzisztor bázisáramát az osztóáramnál jóval kisebbnek tételezzük fel. Az osztóáramot kifejezhetjük:

$$I_0 = \frac{U_{CE}}{R_1 + R_2}. \quad (7.41)$$

A tranzisztor nyitóirányú feszültségét az osztóáram és R_2 biztosítja:

$$U_{BE} = I_0 R_2. \quad (7.42)$$

Fenti két összefüggésből a referenciatranzisztor által előállított feszültség:

$$U_{CE} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} U_{BE}, \quad (7.43)$$

tehát értéke szabályozható R_1 és R_2 arányával. Az ellenállások értékét $\text{k}\Omega$ nagyságura szokás választani.

A kétpólus hőmérséklet függése is R_1 és R_2 értékeitől függ hiszen

$$\frac{\Delta U_{CE}}{\Delta T} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta T} \approx -2 \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot \left(\frac{\text{mV}}{\text{°C}} \right) \quad (7.44)$$

A kétpólus váltakozóáramú ellenállása igen kicsi, vagyis az I áram változása első közelítésben csak I_0 áramot változtatja meg (a tranzisztorét közvetlenül nem), I_0 változásától viszont, mivel feszültségtáplálást kap a tranzisztor, alig függ a bázis-emitter és így (7.43) szerint a kétpólus feszültsége. Levezetés nélkül közöljük a kétpólus differenciális ellenállásának értékét:

$$r = r_E \frac{R_1 + R_2}{R_2}, \quad (7.45)$$

ahol r_E a bázis-emitter dióda dinamikus ellenállása.

A (7.44) összefüggésből láthatóan a B-E dióda hőmérsékletfüggését R_1 és R_2 mértékétől függően "megnagyithatjuk" (ezért használatos a kétpólusra a "nagyított karakterisztikáju dióda" elnevezés).

(Megjegyezzük, hogy mind az a, mind a b kétpólus a közvetlen csatolt erősítők szinteltoló áramköreként is alkalmazható.)

A c ábrán termisztoros hőmérséklet függő kétpólust láthatunk. Mivel a termisztor állandó átfolyó áram esetén a hőmérséklet függvényében nemlineárisan változtatja feszültségét, ezért az U(T) karakteristikát linearizálni kell. A linearizálás a termisztorral párhuzamosan kapcsolt ellenállással általában kielégítően megoldható. Az előállítandó feszültség értéke beállítható, szabályozható az R_1 jelű soros ellenállással. A kivánt hőmérsékleti tényező a termisztor tipusától, valamint az R_2 és R ellenállás arányától függ. A kétpólus állandó áram biztosítása esetén működik az előbb leírt hőmérséklet függéssel. Általában transzformátoros teljesítményerősítőkben alkalmazzák.

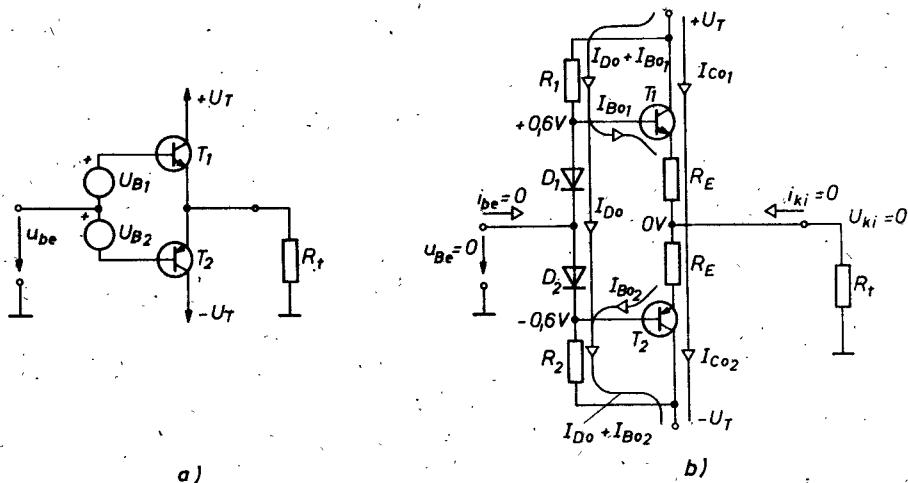
Mindhárom ismertetett megoldás feladata, hogy a tranzisztor réteghőmérsékletének változásától függő feszültséget szolgáltasson. Ez a réteghőmérséklettel való együttfutás tökéletesen nem megoldható, természetesen törekedni kell arra, hogy a kétpólus elemei és a végtranzisztorok lehetőleg közös hőmérsékleten legyenek, vagyis a végtranzisztor házára vagy hűtőbordájára szerelt diódákkal (vagy referencia tranzisztorral vagy termisztorral) megfelelő termikus csatolás érhető el. Emellett természetesen arra is törekedni kell, hogy a kompenzált kétpólus

hőmérsékletfüggő eleme csak a végtranzisztor miatt változtassa hőmérsékletét, vagyis saját árama ne okozzon melegedést.

7.6 NAGYJELÜ ERŐSÍTŐKAPCSOLÁSOK

7.6.1 Komplementer ellenütemű erősítők

Legalapvetőbb, leggyakoribb és talán legegyszerűbb ellenütemű erősítő a komplementer emitterkötetű. A 7.4 alfejezetben leírtak alapján az "AB" osztályú beállítású kapcsolással foglalkozunk. (Megemlíjtük, hogy a következőkben ismertetendő áramkori megoldásoktól alig különböznek az "A", ill. "B" osztályú munkaponttal rendelkező áramkörök.) Az áramkör jelalakjai, és erősítőjellemzői a 7.4 alfejezetben megtalálhatók. A kiindulásnak tekinthető áramkör elvi megoldását ujra megrajzoltuk a 7.23a ábrán.



7.23 ábra

A hőmérsékletfüggetlen munkapont beállítására (a végtranzisztorok nyugalmi árama a maximális csucsáram 10...20%-a) a 7.22 ábra megoldásai közül bármelyiket választhatnánk (a leg-

jobb megoldás a b ábra szerinti lenne). Most a diódaláncot választjuk (egyszerűbb), két diódát alkalmazunk, valamint kis értékű emitterellenállásokat (l. 7.5 alfejezet). A diódák nyitóirányú áramát minden biztosítanunk kell, ez az áram a végtranzisztorok bázisát nem terhelheti, ezért a tápfeszültségek felé kell áramutat nyithi. Legegyszerűbb két ellenállás, R_1 és R_2 alkalmazása. Ezekben keresztül biztosítható a végtranzisztorok "AB" osztályú beállításához szükséges bázisárama is. A 7.23b ábrán megrajzoltuk a munkapontbeállító áramkört, jelölve az egyes elemek nyugalmi áramát. A bemenő áram ekkor nulla, a diódák árama azonos, a nyugalmi bázis és emitteráramok azonosak.

A vezérlés hatására kialakuló feszültség és áramviszonyokat a 7.24 ábrán rajzoltuk meg pozitív, ill. negatív félperiódusra. Vezérléskor a bemeneti pont feszültsége és ezzel azonosan, a diódák nyitóirányú feszültségével eltolva a bázisok feszültsége is változik.

Pozitív bemeneti feszültség esetén a T_1 bázisa pozitív irányban változik, bázisárama növekszik, az áramnövekedést $+U_T$ biztosítja R_1 -en keresztül. A D_1 dióda árama csökken, de minden időpillanatban nyitva kell lennie, ezért pozitív bemeneti csucsértéknél is valamekkora áramnak kell folyni a diódán (feszültségesése minden közel U_D értékű). Ebből adódik, hogy R_1 ellenállás:

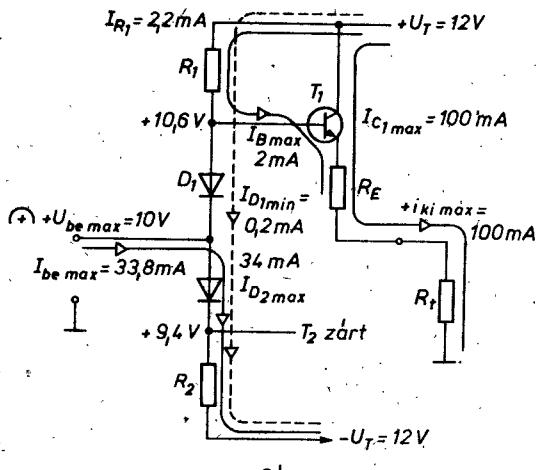
$$R_1 \leq \frac{+U_T - (+U_{be\max} - U_D)}{I_{D\min} + I_{B\max}} .$$

Pl. $U_T = 12$ V; $U_D = 0,6$ V; $I_{B\max} = 2$ mA; $I_{D\min} = 0,2$ mA;
 $+U_{be\max} = 10$ V, az R_1 ellenállás 635 ohmra adódik, ez egyben R_2 értéke is.

