

Molnár Ferenc - Zsom Gyula

Elektronikus áramkörök II / A

KKVMF - 1044 / I-II

1

TARTALOMJEGYZÉK

1. AZ INTEGRÁLT ÁRAMKÖRÖK

1.1. Az integrált áramkörök szükségessége, felosztása	5
1.2. A monolitikus integrált áramkörök alkotóelemei	8
1.2.1. Az áramköri elemek szigetelése	8
1.2.2. Monolitikus integrált tranzisztorok	11
1.2.3. Monolitikus integrált diódák	22
1.2.4. Monolitikus integrált ellenállások	23
1.2.5. Monolitikus integrált kondenzátorok	26
1.2.6. Tokozás	27
1.3. Integrált áramkörök megbízhatósága	32
1.4. A nagy bonyolultságú integrálás	34
1.5. Hibrid integrált áramkörök	37

2. AZ INTEGRÁLT EGYSÉGEK ÁRAMKÖRKÉSZLETE

2.1. Az áramkörkészlet kialakulása	40
2.2. Tranzisztor kapcsolások	42
2.3. Áramgenerátorok	46
2.4. Aktív munkaellenállások	54
2.5. Differenciálerősítők	56
2.6. Fázisösszegzők	63
2.7. Szinteltolók	67
2.8. Végfokozatok	69

3. INTEGRÁLT MŰVELETI ERŐSITŐK

3.1. A műveleti erősítő	72
-------------------------	----

3.2. Müveleti erősítők munkapontbeállítása	79
3.2.1. Müveleti erősítők bemeneti hiba-jellemzői	79
3.2.2. Munkapontbeállító áramkörök	85
3.3. Müveleti erősítők frekvenciakompenzációja	91
3.3.1. A frekvenciakompenzáció alapjai	91
3.3.2. A frekvenciakompenzáció megvalósításai	96
3.4. Müveleti erősítők védelme	105
3.5. Müveleti erősítők zaja	107
3.5.1. Zajjelenségek és alapfogalmak	107
3.5.2. Katalógusok zajmegadási módjai	114
4. MÜVELETI ERŐSITŐ TIPUSOK	
4.1. Müveleti erősítő jellemzői	120
4.2. Müveleti erősítők tipusválasztéka	128
4.3. A 741 típusú müveleti erősítő	133
5. MÜVELETI ERŐSITŐK ALAPVETŐ alkalmazásai	
5.1. DC erősítő alapkapcsolások	138
5.1.1. Nem invertáló, fázist nem fordító erősítő alapkapcsolás	138
5.1.2. Feszültségkövető 1-szeres erősítő	156
5.1.3. Invertáló fázisfordító erősítő	159
5.1.4. Kiegészítések, példák az alap-kapcsolásokra	168
5.2. Összegező és különbséggépző alapáramkörök	182
5.2.1. Összegező alapáramkörök	183
5.2.2. Különbséggépző alapáramkörök	186
5.3. Váltakozó feszültség-erősítők	191
5.4. Müveleti erősítők kiegészítése végfokozattal	196
5.4.1. A kimeneti áram növelése	197
5.4.2. A kimeneti feszültség növelése	201
5.4.3. A kimeneti teljesítmény növelése	203

5.5. Villamos mérő és távadó alapáramkörök	212
5.5.1. Az egyenfeszültség mérés alapáram-	
körei, autozéró kapcsolások	212
5.5.2. Ellenállásmérő alapáramkörök	219
5.5.3. Áramgenerátor alapáramkörök	226
5.5.4. Áram-feszültség átalakító	230
5.6. Analóg integráló és differenciáló kapcsolások	233
5.6.1. Az analóg integráló kapcsolás	233
5.6.2. Az analóg differenciáló kapcsolás	241
5.6.3. Néhány további példa-kapcsolás	243
5.7. Aktiv RC szűrők	246
5.7.1. Szelektív áramkörök	246
5.7.2. Szűrőkarakterisztikák tulajdonságai	
és közelítései	248
5.7.3. Szűrőfunkciók	255
5.7.4. Magasabb fokszámú szűrők. Szűrő	
alaptagok	258
5.7.5. Aktiv RC szűrők realizálása	260
5.7.6. Aktiv RC szűrők áramköri elemei	267
5.8. Komparátorok és limiterek	269
5.9. AC-DC átalakítók	279
5.10. Nemlineáris karakterisztikájú erősítők	285
6. MÉRŐÁTALAKITÓK JELÉNEK ERŐSITÉSE	
6.1. Bemeneti, instrumentation erősítők	291
6.1.1. Nagy bemeneti ellenállású	
szimmetrikus erősítők	294
6.1.2. Hid-erősítők	307
6.1.3. Nagy közös módusú feszültséget	
türő erősítők	310
6.1.4. Izolációs erősítők	313
6.1.5. Igen kis egyenáramú jelek erősítése	319

6.2. Csatlakozás a jelforráshoz	330
6.2.1. Zavarok és zajok bejutása a bemeneti körbe	330
6.2.2. Földelés, árnyékolás, guard rendszer	335
7. AZ ANALÓG JELFELDOLGOZÁS KIEGÉSZITŐ ESZKÖZEI	
7.1. Analóg kapcsolók	347
7.1.1. Érintkezős kapcsolók	348
7.1.2. Félvezetős kapcsolók	351
7.1.3. Az analóg kapcsolók alkalmazásának alapjai	374
7.2. Analóg multiplexerek	384
7.3. Mintavező-tartó alapáramkörök	393
IRODALOMJEGYZÉK	401

1. Az integrált áramkörök

1.1. Az integrált áramkörök szükségessége, felosztása

Az elektronikus készülékek és berendezések - az egyre bonyolultabb és összetettebb feladatok megoldásához - mind több és több beépített alkatrészt tartalmaztak. Ez azonban a készülék súlyának, méreteinek, gyártási költségének növekedéséhez vezetett, valamint - a sok különálló elem kapcsolódása miatt - a berendezések megbízhatóságának csökkenését eredményezte. Természetes törekvés volt az emlitett hátrányok csökkentése /a készülék specifikációs adatainak megtartása, esetleg javítása mellett/; ez csak az áramköri elemek, az áramkörök miniatürizálásával oldható meg. Miniatürizálási törekvések az elektronikában már régebben is felléptek /az 1904-ben először Fleming által alkalmazott vákuumdiódát és az 1906-ban De Forest által konstruált triódát 1948-ban Bardeen, Brattain és Shockley kutatásai alapján a diszkrét félvezető eszközök követték, majd ezek elterjedésének a nyomtatott áramköri technológia óriási lökést adott/. A miniatürizálás terén forradalmi változást jelentett a félvezető alapú integrált áramkörök kifejlesztése /1958, Kilby/. Az első integrált technikával gyártott műveleti erősítőt /a μ A702 típusut/ 1963-ban hozták forgalomba. A miniatürizálás mindenkorai legfőbb sürgetője a haditechnika és az utóbbi évtizedben az ürkutatás. A miniatürizálás az igen kis méretekben kívül /ez nem elsődleges az iparban!/ további előnyös tulajdonságokat biztosít: kis teljesítményigény, nagyobb megbízhatóság, a kis méretekből adódó nagyobb működési sebesség, kisebb önköltség, megnövekedett gazdaságosság, stb. A mikroelektronikai áramkörök néhány jellemzőjének fontossági rangsora a következő:

Ipari elektronika	Hadiipar	Kommersz elektronika
Megbizhatóság	1.	1.
Gazdaságosság	2.	3.
Méret /és súly/	3.	2.

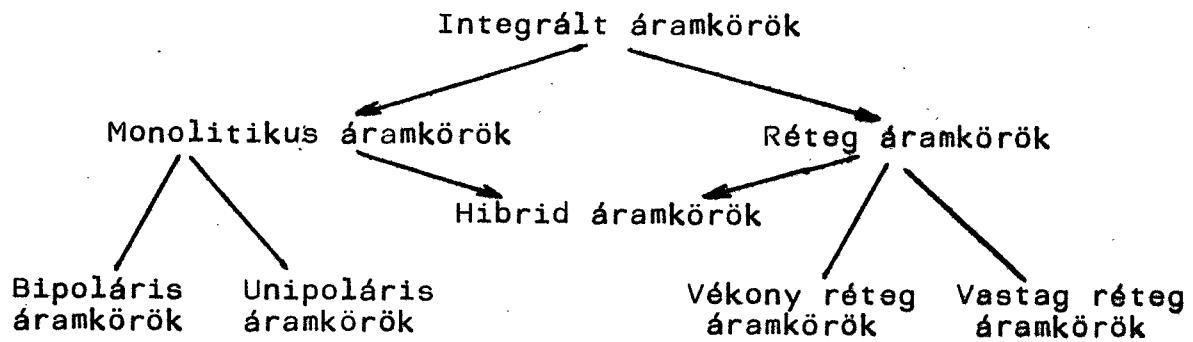
A mikroelektronika fejlődésével hatást gyakorol a gyártástechnológián kívül az elektronika egészére is. A nagybonyolultságú berendezések elterjedését segíti elő - ezzel a készülékek kezelése, irányítása egyre kevesebb közvetlen emberi munkát igényel. Megváltozik, egyszerűsödik a készülékek karbantartása, javítása. Az áramkörök és készülékek tervezése részben bonyolultabb lesz /itt a számítógépek egyre nagyobb arányú alkalmazása válik szükségessé/, részben megváltozott tervezési módszerek kellenek, hiszen lényegesen megváltozott az alkatrészválaszték. Alkatrészen ezután sokszor egy összetett áramköri egységet kell majd értenünk /pl. egy erősítőt/.

Az integrált áramkör /Integrated Circuit angol elnevezésből származóan, rövidítve IC/ egy alaplemezen /vagy alaplemezben/ készül, a kész áramkör mechanikai roncsolás nélkül nem bontható alkotóelemeire. Ebből adódóan egy integrált áramkör /amelynek áramköri funkciója lehet pl: feszültségerősítés/ meghibásodás után használhatatlan, nem javitható.

Az integrált áramkörök felosztása történhet funkció szerint /analóg illetve digitális IC-k/ és történhet a gyártástechnológia alapján: félvezető alapú technológiával /egyetlen félvezető darabkából a szilicium-planár epitaxiális eljárás alkalmazásával/ a monolitikus áramkörök, szigetelő alapú technológiával /egyetlen szigetelő pl. kerámia lapkán kialakított passzív alkatrészekkel és összekötésekkel/ a réteg áramkörök

gyárthatók. A rétegáramkörök önmagukban ritkán alkalmazhatók. Az ún. hibrid áramkörök a kétféle technológia előnyeit egyesítik: a jó paraméterű rétegáramköri passzív alkatrészeket és az aktiv elemeket előnyösen előállító monolit áramköröket együttesen használják fel.

Az 1.1. ábrán a jelenleg gyártott integrált áramköröket csoportosítottuk. A csoportositást részben a technológia alapján, részben kissé önkényesen /az áramkörre jellemző aktiv elem szerint: bipoláris vagy unipoláris tranzisztor/ végeztük.



1.1. ábra

A különböző integrált áramköri megoldások közül melyiket célszerű választani? Erre nehéz válaszolni, illetve csak a tényleges feladat ismeretében lehetséges. A hibrid áramkörök mind a felhasználó, mind a tervező részére nagyobb tervezői szabadságot biztosítanak /aktiv eleme lehet tranzisztor, monolitikus IC, passzív eleme réteg áramkör/; ez utóbbi a szigorúbb specifikáció megvalósítását segíti/. A választást legtöbbször ár-kérdések döntik el. Jelenleg /1979-ben/ a monolit áramkör az olcsóbb /itt ár-áramkör bonyolultság összefüggésével nem foglalkozunk/.

Mivel napjaink áramköreit leggyakrabban félvezető alapú technológiával gyártják, ezért a továbbiakban részletesebben az így előállítható alkatelektronikai tulajdonságaival és a monolit

áramkörök alkalmazásával foglalkozunk.

1.2. A monolitikus integrált áramkörök alkotóelemei

Monolit integrált áramkörök gyártása az epitaxiális planár tranzisztorok gyártástechnológiáján alapul. Ezzel a technológiával az áramkör összes alkotóeleme egyetlen félvezető kristálydarabkán előállítható. A félvezető gyártásra alkalmas kiindulási anyagok közül leggyakrabban a szilicium egykristályt használják. Kivételes jó tulajdonságain - például oxidjának tömörségén, kémiai maratószerekkel szembeni szelektív ellenállóképességén, stb. - alapul a jelenlegi legtökéletesebb planár epitaxiális technológia. Ezzel megvalósítható áramköri elemek: npn és pnp tranzisztorok, JFET-ek, MOS tranzisztorok, diódák, ellenállások, kisértékű kondenzátorok. Nem gyárthatók: nagyértékű kondenzátorok, induktivitások, transzformátorok. Mivel a planár technológiát tranzisztorok gyártására fejlesztették ki, monolit áramkörökben az "alkatrészek" közül a tranzisztor rendelkezik a legjobb tulajdonságokkal. A passzív elemek a tranzisztorhoz igazodó gyártás-technika miatt így meghatározott minőségük. Ez új áramköri elrendezések használatát követeli, amelyekben törekszenek az ellenállások, esetleg kondenzátorok tranzisztorokkal való kiváltására. Az alábbiakban az előállítható alkatelemek vázlatos kialakítását valamint azok néhány elektromos jellemzőjét vizsgáljuk, a technológia részletezése nélkül. A tárgyalást az előállítható alkatelemek szerint végezzük.

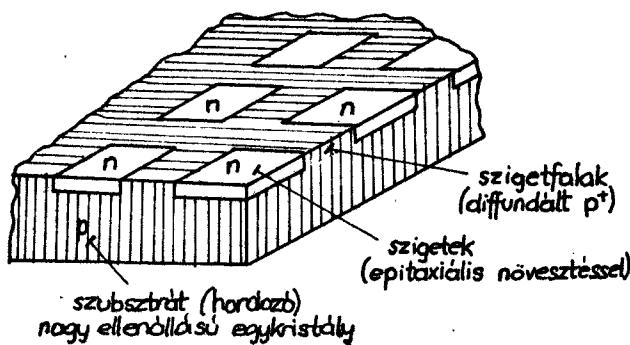
1.2.1. Az áramköri elemek szigetelése

A monolit integrált áramkörök gyártásának kiinduló anyaga kör alakú szilicium egykristály szelet /angolul slice/. Átmé-

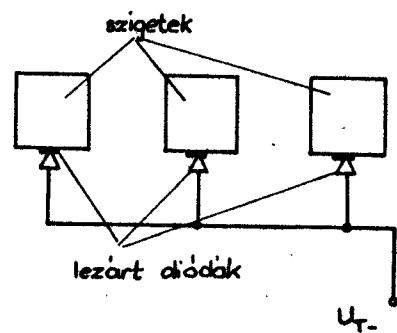
mérője 50...100 mm, vastagsága 0,5 mm körüli. A bipoláris integrált áramkörök gyártására előkészített szelet gyenge p szennyezettségű. Ebben a szeletben alakítanak ki a gyártás folyamán technológiától függően 100...5000 áramkört. Általánosan egy áramkör területigénye 1 mm². Az 1 mm² nagyságú felületen alakitandó ki tehát az az áramkör, amely egyszerűbb áramköri funkció megvalósítása esetén is 30...100 alkatrészt, alkotóelemet tartalmaz. A kis felületen előállított alkatrészeket természetesen egymástól elektromosan el kell szigetelni /persze a kapcsolási rajz szerint egymással kapcsolatban lévőket később elektromosan összekötik/. Az elszigetelés alapvetően háromféle lehet: lezárt p-n átmenettel, szilárd dielektrikummal és légszigeteléssel. A légréteges szigetelésnél marással távolítják el az integrált áramkör egyes elemei közül a sziliciumot, az így kialakitott légréteget oxidréteggel "lefedik" /lásd később/. Szigetelhetők az elemek egymástól úgy is, hogy a p szennyezésű tárcsán szilárd dielektrikum-réteggel /pl. sziliciumdioxiddal/ szinte "körül fogják" az alkatelemet. A három eljárás közül a legelterjedtebbet, a záróirányban előfeszített p-n átmenettel történő szigetelést részletesebben ismertetjük.

A bipoláris monolitikus áramkörök kiindulási szilicium tárcsája p szennyezettségű, ez az IC hordozó rétege, az ún. szubsztrát. Erre epitaxiális növesztéssel viszik fel az n szennyezésű réteget. Az így kialakitott n réteget p szennyezésű, a szubsztrátig hatoló, diffuzióval kialakitott rácshálózattal különálló szigeteckékre osztják. Az áramkör működésekor az összefüggő p réteget /az alap és a "szigetelő" falak/ az áramkör legnegativabb pontjára kell kapcsoni, így a lezárt p-n átmenet 100 MΩ nagyságrendű ellenállása megfelelő elválasztást jelent az n szigetek között, amelyekben kialakitható egy-egy alkatelem /tranzisztor, ellenállás, stb./.

Az 1.2.a. ábrán az alaplemezen kialakított szigetek perspektívus képét adtuk meg, a b. ábra a szigetelés modelljét mutatja.



a.



1.2. ábra

A lezárt átmenettel megvalósított szigetelésnél folyó záróirányú diódaáramok elhanyagolhatóak, azonban a kialakult kapacitások rontják az áramkör nagyfrekvenciás tulajdonságait. További zavaró körülmény lehet, hogy a kapacitás értéke függ a zárófeszültség nagyságától is. A szigeteken kialakított alkatrészek szükséges elektromos összekötése, majd az egyes áramkörököt ellenőrző mérések elvégzése után darabolják fel a sziliciumtárcsát egyedi áramkörökre és a jó áramköri példányokat tokozzák. A tokozással az 1.2.6. pont foglalkozik.

Légszigetelésen alapul az ú.n. tartó-vezetős /Beam-Lead/ eljárás. A szilicium hordozóban kialakítják az áramköri elemeket, majd a lemezken kialakult nitridrétegen kellő mechanikai szilárdságú fémes összekötőcsíkokat létesitenek /ezek a megfelelő helyeken érintkeznek az alkatrészekkel/. Ezután megfelelő maszkon keresztül az alkatrészek közül kimerítják a sziliciumot /kivéve azt, amely csak mechanikai kötést ad/. Ily módon az alkatelemek külön-külön függeszkednek a vezető fémhé-

lón. Az eljárás költséges, de nagyon jó szigetelést és kis szórt, parazita kapacitást biztosít. Alkalmazása nagyfrekvenciás /10 MHz felett/ áramkörökben előnyös.

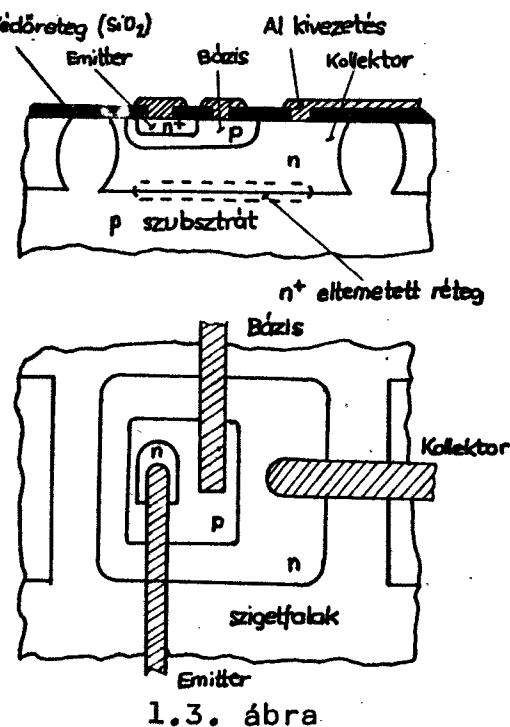
1.2.2. Monolitikus integrált tranzisztorok

Az előzőekben már említettük, hogy a monolit gyártástechnológia az epitaxiális planár technikán alapszik, ezért az integrált áramkör leggyakrabban használt eleme a tranzisztor. A többi megvalósítható elemhez képest /ellenállás, kondenzátor/ a tranzisztor felületigénye a legkisebb /ez 1mm^2 felületnél és pl. 200 alkatrésznél döntő/, tehát a "legolcsóbb alkatrész" is.

Bipoláris tranzisztorok:

A legegyszerűbb megvalósításnál a rétegtranzisztor felépítése elvileg megfelel a diszkrét tranzisztor felépítésének, itt azonban a kollektor kivezetés a lapka felszinén van. A kollektor anyaga npn tranzisztor nál az epitaxiális növesztésű, nagy ellenállású n réteg /a tulajdonképpeni sziget/. Ebben a rétegben egymás után alakitják ki diffúzióval a bázist /p réteg/, majd nagyobb szennyezettségű diffúzióval az emittert / n^+ réteg/. Lásd az 1.3. ábrát ! Az így kialakított npn tranzisztor hibái: egyrészt az előző pontban ismertetett szigetelési eljárásból adódó lezárt dióda kapacitása most a kollektort terheli /a szubsztrát felé/, másrészt a nagy ellenállású n rétegen, mint kollektorban a kollektoráram nagy utat tesz meg, amiatt a tranzisztor tulajdonságai módosulnak, romlanak /pl. a letörési feszültség csökken, a tranzit frekvencia csökken, stb., hiszen a kollektor aktiv pontja és a kivezetés között néhányszor 10 ohm ellenállás van - r_{cc} , amely r_{BB} -vel azonos hatású/. A hibák csökkentésére a hordozón az n réteg növesztése előtt egy erősen szennyezett n^+ réteget hoznak

létre /lásd az 1.3. ábrán szaggatott vonallal/, amely kis ellenállású réteg, így a kollektoráram ezen folyhat, mintegy kikerülve az előbb emlitett nagy ellenállású réteget, tehát ezzel söntölik az r_{CC} , ellenállást. Mivel az n^+ szennyezésű rétegnek kivezetése nincs, eltemetett rétegnek nevezik. A tranzisztor rétegvízelvezetései az egész felületen oxidációval kialakított védőréteg / SiO_2 / "ablakaiban" elhelyezett kontaktusokkal /anyaga általában aluminium/ köthetők össze a csatlakozó elemekkel. Az 1.3. ábrán kisáramú / $I_{Cmax} \approx 0.5 \text{ mA}$ / tranzisztor metszeti és felülnézeti képét ábrázoltuk, a méreteket a jó ábrázolhatóság érdekében megnöveltük. Megemlíttük, hogy a kivezetések közvetlen közelében a szennyezés növelésével /pl. a bázisrétegnél p^+ / kis ellenállást valósítanak meg a jó kontaktus biztosítására /az ábrán nem jelöltük/.

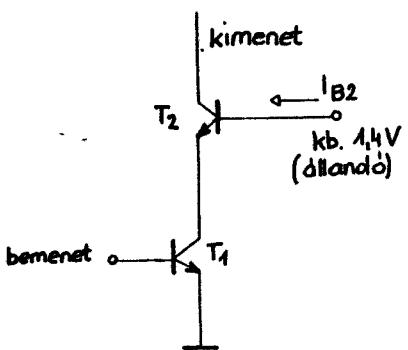


1.3. ábra

Az így készült kisáramú tranzisztorok /0,1...0,5 mA/ néhány jellemző paraméterének nagyságrendi értékei:

Kollektor-bázis letörési feszültség 40 V
 Emitter-bázis letörési feszültség 7 V
 Egyenáramú áramerősítés / I_C -től függő/ 40...200
 Kollektor-bázis kapacitás /6V-nál/ 0,5...10 pF
 Emitter-bázis kapacitás /6 V-nál/ 1...15 pF
 Tranzit frekvencia 100...500 MHz
 Rétegellenállás / r_{BB} , is, r_{CC} , is/ 10...100 ohm
 Kollektor-szubsztrát kapacitás 1...10 pF

Egyes alkalmazásokban szükség lehet különösen nagy áramerősítésű tranzisztorra /pl. bemeneti fokozatok nagyon kis, nA-es bemeneti árama esetén is e tranzisztor még kézben tártható, 1...10 μ A kollektoráramot biztosít/. Ez a nagy értékű áramerősítés a bázisréteg vastagságának csökkentésével /ez mélyebb emitterdiffuzióval/ valósítható meg. Az emitterdiffuzió mélységenek növelése viszont csökkenti a kollektor-bázis letörési feszültséget. Az ú.n. vékonybázisú tranzisztorok ezen hátrányos tulajdonsága megszüntethető az 1.4. ábra szerint. A két

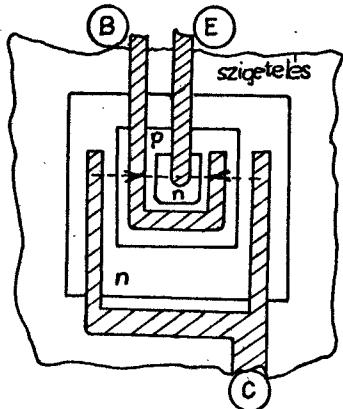


1.4. ábra

tranzisztor kaszkód fokozatot alkot / T_1 földelt emitterü, T_2 földelt bázisú/; T_1 néhány-ezberszeres áramerősítésű tranzisztor, kis letörési feszültségű, T_2 nagy letörési feszültségű típus. Mivel T_2 bázisán megfelelő kapcsolással közel 1,4 V állandó feszültséget biztosítunk, T_1 kollektor-bázis feszültsége közel zérus /néhányszor 10 mV/, tehát nem "veszélyeztetett"

üzemű. Megvalósítható 5 V letörési feszültség mellett 1000...6000 értékű áramerősítési tényező, innen az elnevezés: szuperbéta tranzisztor.

Szükséges lehet az integrált tranzisztor kollektoráram terhelhetőségének növelése is. Az előzőekben /1.3. ábra/ bemutatott kisjelű /kisáramú/ tranzisztorból kiindulva úgy képzelhetjük el az áramnövelést, ha a hatásos emitterfelületet meg-növeljük. Ez megvalósítható pl. az 1.5. ábra szerint. Látható, hogy az emitterből a bázison keresztül a kollektorbba folyó áram itt már két irányba halad, ezt szaggatott vonallal jelöltük a rajzon.



1.5. ábra

tranzisztorának rétegméreteiből: a növesztett epitaxiális n réteg vastagsága $10 \mu\text{m}$, a diffuziós bázisréteg vastagsága $2 \mu\text{m}$, oldalirányban kb. $20 \mu\text{m} \times 20 \mu\text{m}$, a n sziget kb. $100 \times 150 \mu\text{m}$, a szigetelő fal szélessége $10 \mu\text{m}$.

A monolit technikával gyártott pnp tranzisztorok több lehetséges gyártási folyamata közül csak azok terjedtek el, amelyek az npn tranzisztor gyártási lépéseihez előállíthatók /tehát járulékos technológiai lépések nem, vagy csak egészben kis mértékben szükségesek/.

Legegyszerűbb felépítésű pnp tranzisztor /u.n. szubsztrát tranzisztor/ készíthető az 1.3.a. ábra szerinti rétegek kialakításával, ha az utolsó lépést /az n szennyezésü, ott emitter-réteg diffundáltatását/ elhagyjuk. Ekkor a szubsztrát a kollektor, az epitaxiális n réteg a bázis, és a diffundált p réteg az emitter. Hátrányai miatt /pl. csak FC-úként köthető/ ritkán alkalmazzák.

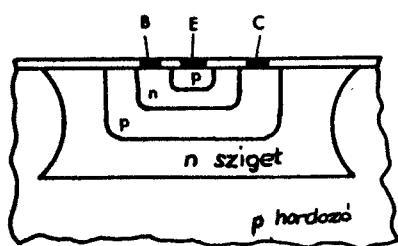
Készíthető ugy is pnp tranzisztor, hogy az n szigetben alakitanak ki három réteget /p réteget, ezen belül kisebb felületű n réteget, és ezen belül p réteget/. Ez a folyamat több lépést igényel, mint az npn tranzisztor gyártása, azonban közel egyező minőségű pnp tranzisztort eredményez. A

Sokszor szükséges több emitter kialakítása ugyanahhoz a bázishoz és kollektorhoz tartozóan - ezt a differenciált emitterszigetek számának növelésével érik el. Az így kialakított emitterek mindenekikét külön kivezetéssel látják el.