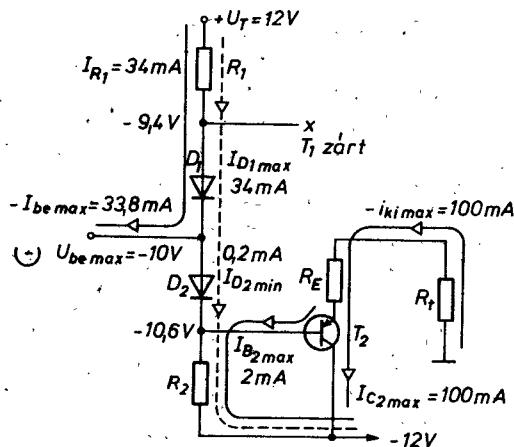
A fenti egyenlőtlenséghoz, ill. a felvett számértékekhez megjegyezzük:

1. Az $U_{be\max}$ értékét itt kissé önkényesen választottuk meg

A gyakorlatban ennek értéke nem külső adat, hanem a végfokozat kivézérelhetőségeből adódik, tehát függ U_T -től és R_1 -től is!



a)



b)

7.24 ábra

2. A dióda áramának számszerű megválasztásánál nem vettük azt figyelembe, hogy a diódaáram vezérlés közbeni változásából adódóan a nem ideális diódakarakterisztika miatt a diódán lévő egyenfeszültség is valamennyire változik, vagyis U_B ekkor nem tekinthető állandónak. Ez az egyenszintváltozás csökkenthető, ha a diódák nyugalmi áramát néhányszor nagyobbra állítjuk be, mint az $I_{B\ max}$ értéke (közel terheletlen a bázisköri hálózat).

Pozitív bemeneti feszültség esetén a T_2 bázisa U_D feszültséggel eltolva követi a bemenő jel változását, a T_2 tranzisztor lezár, bázisárama nulla, de R_2 jelü ellenálláson a nagy feszültségváltozás miatt nagy áram folyik, ez számítható $(+U_{be})_{max} - U_D - (-U_T)$ és R_2 hánnyadosaként, ha ismét a csucs-feszültség pillanatában határozzuk meg értékét. Fenti számszerű adatok esetén ez 34 mA. Ez az áram átfolyik a nyitott D_2 diódán is, így $I_{D_2 max} = 34$ mA. Ennek az áramnak döntő részét (a D_1 dióda most minimális áramát leszámítva) a bemenetről a vezérlőáramnak kell biztosítani, vagyis $+I_{be} = 33,8$ mA, ez érezhetően nagy áramigényű hajtást jelent, amely hátrányos. Az is megállapítható, hogy a diódák munkapontját ugy kell megválasztani, hogy ezt az áramváltozást nyitott állapotban fogadni tudják, vagyis a munkaponti áram minden két diódára 17 mA.

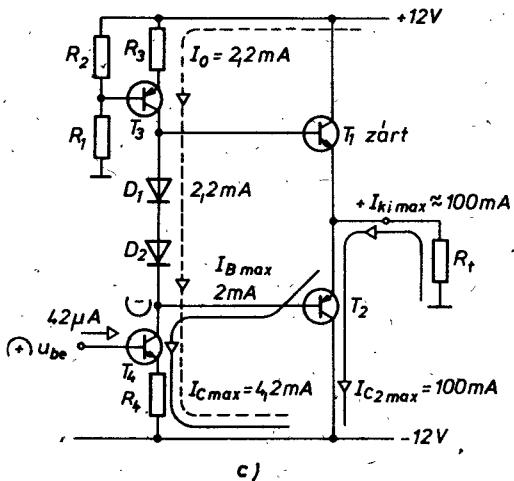
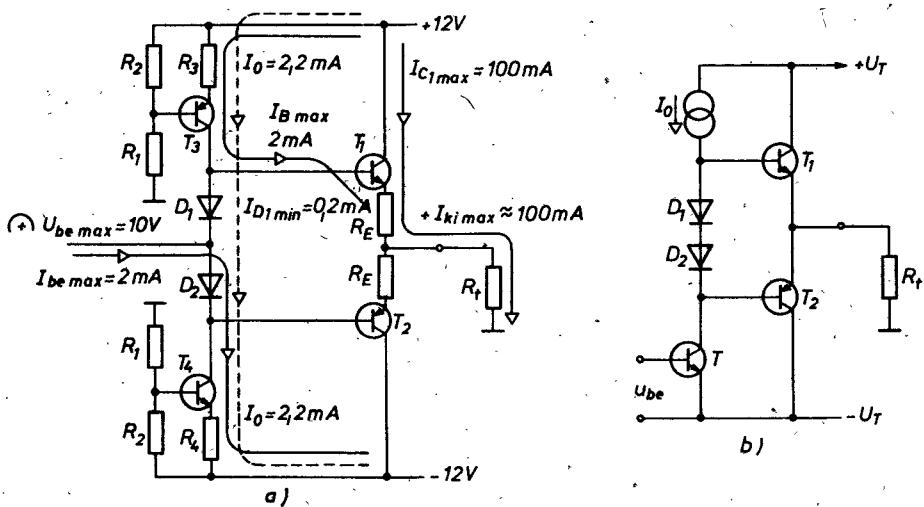
Válasszuk meg a tranzisztorok áramerősítését $B = 50$ értéküre, ekkor a kimenő áram maximális értéke 100 mA amplitudójú, tehát az áramerősítés alig háromszorosra adódik.

Negativ bemeneti feszültségnél a T_2 tranzisztor nyit, a T_1 zár. A negatív csucsértékhez tartozó áramokat a 7.24b ábrán rajzoltuk meg.

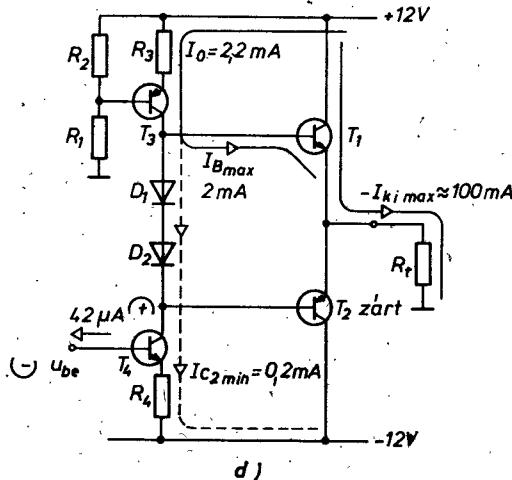
Az áramkör egyik hátránya, hogy a vezérlőkörnek nem csak a tranzisztorok vezérléséhez szükséges áramváltozást, I_B -ot kell biztosítani, hanem az R_1 és R_2 ellenállások áramváltozá-sait is (rajtuk a feszültségváltozás közel a bemenő jellel egyező), az áramkör áramerősítése nagyon kicsi (csak néhány-szoros), ezért a vezérlő áramkörnek nagy áramot kell szolgáltatnia. Lásik hátrány, hogy a diódák nyugalmi áramfelvétele elég nagy, a minden nyitott diódák áramváltozása közel azonos az ellenállások áramváltozásával. Ritkán alkalmazott megoldás.

Lényegesen csökkenthetjük a bemenőáram-igényt, ha az R_1 és R_2 ellenállások helyett áramgenerátorok segítségével biztosítjuk a kompenzáció áramkör áramát. Ekkor, mivel az áramgenerátorok állandó, vezérlés közben sem változó áramot biztosítanak, a vezérlőkörnek csak a végtranzisztorok vezérléséhez szükséges áramot kell adnia (amely az előző áramkör nagyságrendi adatainál maradva: $I_{B max} = 2$ mA, így $I_{be} = 2$ mA). A bemenő-

áram-változás egyezik a végtranzisztorok bázisáramváltozásával, ezért a kapcsolás eredő áramerősítése a végtranzisztorok nagy-jelű áramerősítésével egyenlő: $A_1 = 50$.