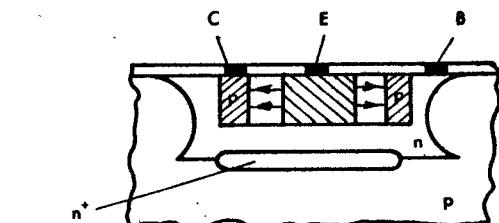
Tájékoztatásul megadunk néhány nagyságrendi adatot a bipoláris technológia kisáramú integrált

metszeti rajz az 1.6.a. ábrán látható.

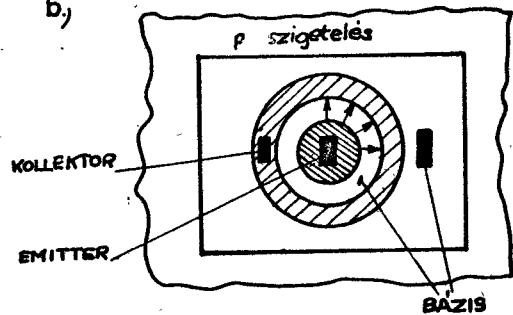
A harmadik módszerrel az ú.n. laterális pnp tranzisztor készíthető el. Ennél a szubsztrát és az eltemetett réteg fölé növesztett n réteg a bázis, ebben az egyszerre diffundáltatott p szennyezésű emittert koncentrikusan veszi körül a körgyűrű alaku kollektor - közöttük van a bázis. A kollektoráram az emitterből indulva a kollektorhoz a bázison keresztül oldalirányú /angolul lateral/ áramlással jut el. A tranzisztor metszeti és felülnézeti, nem méretarányos rajza az 1.6.b. ábrán látható. /A kollektoráram irányát nyílak jelölik./ Ez a tranzisztor npn tranzisztorral járulékos lépés nélkül együtt gyártható.



a.)

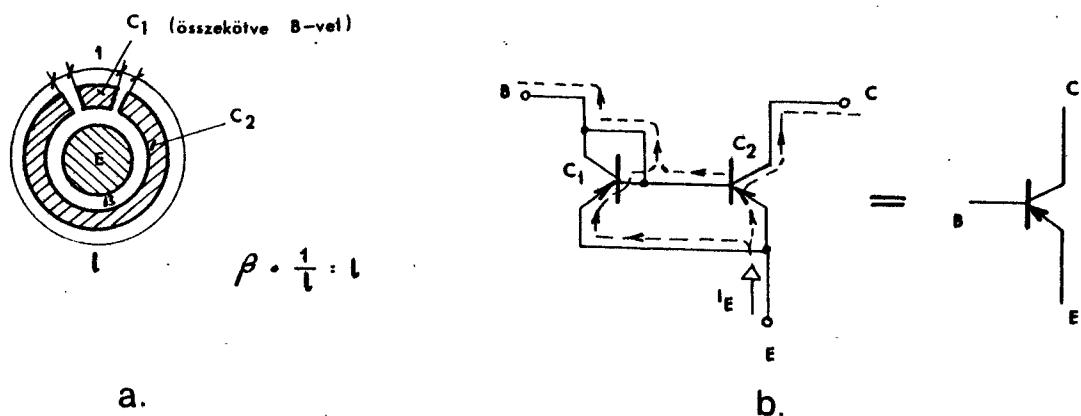


b.)



1.6. ábra

A laterális tranzisztor paraméterei rosszabbak, mint az npn tranzisztoroké /kisebb értékű, nagy szórású áramerősítés, kisebb tranzitfrekvencia, stb./. Ezek a hátrányok csökkenthetők belső, ú.n. szegmens-visszacsatolással: a kollektor réteget két szegmensre osztják és a kisebb részt összekötik a bázissal. Lásd az 1.7.a. ábrát! Az eredő tranzisztor áramerősítését a kollektor szegmensek felületaránya /az egyenlő a kerületarány/ határozza meg. Ez az arány jól kézbentartható. /A más aránnyal felosztott és külön kivezetett kollektor-szegmensek alkalmasak több-kollektorú tranzisztor előállítására is - lásd a 2.3. pontot./



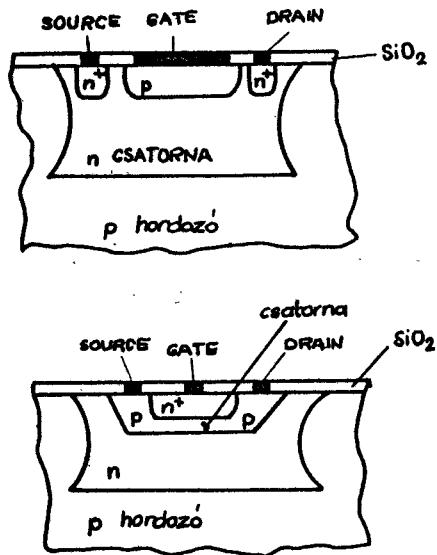
1.7. ábra

Unipoláris tranzisztorok:

Az unipoláris eszközökben vagy negativ töltésű elektronok, vagy pozitív töltésű lyukak vesznek részt az alkatrész működésében. /Ellentétben a bipoláris eszközökkel, ahol egyszerre lyuk és elektronmozgás is történik/ Az unipoláris eszközök ismert módon felcserélhető forrás /source/ és nyelő /drain/ elkródával rendelkeznek /ezek árama tehát tetszőleges irányú/. Az unipoláris monolitikus tranzisztorok is a diszkrét unipoláris tranzisztorokhoz hasonlóan záróréteges /JFET/ vagy

fémoxid-félvezető /MOS=Metal-Oxide-Semiconductor FET/ felépítésük lehetnek.

A záróréteges térvézérlésű tranzisztorok - JFET-ek a bipoláris tranzisztorokkal együtt gyárthatók. Az 1.8.a. ábrán egy



1.8. ábra

n-csatornás tranzisztor metszeti képét rajzoltuk meg. A már ismert módon kialakított növesztett n szennyezésű sziget a csatorna, az ebbé diffundált /bázisdiffúzióval/ p szennyezésű réteg a vezérlő elektród /a gate/. A teljes felületet itt is oxidréteg védi, az elektróda kivezetések alatt közvetlenül megnövelt koncentrációjú szennyezést alakítanak ki a jó kontaktus biztosítása érdekében. Fenti gyártástechnológiájú tranzisz-

tort kimondottan erősítő célra nem használják /a megvalósítható kis meredekség miatt/, azonban bemeneti fokozatként, követő kapcsolásban /nagyon kis, nA...pA nagyságú áram, az erősítés érdektelen/ vagy áramgenerátorként alkalmazható. Az 1.8.b. ábrán p-csatornás JFET nem méretarányos metszeti képe látható.

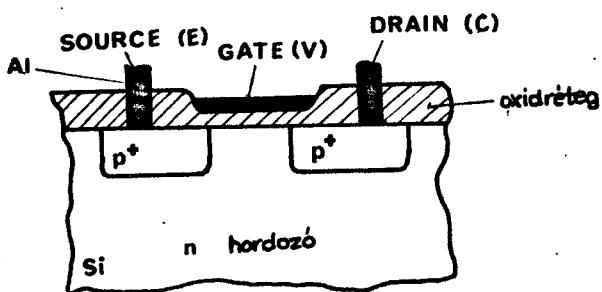
A szigetelt vezérlőelektródájú, vagy ahogy gyakrabban nevezik, MOS térvézérlésű tranzisztorok az integrált áramkörök nagyon gyakran használatos áramköri elemei. Készítésük nagyon egyszerű, geometriai méreteik kisebbek, mint a többi tranzisztoré, ezekből adódóan olcsóbbak is. Teljesítményfelvételük nagyon kicsi, kisebb mint a réteg-FET-é /a tipikus

munkapontbeállításból adódóan/. Az integrált áramkör-tervező gyakori törekvése minden az analóg alkalmazásban, minden a digitális alkalmazásban a MOS eszközök egyre nagyobb mértékű felhasználása./MOS eszközt írtunk, és itt nem csupán tranzisztor értendő ez alatt, hiszen a MOS félvezető eszköz pl.:ellenállásként is alkalmazható./ Jelenleg a gyakrabban használt, ismertebb integrált áramkörök közül a digitális technikában alkalmazott IC-k azok, amelyek MOS felépítésük, ezért e fejzetben ismertetett áramkörtípusok közül csak néhány alkalmazszigetelt vezérlőelektronikus tranzisztor, mégis célszerű a részletesebb ismertetés a fejlődés említett irányá miatt. A MOS tranzisztorok felosztása /p-csatornás ill. n-csatornás, minden kettőből a növekményes üzemmódú a használatosabb/ és a különböző tranzisztorok rétegfelépítése, fizikai működése az Elektronikus áramkörök I.A. jegyzetből ismert. A diszkrét és az integrált MOS-tranzisztorok működése, rétegfelépítése lényegében azonos /természetesen döntően eltérő geometriai méretekkel/.

A négyféle lehetséges MOS-tranzisztor közül a legegyszerűbben gyártható a növekményes üzemmódú /vagy indukált csatornás üzemmódú/ p-tipusú tranzisztor, röviden növekményes p-MOS tranzisztor. Ez az eszköz a szennyezettségű szilicium hordozóba diffundáltatott két p^+ szennyzésű zónából áll, ezek a p-zónák az emitter /source, forrás/ és a kollektor /drain, nyelő/. A hordozóra felvitt oxidréteg /pl.: SiO_2 esetleg nitridoxid/ fölött az emitter és kollektor közötti távolságban kialakított fémezett réteg alkotja a vezérlő elektródot /gate/. Ezzel a fémezett réteggel egyidejűleg alakítják ki a másik két elektród csatlakozását is. A vezérlő elektród illetve a másik két kivezetés anyaga általában aluminium. A küszöbfeszültség nél nagyobb negativ vezérlőelektród feszültség esetén az elektród alatt lyuk-töltéshordozókat tartalmazó, p-tipusú

félvezetőként viselkedő inverziós réteg indukálódik, tehát egy áramvezető p-csatorna alakul ki /és a kollektorra kapcsolt negativ feszültséggel csatornaáram folyik, amelynek nagysága a vezérlőelektród feszültségtől függ/. A vezérlő-

elektród alatti oxidréteget elvékonyítják, hogy a vezérlés hatása a csatorna vezetőképességére nagyobb legyen /illetve a többi helyen vastagabb az oxidréteg, hogy ne alakulhasson ki parazita tranzisztor a gate hozzávezetés egyéb helyein/. Az 1.9. ábra p-MOS tranzisztor vázlatos rétegrajzát mutatja.



1.9. ábra

rajzát mutatja.

A MOS-tranzisztor néhány jellemzője: vezérlőelektród - emitter bemeneti ellenállás különösen nagy: 10^{18} ohm, a bemeneti áram 10^{-14} A, a meredekség néhány mA/V, a csatornaellenállás 100 kohm, az elektróda kapacitások pF értékük, tehát nem nagyobbak mint egy hasonló méretű rétegtranzisztorban, azonban szerepük jelentősebb a nagyobb ellenállásszintek miatt. /Egyes alkalmazások ezeket a kondenzátorokat töltéstárolásra használják fel./ A technológiától függő nyitófeszültség -3...-6 V.

Láttuk az 1.2.1. pontban, hogy a hordozó egyenáramú összeköttetést jelent az egyes áramköri elemek között, tehát ezek elszigeteléséről gondoskodni kell. A bipoláris technológia külön gyártási lépés beiktatásával tudja az alkatrész-szíteket megvalósítani. A MOS-technológia ezen a téren is egyszerűbb, hiszen elegendő az n szennyezettségű hordozólemezt pozitív tápfeszültségre kötni, így mind az emitter, mind a

kollektor felől lezárt pn átmenetek szigetelik az áramkört. Mivel a külön kialakítandó és helyet elfoglaló szigetelőfalak itt elmaradnak, ezért a MOS áramkörökben egy alkatrész átlagos helyszükséglete kisebb, mint a bipoláris technikában, így a MOS technológia nagyobb bonyolultságú áramkörök gyártását teszi lehetővé /egy MOS tranzisztor alapterülete kb. $500 \mu\text{m}^2$ /.

Bár jelenleg a kereskedelmi forgalomban lévő eszközök többsége p-csatornás, az n-csatornás eszközök egyre gazdaságosabb versenytársakká válnak. Az n-MOS tranzisztor p típusú szilicium hordozólemezbe diffundáltatott erősen szennyezett n^+ zónából /emitter és kollektor/, valamint a szigetelővel elválasztott aluminiumból kialakitott vezérlőelektródából áll /az 1.9. ábrából a rétegek szennyezésével megfelelő "átirással" kapható az n-MOS rétegrajza/. Adott értékű pozitív gate-feszültség esetén az indukált n-csatorna töltéshordozói elektronok. Az elektronok nagyobb mozgékonyságúak, mint a lyukak, tehát az n-MOS tranzisztor gyorsabb működésü a p-MOS-nál. További előnye az n-csatornás eszköznek, hogy bipoláris kompatibilitása /bipolárissal való összeférhetősége, illeszthetősége/ nagyobb, valamint az egy alkatrész-helyigénye kisebb. Hátránya, hogy gyártása nagyobb technológiai fogyelmet követel /felülete nagyon érzékeny a szennyeződésekre/, nagyobb a gyártási selejtszáraz, az áramkör zajérzékenyebb.

A MOS tranzisztorok legnagyobb hibája, hogy a vezérlő elektroda szigetelése könnyen átüt /pl. már kismértékű elektrosztatikus feltöltődésnél is/. Az átütési feszültség elérését többek között úgy akadályozhatjuk meg, hogy az előzőkben leírtakhoz képest kiegészítő technológiai lépésként az emitter mellé, azzal azonos szennyezettségű, nagyobb felületű réteget diffundáltatnak és összekötik a vezérlő elektródával. A védőréteg és az emitter közötti átütési feszültség kisebb, mint a

vezérlő elektronikájában.

A MOS technológia lehetővé teszi p- és n-csatornás MOS tranzisztorok egy áramköri chip-en való előállítását is. Ezeket az áramköröket CMOS /komplementer MOS/ áramköröknek nevezzük. A komplementer tranzisztorpárt egyenáramúlag soros kapcsolásban adja a gyártás.

A tervezérelt tranzisztoros egyszerű kapcsolástechnika különösen a kapcsolóüzemben működő áramköröknél terjedt el.

A MOS technológia alkalmas MOS-bipoláris tranzisztor kettős létrehozására is. Természetesen mindenkor a tervezérelt eszköz vezérli a bipolárist, hiszen a FET-ek jó bemeneti paramétereinek csak így hasznosíthatók /tehát a MOS tranzisztor az első "fokozat" és ennek kollektorrétege egyben a bipoláris bázisrétege/.

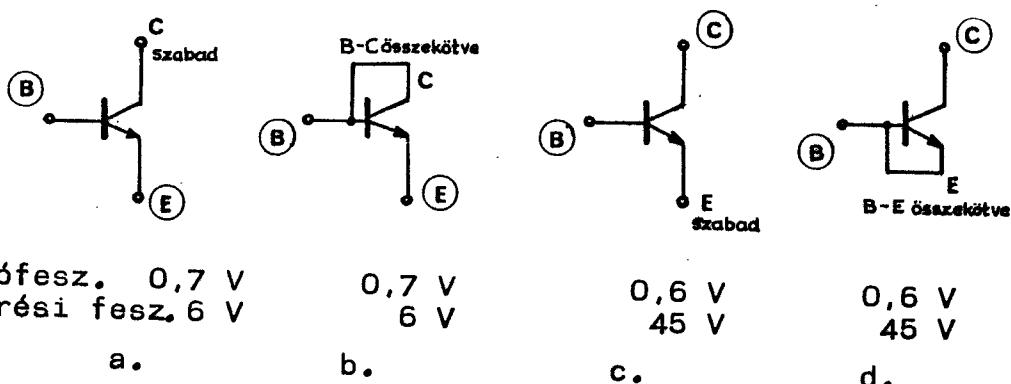
A fent ismertetett MOS technológia alapvetőnek tekinthető. Az áramkörök paramétereinek javítására néhány, az előzőektől eltérő technológiai lépés beiktatása, a technológia módosítása ad lehetőséget. A 70-es évek kutatásai /általában egyes gyártó cégek fejlesztenek ki egy-egy új technikát/ többféle MOS szerkezetet alakítottak ki, ezek közül néhányat az alábbiakban felsorolunk. Kis nyitófeszültséget - ezzel kedvezőbb bipoláris kompatibilitást - biztosít a szilicium vezérlőelektronikás MOS, a Si-gate MOS tranzisztor /a vezérlőelektronikát Al helyett polikristályos sziliciumból készítik/. A sziliciumnitrides MOS /NMOS/ nyitófeszültsége még kisebb /1.5...3V/, itt az Al vezérlőelektronikát és az oxidréteg közé sziliciumnitrid réteget növesztetnek. A térrányékolású MOS-szerkezet védőgyűrű vagy árnyékolt elektronikát kialakításával megakadályozza, hogy zavaró téterősség hatására az egyes áramköri elemek egymással csatlásba kerüljenek. A hőálló fémréteges MOS /RMOS/ áramkörök nagy működési sebességet biztosítanak - gyártásuk a szilicium

vezérlő elektronikus MOS-éhoz hasonló, vezérlő elektronikáját itt mosibdén alkalmaznak.

A bipoláris és MOS gyártás két alapvető folyamat integrált áramkörök előállítására. Jelenleg /1979/ a MOS technológiája előállít nagyon jó és olcsó logikai köröket, de nehéz megvalósítani precíziós analóg köröket. Az előállítható bipoláris elemekkel magas követelményű analóg áramkörök realizálhatók, alkalmazásuk a logikai áramkörök területén kisebb jelentőségű. A jelenlegi törekvések éppen e helyzet megváltoztatására irányulnak, a két előállítási folyamat közötti éles határvonal kezd elmosódni, a kettő összeolvadása a fejlődés útja /pl. már gyártanak CMOS analóg, BiMOS - bipoláris és MOS együttes alkalmazása - analóg áramköröket/.

1.2.3. Monolitikus integrált diódák

Az integrált diódákat vagy p-n átmenetekből vagy megfelelően kapcsolt tranzisztorokból alakithatunk ki. Általában tranzisztor szerkezetből kialakítható diódákat használnak, hiszen az integrált technikában külön dióda gyártása nem jelent költségmegtakaritást egy tranzisztor gyártásához képest. A követelményektől függően az alábbi ábra szerinti származtatásokat alkalmazzák:



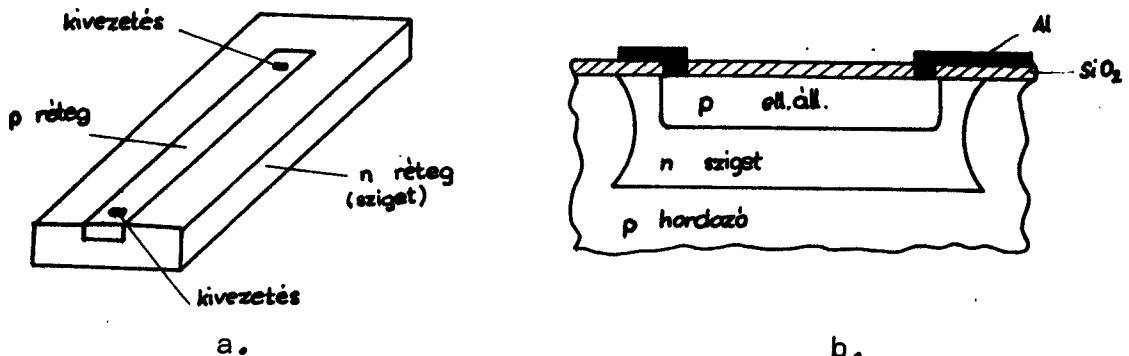
1.10 ábra

A B-E illetve a C-B átmenet eltérő adalékanyag /szennyezés/ koncentrációja miatt a diódák eltérő letörési feszültségük /a B-E dióda az emitter nagy szennyezettségű rétege miatt jóval kisebb letörési feszültségű, mint a C-B dióda, ahol a kollektor kis szennyezésű, nagy ellenállású réteg/. A tranzisztorhatás kihasználásával /pl. a b. megoldásnál $U_{CB} = 0$ / a dióda adott elektromos paramétere javitható esetenként másik paraméter rovására: a B-C összekötése a feléledési időt csökkenti, növekszik azonban a dióda kapacitás. A megfelelő idő ennél a diódánál 10 ns nagyságú /a kollektor szabadon hagyásával kb. 40 ns-ra növekszik ez az idő/, a diódakapacitás 1...6 pF /a C-B összekötése nélkül 0,5...2 pF/.

A Zener diódákat is tranzisztorokból alakitják ki, általában a záróirányban előfeszített bázis-emitter diódából. Ennek letörési feszültsége 6...7 V, amely érték kis pozitív hőfoktényezőjű. Ezek a Zener diódák kedvezőtlen zaj-tulajdonságúak.

1.2.4. Monolitikus integrált ellenállások

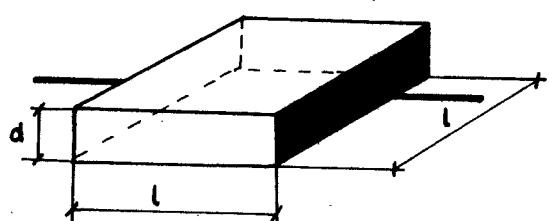
Integrált áramköri ellenállásokat úgy alakítanak ki, hogy adalékanyagok diffuziójával megnövelik valamekkora térfogatban a szilicium vezetőképességét. Az ellenállás tehát megfelelő geometriai alakzatú és szennyezés koncentrációjú diffundált zóna, amelyet lezárt p-n átmenet választ el a többi áramköri résztől. A zóna két végénél a kivezetést a szilicium felületre párologtatott fémréteg biztosítja. Az ellenállások az integrált tranzisztorok gyártásával együtt, azonos technológiai lépések felhasználásával készíthetők. A leggyakrabban alkalmazott ellenállás a bázisdiffuzióval létrehozott. Az 1.11.a. ábrán bázisdiffuziós integrált ellenállás elvi geometriája, a b. ábrán a hosszirányú, nem méretarányos metszete látható.



1.11. ábra

A diffuziós ellenállások értékét adott szennyezéskoncentráció mellett a geometriai méretek szabják meg. A diffuziós szennyezettséget a tranzisztor-gyártáshoz igazodva választják meg. Adott diffuzióval létrehozható ellenállás jellemzésére

az u.n. négyzetes ellenállásértéket adják meg, amely egy d átmérőjű, négyzet alapterületű térfogat ellenállása /lásd az 1.2. ábrát/. A négyzetes ellenállás Ω/\square értékkel adható meg. Mivel az ellenállásréteg harmadik kiterjedését az adott technológia határozza meg, az ellenállás értékét a kialakítandó "csik" hosszúsága és szélessége szabja meg /a négyzetes ellenállás értékét a hosszúsággal szorozni, a szélességgel osztani kell/. A szükséges ellenállásértékek és a használatos diffuziós rétegek általában olyan ellenállásméreteket eredményeznek, amelyek sokkal nagyobb helyszükségletük a tranzisztoroknál. A monolit ellenállások tehát drágábbak, mint a monolit tranzisztorok, ezért is törekszenek tranzisztorral való helyette-



$$R = \rho \cdot \frac{l}{A} = \rho \cdot \frac{l}{l \cdot d}; R_{\square} = \frac{\rho}{d}$$

1.12. ábra

szusága és szélessége szabja meg /a négyzetes ellenállás értékét a hosszúsággal szorozni, a szélességgel osztani kell/. A szükséges ellenállásértékek és a használatos diffuziós rétegek általában olyan ellenállásméreteket eredményeznek, amelyek sokkal nagyobb helyszükségletük a tranzisztoroknál. A monolit ellenállások tehát drágábbak, mint a monolit tranzisztorok, ezért is törekszenek tranzisztorral való helyette-

sítésükre /egy 10 kohm-os ellenállás 2...3 tranzisztor-terület igényü/.

Az ellenállásértékek függnek a gyártási eljárások szórásától, emiatt kb. 10 %-os ellenállások gyárthatók. Az egyidejűleg gyártott ellenállások egymás közötti eltérése jól kézbentartható, a relativ pontosság nagy. Törekszenek ezért olyan áramkori elrendezésekre, ahol az áramkori jellemzőket nem az ellenállások értéke, hanem azok aránya szabja meg. Az ellenállásarányok 0,3...1% pontossággal biztosíthatók. Ezzel a módszerrel egyben az ellenállások viszonylag nagy hőmérsékletfüggése /0,2%/C⁰/ is megszüntethető.

Közepes értékü /100 ohm...40 kohm/ ellenállások bázisdiffúzióval készülnek /lásd az 1.11. ábrát/. A bázisdiffúzió négyzetes ellenállása kb. 200 ohm/□/. Az ellenállás hőfokfüggése 0,2%/C⁰. A monolit ellenállások nem kezelhetők ideális ellenállásként. A rétegek az ellenálláson kívül további parazita elemeket hoznak létre. Kialakul a hordozó felé egy parazita pnp tranzisztor, amely az ellenálláson folyó áram egy részét elvezeti. A B-E dióda lezárásával /az n epitaxiális réteg pozitív tágpfeszültségre kötésével/ ez a sönthatás csökkenthető. További járulékos elemeket alkotnak a lezárt pn átmenetek kapacitásai. A helyfoglalás csökkentésére a hosszanti vonalkialakítást a gazdaságosabb, megtört vonalvezetéssel, "kigyóvonallal" kialakított ú.n. meander alakzatot alkalmazzák.

Kis értékü /1...100 ohm/ ellenállásokat emitterdiffúzióval készítenek, az erősen szennyezett emitterréteg négyzetes ellenállása 2..3 ohm/□/.

Monolit technikában nagy értékü /50 kohm feletti/ ellenállások használatát általában kerülik. Ilyen értékü ellenállások vagy úgy készithetők, hogy a bázisdiffúzióval kialakított p réteget emitterdiffúzióval megfelelően elvékonyítják /tehát a négyzetes ellenállást megnövelik, vagy az egyébként is nagy

négyzetes ellenállású epitaxiális kollektorréteget használják fel.

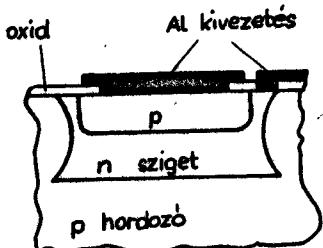
Nagy pontosságú pl. 0,1 %-os ellenállás vékonyréteg technológiával készíthető a monolit áramkör oxid-réteg /mint szigetelő alap/ felületén. Előállítása költséges.

1.2.5. Monolitikus integrált kondenzátorok

Monolitikus kondenzátorok kétféleképpen állíthatók elő: lezárt pn átmenettel vagy ú.n. MOS kondenzátorként.

A pn átmenet kondenzátor együtt gyártható a tranzisztorokkal. Záróirányú előfeszítés mellett mind a C-B átmenet, mind az E-B átmenet alkalmazható kondenzátorként. Mindkettő hátránya, hogy a rétegkapacitás feszültségfüggő /bár bizonyos alkalmazásokban pl. feszültségvezérelt oszcillátoroknál ez éppen előnyös/. A kollektor-bázis pn átmenet a kis szennyezettségű réteg miatt kisebb fajlagos kapacitású /100 pF/mm²/, de nagyobb

átütési feszültségű /40 V/, mint az E-B átmenet. A kondenzátor hőfokfüggő és nagy helyigényű, alkalmazását kerülik. Az 1.13. ábra lezárt C-B átmenettel reálizált kondenzátor metszetét mutatja.