7.25a, b, c ábra



7.25d ábra

A 7.25a ábrán az ellenállásokat áramgenerátorokkal helyettesítve rajzoltuk meg a kapcsolást és a pozitív bemeneti vezérlés csucsértékére megadtuk az áramokat. Az áramgenerátorok a 3. fejezetben ismertetett földelt emitterü kapcsolások. Hőkompenzált bázisosztókkal (R_1 ellenállások helyett nyitott diódák) hőmérsékletfüggetlen áram biztosítható.

Az eddig tárgyalt áramkörök feszültségerősítése az emitterkövetők miatt közel egy, tehát a szükséges kimeneti feszültséggel közel egyező bemeneti feszültséget kell biztosítani: ez a hajtó áramkör feszültség-kivezérelhetőségére ad szigorú követelményt.

Az eredő feszültségerősítés megnövelhető, ha a 7.25a ábra valamelyik áramgenerátorát vezéreljük, pl. a T_4 bázisát. Ekkor a T_4 földelt emitterü erősítő kollektorán megjelenő, már feszültségerősített jel vezérli a végtranzisztorokat. A földelt emitterü erősítő munkaellenállása a T_3 áramgenerátor nagy dinamikus ellenállásának és az emitterkövető bemeneti ellenállásának eredője. Az áramgenerátor árama állandó, tehát T_4 kollektoráram változása teljes egészében a végtranzisztorok vezérlésére fordítódik.

Az áramkör elvét a 7.25b ábrán, az áramkört pozitív, ill. negatív félperiódusra megadott áramokkal a c illetve d ábrán rajzoltuk meg.

Pozitiv bemeneti feszültségnél a T_4 jobban nyit, kollektorárama növekszik, ez az áramnövekedés a nagyobb árammal működő T_2 bázisából folyik T_4 -en keresztül $-U_T$ felé. Ekkor T_1 zárt, az áramgenerátor árama folyik a diódákon, ez az áramut is T_4 -en keresztül záródik $-U_T$ felé. A T_4 maximális kollektorárama a két áram összege, amelyből a tranzisztor áramerősítési tényezőjével a maximális bemenő áram adódik. Pl. $I_{B_{max}} = 2 \text{ mA}$, $I_0 = 2,2 \text{ mA}$, ez az áramgenerátor árama, amely nem lehet kisebb a szükséges legnagyobb bázisáramnál, és ezenkívül a diódák nyitott állapotához szükséges minimális áramot is biztosítania kell (l. c ábra), $\beta_4 = 100$, ezzel $I_{be_{max}} = 42 \mu\text{A}$.

Negatív félperiódusban a T_4 kollektorárama csökken, értékéhez a diódák legkisebb áramával egyenlő, hiszen T_2 zárt. Az áramkör áramerősítése $B \beta_4$, feszültségerősítése közel a földelt emitterű kapcsolás erősítése, hiszen a végtranzisztorok földelt kollektori üzeműek, ezért

$$A_u \approx -g_m \frac{(R_{ag} \times R_{be_v})}{R_{be_v}}, \quad (7.46)$$

ahol R_{ag} a T_3 által alkotott áramgenerátor kimeneti ellenállása, R_{be_v} a végfokozat bemeneti ellenállása:

$$R_{be_v} \approx B(R_E + R_t). \quad (7.47)$$

Számításánál feltételeztük, hogy a végtranzisztorok közül a félperiódusokban mindig csak az egyik működik (megtehető, hiszen az AB osztály nagy jelre B osztályú működéssel hasonló).

A végerősítő kiemeneti ellenállását a földelt kollektori erősítőnél megismert összefüggéssel határozhatsuk meg, értéke nagyságrendben néhány szor 10Ω . A báziskörből letranszformált ellenállásokhoz R_E itt sorosan kapcsolódik!

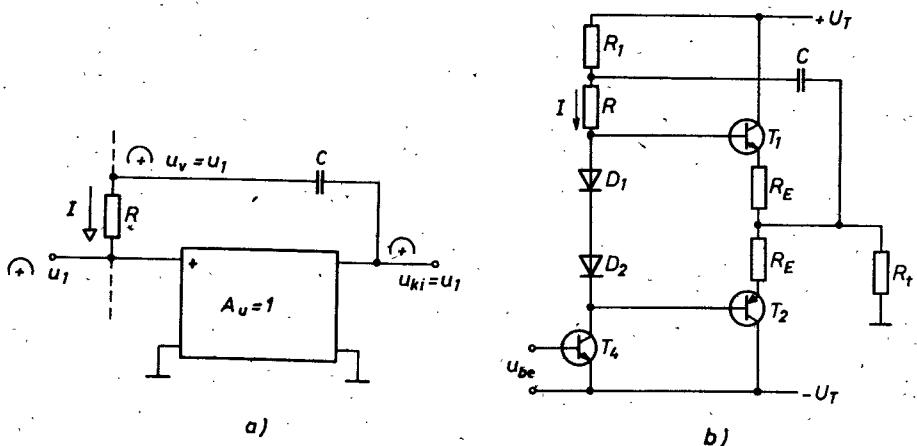
A végerősítők fontos jellemzője a kivezérelhetőség, vagyis a kimeneti maximális feszültség értéke. A 7.25a ábra áramköré-

nek kivezérelhetőségét a végerősítő bemenetén vizsgálhatjuk, hiszen a végerősítő közel egységni feszültségerősítésü. A bemeneti pont feszültségváltozásait (ha elvonatkoztatunk a jelet szolgáltató áramkörtől) az korlátozza mind pozitív, mind negatív irányba, hogy az áramgenerátor tranzisztorok kollektor-bázis diódája nem nyithat ki, ill. a munkapontbeállító dióda nem zárhat le a vezérlés legnagyobb értéke esetén sem. Ebből a tápfeszültségnél néhány V-tal kisebb kivezérelhetőség adódik. A 7.25c és d ábra áramkörének kivezérelhetősége hasonló értékű az előzővel: itt is a tápfeszültségtől néhány V-tal kisebb (az előzőekben említetteken túl a helyes működés feltétele, hogy a T_4 tranzisztor a vezérlés minden pillanatában aktív tartományban dolgozzék).

Amennyiben csak váltakozófeszültséget kell biztosítanunk a terhelésen, akkor a T_3 tranzisztoros áramgenerátort egyszerűbben is megvalósíthatjuk un. váltakozófeszültségű utánhuzás-sal (ennek lényegét a 3. fejezetben már ismertettük): ha egy ellenállás két végpontján egyező nagyságu feszültségváltozást hozunk létre, akkor a rajta átfolyó áram vezérléstől függetlenül állandó (l. a 7.26a ábrát). A 7.26b ábrán a váltakozófeszültségű utánhuzással működő hajtó áramkör látható. A T_4 kollektorfeszültség-változás a kimenetén a FC-u erősítő miatt egyszeresen erősítve jelenik meg, ezt a változásokra nulla impedanciát adó C jelű kondenzátor az R_1 ellenállás felső végére vezeti, így az R_1 ellenállás két végpontjának feszültsége vezérlés közben azonosan változik, tehát rajta vezérlés közben is állandó feszültséggüköntség van, ezért az átfolyó áram is állandó. Az áramkörrel nagy váltakozófeszültségű kivezérelhetőség valósítható meg. A C kondenzátor értéke akkora legyen, hogy a legkisebb frekvenciáju, még erősítendő jelre is elhanyagolható impedanciát adjon. Megjegyezzük még, hogy a terhelés az R_1 ellenállás helyére is köthető, ekkor rajta vezérlés nélkül is folyik áram.

A gyakorlati alkalmazásokban a 7.22b ábrán látható hőmérsékletkompenzációt ismertetett előnyei miatt előszeretettel alkalmazzák, ezért a lehetőség szerint a továbbiakban bemutatandó teljesítményerősítőinket ezzel az áramkörrel adjuk meg. Természetesen a 7.25c, d és a 7.26 ábra áramköreinél is célszerű

az emlitett tranzisztoros feszültségbeállítás, ekkor egyszerűen a jelölt diódák helyett nyitott tranzisztorral a 7.22b ábra áramkörét tessziük.

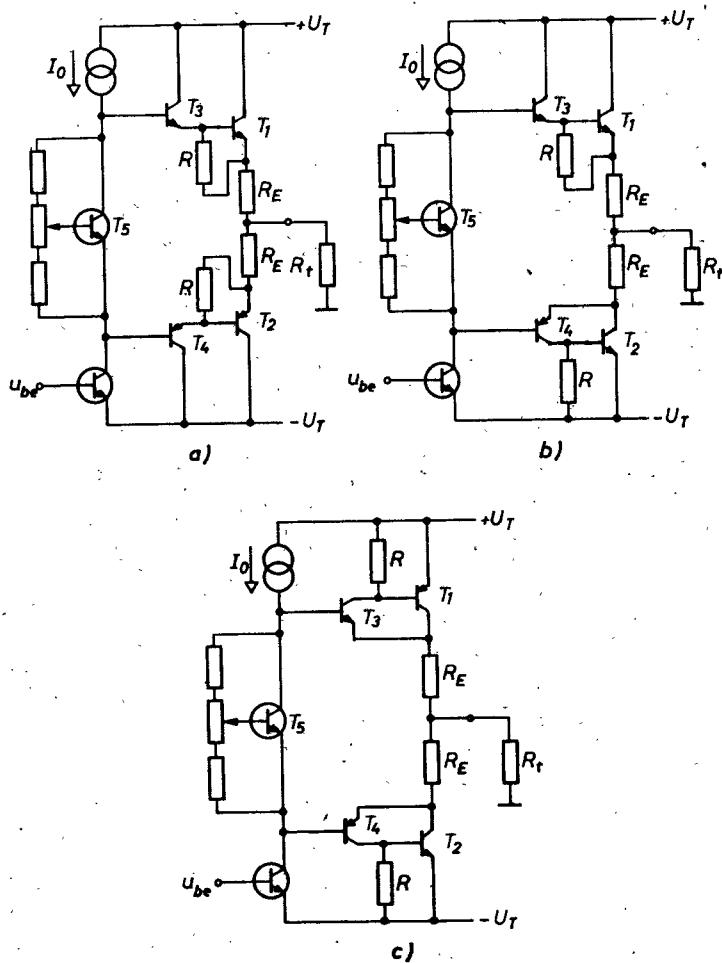


7.26 ábra

Gyakran szükséges a terhelésen nagy kimenő áramot biztosítani. Ekkor a végtranzisztorok árama esetleg amper nagyságú is lehet, tehát bázisárama is többszáz mA. Ezt a nagy áramváltozást a hajtó áramkör felé csökkenthetjük, "letranszformálhatjuk" további tranzisztorok alkalmazásával, amelyek a 6. fejezetben megismert Darlington-kapcsolást alkotnak a tranzisztorokkal. Láttuk, hogy minden felépítésű tranzisztorpár (az azonos jellegű tranzisztorokkal, ill. a komplementer tranzisztorokkal megvalósított) eredőben B_1B_2 áramerősítési tényezőjű, tehát a hajtó áramkör szükséges bázisáramváltozása jelentősen csökken. A 7.27 ábrán háromfélre végtranzisztor-hajtó tranzisztor elrendezést mutattunk be, mindig a $T_1 - T_3$ és a $T_2 - T_4$ -es tranzisztorok alkotják a Darlington-párt. A tranzisztor-párokat hajtó áramkör változatlan elrendezésű, bár a hőkompenzáció T_5 által biztosított feszültségérték mindenhol esetben más.

Az a ábrán azonos jellegű tranzisztorokkal alakítottunk Darlington-párokat. Az R ellenállások az eredő áramerősítések

beállítását teszik lehetővé. A hőmérsékletfüggő feszültség négy-szerves U_{BE} -vel egyenlő.

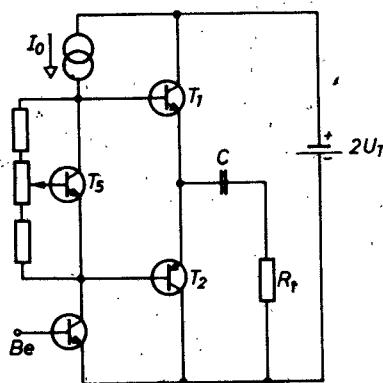


7.27 ábra

A b ábrán $T_1 - T_3$ Darlington, $T_2 - T_4$ kompozit tranzisztorpárt alkot, ez utóbbi eredő jellegét T_4 adja, az eredőben ellentétes jellegű tranzisztorpárok vezérlése közös jelrel megoldható. Megérthető ugy is a működés, ha nem tranzisztorpárokon gondolkozunk: a közös jel az ellentétes jellegű T_3 és T_4

tranzisztorok ellentétes értelmű kollektoráramváltozását eredményezi, amely ellenütemben vezérli az ellentétes jellegű végtranzisztorokat, amelyek a 7.12a ábra szerintiek. A hőmérsékletfüggő T_5 feszültsége $3U_{BE}$ -vel egyenlő.

A c ábrán minden tranzisztorpár kompozit. Eredőben a T_3 npn, ill. a T_4 pnp jellege a meghatározó. A közös vezérlőjel az ellentétes jellegű T_3 és T_4 tranzisztorok kollektoráramát ellentétesen változtatja, így T_1 és T_2 ellenütemben működnek. A végtranzisztorok földelt emitterü kapcsolásuk, a 7.12b ábra áramkörök vázlatával egyezően. Az áramkör nagy előnye, hogy csak a T_3 és T_4 hajtó tranzisztorok bázis-emitter feszültségének hőmérsékleti változását kell kompenzálni a T_5 feszültségével.



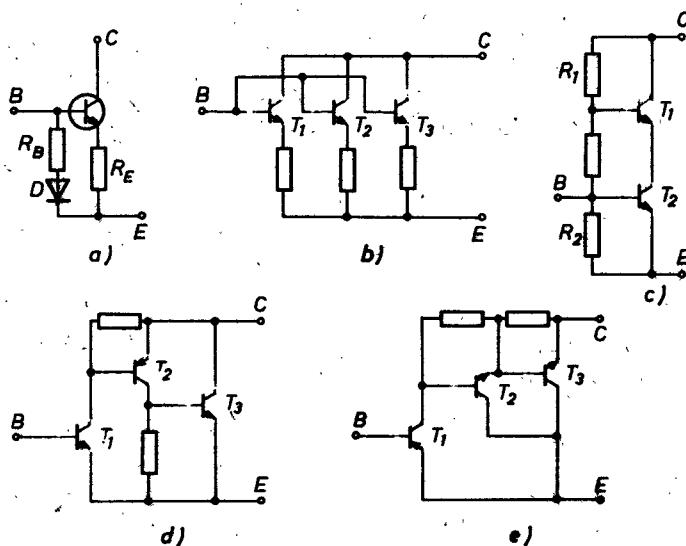
7.28 ábra

Eddigiekben feltételeztük, hogy kettős tápfeszültségünk van, ekkor a terhelést a kimenet és a két tápfeszültség közös pontja közé kell kötni. Egytelepes táplálással is üzemelhető minden eddig tárgyalt erősítőnk, de ilyenkor a terhelést kondenzátorral le kell választanunk a kimenetről, hiszen vezérlés nélkül nem folyhat a terhelésen áram. Eddigi eredményeink akkor érvényesek módosítás nélkül, ha a telep feszültsége $2U_T$ (l. 7.28 ábra).

Az eddig bemutatott, soros táplálású, nagyjelű erősítők bármelyike lehet integrált áramkori technológiával gyártott erősítő kimeneti fokozata, ekkor célszerűbb a végerősítő elneve-

zés (a teljesítményerősítő helyett). Ezeknek a végerősítőknek nagyon sokféle terhelőellenállás értékre kell üzemelniük, ítt az R_{topt} keresésnek nincs jelentősége, ahogyan ezt a 7.2 alfejezetben is hangsúlyoztuk.

Végül a 7.29 ábrán megadunk néhány tranzisztorösszetételt, amely alkalmas tranzisztorjeliemzők módosítására. Állandó értékű, nagy stabilitásu áramerősítés érhető el az a ábra megoldásával. Az "eredő tranzisztor" áramerősítése R_B és R_E hárnyadosával beállítható (ez jóval kisebb a tranzisztor áramerősítésénél).



7.29 ábra

A tranzisztor határadatai megnövelhetők: I_C^{\max} a tranzisztorok párhuzamos kapcsolásával (b ábra), U_{CE}^{\max} a tranzisztorok soros kapcsolásával (c ábra) növelhető.