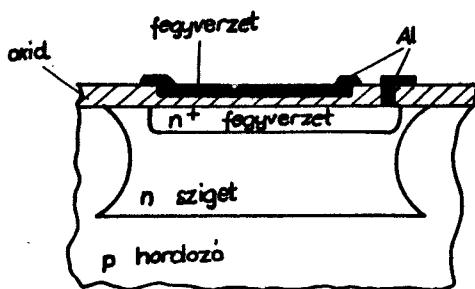


1.13. ábra

Az előzőeknél jobb minőségű a MOS kondenzátor, amely két jó vezető réteg közötti dielektrikumból áll. A dielektrikum a szilicium felületén kialakított oxid- vagy nitrid-réteg. Az egyik fegyverzet a dielektrikumra párologtatott fémréteg /pl. aluminium, a másik fegyverzet az emitterdiffuzióval elhelyezett félvezetőréteg /az erősen adalékolt szennyezésű, kis el-

lenállású réteg/. A MOS kondenzátor kapacitásértéke feszültség-

független! A letörési feszültség a dielektrikum vastagságától függ. A veszteségi ellenállás kicsi. Még a MOS kondenzátorral megvalósított néhányszor 10 pF értékű alkatrész geometriai méretei is nagyok az áramkör többi részéhez viszonyítva /ezért költségesebb is/. Az 1.14. ábrán a MOS kondenzátor egyik lehetséges megvalósításá-



1.14. ábra

nak metszetét rajzoltuk meg.

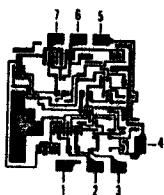
Az integrált kondenzátorokat lineáris erősítésű áramkörökben általában frekvenciakompenzáció célra alkalmazzák.

1.2.6. Tokozás

A monolit integrált áramkör-gyártás alaplemezén /a sziliciumtárcsán/ kialakitják az előzőek szerint az egyes áramkörök /egy tárcsán 100...5000 áramkör készíthető/ alkotó elemeit egymástól elszigetelve. A gyártásnak ebben a fázisában a teljes tárcsát szükségszerűen kialakuló oxidréteg /vagy nitridréteg/ fedи. Ebbe a rétegbe nyilásokat vágnak az egyes áramköri elemek megfelelő csatlakozási helyeinél, majd az egész felületre párologtatott fémrétegből /néhány tized μm vastag Al/ marással eltávolítják a felesleges részeket. Az így kialakított fém-hálózat /fémezés/ biztosítja mind a belső összeköttetéseket, mind a külső csatlakozás "fogadását" /ez az áramköri lemezke – angolul chip – széle felé kiszélesedő 0,1 mm X 0,1 mm nagyságú kontaktus-mező/. Az egy lemezen készült áramköröket ezután mérőautomatákkal végzett ellenőrző mérésekkel szelektálják, a hibás áramköröket megjelölik, majd a sziliciumlemezt feldarabol-

ják egyedi áramkörökre. A hibás áramkörök kiselejtezése után

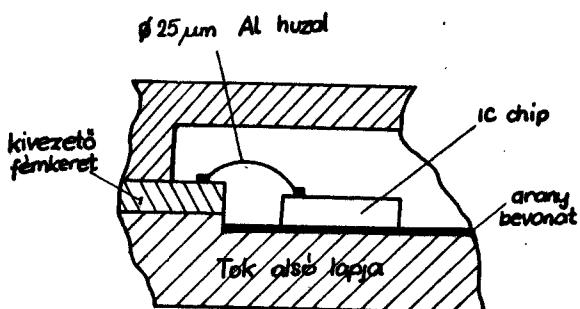
Méret: 55x55 mils



- | | |
|--------------------|--------------------|
| 1. Balansz | 5. Balansz |
| 2. Inv. bem. | 6. Kimenet |
| 3. Neminv. b. | 7. U _{T+} |
| 4. U _{T-} | |

1.15. ábra

méretekhez: az IC chip alapterülete kb. $1,4 \times 1,4 \text{ mm}^2$. 1 mil = $= 25,4 \mu\text{m}$; 1 inch = $25,4 \text{ mm} = 1 \text{ hüvelyk}$. Természetesen nagy bonyolultságú IC /lásd később/ chip mérete nagyobb, $20...30 \text{ mm}^2$ is lehet.



1.16. ábra

tokban elhelyezett fém kivezetőhöz rögzítik. A szerelvényt gondosan tisztítják, majd tokozzák. Az 1.16. ábrán vázlatos tokrész metszet látható.

Az ipari elektronikus készülékeknél alapvető követelmény a

A tokozás első lépéseként a kb. 1 mm^2 nagyságú IC chipet felforrasztják a tok aljának belső felületére /ez rendszerint arany bevonatú kovar vagy kerámia lemez/. Ezután ultrahangos megoldással a chip szélein kialakitott kontaktus-mezőkhöz hegesztenek vékony fémhuzalt /aluminium, esetleg arany/, amelynek másik végét a

megbízhatóság. Monolit technikában a megbízhatóságot elsősorban a tokozás szabája meg. A tokozási forma nagyban meghatározza a használhatóságot, kezelhetőséget is. A monolit integrált áramkörök ára döntően a tokozástól függ /a tokozás nem végezhető el egyszerre az összes elkészült chipen, csak egyedi módon/. A tokozásnak alapvetően az alábbi követelményeknek kell eleget tennie: az érzékeny félvezető áramkört káros környezeti hatásoktól kell védenie, kellő mechanikai védelmet kell szolgáltatnia, a rendszer építéséhez szükséges kivezetéseket a szereléshez jól kezelhető formában kell biztosítania és megfelelő hőátadásúnak kell lennie.

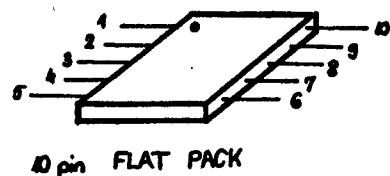
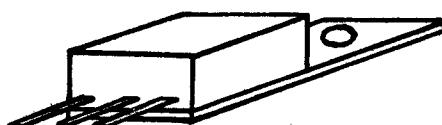
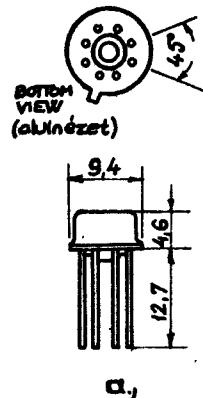
A tokok csoportosíthatók a tok anyaga /fém, műanyag, kerámia, üveg/ illetve a tok geometriai formája /hengeres, flat pack, DIP/ szerint.

A hengeres tokozási forma a diszkrét tranzisztorok elterjedt tokformájával azonos. Több lábkivezetéssel /3, 8, 10, 12, 14 lab, angolul pin lehetséges/ gyártják. A tok anyaga fém. Használatosak pl. a TO-5, -99, -100 jelű tokok, nagyáramú, nagyobb teljesítményű áramkörökknél a TO-3, -66 /egyes áramköröket pl. stabilizátorokat a TO-220 tipussal - ez nem hengeres - is tokozhatnak/. A hengeres tokok hermetikus zárást biztosítanak, de nehezen cseréhetők, automatával nem ültethetők be, szerelt magassági méretük viszonylag nagy, a beültetés felől történő mérések elvégzése nem lehetséges. Olcsóbban beszerezhetők.

A lapos tokozás /ú.n. flat package/ kisebb magassági méretű kisebb súlyú, mint a hengeres. Ipari felhasználása nem terjedt el /nehéz automatikusan kezelni, rosszabb a hőátadása/. Ezeket is több lab-kivezetés számmal gyártják.

Az 1.17. ábra TO-99, TO-220 és flat-pack tokozást mutat.

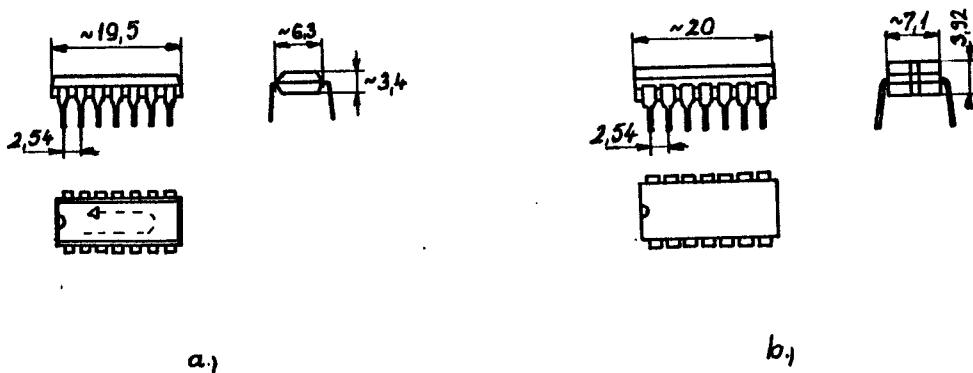
8pin TO-99



1.17. ábra

A dugaszolható kétsoros tokozási forma a legelterjedtebb. Ennek elnevezése röviden DIP /Dual-in-Line Package kiválasztott kezdőbetüiből - néhány gyártó cég a DIL rövidítést alkalmazza - szószerinti fordításban "kétsoros-csomag"/. Itt a kivezetések a tok sikkára merőlegesek. A DIP a hagyományos nyomtatott huzalozási technikához jól illeszkedik, a kivezetések osztástávolsága 2,5 mm. A kivezetések vonal menti elhelyezése könnyíti a nyomtatott huzalozás tervezését. Az oldalirányból induló lábak lehetővé teszik a beültetés felől végezhető méréseket. A DIP-pel tömegszerü, automata beültető gépekkel történő szerelés is végezhető. Ennél a tokozási formánál is többféle kivezetésszámmal rendelhetők a tokok. A gyakoribb lábszámok: 8 /ez a mini-DIP, a tok hossza fele a 16 lábúénak/, 14, 16, 18, 24, 28. A DIP nagyobb méretű, mint az előző két tok-forma. A tok anyaga lehet kerámia, üveg-fém vagy fröccsöntött müanyag. A kerámia és az üveg-fém tokozás

hermetikus lezárást ad. A müanyag /plasztik/ tokozás nem nyújt teljesen hermetikus lezárást, valamint üzemi hőmérséklettartománya is alacsonyabb /a rosszabb hőátadás miatt/, mint a más anyagból készült tokoké, azonban azoknál olcsóbb, ezért szívesen alkalmazzák ott, ahol a kisebb klímaállósági követelmények /nedvességállóság, szennyezésállóság, hőmérséklet/ megengedi. A különböző anyagból készült DIP-ek szerelés szempontjából fontos méretei - kivezetés-sor távolság, láb-távolság, láb méret - azonosak. Az 1.18.a. ábrán plasztik, a b. ábrán kerámikus tok látható /a lényegesebb méretek mm-ben adottak/.



1.18. ábra

Az a. ábrán megrajzolt tok módositott változatai is használatosak pl. nagyobb teljesítményű /végerősítő/ áramköröknel, ahol a kedvezőbb disszipációs körülményeket hűtőlemezzel elláttott tok biztosítja, vagy közhasználatú készülékekben a négyosatos tokozás, amely a nyomtatott áramkört nagyobb terület felhasználásával teszi könnyebben kezelhetővé /ennél a toknál a DIP-hez képest minden második kivezetés szélesebb "nyomtatású"/.

Adott típusú IC esetén katalógus adja meg a tokbekötést. Állában egy tipust többféle tokkal gyártanak. Célszerű megjegyez-

ni, hogy a számozás a jelzett ponttól indulva az IC felülnézetében /a lábakkal ellentétes oldalról/ az óramutató járásával ellentétes körüljárással meghatározható /lásd az 1.18.a. ábrát !/. A jelzett pont lehet pl. anyagfolytonossági lépcső /DIP-nél/. Vigyázat: a TO tokokra is érvényes a fenti szabály, de az 1.17.a. ábrán alulnézetben láthatók a lábak.

A nyomtatott huzalozású panelra az integrált áramköröket vagy közvetlenül forrasztják be, vagy külön foglalatot ültetnek be és ebbe dugaszolják az IC-t. Az integrált áramkör foglalatok hengeres és kétsoros tokozáshoz egyaránt kaphatók. Gyártanak csavart-kötésű huzalozással /wire-wrap kötéssel/ csatlakoztatható foglalatokat is - ezek hosszabb lábkivezetések. A nagy bonyolultságú áramkörökhez /lásd 1.4. pont/ is készülnek foglalatok. A foglalat alkalmazása az alkatrészek egyszerü, gyors cseréjét teszi lehetővé, de a megbizhatóságot csökkenti, a költségeket növeli /1979-ben egy DIP-foglalat ára kb. 30...50 %-a egy általános felhasználású IC árának/. Esetenként eldöntendő kérdés, hogy gazdaságos-e a hibás egyedi köröket egyenként cserálni, vagy inkább a meghibásodott panelt cseréljük /modul-csere/. Sokszor a kérdést a szerelés módja eldönti: pl. automatával végzett beültetés foglalat nélküli.

A tok és a foglalat választékot, méreteket a gyártó vagy forgalmazó cégek /nálunk az EMO/ katalógusaiban megtaláljuk.

1.3. Az integrált áramkörök megbizhatósága

Az integrált áramkörök ellenőrző elektromos mérése részben tokozás előtt, részben tokozás után történik. A méréseket a programozott mérőautomaták végezik. A tokozás utáni mérések minőség szerinti osztályozást is lehetővé tesznek. A minőség lehet például: szigorított ipari, általános ipari, selejt. A jó-

nak minősített példányok között is vannak azonban olyanok, amelyek rejtett hibásak /a minőségellenőrzéskor nem esnek ki/, de a tényleges használatban ezek hamar tönkremennek. Természetesen a többi példány sem örök életű, ez azonban nem is törekvés, hiszen a berendezések bizonyos idő után technikailag úgyis korszerütlennéké válnak, bár működőképesek. A felhasználó számára a legfontosabb a két meghibásodás közötti átlagos üzemidő, vagy az, hogy a készülék használati ideje alatt, hány meghibásodás várható. A megbizhatóság megadja, hogy időegységenként az egyedeknek /alkatrész, forrasztás, huzalozás, kötés, csatlakozás, stb./ átlagosan hányadrésze hibásodik meg. Ennek mérőszáma a p-faktor. A monolit integrált áramkörök megbizhatósága sokkal nagyobb, mint a diszkrét áramköröké. Amennyiben az egyes alkatelemek /tranzisztorok, diódák, ellenállások/ megbizhatóságát azonosnak tételezzük fel minden áramkörnél, a monolit integrált áramkör eredő p-faktora sokkal kisebb, mint a diszkrété, hiszen minél kevesebb elemet kell szereléssel összekapcsolni, annál nagyobb a megbizhatóság. A monolit IC bár összetett áramköri funkciót tölt be, alkatrészként kezelhető, tehát csökkenti a huzalozások és a csatlakozási pontok számát. Az IC-k p-faktor méréséhez több évre lenne szükség, ezért fejleszített igénybevétellel - megnövelt tápfeszültséggel és megnövelt környezeti hőmérséklettel - végezik a mérést. E módszer szerint az időegységre jutó meghibásodások nagyobb maximuma $10^9 \dots 10^{11}$ órai tényleges használati idő körül van; itt hibásodik meg a jó példányok viszonylag nagy hányada. A kötési módszerek közül pl. a forrasztás p-faktora rosszabb mint az IC-é.

Az alábbiakban a monolit integrált áramkörök meghibásodásának néhány okát soroljuk fel:

- a meghibásodások kb. 50 %-a a tokozásban, a fémezésben és a huzalkötésben létrejövő hibákból adódik.

A nem tökéletes toklezárás, vagy a két huzal közötti rövidzár /pl. fém-cseppecske miatt/ érthetően hibát okoz. Vannak azonban a technológiától függően előfordulható hibák is pl. az ú.n., biborpestis. Ezt a gyártáshoz felhasznált szilicium, aluminium, arany magasabb hőmérsékleten kialakuló, törékeny ötvözetként okozza /a huzalok törékenyé válnak/. Az egyes elemek összekötésére használt nagyon vékony fémezett felületek, fémrétegek is érzékenyek, inhomogén részek kialakulása hibaforrás.

- a gyártás közbeni kis mértékű szennyeződés /porszem, idegen testecske/ gátolhatja, megzavarja a diffuziót, vagy a tökéletes oxidréteg kialakulását, ez átvezetést eredményez a szomszédos átmenetek között.

Természetesen a helytelen használat miatti hibáktól /ez általában elektronos túlterhelés, esetleg kivezetés-törés/ itt eltekintettünk.

Összefoglalásképpen rögzíthetjük, hogy az integrált áramkörrel felépített készülékek megbízhatóságát /megemlíti jük, hogy költségét és méreteit is/ döntően a huzalozások, kötések, csatlakozások határozzák meg.

1.4. A nagy bonyolultságú integrálás

A monolitikus integrált technológia fejlődése egyre nagyobb mértékű integrálást tesz lehetővé, egyre bonyolultabb, összetettebb lesz az áramköri egység. Az integrált áramkörök csoportosíthatók az egy tokban lévő alkatrészek száma szerint:

- SSI /Small Scale Integration = kis méretű integrálás/ áramkörök, maximálisan néhányszor 100 alkatrész integrálásával.
- MSI /Medium Scale Integration = közepe mértékű integrálás/ áramkörök egy-kétszáztól néhányszor ezer alkatrésszel.

- LSI /Large S. I. = nagy mértékű integrálás/ áramkörök néhány 1000...10000 alkatrészt tartalmaznak. Az ennél több alkatrészü összetettebb rendszerek egy tokban az Extra LSI áramkörök.

Csoporthoz integrálásról vagy integrált csoporthoz néhány ezer alkatrész-szám től kezdődően /ezek az LSI áramkörök/ beszélhetünk. Az előző pontban láttuk, hogy a megbizhatóságot, a méreteket nagy részben a huzalozás, csatlakozás szabja meg. Az integrált csoporthoz alkalmazásával az összekötések rövidebbek lesznek, a külső összekötések száma csökken, az egyes rész-áramköröket az IC tervezőnek nem kell olyan nagy mértékben tartalékra méreteznie mintha egyedi áramkörökként jelentenének választékot /ez egyben a gyártó cég által elvégzendő ellenőrző mérések számát is csökkenti a kérdéses áramköri egységgel kapcsolatosan/, a parazita kapacitások csökkennek, a működési sebesség /részben a rövidebb vezetékek miatt/ növekszik, stb. Az LSI áramkörök megbizhatósága sokkal nagyobb, mint a hasonló funkciójú, kis elemszámú IC-kel felépített rendszereké. Az LSI áramkörök tokozási kérdései még nem teljesen megoldottak. Ezek a nagy bonyolultságú áramkörök gyakran sok kivezetésü /40...80 láb/, nagyobb tokot igényelnek és ezeknek nemcsak gyártása, hanem szerelése is több hibalehetőséget jelent. Könnyebben sérül a tok, törik a kivezetés.

A nagy mértékű integrálás alapvetően kétféle megvalósítású lehet:

- A teljes áramkör egyetlen félvezető lemezkén kialakított. Példaként a tipikusan több száz, több ezer elemet tartalmazó analóg-digitális átalakítók közül a monolitikus CMOS gyártási móddal előállított LD 130 /Siliconix cég/ tipusút illetve az AD 2020 tipusút emlitjük meg, mindenkor LSI eszköz. Az utóbbit az Analóg Devices cég gyártja ú.n. I^2L /Integrated Injection Logic/ gyártási folyamattal, amely lehetővé teszi magas minős-

ségi követelményü analóg és logikai áramkörök közös előállítását egy chipen. Az elérhető alkatrészsürűség felülmúlja a MOS-gyártásét.

- Az áramkört monolitikus chipek és rétegelemek alkotják - ez a hibrid integrált áramkör.

A félvezetőgyártás technológiai fejlődése lehetővé teszi a jelenleg használatos LSI-technikáról a VLSI /Very Large Scale Integration = nagyon nagy mértékű integrálás/ technikára való áttérést - ez a 80-as évek IC gyártására lesz jellemző. A VLSI technika egy chipen 100000 darab feletti áramköri elem integrálását teszi lehetővé. Az áramköri elemek számának növelése elérhető: a chip felületének növelésével vagy az áramköri elemek strukturális méreteinek csökkentésével vagy a chip-felület jobb kihasználásával /jobb kapcsolástechnikával/. A három tényező közül a leghatásosabban az elemek méretcsökkentése alkalmazható. A jelenlegi LSI technika $2 \mu\text{m}$ -es elemstruktúrát tesz lehetővé. Az ennél kisebb méretek a látható fény hullámhossz-tartományába esnek /kb. $0,5 \mu\text{m}$ /. Ennél a méretnél a maszk megvilágításkor elhajlási és interferencia jelenségek lépnek fel és így további méretcsökkentés nem lehetséges. Szükségessé vált kisebb hullámhosszúságú sugárzással: elektron - illetve röntgensugárzással végezni a maszkmegvilágítást. Elektronsugaras maszkmegvilágítással már kísérleti gyártás folyik /1979/, a röntgensugaras eljárás széleskörű elterjedése csak a 80-as évek közepére várható. Fizikailag az áramköri elemek további méretcsökkenésének nincs akadálya, azonban a pénzügyi ráfordítás ilyen gyártási eljárások kifejlesztésére már a gazdaságosság határát súrolja.

1.5. Hibrid integrált áramkörök

Az integrált áramkörök felosztásánál láttuk /l.l. ábra/, hogy a monolit gyártás mellett a másik lehetőség a rétegáramkör /vagy szigetelő alapú IC/. Ennek ismertetését nem részletezzük, mert a csak rétegtechnológiával gyártott áramkörök nagyon kis jelentőségűek. A rétegáramkörök szigetelő hordozón készülnek. A vékonyréteg áramkörök hordozója pl. üveglemez, ezen vákuumpárologtatással felvitt néhány μm -es, megfelelő kialakításúréteg alkotja az alkatrészeket. A vastagréteg áramkörök hordozója pl. aluminumoxid, ezen szitanyomással felvitt, kb. 100 μm vastagságú réteggel képezik ki az alkatrészeket. Az alkatrészek kialakítása után arany-ötvözetből készítik az összekötéseket. A rétegtechnológia tipikus alkatrésze az ellenállás és a kondenzátor, aktiv elemeket így nem állítanak elő, azokat ú.n. morzsa kivitelben utólag építik be a passzív alkatrészek közé. A rétegellenállások a monolit ellenállásoknál nagyobb értéktartományban és jobb minőségi jellemzőkkel gyárthatók. A jellemző négyzetes ellenállás lo kohm/ \square /vékonyrétegel/ ill. 1 Mohm/ \square /vastagréteggel/, a hőmérsékleti együttható $10^{-2} \text{ }^{\circ}\text{C}^0$. Az ellenállás értékek nagy pontossággal /0,1 % -nál kisebb türéssel is/ megvalósíthatók - a preciziós méretek /és így az ellenállásértékek/ pl. lézersugárral végzett méretnyeséssel /laser trimmed/ beállíthatók.

A rétekondenzátorok is jobb minőségűek, mint a monolit technika kondenzátorai. Igy előállíthatók lineáris /feszültségsfüggetlen/ elemek, a megvalósítható fajlagos kapacitás 20 nF/mm².

A rétegtechnológia lehetővé teszi kis értékű induktivitás-értékek /néhányszor 10 μH / realizálását a szigetelő lemez fe-

lületén sikban felvitt spirális fémcsik formájában.

A vastagréteg áramkör előnye a vékonyréteggel szemben a kisebb előállítási költség.

A rétegtechnológia passzív, a monolitgyártás aktiv alkatrészek integrálása esetén kedvező. A kétféle technika előnyeit egyesíti a hibrid /keverék/ áramkör. Ez lehet monolitikus chipek szigetelőn rögzített és elektromosan összekötött hálózata, vagy lehet rétegtechnológiával gyártott passzív elemek közé beültetett monolitikus aktiv áramkörök hálózata. Az aktiv chip-ek bipoláris vagy CMOS áramkörök, a felhasznált passzív elemek általában lézerrel beállított vékonyréteg ellenállások /laser-trimmed thin-film resistors/, amelyek nagy pontosságúak, nagy stabilitásúak.

Hibrid áramkörre példaként megemlíttük az Analóg Devices cég két eszközét: az AD 522 tipusú nagy pontosságú erősítőt és az AD 572 tipusú analóg-digitális átalakítót /ez bonyolultságát tekintve MSI áramkör/.

A hibrid technika alkalmas jó paraméterű nagyfrekvenciás erősítő realizálására is: a monolit technika előnyeit megtartva, de az egyetlen kristálylapkából adódó megkötéseket - pl. káros visszacsatolásokat, szort paramétereket megszüntetve. Készitenek hibridáramkörként szélessávú erősítőt, nagyfrekvenciás hangolt erősítőt, nagyteljesítményű erősítőt /ez utóbbinál a monolit technika disszipációs szempontból jelent korlátot/.

A hibrid IC-k az 1.2.6. pontban bemutatott tokozáson kívül számos eltérő, a gyártó cégtől függő tokformában készülnek. A lábkivezetés szám 10...80 körüli érték.

Itt említtük meg, hogy az integrált áramköri technológiák fejlődése lehetővé tette a különösen nagy frekvenciás 100 MHz feletti ú.n. mikrohullámú alkalmazást is. A mikrohullámú integrált áramköröket többnyire hibrid technológiával gyártják.

A legegyszerübb mikrohullámú tápvonal a mikroszalag, amelyet az alaplemez, az azon kialakított dielektrikum, és az arra felvitt vezető réteg képez. Kerámia hordozólemezben pl. tárcsaformájú nagy jósági tényezőjű mikrohullámú rezgőkör /rezonátor/ gyártható, amelynek felhasználásával oszcillátorok, szűrők kezethetők. Az aktiv eszközök határfrekvenciája a speciális integrált eszközök esetén feljebb tolódott. Különösen nagy frekenciájú jeleket vagy kisebb frekvenziájú jelek frekvenszszorozásával, vagy mikrohullámú tranzisztorral állítanak elő.

2. Az integrált áramkörök áramkörkészlete

Az előző fejezetben említettük, hogy az integrált áramkör alkatrészként kezelhető. Felmerül a kérdés, szükséges-e pl. egy erősítőt megvalósító integrált áramkör belső felépítését ismerni? Szükséges-e a diszkrét elemes áramkörtechnika ismerni? Igen, szükséges. Ugyanis az analóg IC-k legtöbbje önálló alkatrészként nem képes pl. erősítés-feladatot megoldani - az integrált áramkör beállításához /lásd a 3. fejezetben/ külső elemeket, diszkrét áramköröket kell alkalmaznunk. Szükséges továbbá azért is, hogy az adott feladathoz kiválasztott integrált áramkört a legoptimálisabban használhassuk fel a megoldás-hoz, ehhez sokszor nem elegendő a katalógusadatok kizárolagos ismerete.

2.1. Az áramkörkészlet kialakulása

Természetesen nem végleges a kialakult áramkörkészlet, hiszen az integrált technológia fejlődése minden újabb és újabb áramkörök megjelenését eredményezi, mégis beszélhetünk kiforrott áramkör-tipusokról illetve ezeket alkotó kiforrott részáramkökről. Ebben a fejezetben ezeket a részáramköröket foglaljuk össze.

A monolit technológiából adódó megszoritásokat az előző fejezetben megismertük. Ezek röviden: az alkatrész-választék korlátozott /az optimális paraméterekkel gyártható elem a tranzisztor/, nagy értékű ellenállások illetve közepes és nagy értékű kondenzátorok nem gyárthatók. Az előállítható kondenzátorok igen kis értéke miatt azok csatolókondenzátorként nem alkalmazhatók, tehát csak közvetlen csatolt körök készíthetők

monolit technológiával. Az előállítható ellenállások értéktűrése nagy /kb. 10 %/, hőmérsékleti együtthatója nagy /0,2%/C⁰.