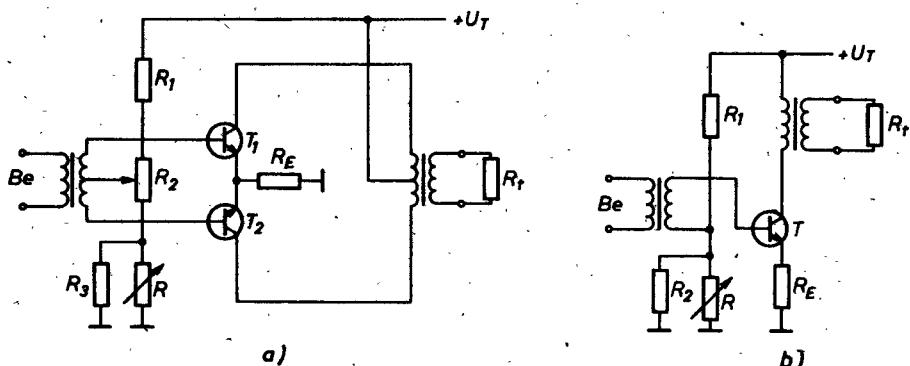
Eredő áramerősítés növelése, így kis bázisáram a Darlington-kapcsolású tranzisztorokkal lehetséges (l. 6. fejezet, ill. 7.27 ábra).

Darlington-kapcsolásban sokszor kettőnél több tranzisztor alkalmazunk. A d, ill. e ábrán tranzisztor-hármas (un. triplet) látható.

A d ábra npn jellegű, az e ábra pnp jellegű tranzisztor-hármost ábrázol (a T_1 a domináns jellegű). A jelölt ellenállások az áramerősítések beállításához szükségesek.

7.6.2 Transzformátoros teljesítményerősítők

Transzformátoros ellenütemű teljesítményerősítőt az ezeknél használatos egyenáramú párhuzamos táplálás miatt, azonos jellegű végtranzisztorokkal valósítjuk meg. Az ellenütemű működéshez ebben az esetben ellenütemű vezérlés szükséges, amelyet általában középleágazásos transzformátorral biztosítunk.



7.30 ábra

A 7.30a ábrán megrajzoltuk az erősítőt. A munkapontstabilizálást itt is hőmérsékletfüggő kétpólussal és emitterellenállással biztosíthatjuk. Egy hőmérsékletfüggő termisztoros osztó minden két erősítőszközre elegendő, hiszen a transzformátorerek csegeyenáramulag rövidzár, minden két bázis azonos egyenfeszültségen van. Az emitterellenállás is lehet közös: "A" osztályú munkapont esetén az emitterek váltakozáramulag földpotenciálon vannak (az ellentétesen változó emitteráramok miatt).

A stabilizálásra számított érték felét elegendő bekötni, hiszen kétszeres nyugalmi áram miatt egy eszközre nézve $2R_E$ ellenállás van az emitterben. A b ábrán aszimmetrikus teljesítményerősítőt rajzoltunk. Ezt kisebb teljesítményigénymel, vagy ellenütemű kapcsolások hajtó áramköreként alkalmazhatjuk.

7.6.3 Védőáramkörök

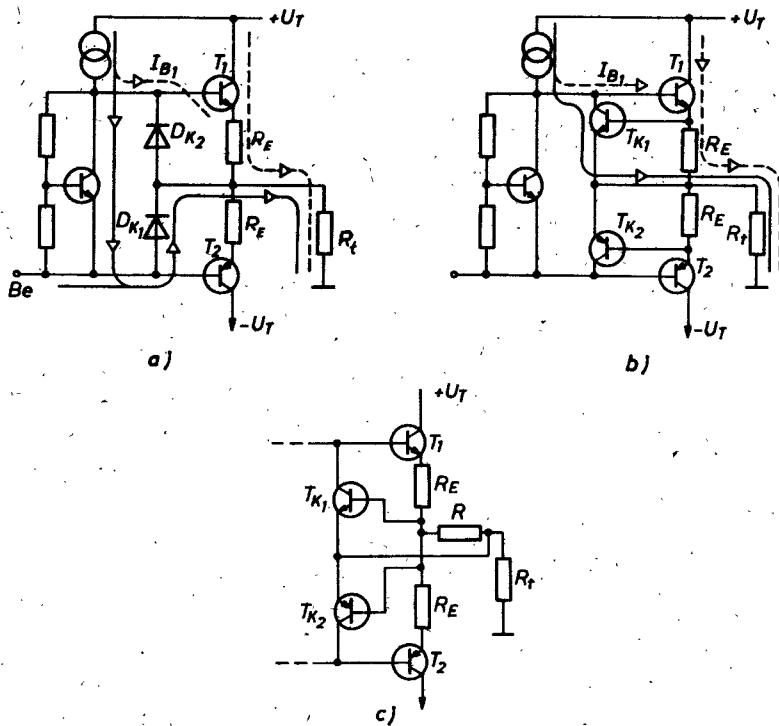
Az előzőekben láttuk, hogy a végtranzisztorok jelszintje maximális kivezérlés esetén nagyon közel kerülhetnek a határadatokhoz. Nem üzemserű a működés, ha pl. a megengedettnél kisebb terhelőellenállás miatt vagy tulmelegedés miatt a tranzisztorok árama, feszültsége vagy disszipációja a megengedett határadatokat töllepi. Ezt feltétlen meg kell akadályoznunk, enélkül a tranzisztor tönkremegy.

Többféle védelem ismeretes: tuláramkorlátozás, tulfeszültégkorlátozás, disszipáclókorlátozás és tulmelegedéskorlátozás. A beavatkozás helye a védelem céljától függ.

Az alábbiakban röviden a tuláram-, ill. a tulfeszültség elleni védelem legegyszerűbb lehetőségeit mutatjuk be.

Az áramkorlátozásnak előirt nagyságú kimenő áram töllepése esetén kell vagy a végtranzisztorok, vagy a hajtó tranzisztorok áramát csökkenteni. Szükséges tehát figyelni a kimenő áram nagyságát és az áramkorlát töllepése esetén beavatkozni a végtranzisztor vagy a hajtó tranzisztor áramkörébe. (Megjegyezzük, hogy bizonyos kimeneti áramkorlátozást az emitterellenállás is végez.)

A 7.31a ábra diódás áramkorlátozásának működése: normál üzemben minden két dióda zárt. Tételezzük fel, hogy a vizsgált félperlódusban T_1 adja a kimenő áramot. A T_1 emittere felől folyó növekvő kimenő áram miatt T_1 emitterellenállásának feszültsége növekszik. Bizonyos áramérték elérésékor D_{KL} dióda kinyit (a bemenetről T_1 emitterére a feszültségerősítés egy, a kimeneti pontra, tehát D_{KL} katódjára egynél kisebb), a nyitott dióda "könnyebb" áramutat ad az áramgenerátorból folyó áramnak, így most T_1 bázisát a diódával kialakított áramut áramával kisebb áram vezéri.



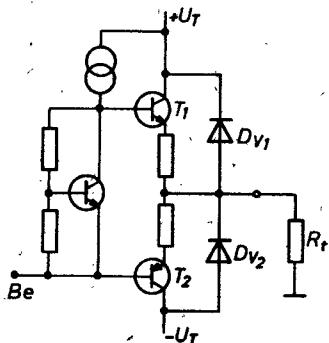
7.31. ábra

Határozottabb áramkorlátot jelent a 7.31b ábra megoldása. A T_{K1} "figyelő és beavatkozó" tranzisztor akkor nyit és ezzel csökkenti T_1 bázisáramát, ha a kimenő áram valamilyen okból a legnagyobb megengedett értéket eléri. Az áramkorlát értéke:

$$I_{kik_K} = \frac{U_{BE}}{R_E},$$

ahol U_{BE} a korlátozó, T_K jelű tranzisztor nyitóirányú feszültsége. Az előző megoldás elvén működik, de az áramkorlátot a végtranzisztorok beállító elemeitől (pl. R_E -től) függetlenül szabályozhatjuk a c ábra szerint, amely az R ellenállás feszültségét figyelő tranzisztorok nyitásával csökkenti a kritikus bázisáram alá a működő tranzisztor áramát. Az áramkorlát

U_{BE} és R hárnyadosa. Gyakorlati megvalósításokban sokszor a hajtó tranzisztor áramvédelmét szükséges kiépíteni.



7.32 ábra

Egyeszerű tulfeszültségvédő áramkört rajzoltunk a 7.32 ábrán. A záróirányban előfeszített diódák Zener-feszültsége legyen kisebb, mint a tranzisztorra megengedett legnagyobb kollektor-emitter feszültség, ekkor a két pont feszültsége mindenkor kisebb, mint $U_{CE \max}$. Ez a védelem csak kis belső ellenállású tápegység esetén hatásos. A tulfeszültség elleni védelem induktív terhelés vagy aktiv elemet tartalmazó terhelés esetén, mindenkor leg a terhelésre jutó feszültség korlátozása esetén válhat szükséges.

7.7 NAGYJELÜ ERŐSITŐK TORZITÁSA

7.7.1 A transzfer karakterisztikáról általában

A nagyjelü erősítők nagyjelü üzemmódu működése során az erősítő átviteli karakterisztikájának lineáristól való eltérése, nemlinearitása okozza a kimenő jelalak torzitását. A torzitásról szemléletes képet ad a transfer karakterisztika, mely kimenő jel - bemenő jel kapcsolatot ábrázol (vagy ad meg összesfüggés alakjában). A gyakorlatban legtöbbször $u_{ki} - u_{be}$ jelek

kapcsolatát keressük, az alábbiakban az egyszerűbb kezelhetőség miatt $i_{k1}-u_{be}$ karakterisztikát rajzolunk.

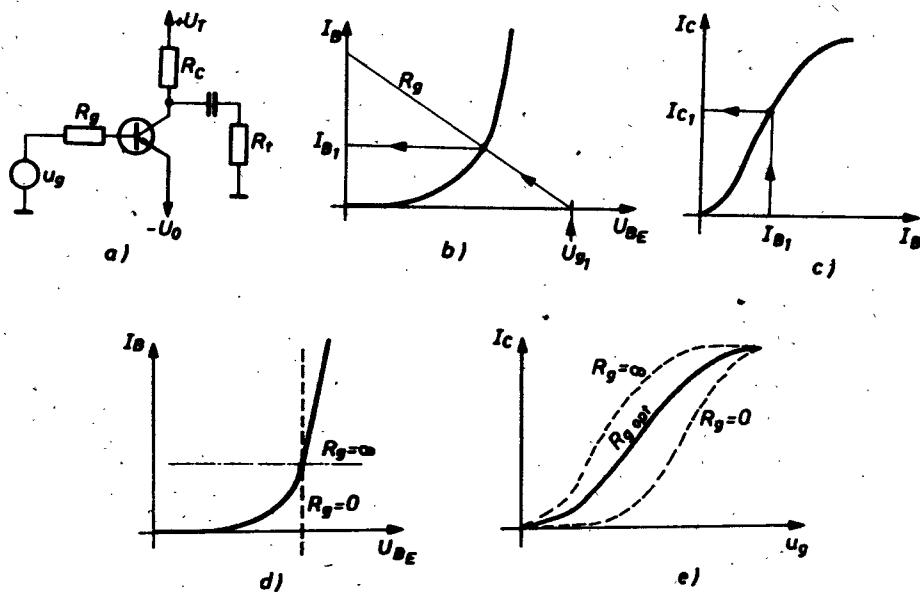
Bipoláris tranzisztorra végezve vizsgálatainkat a kiménti feszültség a tranzisztor dinamikus terheléséből és a kollektoráramból illeszírás kapcsolattal számolható:

$$u_{k1} = i_C R_v,$$

ahol $R_v = R_C \times R_t$ földelt emitteri erősítőnél. Ebből láthatóan a feszültségek kapcsolata helyett megadható az i_C-u_g transzfer karakterisztika is. A transzfer karakterisztika szerkesztésénél az I_B-U_{BE} , ill. I_C-I_B karakterisztikákat és az áramkört vezérlőkör ellenállását, a generátorellenállást kell ismernünk. A vizsgált áramkör a 7.33a ábrán látható. Az I_B-U_{BE} karakterisztikából adott generátorellenálláshoz a generátorfeszültség píilanatértékeihez külön-külön megszerkeszthető a bázisáram píilanatértéke (*l. b* ábrát), amelynek ismeretében az I_C-I_B karakterisztikából adódik a kollektormátrix (*l. c* ábrát). Végül az összetartozó feszültség- és kollektormátrix adja a transzfer karakterisztika egyik pontját, ill. mivel a vezériőjei a munkapont körül változik, ennek minden időpíilanatában elvégezve a szerkesztést (ameiy R_g önmagával párhuzamos eitoásával végezhető) adódik a transzfer karakterisztika (*e* ábra).

A d ábrán külön jeleztük az áramgenerátoros és a feszültséggenerátoros vezérlés generátorellenállásait. Beiátható, hogy a transzfer karakterisztika alakja függ a generátorellenállástól: áramgenerátor esetén a kollektormátrix független az I_B-U_{BE} karakterisztikától, ezért a transzfer karakterisztika alakja I_C-I_B alakjával egyező, feszültséggenerátor esetén mindenkor tranzisztor-karakterisztika befolyásolja a transzfert. Az *e* ábrán mindenkor extrém generátorellenállásra megrajzoltuk a transzfer karakterisztikát. Az is könnyen belátható, hogy található olyan generátorellenállás érték, amelyhez tartozó transzfer karakterisztika a leglineárisabb, ezt a minimális torzítás szempontjából optimális generátorellenállásnak nevezhetjük (R_{gopt}). Amennyiben az a ábrán vizsgált áramkör még további bázis-, ill. emitterköri ellenállásokat tartalmaz, akkor módosított generátorellenállással kell számolni, amelyet a bázisköri ellenállá-

sokkal vehetünk figyelembe (nagy bázisellenállás a transzfer karakterisztika telítési jellegét erősít), lll. az emlőterkörrel ellenállás az I_B - U_{BE} karakterisztika módosításával vehető figyelembe, ahogy azt a 3. fejezetben bemutattuk. Az emlőterellenállás linearizálja a bemenetet és így a transzfer karakterisztikát.



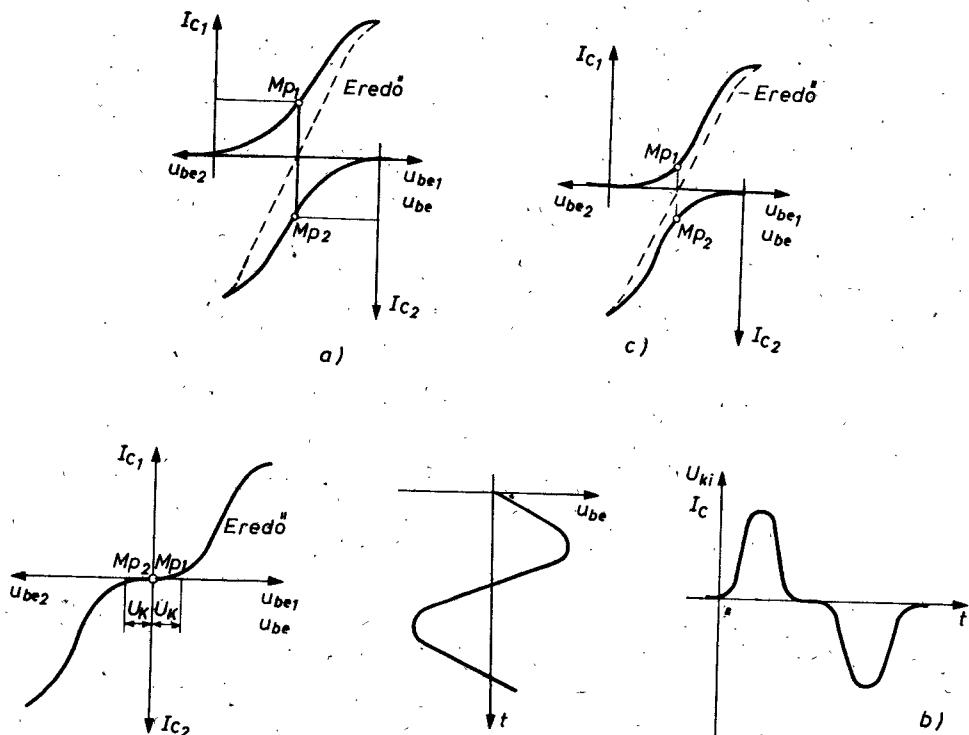
7.33 ábra

Mind a térvízérelt tranzisztor, mind az elektroncső feszültségvezérelt eszköz (bemenő áramuk nullának tekinthető), ezért a velük felépített áramkörök transzfer karakterisztikája és így torzitása független a hajtó kör ellenállásától. Transzfer karakterisztikájuk az eszköz kimeneti karakterisztikájából a dinamikus terhelőellenállás ismeretében megszerkeszhető. A FET négyzetes jellegű transzfer karakterisztikájú.