A monolit technológiából adódó előnyök nagyrészt ellensúlyozzák ezeket a megszorításokat. A közvetlen csatolású erősítők kényes kérdése, a hőmérsékleti drift olyan differenciál-erősítővel oldható meg, amelynek tranzisztorai az integrált technológiából adódóan azonos anyagból, azonos módon készültek, ezért csak nagyon kevessé különböznek egymástól elektromos jellemzőik és mivel egymáshoz helyileg nagyon közel vannak közöttük a hőcsatolás ideális /azonos hőmérsékletüek/. Az ellenállásértékek nagyobb pontatlansága is szimmetrikus áramkörrel javitható - az egyszerre gyártott ellenállások aránya 1 % eltérésen belül tartható. Az adott helyen indokolt szimmetrikus elrendezésre való törekvés az ellenállások nagy hőfoktényezőjének hatását is csökkenti, ez alkalmas geometriai elrendezéssel tovább javitható /minél közelebb vannak az ellenállások egymáshoz, annál kisebb relativ ellenállás változásuk, illetve az ellenállásokat minél távolabb kell kialakítani a nagy diszzipációjú elemektől/. A nagy értékű ellenállásokat akár 5-6 tranzisztorból kialakitott részáramkörrel helyettesíthetjük, hiszen a tranzisztor a legkönnyebben gyártható elem, ezek számának növelése nem jelent hátrányt, az elemszám nem döntő az IC-n belül. A technológiából adódó domináns alkatrész a tranzisztor, amely itt olyan különleges tranzisztor-elrendezésben gyártható /pl. többemitterű, többkollektorú, szegmens-visszacsatolt, stb./, amelyre a diszkrét elemes technológia nem képes.

Ebben a jegyzetben kizárálag csak az analóg integrált áramköröket és azok lineáris vagy nemlineáris alkalmazását ismeretjük /a digitális IC-kel itt nem foglalkozunk/. A lineáris IC-k mindegyike többfokozatú áramkör. Az előzőekben láttuk, hogy az IC technológiából adódó megszorításokat általában az

eddigiekhez képest több elem felhasználásával lehetséges ellen-súlyozni, ez bonyolultabb felépítésű részáramköröket, áramkörököt eredményez, tehát ezek analizise /elemzése, részeire bontással/ elég bonyolult. Ilyen vízszálatnál a részáramkör működése szempontjából elvi fontosságú alkatelemeket vesszük figyelembe, a többit elhagyjuk, vagy a lehetőség szerint összefonjuk. Sokszor a gyártó cégek által közölt kapcsolási rajz is már részben egyszerűsített változata a teljes integrált kapcsolásnak.

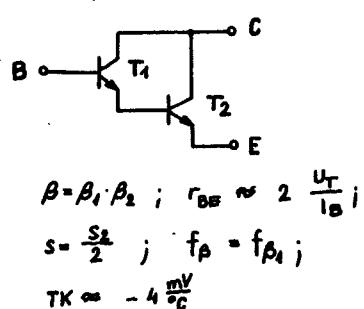
Bár az analóg integrált áramkörök legfontosabb, leggyakrabban használt áramköri részegysége a differenciál-erősítő, az alábbiakban mégsem ezt tárgyaljuk az első al pontban, a részáramkörök tárgyalásának sorrendje nem jelent fontossági sorrendet. Az ismertetendő áramköri egységeket a 4. fejezetben bemutatott IC tipusok kapcsolásaiban látjuk konkrét értékekkel és a kapcsolódó áramkörökkel együtt.

2.2. Tranzisztor-kapcsolások

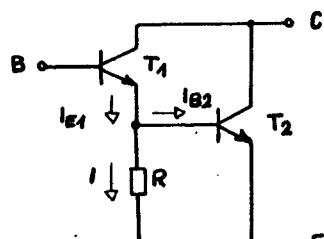
Az előzőekben láttuk, hogy a monolit technológia alapvető eleme a tranzisztor, ezért nagyon sokszor célszerűtlen egy tranzisztoros elrendezést vagy egy fokozatú erősítő-részáramköröket készíteni, ezek nem jelentenének előnyt a diszkrét tranzisztoros áramkörhöz képest. Az integrálás előnye többek közt éppen az, hogy olyan elrendezések állíthatók elő, amelyek javítják a diszkrét tranzisztor jellemzőit, járulékos hátrányos tulajdonságok és árnövekedés nélkül. Az itt bemutatott tranzisztor-elrendezéseket két csoportba oszthatjuk: a tranzisztor-párokra és a "kétfokozatú" tranzisztor kapcsolásokra.

A tranzisztor-párok lehetséges kapcsolását, azok lényeges jellemzőit már ismerjük /lásd Elektronikus áramkörök I.B./. Itt rövid összefoglalást illetve kiegészítést adunk. A 2.1.a.

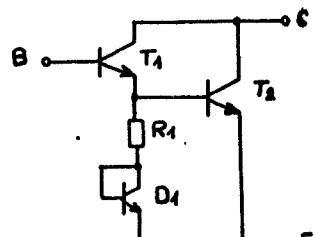
ábra npn jellegű tranzisztorokból felépítet Darlington-párt mutat. Az eredő tranzisztor jellege is npn. A közös kollektort egy n szennyezésű diffuziós réteg alkotja, a T_1 emittere n szennyezésű és T_2 bázisa p szennyezésű az oxidréteg felett fémezéssel összekötve. A kapcsolás nagy áramerősítését, kis bemeneti áramát, nagy bemeneti ellenállását hasznosíthatjuk /pl. bemeneti fokozatban/. Az így felépített Darlington-pár áramerősítési tényezői összeszorzódnak, ezért az eredő érték gyártási szórása megnő, továbbá az eredő hőmérsékletfüggés is nagyobb /két nyitott dióda sorbakapcsolódik/. Ezeket a hátrányokat a kapcsolás módosításával /módositott Darlington erősítő/ csökkentik úgy, hogy a T_1 tranzisztor emitteráramát /b. ábra/ ill. emitteráramát és B-E feszültségét /c. ábra/ részben függetlenítik a T_2 tranzisztor áramerősítésétől: a T_1 emitteráramának 60...90 %-a a járulékos áramúton folyik. A c. ábra szerinti kapcsolásban a diódaként működő tranzisztor feszültségének hőfoktényezője közel egyezik T_2 B-E feszültségének hőfoktényezőjével, ezért kompenzálja T_2 hőfüggését. /Mivel a két dióda feszültsége nem egyenlő - R_1 miatt - a két hőfoktényező kissé különbözik, ezt a különbséget az R_1 ellenállás pozitív hőfoktényezőjével kompenzálják. R_1 értéke néhány kohm./



a.



b.



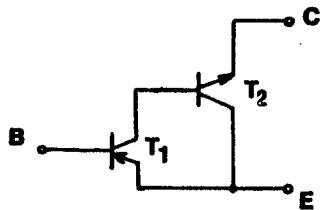
c.

2.1. ábra

A másik lehetséges tranzisztor-pár a kompozit. /Komplementer tranzisztorokkal, T_1 kollektoráramataplálja T_2 -t./ Integrált áramkörökben leggyakrabban megvalósított pár a 2.2. ábrán

látható. Általában a rosszabb paraméterekkel - kisebb áramerősítéssel - rendelkező, pnp laterális tranzisztor tulajdonságainak javítására alkalmazzák. Az eredő jelleget T_1 határozza meg. /A tranzisztorok helyes összekötését az egyenáramú "utak" ellenőrzésével végezhetjük./

A tranzisztorpárok az áramköri elrendezésben egyetlen, eredő tranzisztorral modellezhetők.



$$r_{BE} = h_{111} = \frac{U_T}{I_B} ; \quad TK = -2 \frac{mV}{^o C}$$

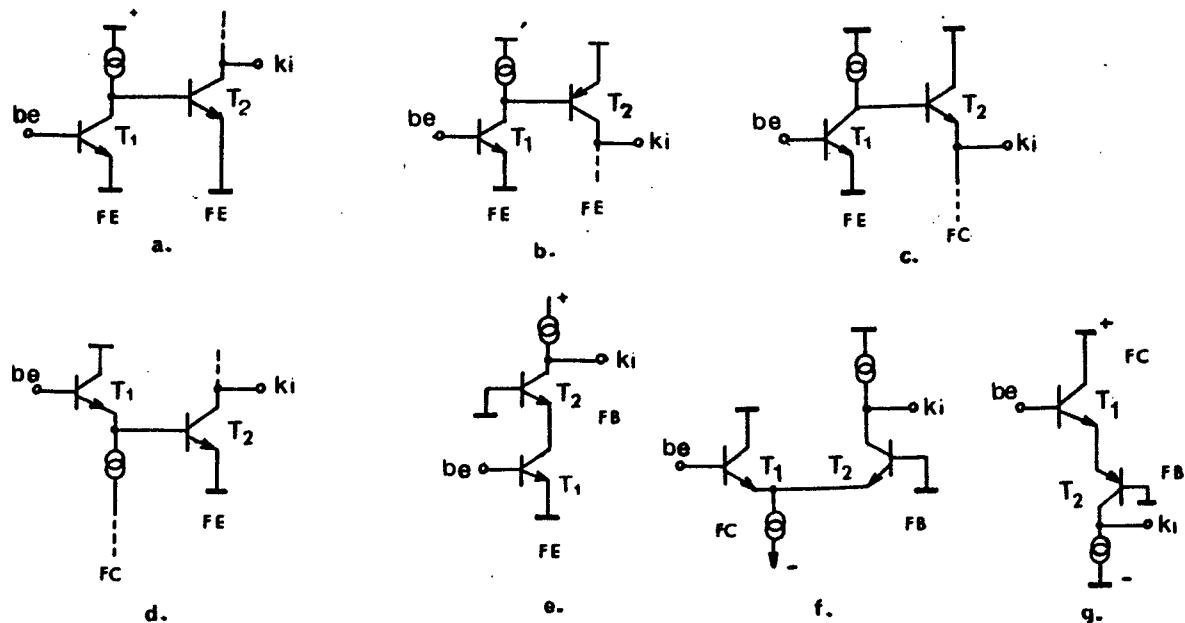
$$\beta = \beta_1 \cdot \beta_2$$

$$S = S_1$$

2.2. ábra

A két fokozatot alkotó tranzisztor elrendezések nagyon sok-félék lehetnek. A három alapkapcsolásból kilenc alapvető elrendezés rajzolható, ezek közül a legjobb tulajdonságúakat alkalmazzák. Ezek természetesen nem speciálisan integrált áramköri elrendezések, de ott a szükségszerű közvetlen csatolás miatt "elkerülhetetlenek" és előnyösek. A bemutatott áramkör változatokban csak a vezérlő jel szempontjából lényeges pontokat jelöltük /be-, kimenet/, a munkaellenállásokat áramgenerátorral /lásd 2.3. pont/ jelképezzük, a munkapontbeállítással nem foglalkozunk, a föld-pont a változások szempontjából hideg-pontot jelöl. A kétfokozatú tranzisztor elrendezések általában feszültségerősítés és /vagy/ bemeneti ellenállás és /vagy/ kimeneti ellenállás előirt megvalósítására törekszenek stabil erősítéssel és kedvező zajtényezővel /lásd 3.4. pont/.

A földelt bázisú bemenettel rendelkező elrendezések a kedvezőtlen zajtényező miatt nem terjedtek el. A tranzisztorok lánckapcsolásúak, ezért ezekre is alkalmazhatjuk a kaszkád kapcsolás elnevezést. A fontosabb kétfokozatú kaszkádokat vázlatosan a 2.3. ábrán rajzoltuk meg.



2.3. ábra

Az a. és b. ábrán minden fokozat földelt emitterü. Az első fokozat munkaellenállása áramgenerátor, a második fokozatét nem jelöltük. Az eredő erősítő nagy feszültségerősítésű. A b. ábra komplementer elrendezése egyben a T₁ által a tápfeszültség felé eltolt egyenszint helyreállítását is elvégzi, a kivezérelhetőség biztosítása érdekében. A c. ábra földelt emitterü és földelt kollektorú fokozatokból áll. Az első fokozat megfelelő elválasztása biztosítható így, vagy esetenként kis kimeneti ellenállás. A d. elrendezés nagy bemeneti ellenállású, nagy erősítésű kaszkád, a FC-ú tranzisztor itt is a fokozatok

közötti elválasztást valósítja meg. Az e. ábra szerint FE-Ü hajtja a földelt bázisú fokozatot, ez a jól ismert kaszkód erősítő. Az összes lehetséges kétfokozatú elrendezés közül ez a legkedvezőbb a stabil erősítés és a kedvező zajtényező szempontjából. Az erősítő nagyfrekenciás tulajdonságai is kedvezőek. Az f. ábrán látható erősítőt földelt kollektorú és földelt bázisú fokozatok alkotják, nagy bemeneti ellenállást, nagy erősítést és megfelelő zajtényezőt biztosítva. Az elrendezés további előnye a szimmetrikus felépítés /differenciálerősítő kapcsolás/, ebből adódik a kis hőmérsékletfüggés. A g. ábra az ellentétes jellegű tranzisztorokkal felépített, földelt kollektorú és földelt bázisú fokozatok alkotta ú.n. komplementer kaszkód kapcsolás. /Ez is kaszkód az e. ábrához hasonlóan, hiszen egyenáramúlag soros, váltakozóáramúlag lánckapcsolású, fokozatokból áll./ Az áramkör nagy bemeneti ellenállású, nagy feszültségerősítésű, nagy határfrekvenciájú, kedvező zajtényezőjű.

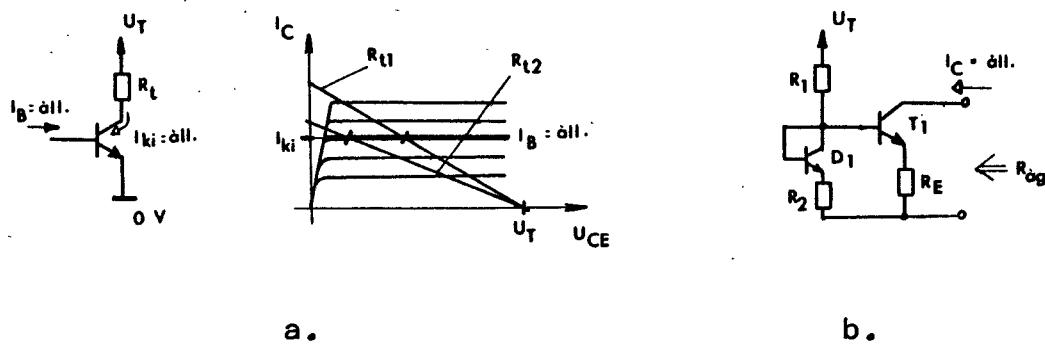
Az ismertetett kaszkádok az integrált áramköri kapcsolásokban vagy aszimmetrikus feszültség erősítését végző áramköri részek, vagy szimmetrikus erősítők /pl. differenciálerősítők/ tulajdonságainak javítására szolgáló részáramkörök oly módon kapcsolva, hogy pl. egy-egy komplementer kaszkód fokozat alkotja a differenciálerősítő egyik ill. másik felét /lásd a 2.4. pontban/.

2.3. Áramgenerátorok

Az áramgenerátor széles hőmérsékleti határok között a terhelés változástól függetlenül közel állandó áramot ad és nagy dinamikus ellenállást biztosít kis egyenfeszültségesés mellett. Az áramgenerátorok részáramkörei pl. a differenciálerő-

sítőnek, a szinteltolónak, a fázisösszegezőnek, az aktiv munkaellenállásnak, a teljesítményerősítőnek, stb.

Az áramgenerátorok a tranzisztor áramgenerátor jellegét használják fel általában: annak kollektorárama a bázisáramtól és az áramerősítési tényezőtől függ. A tranzisztor kimeneti ellenállásánál $/r_E/\mu/$ jóval kisebb terhelés esetén a kollektoráram független a terhelés változásától /lásd 2.4.a. ábra/.



2.4. ábra

A tranzisztorral megvalósított elemi áramgenerátor hibái /hőmérséklettől, munkaponttól és gyártási szórástól függő áramerősítés és kimeneti áram/ csökkenthetők a 2.4.b. ábra szerinti hőkompenzált emitterkori negatív soros áramvisszacsatolt tranzisztorral, vagy az azonos technológiával gyártott tranzisztorok előnyeit hasznosító kompenzárással /lásd később/. A visszacsatolt tranzisztoros áramgenerátor közel hőmérséklet-független kimeneti áramot és nagy dinamikus ellenállást biztosít /lásd Elektronikus áramkörök I.B. jegyzet/:

$$R_{\text{ág}} = \frac{r_E}{\mu} / 1 + SR_E / \quad 2.1.$$

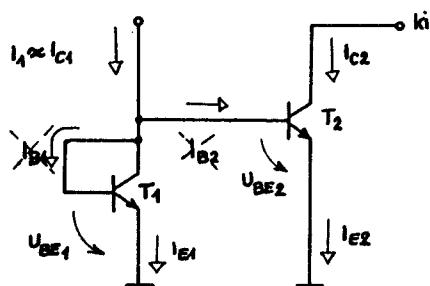
Beszorzsás és r_E elhanyagolása után /az áramtól függően eseten-

ként megvizsgálandó/:

$$R_{\text{ág}} = \frac{r_E + R_E}{\mu} \approx R_E/10^3 \dots 10^4 / \quad 2.2.$$

Az áramgenerátorok felhasználhatók vezérelt és egyenáramú generátorokra. A vezérelt áramgenerátor a bementére adott jel-től függő kimeneti áramot ad. Az egyenáramú generátornak vezérelhető bemenet nincs. Felépítésben, működésben a kétféle generátor alig különbözik: adott kapcsolással minden tipus megvalósítható attól függően, hogy a bemenetet elektromosan állandó vagy vezérelt pontra kötjük.

Tipikusan integrált áramgenerátor kapcsolás látható a 2.5. ábrán. A tranzisztorok azonos gyártási körülmények között képzülnek, jó hőcsatolással /egymáshoz közel/ működnek. A T_1 diódaként kapcsolt tranzisztor bázis-emitter feszültsége a T_2 bázis-emitter feszültségével egyezik. Ezen kívül, ha a két



2.5. ábra

tranzisztor azonos hatásos elektromos felületü /a dif-fuziós rétegek méretei a technológiával adott türesen belül tarthatók/, azonos szennyezettségi /a tranzisztorokat egyszerre gyártják/, azonos réteghőmérsékletü /szoros termikus csatolás biztosított/, akkor a két emitteráram közel egyező,

igy a két kollektoráram is az. Ellenőrizzük állításunkat számítással!

A tranzisztor emitterárama az aktiv tartományban:

$$I_E = I_{EBO} / e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 / \approx I_{EBO} e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \quad 2.3.$$

a közelítés a feltételezett $U_{BE} \approx 0.6$ V tartományban érvényes. I_{EBO} a B-E dióda záróirányú visszárama, U_T a termikus feszültség, szobahőmérsékleten 26 mV. Az összefüggést átrendezve:

$$U_{BE} = U_T \ln \frac{I_E}{I_{EBO}} \quad 2.4.$$

A 2.5. ábra tranzisztor elrendezésére felirva a bázis-emitter feszültségek különbségét:

$$U_{BE_1} - U_{BE_2} = U_T \ln \frac{I_{E_1}}{I_{E_2}} \cdot \frac{I_{EBO_2}}{I_{EBO_1}} = U_T \ln \frac{I_{E_1}}{I_{E_2}} \cdot \frac{A_2}{A_1} \quad 2.5.$$

A rendezésnél felhasználtuk, hogy azonos réteghőmérsékletű és szennyezésű tranzisztorok termikus potenciálja egyező, a viszarámok aránya pedig a hatásos tranzisztorfelületek aránya. Amennyiben $A_1 = A_2$ és a bázisáramok elhanyagolhatók mindenkorához képest, akkor írható:

$$U_{BE_1} - U_{BE_2} = U_T \ln \frac{I_{C_1}}{I_{C_2}} \quad 2.6.$$

Ebből megállapítható, hogy azonos integrált tranzisztorok esetén egyező bázis-emitter feszültségek biztosításakor a kollektoráramok egyenlők:

$$I_{C_1} = I_{C_2}$$

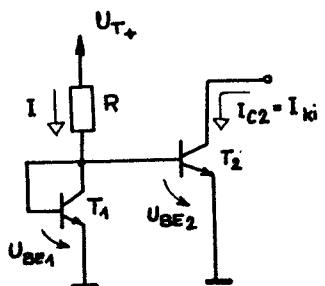
A kapcsolást találóan áramtükör-nek nevezik: a bemeneten folyó áram egyezik a kimenetivel /megjegyezzük, hogy a bázisáram elhanyagolásával pl. $\beta = 100$ esetén 2 % hibát követünk el/. Beállítható a felületek arányával egytől eltérő kollektoráram

arány is.

Az áramtükör áramvezérelt áramgenerátorként általában egységnyi áramerősítéssel használatos / $A_1 = A_2$ / . Az áramerősítés kis mértékben β -tól és így a gyártási szórástól függ. A generátor dinamikus ellenállása r_E/μ . A vezérlés I_{C1} változtatásával végezhető.

A kapcsolást egyenáramú áramgenerátorként a legegyszerűbben úgy alkalmazhatjuk, hogy a meghatározó egyenáramot pozitív egyenfeszültségre /a tápfeszültségre/ kapcsolt ellenállással állítjuk be:

$$I = \frac{U_{T+} - U_{BE1}}{R} \approx \frac{U_{T+}}{R} \quad 2.7.$$



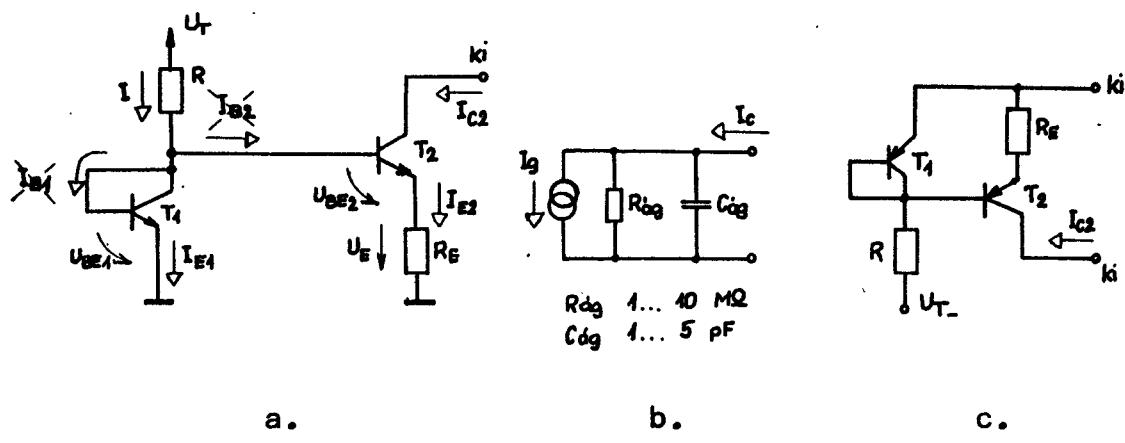
2.6. ábra

A tápfeszültség értéke általában jóval nagyobb, mint a B-E feszültség, így egységnyi áramerősítés mellett a kimeneti egyenáram / $I_{ki} = I$ / hőmérsékleti változása csak az R hő-

foktényezőjétől függ.

Sokszor van szükség kis értékű egyenáram áramgenerátoros előállítására. A néhányszor tiz mikroamper állandó áramot egységnyi erősítésű áramtükörrel nem lehet realizálni, hiszen pl. 50 μ A kimeneti áramhoz 10 V tápfeszültség mellett $R = 200$ kohmos ellenállás kellene, ezt monolit technikával megvalósítani célszerütlen. Ilyen kisáramú esetben a felület arányok változtatása sem jelent megoldást. Az előzőekben ismertetett, a 2.6. ábrán megrajzolt áramgenerátor azonos tranzisztorok esetén a B-E feszültségek egyenlőségével biztosította a bemenetivel azonos értékű kimeneti egyenáramot. Önkéntelenül is felvetődik a gondolat: kisebb nyitóirányú feszültséghez kisebb emitterá-

ram tartozik, tehát csökkenteni kell a második tranzisztor bázis-emitter feszültségét az első tranzisztoréhoz képest. Ez könnyen megvalósítható, ha T_2 emitterkörébe ellenállást teszünk /2.7.a. ábra/.



2.7. ábra

A T_2 tranzisztor emitterárama feszültséget ejt az emitterellenálláson, a bázisok azonos potenciálúak, a bázis-föld feszültségek azonosak, tehát a B-E feszültségek különbsége most nem zérus:

$$U_{BE1} - U_{BE2} = U_E \approx I_{C2} R_E$$

A feszültséggükönbséget a 2.6. összefüggésbe helyettesítve, irható:

$$I_{C2} R_E = U_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}}$$

A bemeneti egyenáramot és így a T_1 kollektoráramát is /ha a bázisáramokat a vizsgálat folyamán ismét elhanyagoljuk/ a pozitív tápfeszültség és az R ellenállás határozza meg, ez az áram a 2.7. összefüggés szerinti. Ezt helyettesítve I_{C1} helyébe, olyan összefüggés adódik, amelyből a kimenő áram egyszerű ma-

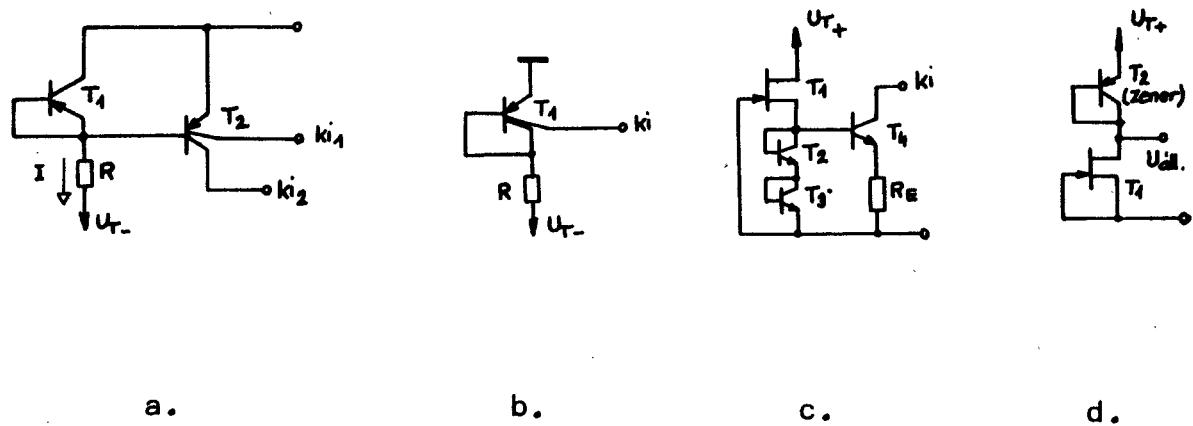
tematikai módszerekkel nem fejezhető ki. A kimenő áram hőmérsékletfüggése a bázis-emitter feszültségek különbségének hőmérsékletfüggéséből /ez növekvő hőmérséklettel növekvő áramot eredményez/, az $U_{T_4} - U_{BE_1}$ hőfüggéséből és az ellenállások hőfüggéséből /ez, mivel a diffundált ellenállások pozitív TK-júak, növekvő hőmérséklettel csökkenő áramot okoz/ adódik. A hatások eredője az ellenállások hőfoktényezőjének gyártás közbeni beállításával kézbentartható és így a kimeneti áram az alkalmazástól függő legkedvezőbb hőmérsékletfüggéssel biztosítható.

Néhány nagyságrendi adatot közlünk a gyakorlatban megvalósított 2.7. ábra szerinti áramgenerátorra: a szokásos áramerősítés kb. 1/50, a néhányszor 10 kohm nagyságú R ellenállással és a 10...30 V tápfeszültséggel beállított áram 1 mA körüli, a kimeneti áram néhányszor 10 μ A, az R_E néhány kohm, a kimeneti ellenállás 1...10 Mohm.

Az áramgenerátorok frekvenciafüggését döntően a kimeneti kör határozza meg. A kollektort, mint láttuk az 1.3. ábrán a szubsztrát kapacitás /néhányszor 1 pF/ és a $C_{B'C}$ kapacitás terhelí. Az áramgenerátorra megrajzolt eredő nagyfrekvenciás helyettesítő képet a 2.7.b. ábrán láthatjuk. Az elemek gyakorlati értékeiből számolt felső határfrekvencia a nagy értékű kimeneti ellenállás miatt $n \cdot 100$ Hz... $n \cdot 1$ kHz. Az áramgenerátor megválasztásánál mérlegelni kell, melyik a fontosabb jellemző az adott alkalmazásban: a nagy dinamikus ellenállás vagy a nagy felső határfrekvencia, a két követelmény ellentmond egymásnak.

Analóg integrált áramkörökben egyenáramú áramgenerátorként leggyakrabban a 2.4.b., 2.6., 2.7.a. és a 2.7.c. ábra szerinti kapcsolásokat, vezérelt áramgenerátorként legtöbbször a 2.5. ábra kapcsolását alkalmazzák. Az igényeknek, követelményeknek megfelelően számos további /esetleg az előzőekre visszavezet-

hető működésü / áramgenerátort alkalmaznak, ezekből néhányat a 2.8. ábrán bemutatunk.



2.8. ábra

Laterális tranzisztorral is realizálható áramgenerátor /2.7.c. ábra/. További érdekes megoldást ad a gyűrű alakú kollektor több részre osztása. A 2.8.a. ábra kétkimenetű áramgenerátort /itt $I = I_{k1} + I_{k2}$ /, a b. ábra egy tranzisztoros áramgenerátort mutat.

A 2.8.c. ábra nagyon előnyös tulajdonságokkal rendelkező JFET-es - bipoláris áramgenerátort ábrázol. A FET áramát az $U_{GS} = 1,2 \text{ V}-\text{os} /2U_D/$ feszültség a tápfeszültségtől függetlenül meghatározza, a generátor kimeneti árama R_E -vel beállítható.

A 2.8.d. ábra áramköre a JFET állandó áramával a Zener diódán tápfeszültség ingadozástól független feszültséget ejt, amely alkalmas további áramköri részek állandó feszültségü táplálására.

2.4. Aktív munkaellenállások

Integrált erősítőkben az alkatrész-szám elvileg közömbös, azonban a fokozatok száma nem. Az általános felhasználású feszültségerősítő IC-k erősítése 90...120 dB, ez a nagy erősítés adott elrendezés esetén /ezt a 3. fejezetben tárgyaljuk/ nagy feszültségerősítésű fokozatokkal érhető el. A nagy erősítéshez, mint ismeretes, nagy dinamikus munkaellenállás vagy nagy meredekség kell. A meredekség növelése a tranzisztor emitteráramának növelésével lehetséges /ez többek között nagyobb disszipációt és nagyobb fogyasztást jelentene/, így ez nem kedvező megoldás. Munkaellenállás növelése sok szempontból előnyös, ha azt áramgenerátorral valósítjuk meg. Mint az előző pontban láttuk, az áramgenerátorok kis egyenfeszültséges és mellett széles hőmérséklettartományban állandó és a tápfeszültség változástól kevssé függő, nagy dinamikus ellenállású áramkörök. Az áramgenerátor bármelyik alapkapcsolásban szerepelhet aktív munkaellenállásként.

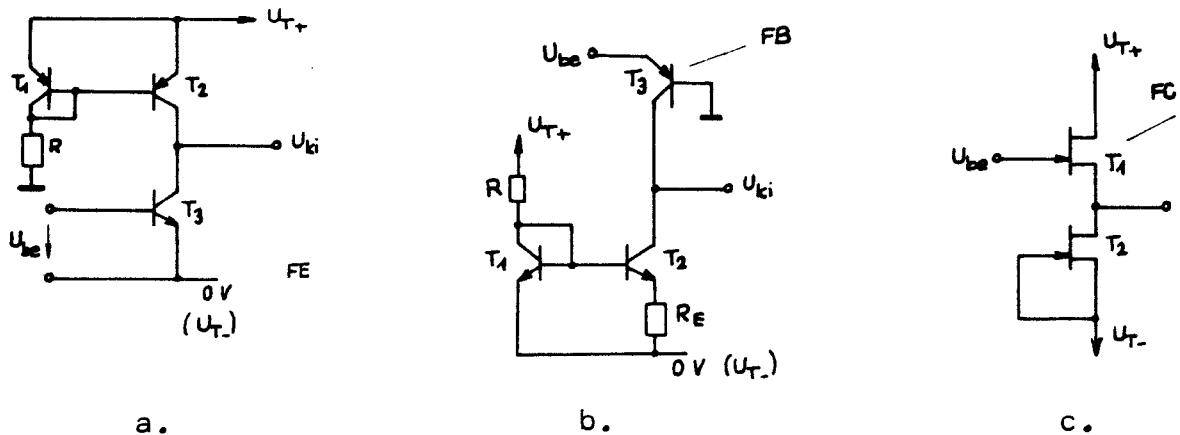
A 2.9.a. ábrán földelt emitterü erősítőt rajzoltunk: T_3 tranzisztor kollektorkörében áramgenerátor aktív munkaellenállásként. A munkaellenállás r_E/μ nagyságú váltakozóáramú szempontból, a földelt emitterü tranzisztor meredeksége közel $1/r_E$, kimeneti ellenállása egyezik az áramgenerátoréval, tehát a terheletlen fokozat feszültségerősítése:

$$A_u = -SR_p \approx -\frac{1}{r_E} / \frac{r_E}{\mu} \times \frac{r_E}{\mu} / = -\frac{1}{2\mu} \quad 2.9.$$

Az üresjárási feszültségerősítés nagyságrendben $10^3...10^4$. /Az üresjárási üzemet nagy bemeneti ellenállású, FC-ú erősítővel oldják meg./ A kimeneti ellenállás $r_E/2\mu$. Az áramkör

feszültség-kivezérelhetősége közel egyezik a tápfeszültséggel, annál két B-E dióda nyitóirányú feszültségével kisebb.

A feszültségerősítés n·l kHz értékű frekvenciától kezdődően a frekvencia növekedésével csökken, hiszen a kimeneti kör nagy ellenállású /a szokásosan kis - pl. 0,1 mA - munkaponti tranzisztoráram esetén a kimeneti ellenállás több száz kohm a visszahatás értékétől függően / és kb. 10 pF kapacitású. A feszültségerősítés határfrekvenciája íly módon szokatlanul kis értékre adódik /alkalmazásakor ez határozza meg az integrált erősítő felső határfrekvenciáját is/.



2.9. ábra

A 2.9.b. ábrán aktív munkaellenállással üzemelő földelt bázisú erősítő látható, ennek erősítése közel egyező a 2.9. összefüggéssel adott értékkel /annál valamivel nagyobb, mert az alkalmazott áramgenerátor dinamikus ellenállása nagyobb mint az előzőé/. A fokozat kivezérelhetősége csúcstól-csúcsig itt is közel a tápfeszültség, a maximális áramváltozás közel T₃ munkaponti kollektoráramával azonos. Az áramkör feszültségerősítésének határfrekvenciája kisebb mint az előzőé, hiszen itt a kimeneti ellenállás nagyobb értékű. Az integrált erősítő tipusok vizsgálatánál látni fogjuk, hogy ilyen megva-

lósítású fokozattal a felső határfrekvencia kb. 700 Hz ! /lásd pl. 748-asnál/.

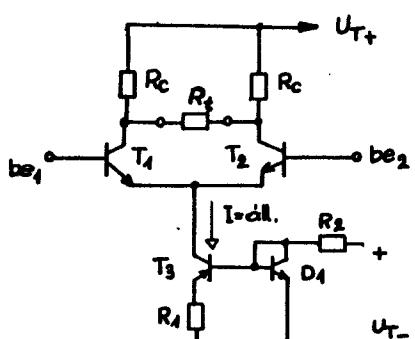
A 2.9.c. ábra aktiv munkaellenállású földelt kollektorú erősítőt mutat be, térvezérelt tranzisztorral. A T_1 tranzisztor munkaellenállása az áramgenerátorként üzemelő T_2 tranzisztor, amely a közel egységnyi erősítést és a kivezérelhetőség szimmetrikus értékét biztosítja.

2.5. Differenciaerősítők *

Az integrált áramkörök alapvetően közvetlen csatolásúak /csatolókondenzátor nem gyártható/, ezért az analóg technika legfontosabb részáramköri egysége a jó DC tulajdonságú differenciaerősítő. Az integrált differenciálerősítők nagy előnye /a diszkréttel szemben/, hogy tranzisztorait együtt gyártják, ezért kis paraméterszórásúak, valamint a tranzisztorok réteghőmérséklete azonos /a termikus együttfutás biztosított/. Egyszerű differenciaerősítő látható a 2.10. ábrán. Az áramkör fizikai működését, vezérlési módjait, erősítő jellemzőit,

az ofszet és drift fogalmakat, munkapontbeállítási módokat az Elektronikus áramkörök I.B. jegyzetben részletesen tárgyal-tuk, azok ismeretét a követke-zőkben feltételezzük. Néhány lényegesebb erősítőjellemző: a differenciális erősítés

$$A_{us} = - \frac{R_t}{r_E} / R_C \times \frac{R_t}{2} / \quad 2.10.$$



2.10. ábra

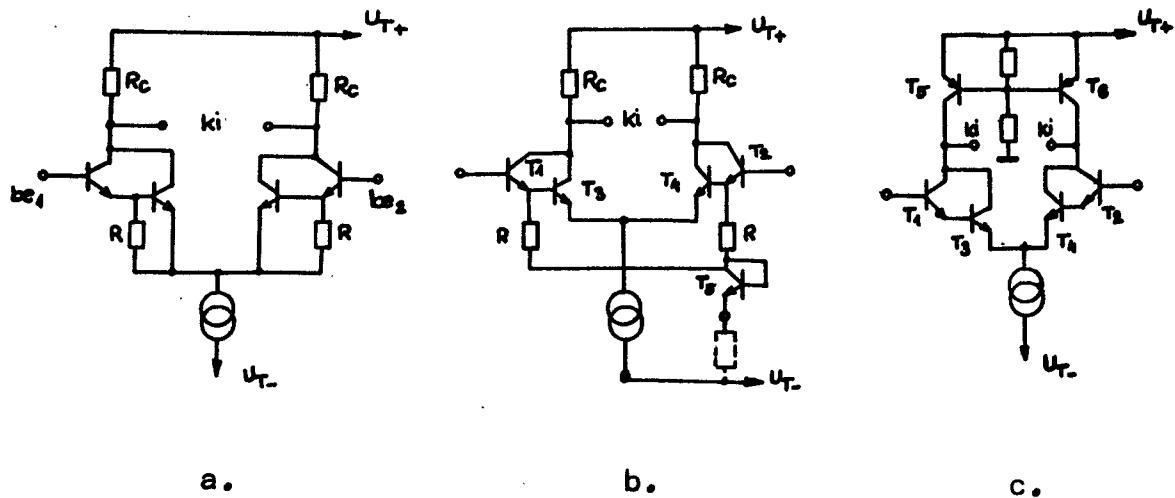
A szakirodalomban szokásos a differenciál- vagy különb-ségi-erősítő elnevezés is.

a differenciális bemeneti ellenállás

$$R_{bes} \approx 2 / 1 + \beta / r_E \quad 2.11.$$

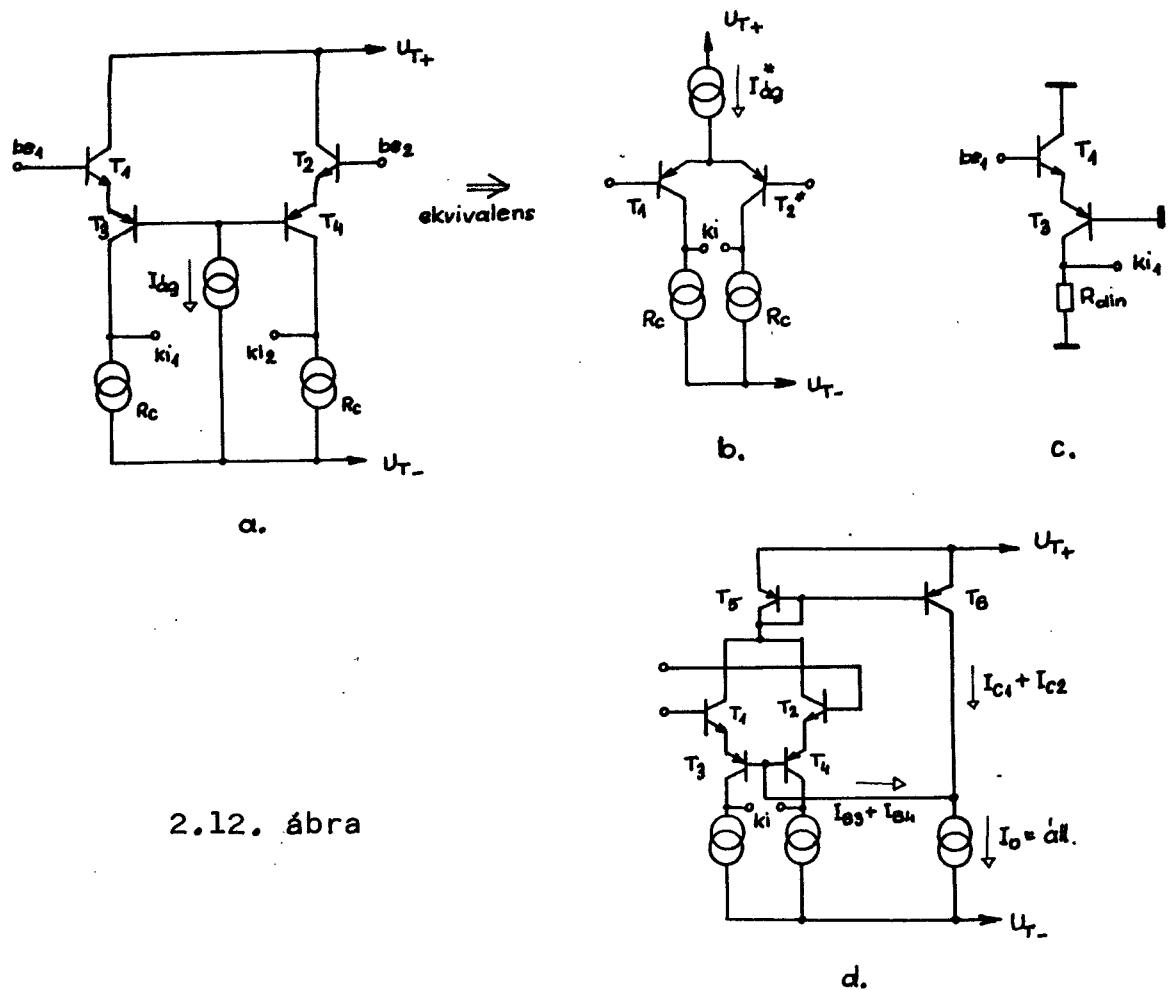
A differenciálerősítő a széleskörű, univerzális felhasználást /erősítő, komparátor, szorzó, stb. áramkörökben alkalmazzák/ is figyelembe véve általában az áramkör bemeneti fokozata. Mint ismeretes a teljes áramkör működését, erősítőjellemzőinek nagy részét / A_{us} , drift, érzékenység, zavaró közös jel elnyomása, stb./ tekintve méghatározóan nagyon fontos a bemeneti differenciálerősítő nagy CMRR értéke, amely csak áramgenerátoros közös emitterkörrel biztosítható. A CMRR értékének vizsgálatára, műveleti erősítőnél szokásos értelmezésére a 4. fejezetben a jellemző paramétereinknél visszatérünk.

Nagy bemeneti ellenállás, kis nyugalmi bementi áram /ezzel kis offszet-áram/ biztosítható Darlington tranzisztor-párok alkalmazásával. A 2.11.a. ábrán egyszerüen ellenállásokkal módosított Darlington differenciálerősítő látható. A b. ábra kapcsolásában ráismerhetünk a 2.1.c. ábra Darlington tranzisztorára. Az eltérés annyi, hogy itt a két tranzisztor-pár közös hőkompenzáció diódával üzemel. Ezeknél a megoldásoknál a két-két sorbakapcsolódó bázis-emitter feszültség és a tranzisztorok szórása miatt megnövekedett offszet feszültséget az emitteráramok "kézbentartásával"/a módosított kapcsolás ezt is biztosítja/ csökkentik. A Darlington-pár meredeksége fele az azonos munkaponti áramú tranzisztor meredekségének, az ebből adódó erősítéscsökkenés ellensúlyozható aktív munkaellenállás alkalmazásával /lásd a 2.11.c. ábrát: T_5 és T_6 tranzisztorok/



2.11. ábra

A pnp tranzisztorok gyártástechnológiájának fejlődésével alakult ki és vált nagyon gyakran alkalmazott megoldássá a komplementer kaszkód differenciálerősítő /lásd a 2.12. ábrát/. A T₁/és T₂/ npn tranzisztor földelt kollektorú üzemben működik kimeneti jele a T₃ /ill. T₄/ pnp. földelt bázisú tranzisztor vezérli. /Megjegyezzük, hogy T₃ és T₄ az 1.7. ábra szerinti laterális tranzisztor./ A váltakozóáramúlag földelt bázisú tranzisztorok bázisáram az áramgenerátoros táplálással biztosított. A T₃ és T₄ kollektorok terhelése általában aktiv munkaellenállás. Az áramkör legnagyobb előnye a nagy bemeneti feszültségtartomány /részben a négy sorbakapcsolódó B-E miatt, részben a laterális tranzisztor B-E diódájának nagyobb letörési feszültsége miatt/. Komplementer kaszkód differenciálerősítőt alkalmazó integrált áramkör a tápfeszültséggel közel egyező bemeneti feszültséggel még működtethető /ez különösen követő erősítőnél, összegző erősítőnél, integrátornál előnyös/



2.12. ábra

A 2.12.a. ábra differenciálerősítője kissé eltér az eddig tárgyaltaktól, ezért röviden fizikai működését is megvizsgáljuk.

Szimmetrikus vezérlés esetén pl. T₁ bázisfeszültsége pozitivabb, a feszültségkövetés miatt T₃ emitterfeszültsége is pozitivabb lesz, T₃ jobban nyit, mind kollektorárama mind bázisárama növekszik. Ugyanakkor T₂ bázisfeszültsége negativabb lesz, és T₄ kevésbé nyit, emiatt mind kollektorárama mind bázisárama csökken. Szimmetria esetén a két bázisáram változás

azonos nagyságú /és láttuk: ellentétes értelmü/, tehát a bázispont feszültsége differenciális vezérlés esetén állandó. Fentiek alapján itt is két azonos felépítésű erősítő-félre bontható a differenciálerősítő, váltakozóáramulag a közös bázis is földpontra köthető /lásd a c. ábrát/. Az ábra alapján az eredő jellemzők felirhatók. Ezek közül néhány fontosabb: a differenciális erősítés terheletlenül

$$A_{us} = - \frac{1}{2} S \cdot R_{din} = - \frac{1}{2} \frac{R_{din}}{r_E} \quad 2.12.$$

hiszen az erősítések összeszorznak. / T_1 földelt kollektorú erősítése az azt terhelő kis ellenállás, r_E miatt 0,5./ A szimmetrikus bemeneti ellenállás:

$$R_{bes} = 2 /1 + \beta_t / r_{E_1} + /1 + \beta_t / r_{E_3} = 4 /1 + \beta / r_E \quad 2.12.$$

hiszen $r_{E_1} = r_{E_3}$ a munkaponti áramok egyezése miatt. A szimmetrikus feszültségerősítés frekvenciafüggését döntően a dinamikus munkaellenállások viselkedése határozza meg. Az aktív munkaellenállások vizsgálatánál láttuk, hogy a felső határfrekvencia 1 kHz nagysárgrendű.

Az áramkör megadható a megszokott differenciálerősítő elrendezéssel a 2.12.b. ábra szerint. Katalógusok is sokszor ezt az egyszerűsített áramkört közlik ekvivalens áramkörként /equivalent circuit/.

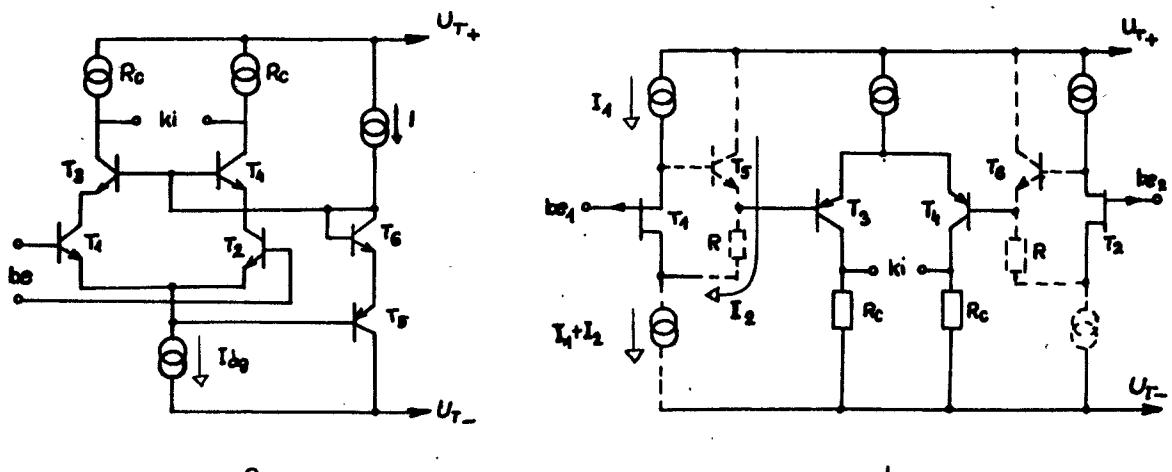
Közös bemeneti feszültség esetén a T_1 , T_3 és a T_2 , T_4 tranzisztorok áramai azonos módon változnak, tehát $\Delta I_{B_2} = \Delta I_{B_4}$. A közös bázispont feszültségváltozása az áramgenerátor dinamikus ellenállásától függ és $2 \cdot \Delta I_B \cdot R_{ág}$ értékü. Ezek alapján a közös bemeneti feszültségre is rajzolhatunk felbontást /akkor a 2.12.c. árában T_3 bázisát $2R_{ág}$ ellenállással kell a földre

kötni/. A közös bemeneti feszültség nagy értékű lehet, hiszen T_3 és T_4 emitterei követhetik /bázisuk áramtáplálása miatt/ T_1 és T_2 bázisfeszültségét. A közös módusú elnyomási tényező, a CMRR nagy értéke állandó közös bázisárammal és szigorúan azonos áramerősítési tényezővel /ez különösen T_3 és T_4 tranzisztoroknál fontos, az áramgenerátor ezeken keresztül határozza meg a differenciálerősítő munkaponti kollektoráramát/ biztosítható.

A CMRR értékének növelése a közös módusú jelre történő negatív visszacsatolással valósítható meg. A 2.12.d. ábra szerinti áramkörben a közös jel hatására pl. növekszik T_1 és T_2 árama, a két áram összege vezérli a $T_5 - T_6$ áramtüköröt, így T_6 árama is növekszik. Az I_o forrásáramú generátor árama állandó, tehát T_6 áramnövekedése miatt a T_3 és T_4 tranzisztorok közös bázisa kisebb áramot kap, a kisebb bázisáramhoz kisebb emitteráram tartozik, ez a folyamat T_1 és T_2 áramát állandósítani igyekszik. A bemutatott negatív visszacsatolás szimmetrikus vezérlésre hatástalan.

Különlegesen nagy bemeneti ellenállás és kis bemeneti áram biztosítható a 2.13. ábra szerinti differenciálerősítőkkel. Az a. ábrán látható erősítő szuper-betájú tranzisztorokkal / T_1 és T_2 / valósítja meg az emlitett bemeneti jellemzőket. A különlegesen nagy áramerősítésü /kb. 5000/ vékonybázisú tranzisztorokról már tudjuk, hogy kis kollektor-bázis letörési feszültségük miatt csak kaszkád elrendezésben alkalmazhatók /lásd 1.2.2. pont/. Differenciálerősítőkben további védelemre van szükség: a nagy bemeneti közös feszültség elleni védelem a T_5 és T_6 tranzisztorokból álló feszültségutánhúzással biztosítható: a bemeneti közös jel T_1 és T_2 közös emitterfeszültségét változtatja, T_5 emitterfeszültsége ezt követi, így T_3 , T_4 tranzisztorok bázisa kb. 1,2 V feszültségszinttel eltolva szintén követi a változást. Ily módon a közös jel nagyságától

független a vékonybázisú tranzisztorok B-C feszültsége /kb. 40...100 mV/. A nagy szimmetrikus bemenő jel elleni védelmet T_1 és T_2 bázisa közé integrált, szembekapcsolt diódákkal oldják meg. A szuper-beta tranzisztoros differenciálerősítő bemeneti ellenállása 10 Mohm...1 Gohm, bemenő árama 1 nA...50 pA, ofszet árama 100 pA...10 pA. A kedvezőbb értékek Darlington-párral realizált bemenetre vonatkoznak.



2.13. ábra

A 2.13.b. ábrán a nagy bemeni ellenállást /1 Tohm/ és kis bemeneti áramot /n·10 pA/ FET-es áramkör biztosítja. A kis bemeneti áram miatt szükséges, hogy a FET U_{DS} feszültsége mindenkor nagyobb legyen, mint az elzáródási feszültség, ez kiegészítő áramkörökkel beállítható. Az alkalmazásokban általában a bipoláris tranzisztorokkal megvalósított differenciálerősítő / T_2 , T_3 / elő földelt kollektorú FET-es erősítőt integrálunk / T_1 , T_2 . Az ábra szerinti kapcsolásban a térvezérlésű tranzisztorok állandó U_{DS} feszültségét a T_5 /illetve T_6 / 0,6 V-os B-E feszültsége és a két áramgenerátor áramkülönbsége által az R ellenálláson eső feszültség összege biztosítja /az ábrán a kiegészítő áramkört szaggatott vonallal raj-

zoltuk, sokszor a gyártó cégek az ekvivalens áramkört ennek elhagyásával adják meg/. Hátrányos, hogy a FET-ek miatt az ofszet és drift-feszültség értékek rosszabbak, mint bipoláris bemenet esetén.

Bár eddig ismertetett differenciálerősítőink mindegyikét emitterköri visszacsatoló ellenállás nélkül rajzoltuk meg, természetesen a soros áramvisszacsatolást /és így megnövekedett lineáris tartományt és bemeneti ellenállást, stb./ okozó elemet integrált áramkörökben is szükség szerint alkalmazzák. Érdekes megoldásként emlitjük a műszeráramkörökben ritkán alkalmazott differenciál video erősítőt, amelynek némely tipusa több tagból álló, kivezetett emitterköri ellenállásokkal üzemelő linearizált differenciálerősítő. Az eredő erősítést a soros ellenállások kivezetéseinek különböző kötéseiivel állíthatjuk be /pl. μA 733/.