Bár a bipoláris tranzisztoros nagyjelű erősítők torzitása függ a vezérlőkör ellenállásától, mégsem törekednek a gyakorlatban optimális generátorellenállás beállítására. A transzfer karakterisztika linearizálása ellenítemű kapcsolással és negatív visszacsatolással valósítható meg.

7.7.2 Nagyjelű erősítők torzitása

A nagyjelű erősítők (teljesítményerősítők, végerősítők) egyik lényeges specifikációs adata a torzitási tényező. Célunk ennek minél kisebb értéken tartása. Kis torzitás a transzfer karakterisztika linearitásával biztosítható, amely ellenütemű kapcsolással és negatív visszacsatolás alkalmazásával valósítható meg.



7.34 ábra

Ellenütemű erősítőknél a munkaponthoz képest a két eszköz ellentétesen dolgozik. Az eredő transzfer karakterisztika megszerkeszhető, ha az egyes eszközök transzfer karakterisztikáit a munkaponti feszültségek "összeillesztése" után az áramokat ellentétes irányítási tengelyeken ábrázoljuk (l. 7.34 ábra).

rát). Belátható, hogy az eredő transzfer karakterisztika jellege, tehát a torzítás is a munkapont helyének megválasztásától függ.

Legkedvezőbb az "A" osztályú munkapontba állított ellenütemű erősítő torzítása, ekkor minden erősítőszköz az egyes erősítőfélre rajzolt transzfer karakterisztikák közepére, tehát a leglineárisabb szakaszra beállított munkapontban dolgozik, az eredő transzfer ekkor a leglineárisabb (l. a 7.34a ábrát!).

A "B" osztályú munkapontbeállítás nyugalmi árama nulla. A bipoláris tranzisztor bemeneti karakterisztikája közel 0,6 V küszöbfeszültségű, a bázis-émitter feszültség növelésével csak a küszöbfeszültségen túl változik az áram. Az eredő transzfer karakterisztikát ugyanúgy szerkeszthetjük, mint az előző beállításnál. Most az átvitel a kétszeres küszöbfeszültségen belül nulla, ahhoz, hogy az egyik tranzisztor "átadja" a másiknak a kimenő áramot, pl. Si-tranzisztoroknál kb. 1,2 V feszültség esetén a kimeneti feszültség nulla. A 7.34b ábrán a transzfer karakterisztika megszerkesztése után adott bemeneti feszültséghoz tartozó kimeneti feszültséget rajzoltuk meg. Láthatóan a kimeneti feszültség nem szinuszos, torzított.

A két karakterisztika váltásakor eredő torzitást keresztezási torzításnak nevezik (az angol Crossover Distortion elnevezés után). Megjegyezzük, hogy "A" és "AB" osztályban is van keresztezási torzítás, de értéke elhanyagolható.

A "B" osztályú, ellenütemű erősítő nagy hatásfoka megtartatott, de kellemetlen keresztezási torzítása jelentősen csökkenhető, ha a munkaponti áramot valamennyire megnöveljük. A nyugalmi beállítást a torzítás minimális értékének beállításával végezzük (az áram a maximális vezérléshez tartozó csucsáram 10...10%-a). Az "AB" osztályú beállítás transzfer karakterisztikája a c ábrán látható.

A munkaponttól függő nemlineáris torzítás ellenütemű erősítőknél "A" osztályú beállításnál a legkisebb, "B" osztályúnál a legnagyobb. A két beállítás között az "AB" osztály ad torzítás szempontjából legkedvezőbb értéket, közel megtartva a "B" osztály nagy hatásfokát.

Az eddigiekben hajigatóniagosan fejtéteieztük, hogy a két "erősítőfél" transzfer karakterisztikái azonosak, ehhez a két végtranzisztor jeiemzőinek egyezése (bázis-emitter feszültségen, áramerősítési tényezőben, karakterisztikákban), az emitterkör (és kolluktorkör) eierenáliások egyezése, a hajtó áramkörök egy-egy oldalra vett kimeneti eierenáliásainak egyezése szükséges. Fenti tényezők aszimmetriája esetén a torzitás növekszik, amely "párbeválogatott" tranzisztorok alkalmazásával csökkenthető (Dariington-pár esetén eierenáliásokkal kézbenírható B értéke).

Láttuk a munkapontstabilitásnál, hogy emittereiken áliását célszerű alkalmazni. Az emittereiken áliás a vezériőjei szempontjából is figyelembe veendő, az erősítőben negatív soros áramvisszacsatolást okozva linearizálja a bemeneti és így a transzfer karakterisztikát (l. a 3. fejezetben). Az emittereiken áliás az egyes transzfer karakterisztikák váltásából eredő keresztezési torzitást csökkenti, iii. kismértékben a végtranzisztorok B-eitteréséből adódó transzfer karakterisztika aszimmetriát csökkenti.

Az ismertetett nagyjeiű erősítők egy erősítő előirt követelményeiből bizonyos adatok megvaiósítását végzik, tehát egy többfokozatú erősítő fokozataként (fokozataiként) helyezhetők el a tejes erősítőn belüli. A tejes erősítő torzitási tényezőjét általában a nagy jeiszinten működő fokozatok, vagyis a végerősítők szabják meg. Az eredő torzitási tényező több fokozatot átfogó negatív visszacsatolással csökkenthető a gyakorlat igényeinek megfelelő értékre. A 7.35 ábrán rajzoltuk fel a tejes nagyjeiű erősítő részt a "kiszolgáló" fokozatokkal együtt. A torzitást íányegesen csökkentő negatív visszacsatolást a kimenetről iegtöbbször az előerősítő (ez nem a tejes erősítő előerősítője) bemenetére szokásos megvaiósítani.

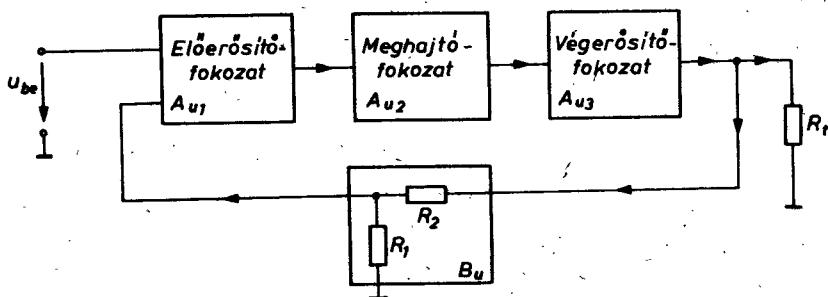
Azt, hogy a kimenetről minden jeiei arányosan csatolunk vissza, az dönti el, hogy feszültséggenerátoros vagy áramgenerátoros jeieggei keil-e a terhelést hajtani.

A gyakorlatban a terhelések többsége feszültséggenerátoros hajtást kíván, ezért az emiittett ábrán kimeneti feszültségei arányos visszacsatolást rajzoltunk meg, amely a visszacsatoit jelet sorasan kapcsolja a bemenő jeiel.

A tömbvázlat alapján a hurokerősítés:

$$H = A_u B_u = A_{u_1} A_{u_2} A_{u_{u3}} \frac{R_t}{R_t + R_{kl}} B_u, \quad (7.48)$$

ahol $A_{u_{u3}}$ a végerősítő erősítése terhelés nélkül, R_{ki} a végerősítő kimeneti ellenállása.



7.35 ábra

Ismert az előző fejezetekből, hogy előirt erősítőjellemzők (erősítés, relativ bizonytalanság, gerjedésmenetesség stb.) csak bizonyos hurokerősítéssel biztosíthatók. A (7.48) összefüggés szerint a H terhelésfüggő. Egy végerősítő általában az alkalmazástól függően más-más terhelésre dolgozik (kivéve a kizárolagosan teljesítményerősítési feladatot ellátó nagyjelű erősítő, amely R_{topt} -ra dolgozik), ezért az emlitett erősítőjellemzők érdekében törekednünk kell arra, hogy a hurokerőslétes terhelésfüggetlen legyen, amely

$$R_{ki} \ll R_t \quad (7.49)$$

egyenlőtlenség teljesülésekor áll fenn.

A visszacsatolt erősítő eredő torzitása megadható:

$$k \approx \frac{k_{vég}}{H}, \quad (7.50)$$

ahol $k_{vég}$ a végfokozat torzitási tényezője.