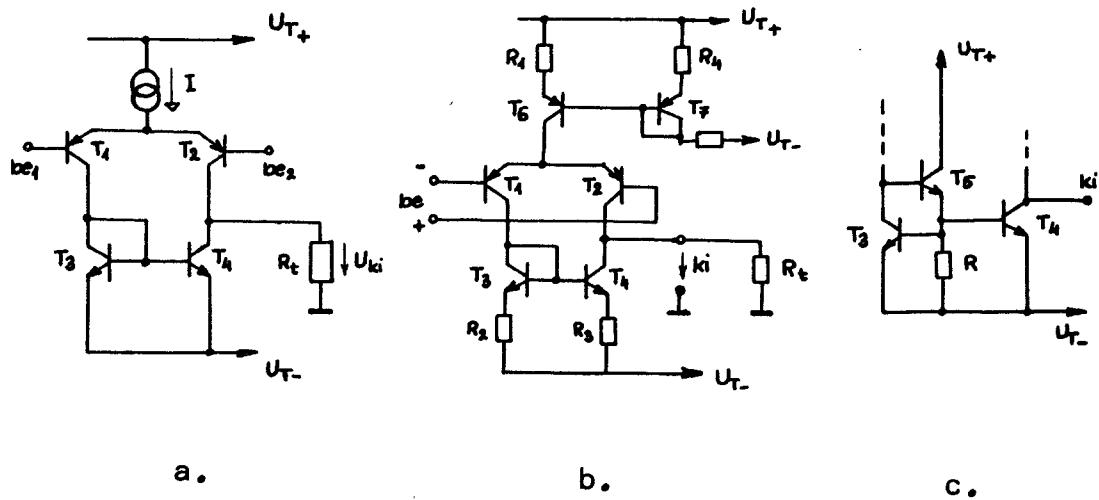
Megjegyzés: az integrált áramkörök hibafeszültség-kompenzá-lását a bemeneti fokozatként alkalmazott differenciálerősítőben végezzük. Ezzel a munkapontbeállításról szóló 3.2. pontban foglalkozunk.

2.6. Fázisösszegzők

Az erősítő célú integrált áramkörök általában szimmetrikus bemenetűek és aszimmetrikus kimenetűek /a terhelés legtöbbször egyik pontján földelt/. A bemeneti fokozatot alkotó differenciálerősítő kollektorpontjai földfüggetlenek /ú.n. lebegő terhelésre csatlakoztathatók/, ezért szükséges a kollektorok közötti feszültségváltozást aszimmetrikus /és a közös feszült-ségtől független/ feszültséggé alakitani. Ez fázisösszegezővel lehetséges. Legegyszerűbb megoldás, ha a differenciálerősítőnek csak egyik kimenetéről vezetik tovább a jelet. Hátrá-

nyai miatt /pl. a szimmetrikus erősítés fele elveszett/ kerülik alkalmazását.

A 2.14.a. ábrán látható gyakran alkalmazott megoldás aktiv munkaellenállású differenciálerősítő, amelyben a T_1 tranzisztor áramváltozása vezérli a T_3 tranzisztor aktiv munkaellenállásának áramváltozását / T_3 és T_4 egységnyi áramerősítésű áramtüköröt alkot/. Tételezzük fel, hogy vezérlés nélkül, a nyugalmi kollektoráramok értéke 0,2 mA. A T_1 bázisára kerülő negatív feszültség esetén annak kollektorárama csökken pl. 0,1 mA-rel, ez lesz T_4 áramváltozása is /az áramtükör miatt/. Ugyanakkor T_2 bázisa pozitív irányban változik, kollektorárama 0,1 mA-rel növekszik, értéke 0,3 mA lesz. A T_4 árama csak 0,1 mA lehet / T_3 ezt kényszeríti rá/ a terhelésen tehát 0,2 mA áramváltozás folyik át, a rajta eső feszültség tehát $U_{ki} = 2 \cdot \Delta I_C \cdot R_t$. Ily módon szimmetrikus vezérlésnél minden két oldal erősítését hasznosítottuk. /Ez a fázisösszegező "ellenütemű" áramösszegezással üzemel./ Közös módusú vezérlés esetén minden két áram azonos mértékben, azonos irányban változik, te-



2.14. ábra

hát T_2 és T_4 árama mindenkorban egyezik, így R_t árama zérus /azon csak T_2 és T_4 áramkülönbsége folyik/. Megemlíjtük, hogy terhelésként általában Darlington erősítőt alkalmaznak.

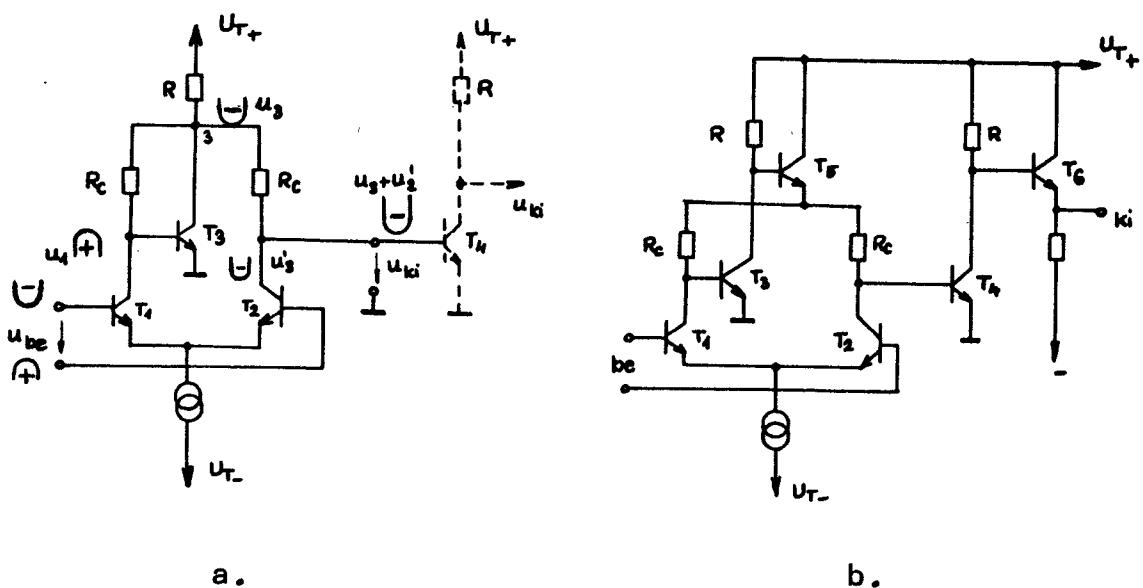
A 2.14.b. ábrán általános felhasználású IC elterjedt bemenneti fokozatának katalógusban megadott egyszerűsített rajza /schematic diagram/ látható. /A ténylegesen realizált áramkör a 2.12.a. ábra kapcsolásának felel meg, ebből a gyártó cég a működés szempontjából lényeges elrendezést közli./

A c. ábra az előző kapcsolás finomítását mutatja be. A T_3 , T_4 tranzisztorok alkotta áramtükör szimmetriája / pontosan egységnyi áramerősítése/ kissé függ a bázisáramtól /lásd 2.3. pont/. Az áramerősítés függetleníthető a T_5 tranzisztorból és R ellenállásból álló kapcsolással, amely előállítja az áramtükör tranzisztorainak bázisáramát.

Más elven működő fázisösszegezőt mutat a 2.15.a. ábra. Szimmetrikus vezérlés esetén a T_1 és T_2 tranzisztorok kollektoráramai azonos mértékben, de ellentétes irányban változnak, ezért tőlük független a 3-mal jelzett pont feszültségváltozása. A T_1 kollektorfeszültsége azonban a T_3 földelt emitterü tranzisztort vezéri, ennek kimeneti feszültsége / u_3 / a T_1 kollektorfeszültségének változásával / u_1 -gyel/ ellentétes irányú és azzal azonos amplitudójú /a T_3 földelt emitterü, kollektorárammal vezérelt negativ párhuzamos feszültségvisszacsatolású esrősítő. Feszültségátvitelének számítását nem végezzük el: T_3 , R_C és R egységnyi feszültségerősítésű fázisfordító áramkört alkot/. A T_2 -bázisára kerülő, T_1 bázisfeszültsével ellentétes vezérlés miatti kollektorfeszültség változása / u'_2 / ellentétes u_1 -gyel, de u_3 -mal minden fázisra, minden amplitudóra azonos. Belátható, hogy a 3. jelzésű pont feszültségváltozása az R_C ellenálláson keresztül hozzáadódik a T_2 vezérléséből származó feszültségváltozáshoz, tehát a kimeneti feszültség a két feszültség összege, vagyis a differenciále-

rősitő teljes kimeneti szimmetrikus jele aszimmetrikus jel lett.

Az a. ábrán szaggatott vonallal berajzolt T_4 tranzisztor a teljes kapcsolás szimmetriáját növeli, amely több szempontból is előnyös: pl. széles hőmérséklettartományban állandó erősítést és tápfeszültségváltozástól nagy mértékű függetlenséget biztosít / T_3 és T_4 tranzisztorok valamint a két, azonos értékű R ellenállás differenciálerősítőt alkot/.



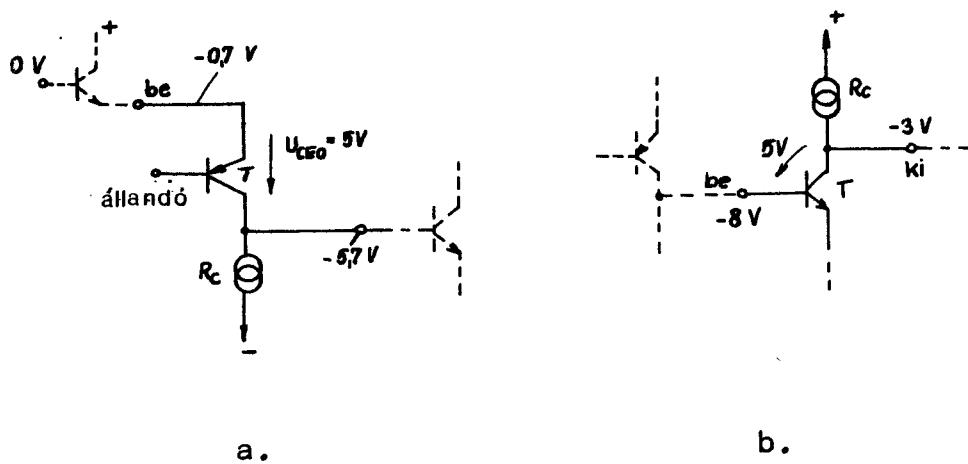
2.15. ábra

A 2.15.b. ábra az előzőekben ismertetett fázisösszegző javított változata: itt a T_5 tranzisztor biztosítja a T_1 és T_2 kollektoráramait, ezzel növekedett a teljes kapcsolás szimetria /most minden R jelű ellenállásra nézve azonos felépítésű lett az áramkör, ezért rajtuk egyező áram folyik/, csökkent a bemenetre vonatkoztatott hibajellemző, az ofszet. Az erősítést és fázisösszegezést T_5 nem befolyásolja, hiszen földelt kollektorúként üzemel, erősítése itt egységnyi.

2.7. Szinteltolók

A monolit integrált áramkörök a technológiából adódóan egyen-csatoltak /nem gyártható nagy értékű csatolókondenzátor/. A szinteltoló az áramkörben egy /vagy több/ helyen olyan egyenfeszültség-lépcsőt hoz létre, amelyen a kimeneti pont feszültsége előirt értékre /általában 0 V-ra/ áll be. A szinteltolónak a szükséges egyenfeszültséget a hasznos jel leosztása nélkül hőmérsékletfüggetlenül, lehetőleg a tápfeszültséggel arányosan /az IC-k széles tápfeszültségtartományban üzemeltethetők/ kell biztosítani.

A korszerű integrált áramkörökben a szinteltolást leggyakrabban a komplementer tranzisztorokkal oldják meg, a feszültség-eltolás iránya tetszőleges, nagysága a tranzisztorok kollektor-bázis vagy kollektor-emitter feszültsége. A megoldás nagy előnye, hogy a hasznos jelet járulékos erősítéssel továbbítja. A 2.16.a. ábrán bemutatott áramkör földelt bázisú erősítőként U_{CEO} feszültségeltolást és SR_C feszültségerősítést ad. Leggyakrabban bemeneti fokozatban, differenciálerősítő



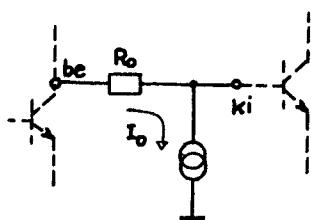
2.16. ábra

kapcsolásban alkalmazzák a 2.12.a. ábra szerinti funkcionális elrendezésben, ahol a bemeneti pontok pl. zérus nyugalmi feszültségét a T_3 és T_4 tranzisztorok a negatív tápfeszültség felé tolják el, egyben jelentős feszültségerősítést adnak. A földelt bázisú szinteltoló bemenetét kis dinamikus bemeneti ellenállása miatt FC-ú erősítő válastja el.

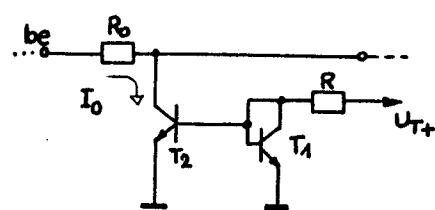
A 2.16.b. ábra földelt emitterü szinteltolót mutat, a feszültséglépcső npn tranzisztor esetén pozitív irányú.

Mindkét elrendezésben a tranzisztorok áramgenerátoros munkaellenállásúak illetve bázispontjuk áramgenerátoros körök csatlakozik. Az áramgenerátorok árama hőfokfüggetlen és az alkalmazott tápfeszültségtől függ, ez a szinteltolásra is teljesül.

Áramgenerátorral és ellenállással megvalósított szinteltoló látható a 2.17. ábrán. Az a. ábra a megoldás elvét mutatja: az áramgenerátor állandó árama adott R_0 ellenálláson átfolyva hozza létre a szükséges feszültséglépcsőt. A vezérlő jel leosztás nélkül jut a következő fokozatra /a feszültségosztás elvileg végtelen nagy ellenálással történik/. A b. ábra a szokásos megvalósítást mutatja. A már ismertetett áramgenerátor áramát az R ellenállás és a tápfeszültség határozza meg, a szinteltolás itt is tápfeszültséggel arányos. A feszültség-



a.



b.

2.17. ábra

lépcső közel hőfokfüggetlen, hiszen annak értékét R_0 és R aránya határozza meg /az ellenállások TK-ja azonos/.

Tápfeszültségtől független feszültségeltolást /kb. 6 V-ot/ valósít meg a Zener dióda. Az állandó értékű szinteltolást rossz zajtulajdonságai miatt /pl. komparátor IC-ben/ alkalmazzák.

Az előző kapcsolásuktól feltétlen külön kell választanunk a végerősítő fokozatokban használatos szinteltolókat. Ezek feladata: kis dinamikus belső ellenállás mellett, adott egyenfeszültséget előirt hőmérsékletfüggéssel előállítani /sorba-kapcsolt B-E diódák, nagyított karakterisztikájú dióda - láasd a 2.19. ábrát/.

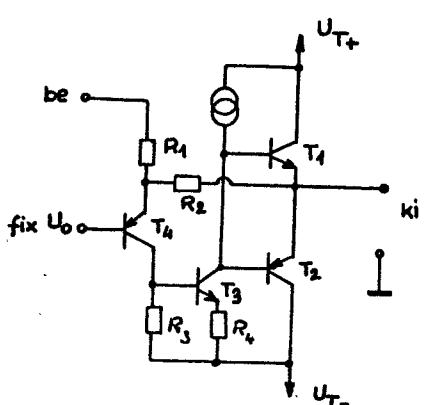
2.8. Végfokozatok

A terhelés számára feldolgozott /pl. erősített/ jelet az integrált áramkör utolsó fokozata a végerősítő adja. Ennek a fokozatnak általános felhasználású integrált erősítők esetén a feladata kis kimeneti ellenállás /a gyakorlatban a feszültséggenerátoros kimenetű erősítők szükségesek leggyakrabban/, valamint nagy és minden két irányban azonos /szimmetrikus/ feszültség- és áramkivezelhetőség biztosítása kis torzítással. Az alapkapsolások közül a földelt kollektorú erősítőt alkalmazzák leginkább kis kimeneti ellenállása és nagy kivezelhetősége /a nagy visszacsatolás miatt lineáris transzfer karakterisztikája van/ miatt. A szimmetrikus kivezelhetőség ellenütemű kapcsolással megoldható, ezek legtöbbször komplexen tranzisztorokkal dolgoznak.

A továbbiakban bemutatott kapsolások vizsgálatánál az Elektronikus áramkörök I.B. jegyzet "Nagyjelű erősítők" című feje-

zetének vonatkozó részeit ismertnek tételezzük fel.

B-osztályú komplementer földelt kollektorú végfokozat látható a 2.18. ábrán. A végtranzisztorok nyugalmi bázis-emitter feszültsége zérus. A nagy keresztezési torzitás /a B-osztályból

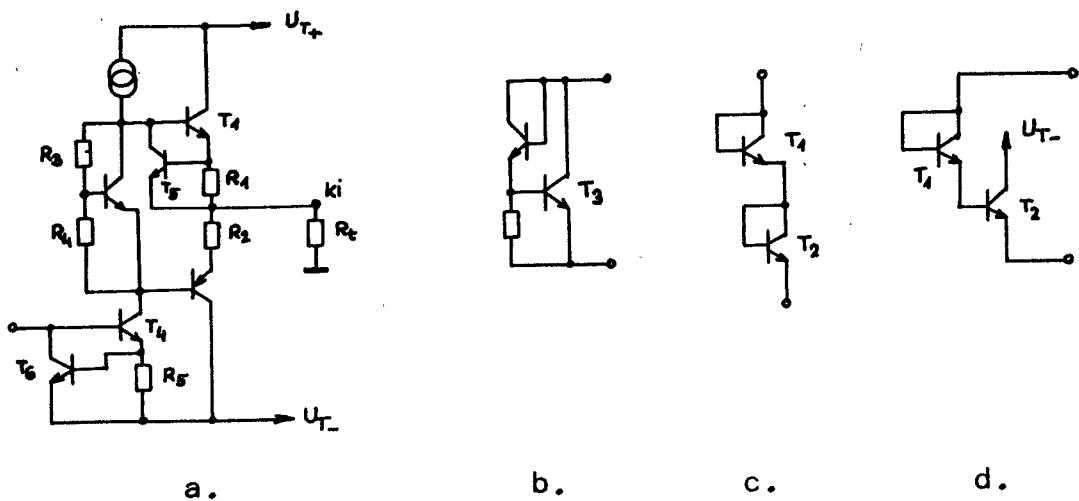


2.18. ábra

ból adódó holt-zóna kb. 1 V/negativ visszacsatolással - R_1 és R_2 ellenállással megvalósítva - csökkenthető /így a holt-zóna néhányszor 10 mV-ra leszorítható/. A kapcsolás túlterhelés /rövidzár/ ellen nem védett. A kimeneti feszültség maximális amplitudója minden irányban az alkalmazott tápfeszültségnél kb. 1 V-tal kisebb.

Leggyakrabban AB-osztályú komplementer földelt kollektorú erősítőt /lásd a 2.19.a. ábrát/ alkalmaznak, így jó hatásfok mellett kedvező munkaponti áram megválasztásával a keresztezési torzitás megszüntethető. A munkapont és a szükséges hőmérsékleti stabilitás hőmérsékletfüggő szinteltolóval biztosítható. A kapcsolásban nagyított karakteristikájú diódás realizálást mutunk be./Használatosak továbbá hőmérsékletfüggő szinteltoló a nagyított karakteristikájú dióda módositott változata - az R_3 helyén nyitott dióda - a b. ábra szerint, illetve sorbakötött, nyitott B-E diódák a c. és d. ábra szerint./ További linearizálás, torzitáscsökkenés érhető el a soros emitterköri ellenállásokkal, amelyek némi áramkorlátozást is jelentenek /illetve hátrányosan befolyásolják a feszültségkivezelhetőséget és a kimeneti ellenállást/. A tartós rövidzár elleni védelmet a megengedettnél nagyobb "kifolyó" áram esetén T_5

biztosítja - az R_1 ellenálláson eső feszültség ekkor nyitja T_5 tranzisztorát, amely részben söntöli T_1 bázisvezérlését. A megengedettnek nagyobb "befolyó" áram esetén T_2 megnövekedett bázisárama R_5 ellenállás feszültségét növeli meg, amely nyitja T_6 tranzisztorát, így az söntöli T_4 vezérlését. Természetesen más megoldású áramvédelem is használatos. Az általános felhasználású /erősítő jellegű/ integrált áramkörök kimeneti legnagyobb feszültsége közel egyezik az alkalmazott tápfeszültséggel, kimeneti maximális árama kb. ± 20 mA, kimeneti teljesítmény max. néhány szor 100 mW.



2.19. ábra

A végfokozat tranzisztorai sokszor összetett tranzisztorok /Darlington, kompozit/ a jellemzők javítása érdekében.

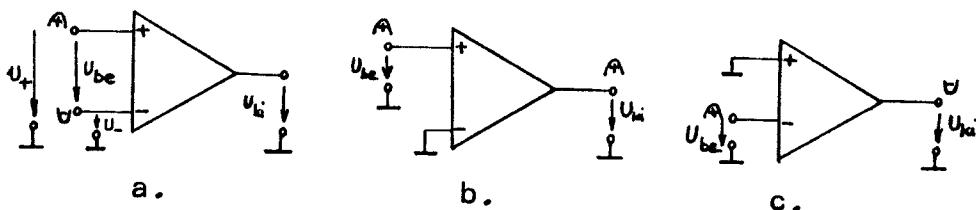
Nagyobb teljesítményigény /1 W...n·10 W/ esetén vagy a kis teljesítményű IC-vel vezérelt diszkrét elemekből épített nagyjelű erősítőt, vagy teljesítmény IC-t alkalmaznak /lásd az 5. fejezetet/.

3. Integrált műveleti erősítők

3.1. A műveleti erősítő

Az integrált áramköri műveleti erősítő /angolul operational amplifier, rövidítve Op Amp/ nagy erősítésű, differenciális bemenetű egyenfeszültségerősítő. Kis driftű egyenfeszültségerősítőt csak differenciálerősítővel megvalósított bemeneti fokozattal lehet realizálni, a műveleti erősítő tehát kétbemenetű /a differenciálerősítő bemeneteinek megfelelően/. Mivel az erősített jel felhasználása, esetleges további formálása leggyakrabban aszimmetrikus jelvezetéssel történik, a műveleti erősítő általában egy-kimenetű. A kimeneti pont feszültsége a gyakran használt földszimmetrikus tápfeszültségellátás esetén vezérlés nélkül 0 V egyenfeszültségen van.

A kimenet földhöz mért feszültségváltozását vezérelhetjük a két bemenet között a 3.1.a. ábra szerint /differenciális vezérlés/, vagy bármely bemenet és a föld között. A b. ábrán a kimeneti feszültségváltozás sávközépen fázisban van a bemenetivel, ez a nem-invertáló erősítő /a vezérlést a nem-invertáló bemenet, angolul noninverting input kapja/. A c. ábra szerinti vezérlésnél az erősítő kimeneti és bemeneti feszültsége között fázisfordítás, 180 fokos fázistolás van, ez az invertáló erősítő /a vezérelt pont az invertáló bemenet, angolul inverting input/. A b. és c. ábra szerinti vezérlésnél a műveleti erősítő bemeneti fokozata, a differenciálerősítő aszimmetrikus vezérlést kap, az egyik bázis váltakozóáramúlag földelt.



3.1. ábra

A műveleti erősítő feszültségerősítése, A_o /nyilt hurkú feszültségerősítés = open loop voltage gain/ az egységnyi bemeneti feszültségekből változáshoz tartozó kimeneti feszültségváltozás. Ez az áramkör differenciális erősítése. Belátható, hogy a 3.1. ábra mindenkor vezérlésére felírható:

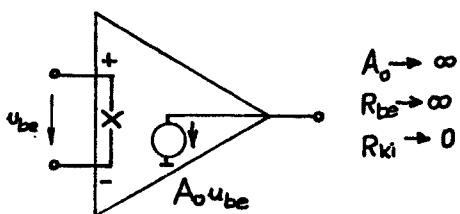
$$u_{ki} = A_o/u_+ - u_- = A_o \cdot u_{be} \quad 3.1.$$

Az összefüggésben u_+ és u_- az egyes bemenetek földhöz mért feszültségváltozását jelölik. Pl. a b. ábrán látható erősítőnél $u_- = 0$ V, így $u_+ = u_{be}$. A_o értéke nagy: 80...120 dB. A műveleti erősítő DC erősítő, ezért az erősítendő jel lehet egyenfeszültség is, erre több vonatkozó irodalom nagyból használatával utal $/U_{ki} = A_o \cdot U_{be}/$.

/Megjegyzés: műveleti erősítőt 1944-ben alkalmaztak először, ezzel kapcsolatos elméleti publikáció 1947-ben jelent meg. Akkor műveleti erősítőn olyan invertáló DC erősítőt értettek, amely a visszacsatoló áramkör által meghatározott analóg számításokhoz szükséges matematikai műveleteket pl. összeadást, konstanssal szorzást, integrálást végez. A jelenlegi értelmezés sokkal bővebb, hiszen az alkalmazás jellegről független előzőekben megadott definíciók./

A műveleti erősítő sokoldalú alkalmazását és az alkalmazott áramkör számos előnyös műszaki tulajdonságát a nagy nyilthurkú erősítés és az alkalmazott visszacsatolás biztosítja. Az előirt jellemzőket nagymértékben negatív visszacsatolás segítségével állítjuk be, sokszor szigorú specifikációval jellemzett alkatrészekből. Elegendően nagy hurokerősítés esetén a visszacsatolt erősítő tulajdonságai csak a visszacsatoló elemeitől függnek! Igy nagy pontossággal megvalósíthatók előirt átviteli tulajdonságok. A negatív visszacsatolás további erősítőjellemzők javítására, beállításá-

ra is alkalmas, pl. stabilizálja az erősítést /csökkenti annak relativ bizonyságát/, javítja a linearitást, megváltoztatja a bemeneti impedanciát /a soros módú növeli azt/, megváltoztatja a kimeneti impedanciát /a feszültséggel arányos visszacsatolás csökkenti/. Ezekkel a hatásokkal az Elektronikus áramkörök I.B. jegyzet részletesen foglalkozik.



3.2. ábra

A visszacsatolt műveleti erősítő átvitelének meghatározásakor az általános és egyszerű összefüggések érdekében célszerű először ideális viszonyokat vizsgálni. Az ideális műveleti erősítő feszültségerősítése végtelen, bemeneti ellenállása végtelen, kimeneti el-

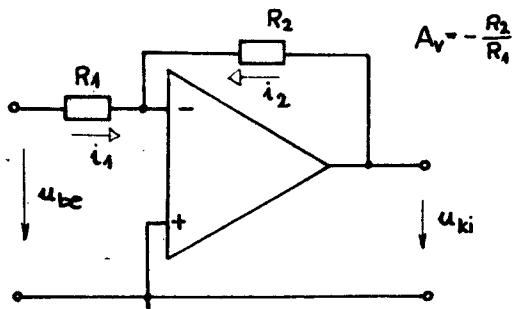
lenállása 0. Ez azt jelenti, hogy végtelen kis bemeneti feszültség esetén véges a kimeneti feszültség, nem terheli a hajtó fokozatot és ideális feszültséggenerátor. A 3.2. ábrán az ideális műveleti erősítő általános helyettesítő képe látható. /Az idealizálás számos további megkötést is jelent pl.: a feszültségerősítés frekvenciafüggetlen, az átvitel lineáris és $u_{ki} = A_o \cdot u_{be}$, de $U_{ki} = 0$, ha $U_{be} = 0$ - ez zérus hibafejlődést jelent, vagyis az ideális egyenfeszültségerősítő ofszet és egyben driftmentes is, stb./ E feltételezések a valóságban természetesen nem teljesülnek, de műszaki értelemben megközelíthetők /pl. a feszültségerősítés értéke $10^5 \dots 10^6$ /.

A műveleti erősítővel felépíthető erősítő alapkapcsolások két alapvető visszacsatolási móddal valósíthatók meg, a visszacsatolás minden negativ.

A visszacsatolt invertáló erősítő /3.3. ábra/ soros ellenállással kiegészített párhuzamos-feszültségvisszacsatolású hálózat. A kimeneti feszültséggel arányos áramot csatolunk vissza a műveleti erősítő bementére párhuzamosan, ahol azt az R_1 ellenálláson folyó árammal összegezzük. A két áram összegzési pontja az invertáló bemenet, amely ideális műveleti erősítőnél végtelen ellenállású, tehát azon áram nem folyik, így a két ellenálláson folyó áram összege zérus. A műveleti erősítő végtelen feszültségerősítése miatt az invertáló bemenet a vezérléstől függetlenül földpotenciálon /valóságos erősítőnél közel földpotenciálon/ van, ezért visszacsatolt invertáló erősítő esetén ezt a pontot virtuális /látszólagos/ földpontnak nevezik /részletesen lásd az 5. fejezetben/.

Fentiek alapján irható:

$$i_1 + i_2 = 0, \text{ azaz}$$



3.3. ábra

$$\frac{u_{be}}{R_1} + \frac{u_{ki}}{R_2} = 0 \quad 3.2.$$

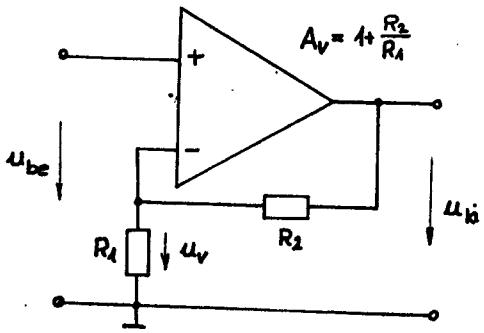
Átrendezéssel a visszacsatolt erősítő átvitele, a zárthurkú feszültségerősítés /closed loop voltage gain/:

$$A_v = -\frac{R_2}{R_1} \quad 3.3.$$

A bemeneti ellenállás R_1 , a kimeneti ellenállás 0. Az invertáló erősítő részletesebb vizsgálata az 5. fejezetben található.

A visszacsatolt nem-invertáló erősítő negativ soros-feszültségvisszacsatolású műveleti erősítő /3.4. ábra/. A kimeneti feszültséggel arányos feszültséget csatolunk vissza

sorosan a bemenetre, a visszacsatolt feszültség a bemenettel egyező fázisú, ezért annak hatását csökkenti. Az eredő feszültségerősítés a visszacsatoló hálózat átvitelének ismeretében:



3.4. ábra

$$B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad 3.4.$$

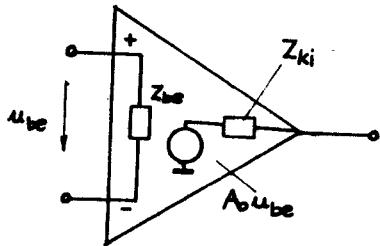
A jól ismert összefüggéssel felirható:

$$A_v \approx \frac{1}{B} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad 3.5.$$

A bemeneti ellenállás végtelen, a kimeneti ellenállás 0 /5. fejezet/.

A 3.2. ... 3.5. összefüggések alapvető fontosságúak és általános érvényük. Felirásuknál a műveleti erősítő erősítőjellegű felhasználását vettük figyelembe, ahol a visszacsatoló elemek többnyire ellenállások. Megvalósíthatók fenti visszacsatolások egyéb elemekkel is /impedanciával, tranzisztorral, diódával, stb./, a számítás ilyen esetben is az előbbiekhez hasonló.

A műveleti erősítő tulajdonságainak idealizálása könnyen kezelhető, a fizikai tartalmat jól tükröző összefüggéseket eredményez. A valóságos műveleti erősítő /3.5. ábra/ feszültségerősítése, bemeneti ellenállása, kimeneti ellenállása véges, továbbá véges minden erősítőjellemzője. A valóságos értékű jellemzők hatása és visszacsatolt erősítőnél egymásra-hatása sokszor csak bonyolult /gyakran számítógéppel végzett/ számításokkal vizsgálható: pl. a visszacsatolt feszültségerősítés értékét R_1 és R_2 ellenállásokon kívül befolyásolja a véges A_o , a véges R_{be} , a véges R_{ki} , az erősítés frekvencia-



3.5. ábra

függése, stb. Belátható, ezek együttes hatását kiszámítani komoly munka lenne. Nagy pontosságú számításoknál a domináns hatásokat figyelembe véve végezhetünk hibaanalizist. A továbbiakban általában nem célunk preciz hibavizsgálat elvégzése, szükség esetén az irodalom segítséget nyújt eb-

-ben /pl. Herpy: Analóg integrált áramkörök, Műszaki Könyvkiadó/. A 3.6. összefüggés példaképpen a véges nyilthurkú erősítés hatásának figyelembevételével számított invertáló viszszacsatolt erősítő feszültségerősítését közli:

$$A_v = - \frac{R_2}{R_1} \frac{A_o}{1 + R_2/R_1 + A_o} \quad 3.6.$$

Az összefüggés szerint pl. $R_2/R_1 = 100$ és $A_o = 10^5$ esetén a hiba 2 ezreléknél kisebb.

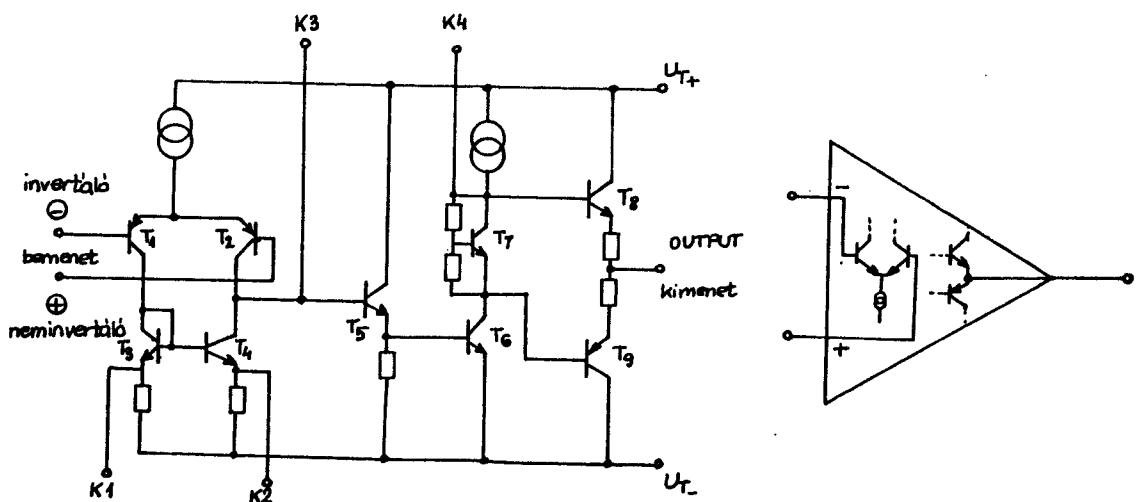
Néhány véges műveleti erősítőjellemzőt az alkalmazások többségénél figyelembe kell venni. Ezek közül a két legálálosabb: a véges ofszet-jellemzők /munkapontbeállításnál/ és a frekvenciafüggés, a véges sávszélesség /frekvenciakompenzálsnál/.

Megjegyzések: a./ A valóságos műveleti erősítőre megadott, 3.5. ábrán látható helyettesítő kép számos, a teljes modellezéshez szükséges elemet elhagy /pl. a közös módusú bemeneti ellenállást, a véges CMRR-ből adódó generátort a bemeneten, az ofszet-hatás generátorait, stb./.

b./ A valóságos műveleti erősítő jellemzőivel, azok értékeivel a 4. fejezet foglalkozik.

A műveleti erősítők különböző alkalmazási céllal, ennek megfelelően eltérő belső felépítéssel készülnek. Az általános felhasználású műveleti erősítők jellegzetes belső felépítése azonban az évek során kialakult. A bemeneti fokozat mindig differenciálerősítő, amely megfelelő hőmérsékletfüggelenséget, nagy közös jel-elnyomást biztosít, valamint két bemenetű erősítő lévén szélesebb körű felhasználási és változatos visszacsatolási lehetőséget ad. Az első fokozat szimmetrikus bemeneti jelét a további jelerősítés folyamán aszimmetrikussá kell alakítani /fázisösszegző/ és biztosítani kell a nagy értékű feszültségerősítést /pl. aktiv munkaellenállással/. A fogyasztó felé kis ellenállású kimenettel - feszültséggenerátorként - kell a jelet továbbítani, ezért a végfokozat emitterkövető erősítő, amely a jó hatásfokú átvitel és a szimmetrikus kimeneti kivezérelhetőség miatt ellenütemű. A szinthelyreállítást - amelynek következtében $U_{be} = 0$ V-hoz $U_{ki} = 0$ V tartozik - különböző megoldású szinteltolók végezhetik. Az erősítőt gyakran védelmi célokra szolgáló áramköri részek egészítik ki /pl. a kimeneti rövidzárási áram-védelem/.

A 3.6.a. ábrán általános felhasználású műveleti erősítőt le-



3.6. ábra

hetséges felépítésének vázlatos rajza látható. Az áramköri egységek a 2. fejezet alapján könnyen felismerhetők. A T_1 , T_2 tranzisztorok aktiv munkaellenállású differenciálerősítőt alkotnak, az aktiv munkaellenállások egységnyi áramerősítésü áramtükörként megvalósítják a fázisösszegezést is. A további fokozatok terhelő hatását csökkenti a T_5 -ös emitterkövető /ez gyakran Darlington-tranzisztorpár/. A végfokozatot / T_8 , T_9 / a T_6 hajtja meg, amelynek kollektorellenállása áramgenerátor. A végfokozat munkapontját a T_7 tranzisztoros hőmérsékletfüggő szinteltoló állítja be. A kimenet nyugalmi zérus feszültségét a komplementer tranzisztorok biztosítják / T_1 és T_2 negatív irányú feszültségeltolását T_5 és T_6 pozitív irányú szinteltolása állítja vissza/. A kivezetett pontok a tápellátás, a bemenet és a kimenet pontjai valamint a $K_1 \dots K_4$ pontok. A K_1 és K_2 ponton az ofszet-állitást /3.2.2. pont/, a K_3 és K_4 ponton a frekvenciakompenzást /3.3. pont/ végezhetjük.

Az általános felhasználású műveleti erősítő belső felépítéséből lényeges kiemelnünk, hogy a bemeneteket differenciálerősítő bázisai adják, a kimenetet soros ellenütemű emitterkövető alkotja /lásd a 3.6.b. ábrát !/

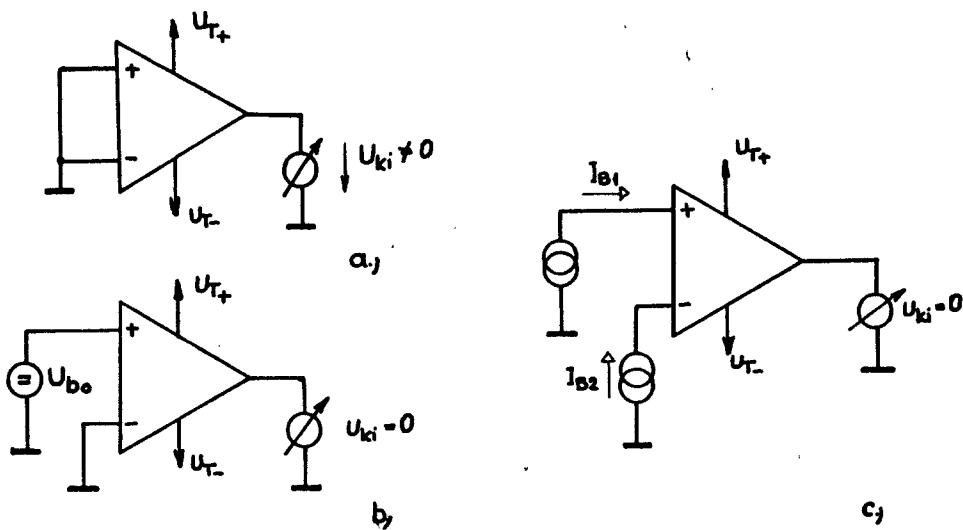
3.2. Műveleti erősítők munkapontbeállítása

3.2.1. Műveleti erősítők bemeneti hibajellemzői

Az integrált műveleti erősítők egyenfeszültség-erősítők, ezeknél szigorú követelmény, hogy zérus bemeneti feszültség-hez zérus kimeneti feszültség tartozzék. A DC szintekre is érvényes tetszőleges előjelű be- és kimeneti jel közötti arányosságot csak kéttelepes táplálás biztosíthatja. A pozitív és negatív polaritású tápforrások közös pontja a kapcsolás

vonatkoztatási, föld pontja, ehhez viszonyítandók a feszültségek.

A kettős tápfeszültségre kötött erősítő bemeneteit földelve /a differenciálerősítő bázisaira azonos, zérus feszültséget adva/, a kimeneti feszültség nem zérus, a kimeneten hibafeszültség mérhető /3.7.a. ábra/. A nyilt hurokban üzemelő erősítő kimeneti hibafeszültsége a nagy erősítés miatt valamelyik tápfeszültséggel közel egyenlő, tehát ilyen esetben az erősítő telítésbe kerül. Hibafeszültség mérhető a kimeneten a differenciálerősítő tranzisztorai által meghatározott, felvett bázisáramok miatt.



3.7. ábra

A kimeneti hibafeszültség alapvetően a müveleti erősítő áramköreinek, elsősorban a bemeneti fokozatként alkalmazott differenciálerősítő elkerülhetetlen, gyártási szórás miatti aszimmetriából, elemtoleranciából / $U_{BE1} \neq U_{BE2}$, $I_{B1} \neq I_{B2}$, $\beta_1 \neq \beta_2$, stb./ adódik. Az erősítő aszimmetriának megadására alkalmasak a bemeneti hibajellemzők, amelyek az erősítő

téstől függetlenül jellemzik az erősítőt. A bemeneti hiba-jellemzők minden esetben azt a feszültség /vagy áram/ értéket jelentik, amelyet a bemenetre kell kapcsolni a kimeneti hibafeszültség megszüntetésére.

- A bemeneti hibafeszültség /vagy bemeneti ofszet feszültség = input offset voltage/ az a feszültség, amelyet a két bemenet közé kell kapcsolni a kimeneti feszültség zérus értékének beállítására /3.7.b. ábra/. Jele: U_{bo} , az index a "bemeneti ofszet" kezdőbetűire utal. Értéke a bázis-emitter feszültségek különbsége: $U_{bo} = U_{BE1} - U_{BE2}$, tipikusan $\pm n \cdot 1$ mV. /Tipustól függő katalógusadat, adott tipusra értéke és előjele példányonként változhat, a katalógus a maximális és a tipikus értéket közli./

- A bemeneti hibaáram /vagy bemeneti ofszetáram = input offset current/ a zérus kimeneti feszültséghez tartozó bemeneti /bázis/ áramok különbsége. Jele: I_{bo} . Irható: $I_{bo} = I_{B1} - I_{B2}$. Értéke katalógusban tipusonként adott, példányonként értéke és előjele változhat. Tipikusan a nyugalmi bemeneti áram 5...10 %-a.

- A bemeneti áram /input bias áram/ a müveleti erősítő munkaponti "bázisárama", amely a zérus kimeneti feszültséghez tartozó bemeneti /bázis/ áramok számtani átlaga. Jelölése: I_b , tehát $I_b = (I_{B1} + I_{B2})/2$ - lásd a 3.7.c. ábrát. Értéke katalógusadat a bemeneti differenciálerősítő kialakítástól, aktiv alkatelemétől függően pA...100 nA nagyságrendű.

Az ofszetfeszültség definiciójából következik, hogy amennyiben a müveleti erősítő bemenetein zérus generátorellenállás van, a kimenet nullázásához éppen U_{bo} feszültség szükséges /ekkor az áramok okozta hiba nulla/. A müveleti erősítő bemeneti pontjai egyenáramúlag minden véges ellenállásokhoz /munkapontbeállító elemekhez, a váltakozzáramú jellemzőket beállító visszacsatoló ellenállásokhoz, stb./ csatlakoznak.

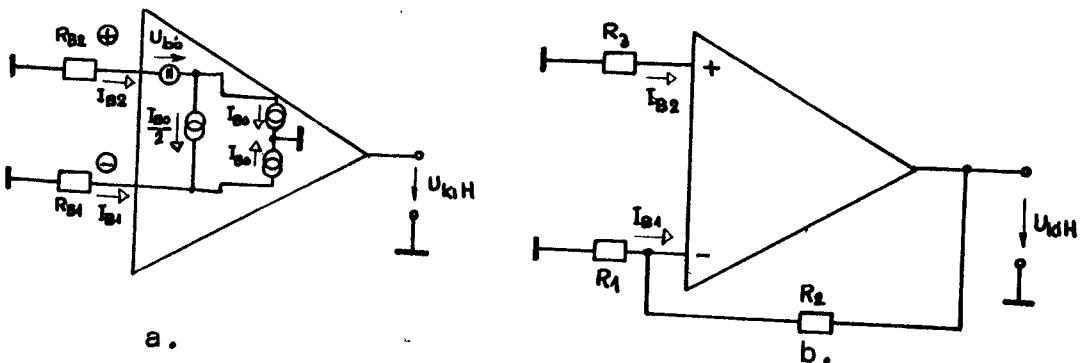
Ezek az ellenállások a bázisáramok miatt, a kimeneti feszültség nullázásához szükséges feszültséget növelhetik. Az üzemi öfszet feszültség /sokszor ezt is megkülönböztetés nélkül csak öfszet feszültségnek nevezik/ a legrosszabb esetre:

$$U_{boü} = U_{bo} + I_{bo} \cdot \frac{R_{B1} + R_{B2}}{2} + I_b / R_{B2} - R_{B1} / \quad 3.7.$$

A 3.7. összefüggést a 3.8.a. ábra alapján irhatjuk fel, ahol egyenáramú generátorokkal modelleztük a műveleti erősítő bemeneti hibajellemzőit.

A nyugalmi bemeneti áram, a bias-áram hatását megszüntethetjük, ha a két bemenet /a két bázis/ által látott egyenáramú ellenállást egyenlőnek választjuk: $R_{B1} = R_{B2} = R_B$. Ekkor írható:

$$U_{boü} = U_{bo} + I_{bo} \cdot R_B \quad 3.8.$$



3.8. ábra

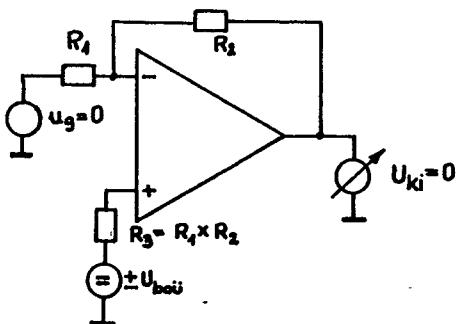
Mint a 3.1. pontban láttuk, jó tulajdonságú erősítőt viszszacsatolt műveleti erősítővel realizálhatunk. A negativ visszacsatolást az invertáló bemeneten valósítjuk meg. A 3.8.b. ábrán a visszacsatoló műveleti erősítő látható /az egyenáramú vizsgálat miatt $u_{be} = 0$, ezért a vezérlő generá-

tort elhagytuk/. Mivel az invertáló bemenet $R_1 \times R_2$ ellenállást "lát" - hiszen R_2 hibafeszültség nélküli esetben $U_{ki}=0$ V-ra kapcsolódik - a nyugalmi áram hatása megszüntethető

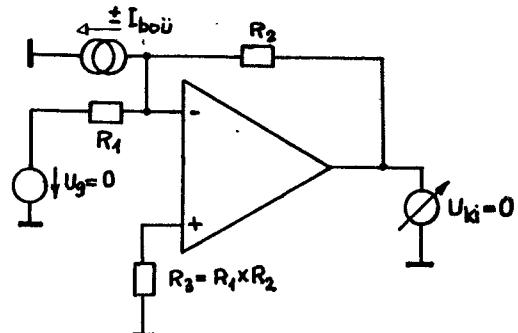
$$R_3 = R_1 \times R_2 \quad 3.9.$$

választással.

A kimeneti feszültség nullázása a bemenetre kapcsolt kompenzáció feszültséggel vagy kompenzáció árammal lehetséges. A nem vezérelt bemeneten az R_1 illetve az R_3 ellenállással sorosan beiktatott feszültséggel kompenzáthatjuk a kimeneti hibafeszültséget. A 3.9.a. ábrán invertáló erősítő feszültséggel végzett öfszet-kompenzálatását rajzoltuk fel. A modellezett öfszet-feszültséget kétpolaritású beállítási lehetőséggel kell realizálni /az öfszet előjele példányonként változhat/.



a.



b.

3.9. ábra

A 3.9.b. ábra vezérelt bemeneten megvalósítható, árammal történő kompenzálat mutat. A szükséges áram értéke $R_3 = R_1 \times R_2 = R_B$ esetén a 3.8. összefüggésből számitható:

$$I_{boü} = \frac{U_{boü}}{R_B} = \frac{U_{bo}}{R_B} + I_{bo} \quad 3.10.$$

ahol U_{bo} és I_{bo} katalógusadatok, maximális értékkel célszerű számolni.

A gyártó cégek sokszor megkönnyítik a munkapontbeállitást azzal, hogy a műveleti erősítő arra alkalmas belső pontjait kivezetik, ahol esetenként egyetlen potenciométerrel nullázható a kimenet /3.15. ábra/.

Nagyon kis bemeneti feszültségű áramkörökknél vagy különleges követelmények esetén /pl. mintavételek rendszernél/ szükséges a működés közbeni nullázás. Ezt a feladatot ú.n. auto-zero módon oldják meg - az ofszetállítás automatikus, a mintavétel szüneteiben történik.

A kimeneti hibafeszültség függ az erősítő feszültségerősítésétől. Minél nagyobb az erősítés, annál nagyobb a kimeneti ofszet:

$$U_{kiH} \approx /U_{bo} + I_{bo} \cdot R_B / \frac{A_o}{I + A_o B} \quad 3.10.$$

Ezért pl: 3 mV eredő bemeneti ofszetfeszültségű és $A_v = 1000$ -szeres erősítésű áramkör kimeneti hibafeszültsége 3 V, de $A_v = 10$ -es erősítésnél 30 mV. Ez a tény és a minőségi követelmények határozzák meg a kompenzáció hálózat szükségeségét és megvalósítását.

A kimeneti hibafeszültség munkapontbeállító hálózattal nullázható. A hibajellemzők azonban hőmérsékletfüggők. Maradó hibát okoz tehát az ofszetjellemzők hőmérsékletfüggése, a drift. Az I_b áram hőmérsékleti megváltozásának hatása az $R_3 = R_1 \times R_2 = R_B$ választással megszüntethető. Ekkor a bemenetre vonatkoztatott eredő driftfeszültség:

$$U_d = \frac{\Delta U_{bo}}{\Delta T} + \frac{\Delta I_{bo}}{\Delta T} R_B \quad 3.11.$$

Kis értékű ellenállások esetén az első tag dominál. Ez a hőmérsékleti feszültségdrift, amely az ofszetfeszültség változása a hőmérsékletváltozásra vonatkoztatva. Tipikus értéke $n \cdot 1 \dots n \cdot 10 \mu V/C^0$. Hatása nehezen szüntethető meg.

Nagy értékű ellenállásoknál a hőmérsékleti áramdrift is számottevő, amely az ofszetáram hőmérsékleti együtthatója. Értéke nagymértékben függ a bázisáramtól, I_b -től. Bipoláris bemenetnél tipikusan néhány tized nA/C°.

A katalógusok néha megadják a bemeneten lévő egyenáramú ellenállás függvényében az eredő driftfeszültséget, amely az előzőek értelmében egy ellenállástartományban állandó, majd növekvő ellenállással növekszik.

Megjegyzések: a./ A differenciálerősítő ofszet és driftkérdéseihez az Elektronikus áramkörök I.B. jegyzet foglalkozik.

b./ A kimeneti hibafeszültség értéke $R_2 I_{bo} + \frac{U_{bo}}{R_1 + R_2 // R_1}$. Az előzőekben nem vettük figyelembe, hogy a kiegészítő ellenállások a műveleti erősítő két bemenetét tekintve nem azonos elrendezésük. Ebből adódóan az invertáló bemenetre vonatkoztatott ofszet kissé módosul: a kimeneti hibafeszültség R_2/R_1 -gyel osztott értéke. A gyakorlati számításokban a 3.8. összefüggéssel dolgozva elhanyagolható hibát követünk el.

3.2.2. Munkapontbeállító áramkörök

Az integrált műveleti erősítő munkapontbeállításakor az alábbiakat kell biztosítanunk:

- a bemeneti differenciálerősítő bázisfeszültségét /a két bemeneti pontot azonos értékű - az esetek jelentős részében kettős tápfeszültségű a táplálás, így zérus - potenciálra kell kötni/ és bázisáramát /egyenáramúlag az IC által meghatározott értékű bázisáramoknak záródniuk kell/,

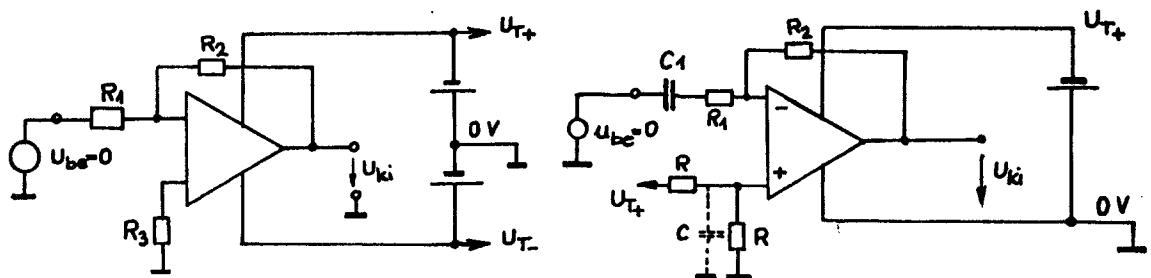
- a bemeneti ofszet áram kiegyenlítését,
- a bemeneti ofszet feszültség kiegyenlítését,
- a hőmérsékleti drift csökkentését.

A munkapontbeállítást mindenkorában a vezérlő hálózattal együtt,

de zérus vezérlő feszültséggel kell végezni !

A 3.lo. ábra a nyugalmi bemeneti áramok és feszültségek beállítását mutatja. Az a. ábra kapcsolása DC erősítő esetén a bemenetek azonos, zérus feszültségét és nyugalmi áramát az R_3 ellenálláson és a vezérlő generátoron keresztül biztosítja.

Az AC erősítők sokszor egytelepes táplálással üzemelnek. A b. ábra AC erősítőjének invertáló bemenete az R_2 ellenálláson keresztül az IC kimenetéről kap munkaponti áramot. Mivel a kimeneti pont nyugalmi feszültsége -ofszet nélküli esetben- a tápfeszültség fele /a soros végfokozat miatt/, ezért az invertáló bemenet feszültsége is ekkora lesz. A neminvertáló bemenet feszültségét külön osztóval állítjuk be ugyanerre a feszültségértékre. Az osztáspontot nagyértékű kondenzátorral célszerű hidegíteni.