Negativ párhuzamos feszültségvisszacsatolás esetén is törekedni kell a (7.49) összefüggés teljesítésére. A párhuzamos visszacsatolás miatt lecsökkent bemeneti ellenállás növelésére, és az eredő feszültségerősítés beállítására soros ellenállást szokás alkalmazni az erősítő bemenetén. A kimeneti árammal arányos visszacsatolások a terhelés felé áramgenerátorosan szolgáltatják a jelet. E visszacsatolásokat "lebegő" (nem földelt) terhelés esetén alkalmazzák, vizsgálatával nem foglalkozunk.

A visszacsatolásokkal kapcsolatosan utalunk arra a nagyon fontos tényre, hogy a hurokerősítés komplex értéke miatt a sávközépen negativ visszacsatolás a sávközépitől eltérő valamely frekvencián pozitív válhatal (l. 5.6 alfejezet). Ez azt jelenti, hogy gerjedési frekvenciájú nemkivánatos jel szuperponálódik a hasznos jelre, amely nagyjelű erősítő esetén az erősítő-eszköz tönkremenetelét okozhatja. A hurokerősítést a pólusfrekvenciák várható értékének ismeretében nagyon körültekintően, biztonsági tartalékkal kell megválasztani, megvalósítani, ill. kompenzálgatókkal módosítani a frekvenciamenetet.

Végül két megjegyzés: az ismertetett nagyjelű erősítők több megoldása alkalmas arra, hogy műveleti erősítő kimeneti feszültségének, ill. kimeneti teljesítményének értékét megnövelhessük a vezérlőjel növelése nélkül (néhányszor tizszáres nagyságrendű kimeneti teljesítménynövekedés is elérhető, természetesen a felvett teljesítményből fedezve a növekedést).

Teljesítményerősítő céljára egyre elterjedtebben alkalmazznak integrált áramköri technológiával megvalósított erősítőt. Ezek a megoldások kapcsolástechnikailag megérthetők e fejezetben ismertetett áramkörök ismeretében.

TARTALOMJEGYZÉK

	Oldal
1. Lineáris működésű elektronikus áramkörök jellemzése...	3
1.1 A jelölések magyarázata	3
1.2 Lineáris kétpólusok és négypólusok (összefoglalás)	6
1.3 A lineáris erősítő és üzemi jellemzői	10
1.4 Az aszimmetrikus erősítő	17
1.5 Szimmetrikus erősítő	19
1.6 Visszacsatolások	25
1.6.1 A visszacsatolt hálózat jellemzői	26
1.6.2 A visszacsatolás hatása az erősítőjellemzők stabilitására	30
1.6.3 A visszacsatolás alaptípusai	32
1.7 A nemlineáris torzitás. Az erősítő transzfer karakterisztikája	45
2. Aktív, vezérelt eszközök lineáris üzemmódja (összefoglalás)	51
2.1 A bipoláris tranzisztor helyettesítő képei	52
2.2 Térvezérelt tranzisztorok lineáris helyettesítő képe	58
2.3 Az elektroncső helyettesítő képe	60
3. Erősítő alapkapcsolások	63
3.1 Alapkapcsolás-típusok	64
3.2 Földelt emitterű erősítő	65
3.2.1 Földelt emitterű erősítő bipoláris tranzisztorral	65
3.2.2 Térvezérelt tranzisztoros, földelt emitterű erősítő	70

3.2.3 Földelt katódú erősítő	73
3.3 Földelt emitterü erősítő emitterkörű vissza-	
csatolással (soros áramvisszacsatolt, földelt	
emitterü erősítő)	73
3.3.1 Soros áramvisszacsatolt, földelt emitterü	
erősítő bipoláris tranzisztorral	73
3.3.2 Soros áramvisszacsatolt, földelt emitterü	
erősítő tévezérelt tranzisztorral	80
3.3.3 A soros áramvisszacsatolt, földelt emitterü	
áramkör alkalmazása	81
3.4 Földelt kollektori erősítő	83
3.4.1 Földelt kollektori erősítő bipoláris tran-	
zisztorral	83
3.4.2 Tévezérelt tranzisztoros, földelt kollek-	
toru erősítő	90
3.5 Földelt bázisu erősítő	92
3.6 Alapkapcsolások aktiv munkaellenállással	96
 4. Az erősítő-alapkapcsolások frekvenciafüggése	99
4.1 Az alapkapcsolások kisfrekvenciás vizsgálata	100
4.1.1 A csatolókomplexumok hatása	100
4.1.2 Az emitter-hidigitő kondenzátor hatása	105
4.1.3 A csatoló- és emitterkomplexumok egymásra-	
hatása	107
4.1.4 Egyéb hidigitő kondenzátorok hatása	108
4.2 Az alapkapcsolások nagyfrekvenciás vizsgálata ...	109
4.2.1 Földelt emitterü erősítő nagyfrekvencián ...	111
4.2.2 Az emitterkörű visszacsatolás hatása a	
földelt emitterü erősítő nagyfrekvenciás	
viselkedésére	122
4.2.3 Földelt kollektori erősítő nagyfrekvenciás	
vizsgálata	124
4.2.4 Földelt bázisu erősítő nagyfrekvenciás	
vizsgálata	127
4.2.5 A nagyfrekvenciás átvitel javítása	127

4.2.6 Az alapkapcsolások eredő frekvenciafüggése	130
4.2.7 Kiegészítés az alapkapcsolások frekvencia- függéséhez	131
5. Többfokozatú erősítők	137
5.1 Többfokozatú erősítők csatolási módja	138
5.2 Többfokozatú erősítők átviteli sávja	144
5.3 Többfokozatú erősítők felépítése	146
5.4 Visszacsatolatlan, többfokozatú erősítők erősít- jellemzői	148
5.5 Visszacsatolt, többfokozatú erősítők	149
5.5.1 Soros visszacsatolású, többfokozatú erősítők	151
5.5.2 Párhuzamos visszacsatolású, többfokozatú erősítők	158
5.6 Visszacsatolt erősítők frekvenciafüggése	161
5.6.1 A negatívan visszacsatolt erősítők hurok- erősítése	161
5.6.2 A gerjedésmenetesség feltételei. Stabilitás- kritériumok	163
5.6.3 A visszacsatolt erősítő Bode-diagramjai	166
5.6.4 A visszacsatolás hatása néhány jellegzetes Bode átviteli karakterisztika esetében	168
5.6.5 Visszacsatolt erősítők frekvenciakompenzá- lása	172
6. Közvetlenülcsatolt erősítők	181
6.1 A nullponthiba (ofszet) és a nullpontvándorlás (drift) fogalma	181
6.2 Közvetlenülcsatolt erősítők nullpontvándorlásának csökkentése	187
6.3 Differenciálerősítők	189
6.3.1 Differenciálerősítő szimmetrikus vezérlés esetén	191
6.3.2 Differenciálerősítő közös vezérlés esetén...	194
6.3.3 Differenciálerősítő általános vezérlés esetén	198

6.3.4 Differenciálerősítő aszimmetrikus vezérlés esetén	204
6.3.5 Differenciálerősítők kivezérelhetőségének korlátai	205
6.3.6 Differenciálerősítők frekvenciafüggése	207
6.4 A differenciálerősítők nullponthibája	208
6.4.1 A nullponthiba okai	208
6.4.2 Differenciálerősítők munkapontbeállítása ..	213
6.5 A differenciálerősítők nullpontvándorlása, driftje.	217
6.6 Többfokozatu, közvetlen csatolt erősítők driftje....	223
6.7 Tranzisztorpárok	226
6.8 Differenciálerősítő-kapcsolások	229
 7. Nagyjelű erősítők	235
7.1 Az erősítőeszközök igénybevételi korlátai, határadatok	236
7.2 Nagyjelű erősítők üzemi jellemzői	242
7.3 Aszimmetrikus, nagyjelű erősítők	249
7.4 Ellenütemű, nagyjelű erősítők	256
7.4.1 Ellenütemű erősítők elvi megoldásai	256
7.4.2 Ellenütemű erősítők jelalakjai és üzemi jellemzői	261
7.5 Nagyjelű erősítők munkapontbeállítása	271
7.6 Nagyjelű erősítőkapcsolások	278
7.6.1 Komplementer ellenütemű erősítők	278
7.6.2 Transzformátoros teljesítményerősítők	290
7.6.3 Védőáramkörök	291
7.7 Nagyjelű erősítők torzitása	293
7.7.1 A transzfer karakterisztikáról általában ...	293
7.7.2 Nagyjelű erősítők torzitása	296