3. lo. ábra

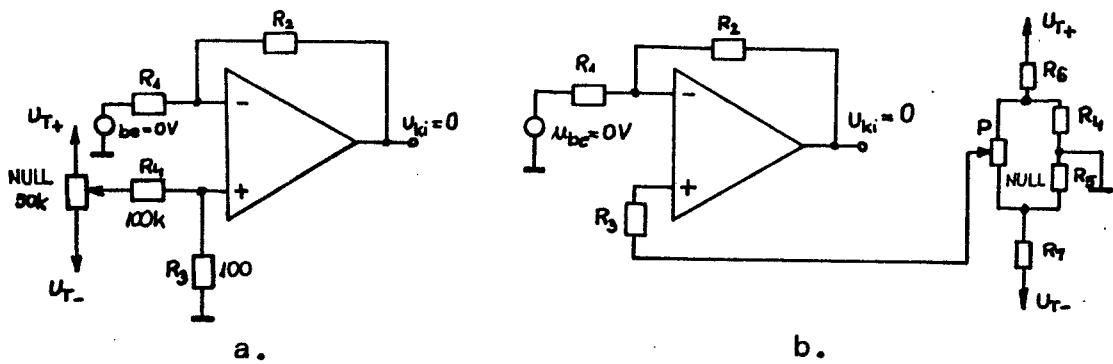
A műveleti erősítők széleskörű alkalmazásából adódik, hogy az ofszetkompenzáció esetenként más-más megoldást kíván. A következőkben néhány általános megoldást ismertetünk. A megoldások többsége csak ofszet állítási lehetőséget nyújt, ezzel egy hőmérsékleten zérus kimeneti feszültséget állíthatunk,

de a hőmérsékleti driftból adódó hiba megmarad. Igényesebb, szigorúbb driftkövetelmények esetén /pl. nagyérzékenységű erősítőnél/ a jelenlegi IC választék már lehetővé teszi igen kis driftű erősítők alkalmazását /pl. chopper-erősítők driftje $0.1 \mu\text{V}/\text{C}^0$, $10 \text{ pA}/\text{C}^0$ / . Előirt, de nem túl szigorú driftkövetelménynél hőmérsékletfüggő kiegyenlítés alkalmazható /pl. 3.16. ábra/.

A 3.11.a. ábrán látható invertáló erősítő ofszetkompenzá-lását a kettős tápfeszültségre kötött potenciométerrel végezhetjük. A neminvertáló bemenet a potenciométerről levett, R_3 és R_4 ellenállások arányában leosztott feszültségre állitható /a megadott értékekkel és $\pm 15 \text{ V}$ tápfeszültséggel $\pm 15 \text{ mV}$ a tartomány/.

A 3.11.b. ábra áramköre is a nem vezérelt bemenet /most a neminvertáló/ nyugalmi feszültségét állítja be. Az R_3 ellenállásra sorosan kötve kompenzáló feszültséget kapcsolunk. A kompenzáló áramkör eredő ellenállását célszerű jóval kisebbre /0,1...0,01-szervesre/ választani R_3 -nál. Az R_6 , R_7 ellenállások áramgenerátorként /szokásosan kb. 1 mA-rel/ táplálják az R_4 , R_5 , P hálózatot, amellyel a 0 V-hoz képest mindenkit irányú beállítás lehetséges.

Minden megoldás R_1 és R_2 tetszőleges értéke esetén alkalmazható. A beállító áramkör nem okoz erősítéshibát.



3.11. ábra

Kis értékű /lo kohm-nál kisebb/ R_1 és R_2 ellenállások esetén végezhetjük az ofszetkompenzálat invertáló erősítőnél a 3.12. ábra szerint is. A potenciometrrel beállítható a kimenet nullázásához szükséges

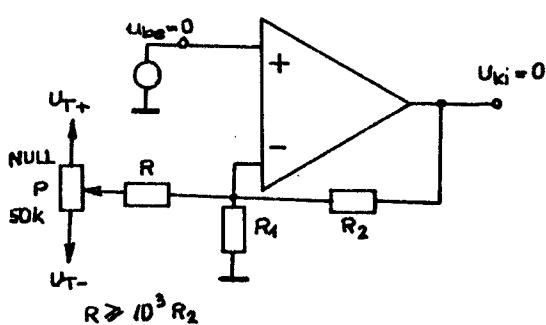
értékű és előjelű kompenzáló áram /az elv a 3.9. ábra szerint/. Az áramtáplálást R értéknek helyes megválasztával biztosíthatjuk : legyen nagyobb, mint 1000 R_2 . Az R értéke, mivel az átvitelt meghatározó Visszacsatoláshoz kapcsolódik, erősítéshibát okozhat. Az előbbi arány betartása esetén az okozott hiba l ezreléknél kisebb / R_1 és R_2 párhuzamosan kapcsolódik/.

3.12. ábra

társa esetén az okozott hiba l ezreléknél kisebb / R_1 és R_2 párhuzamosan kapcsolódik/.

Neminvertáló erősítőnél nagyobb erősítés vagy kisebb igények esetén alkalmazható a 3.13. ábrán látható megoldás. Az e-

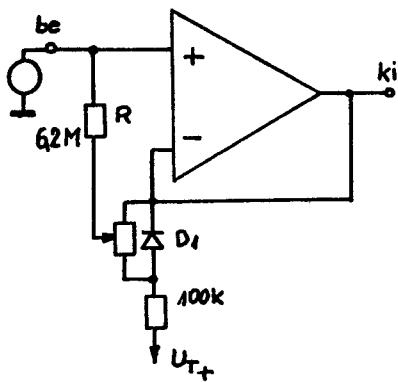
redő ofszet áramot /irányát és értékét/ állítjuk be úgy, hogy $U_{Ki} = 0V$ legyen. Az R ellenállás értékét itt is nagyobbra kell választani, mint R_2 , így a kompenzáló kör elhanyagolható erősítéshibát okoz. Kis erősítésnél az áramkör igényesebb alkalmazásban nem felel meg. A bemeneti jel ugyanis rágut a kompenzáló hálózatra is /az invertáló pont feszültségváltozásával/, ezért az R ellenállás kompenzáló árama a vezérléstől



3.13. ábra

változása közel egyezik a bemeneti pont feszültségváltozásával/, ezért az R ellenállás kompenzáló árama a vezérléstől

függően változik. Különösen egységnyi erősítésű neminvertáló, követő /follower/ erősítőnél okozhat ez gondot. A kompenzáló áramot ez esetben feszültségutánhúzott feszültségforrásból vagy a bemenő jeltől független áramot adó áramgenerátorból biztosíthatjuk. A 3.14. ábrán követő erősítő feszültségután-



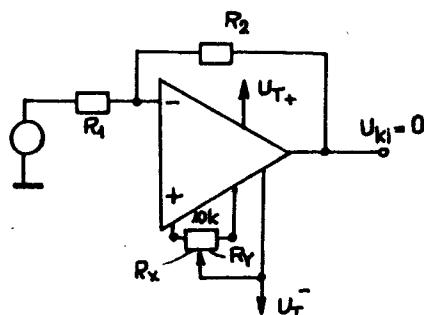
3.14. ábra

húzott pontról beállított kiegyenlitése látható. Az R ellenállás két végpontja között a vezérlő jeltől függetlenül állandó feszültség /0,6 V/ van, hiszen amennyit változik a neminvertáló bemenet feszültsége, annyit változik a dióda katódján a feszültség, az anód feszültsége pedig mindig 0,6 V-tal pozitivabb. A megadott érté-

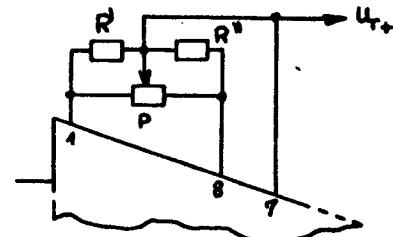
kek esetén az R ellenállás árama közelítőleg 100 nA. Az áram beállítható, ha pl. az R-t a diódával párhuzamosan kötött nagy ellenállású potenciométer csúszkájáról csatlakoztatjuk. A bemutatott kompenzálás a dióda feszültségének negativ hőmérsékleti tényezője miatt bizonyos mértékben csökkenti a hőmérsékletfüggés a driftet.

A gyártó cégek sokszor törekednek olyan belső felépítés ki-alakítására, amely lehetővé teszi a kimenet nullázását egyetlen szabályozó elem felhasználásával. Az ofszet állító potenciométer számára kivezetett csatlakozási pontok általában az első fokozat, a differenciálerősítő emitterpontjai /ha minden két erősítőfél külön áramgenerátoros megoldású, lásd a 3.6.a. ábrát/, vagy kollektorpontjai /akkor a kollektorellenállásokat lehet kívülről "módosítani"/. Az ofszetkompenzáló javasolt elrendezését és az értékeket a katalógusok közlik.

A 3.15.a. ábra a 741 típusú IC /emitterkörű áramgenerátorban végzett/, a b. ábrán az AD 510 típusú műveleti erősítő /kollektorkörű/ nagy felbontású nullázási lehetősége látható. A kivezetett pontokon végzett nullázás előnyei: mindenkor szabad marad a vezérlés számára, valamint ez a beállítási mód az áramkör belső aszimmetriáit "billenti" helyre, ezért az eredő összefüggést így nullázva kedvezőbb drift-tulajdonságok érhetők el /pl. 725 típusú IC-nél/.



a.



b.

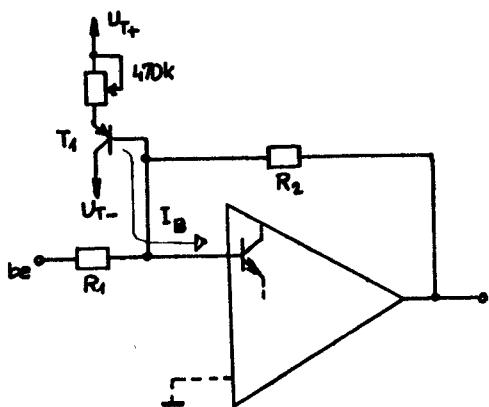
3.15. ábra

A b. ábra beállításának nagyon finom /mikrovoltos/ felbontása valósítható meg jó minőségű 100 kohm-os potenciométerrel és

$$R' = \frac{R_x \cdot 50k}{50k - R_x} \quad \text{és} \quad R'' = \frac{R_y \cdot 50k}{50k - R_y} \quad \text{értékü ellenállások-}$$

kal, ahol R_x és R_y 10 kohm-os potenciométerrel végzett dűrve nullázáshoz tartozó "potméter-oldalak" ellenállása. A beállítás módja általánosan alkalmazható.

Előfordulhat olyan alkalmazás - pl. változó generátor ellenállás; nagy R_1 ellenállás invertáló erősítőnél - ahol nem célszerű, ha a bemeneti vagy az összefüggés áram átfolyik az említett ellenálláson. Ekkor a kérdéses bemenet /esetleg mindenkor/ bemeneti árama áramgenerátorral biztosítható. Az integrált áramkör bemeneti npn tranzisztorának bázisáramát itt egyszerű



3.16. ábra

áramgenerátorként működő pnp tranzisztor bázisárama adja /3.16. ábra/.

Amennyiben a kompenzáló áramkör és az IC jó termikus csatolásúak, bizonyos mértékig a drift minimalizálása is megoldott.

Az előzőekben ismertetett módszerek közül néhány együtt is alkalmazható.

Szükséges lehet a bemeneti hibajellemzők külön kompen-

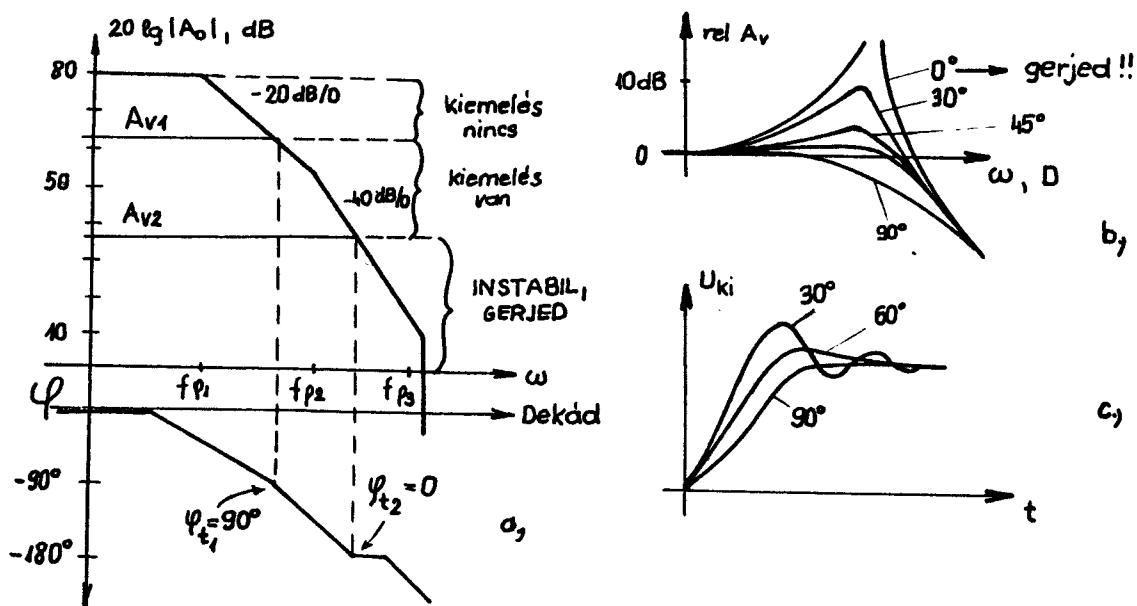
zálása. Ez esetben pl. a 3.15. ábrán látható beállítással rövidrezárt + és - bemenetek mellett nullázható az ofszetfeszültség, majd a rövidzár bontása után a 3.11. ábra /vagy a 3.12., vagy a 3.16. ábra/ megoldása szerint nullázható az ofszetáram. Ezzel a módszerrel is csökkenhető a drift.

3.3. Műveleti erősítők frekvenciakompenzációja

3.3.1. A frekvenciakompenzáció alapjai

Az alkatrészként kezelhető műveleti erősítő belső felépítése szerint többfokozatú erősítő. Az erősítőjellemzők beállítására, javítására visszacsatolást alkalmazunk. Ily módon az IC-vel felépített erősítők is visszacsatolt többfokozatú erősítőknek tekinthetők. Ezek frekvenciafüggésével, stabilitásvizsgálatával az Elektronikus áramkörök I.B. jegyzet részletesen foglalkozik. Itt rövid összefoglalást és kiegészítést adunk.

A műveleti erősítők nyilthurkú erősítése egy adott frekvenciától növekvő frekvenciák felé csökken, fázistolása növekszik. A sávközépen beállított negatív visszacsatolás nagyobb frekvenciákon A_v értékétől függően esetleg pozitivvá válik, az erősítő gerjedhet /ha a hurokerősítés $|H| = 1$ és fázistolása $\varphi_H = -180^\circ$, ezért nem alkalmas jelátvitelre. A 3.17.a. ábrán ellenállásokkal megvalósított visszacsatolás esetén rajzoltuk meg az átvitel jellege szerint megkülönböztethető tartományokat. A kompenzálatlan erősítő az A_v kis értékeinél



3.17. ábra

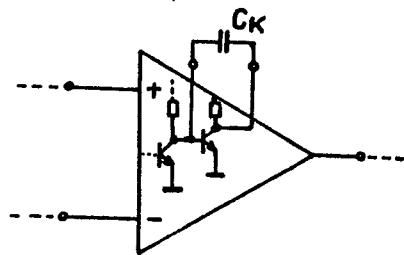
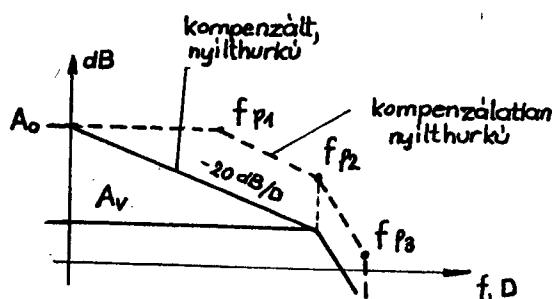
/nagy hurokerősítésnél/ növekvő kiemelésü, további hurokerősítés növelésnél instabillá válik, gerjed. A 3.17.b. ábra elterő fázistartalékok /a kritikus $|H| = 1$ értéknél hány fokkal kisebb a hurokerősítés fázistolása 180 foknál/ esetén mutatja a visszacsatolt erősítés frekvenciamenetét. A c. ábra az erősítő frekvenciamenete és négy szögjel-átvittele közötti

összefüggést /a kimeneti feszültség időbeli változását/ mutatja a különböző γ_t értékeknél. Az átvitelben kiemelést a 60 fokos fázistartaléknál kisebb visszacsatolás esetén láthatunk. A megengedhető kiemelés esetenként változhat. Leggyakoribb a 45 fokos fázistartalékra történő méretezés, ekkor a kiemelés kb. 3 dB.

A frekvenciakompenzáció az erősítés frekvenciafüggésének módosítása a gerjedésmentes, stabil átvitel biztosítása érdekében. Durva közelítéssel mondhatjuk: ha a visszacsatolt erősítés görbéje a visszacsatolatlan karakterisztika 20 dB/D meredekségű szakaszával találkozik, akkor az áramkör stabil. A nyilthurkú karakterisztika 20 dB/D és 40 dB/D meredekségű szakaszait elválasztó pont a második töréspont. Egyszerűsége miatt jól alkalmazható "ökölszabály": a stabil visszacsatolt erősítés biztonságos határa a második töréspont. A stabilitás szempontjából tehát kedvező, ha az első két törésponti frekvencia f_{p1} és f_{p2} távol van egymástól /akkor a 20 dB/D esésű szakasz hosszú/. A kompenzációval tehát a frekvenciakarakterisztikát úgy kell módosítanunk, hogy az előirt legkisebb visszacsatolt erősítéshez $|H| = 1$ értékénél a második töréspont és 45° tartalék/ tartozék /3.18.a. ábra/. A kompenzációval lényegében a hurokerősítés fázisviszonyait módosítjuk.

A kompenzáásnak alapvetően két módja van a $H/\omega = A_0/\omega/B/\omega$ összefüggésnek megfelelően. A nyilthurkú erősítés kompenzáása A_0 frekvenciamenetét alakitja megfelelően a pólusfrekvenciák módosításával /póluseltolással, új pólus kialakításával, pólussemlegesítéssel/. A 3.18. ábrán a nyilthurkú kompenzáás egyik lehetséges megoldását láthatjuk. Az első pólust okozó Miller-kapacitás külső növelésével eltoltuk a pólusfrekvenciát olyan kis értékre, hogy a fázistartalék 45 fok legyen. A kompenzáált karakterisztika pólusfrekvenciájának értéke: $f_x = f_1/H$ és $H = A_0/A_V$ összefüggésekkel számolható, de C_K ér-

tékét a katalógusok néhány A_V értékre közlik.



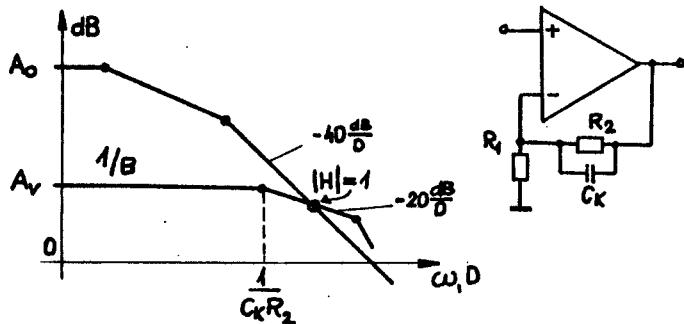
3.18. ábra

A kompenzálás másik alapvető módja a visszacsatolás /B/ frekvenciafüggővé tétele. A visszacsatolást kondenzátorokkal úgy alakítjuk ki, hogy a visszacsatolatlan erősítés és a visszacsatolt erősítés metszése közelében B értékét ugy növeljük /ezzel A_V -t csökkentjük/, hogy az oldalmeredekségek különbsége csökken, a hurokerősítés fázistolása csökken/3.19. ábra/. Belátható, hogy minél kisebb a metsződés pontjában – ahol $|H| = 1 - A_o$ és A_V oldalmeredekségének különbsége, annál nagyobb a fázistartalék /a 3.17. ábrán láttuk, hogy A_o 20 dB/D-os szakaszára visszacsatolva a fázistartalék nagyobb, mint 45° 40 dB/D szakaszára visszacsatolva a fázistartalék nagyon kicsi, illetve zérus, az erősítő gerjed/. Általánosítva megállapítható: a visszacsatolt rendszer biztosan stabil, ha A_o és A_V metsződésénél a meredekségek különbsége 20 dB/D, vagy annál kisebb. /Levezetés nélkül közöljük, hogy a kiemelésmenő átvitelhez maximálisan 25...30 dB/D meredekséggükönbség tartozik/. A rendszer instabil, ha a metsződésnél a meredekséggükönbség 40 dB/D vagy annál nagyobb. Ha az A_V meredekségét m_1 , az A_o meredekségét m_2 jelöli, előző általános érvényű megállapításainkat így irhatjuk:

$|m_2 - m_1| \leq 20 \text{ dB/D}$ abszolut stabil 3.11.

$|m_2 - m_1| \leq 25 \dots 30 \text{ dB/D}$ kiemelés-mentes 3.12.

$|m_2 - m_1| \geq 40 \text{ dB/D}$ gerjed 3.13.



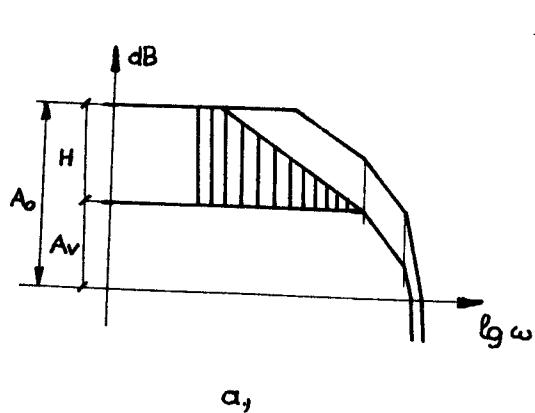
3.19. ábra

A 3.19. ábrán neminver-táló erősítőnél rajzoltuk meg a frekvencia-függő visszacsatolást. A $|H| = 1$ pontban a meredeksékgükönbség 20 dB/D, az erősítő stabil. A C_k kondenzá-torral kiegészített visszacsatoló hálózat átvitele R_1 és $R_2 \times Z_k$ feszültségesztóból szá-molható. Az osztó a kritikus pont környezetében pozitív fázis-tolással növeli a szükséges értékre a hurokerősítés fázistar-talékát. Ezt a kompenzá-lást lead- vagy sokszor beta-kompenzá-lásnak nevezik. A megoldás invertáló erősítőnél is alkalmaz-ható /3.23. ábra/.

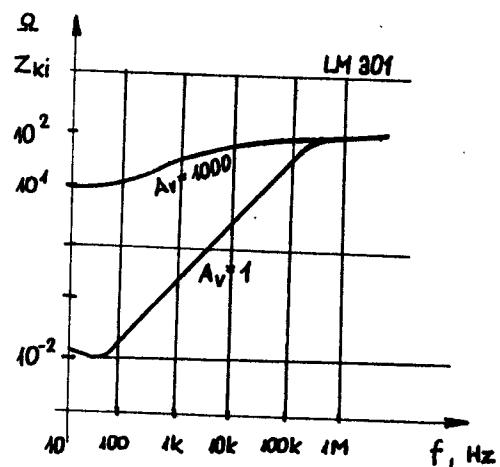
Mint ismeretes, a negativ visszacsatolás az erősítő számos tulajdonságát megváltoztatja. Az erősítőjellemzők többségének $/A_v, R_{be}, R_{ki}, k, \text{ stb.}/$ méretezésekor a frekvenciafüggetlen tartományból indulunk ki. Ennek megfelelően pl. a visszacsatolt műveleti erősítő kimeneti ellenállása $/A_o \cdot B + 1/ \approx A_o B$ ér-téknek megfelelően lecsökken. A hurokerősítés azonban frekven-ciafüggő. Minél kisebb az előirt erősítés, annál kisebb frek-vencián van a kompenzált nyilthurkú erősítés első pólusa, a-mely egyben a hurokerősítés első pólusa is. Növekvő frekven-ciák felé az első pólustól kezdődően a hurokerő-

Mint ismeretes, a negativ visszacsatolás az erősítő számos tulajdonságát megváltoztatja. Az erősítőjellemzők többségének $/A_v, R_{be}, R_{ki}, k, \text{ stb.}/$ méretezésekor a frekvenciafüggetlen tartományból indulunk ki. Ennek megfelelően pl. a visszacsatolt műveleti erősítő kimeneti ellenállása $/A_o \cdot B + 1/ \approx A_o B$ ér-téknek megfelelően lecsökken. A hurokerősítés azonban frekven-ciafüggő. Minél kisebb az előirt erősítés, annál kisebb frek-vencián van a kompenzált nyilthurkú erősítés első pólusa, a-mely egyben a hurokerősítés első pólusa is. Növekvő frekven-ciák felé az első pólustól kezdődően a hurokerő-

sítés csökken /3.20.a. ábra/, ezért a vizsgált erősítőjellemző is frekvenciafüggő. A b. ábrán zárdurkú kimeneti impedancia frekvenciafüggését rajzoltuk fel két erősítés érték esetén. A kimeneti ellenállás növekedése jó közelítés mellett követi a hurokerősítés /és a nyilthurkú erősítés/ frekvenciafüggését /LM 301 tipusú áramkör/.



3.20. ábra



3.3.2. A frekvenciakompenzáció megvalósításai

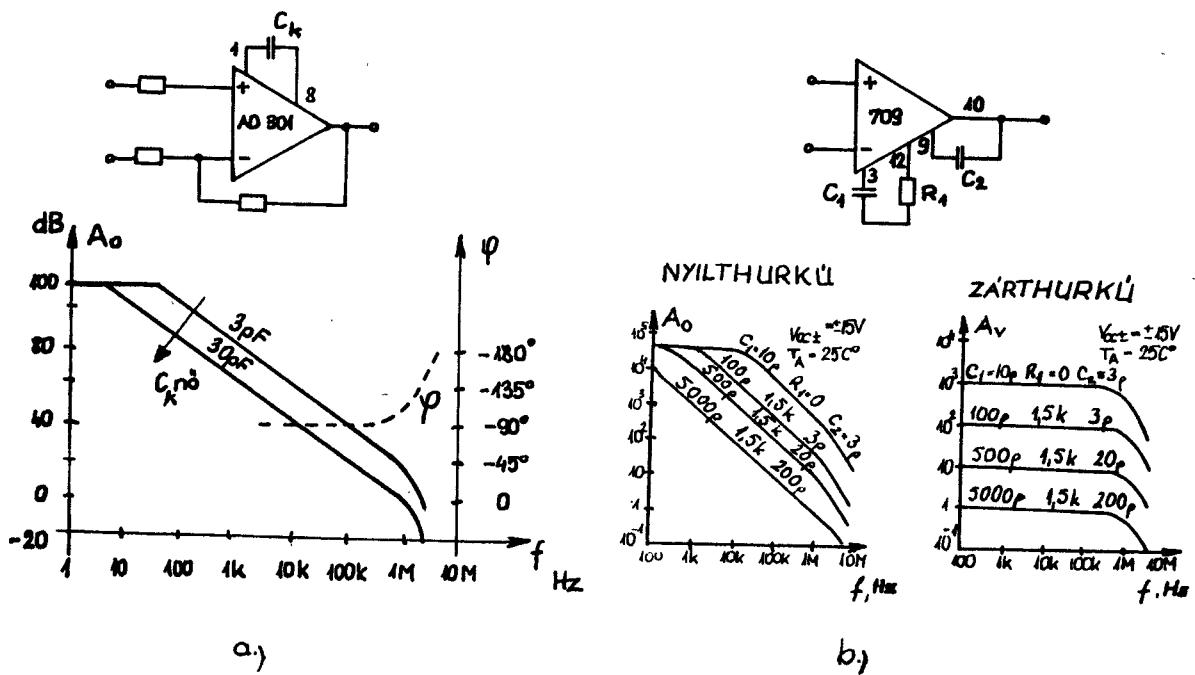
A frekvenciakompenzáció elvi alapjainak ismeretében a műveleti erősítő stabil működését biztosító, esetenként további előírások szerinti frekvenciakarakterisztikája kialakítható. A stabil hurokerősítéshez a katalógusok "recept-szerü" adatokat közölnek, igényesebb átvitel esetén a felhasználó ezektől eltérő megoldásokkal is dolgozhat.

a./ Általános kompenzáási módok

A műveleti erősítők frekvenciaátvitelének általában három domináns pólusa van. A gyártó cég a pólusok közül külső kompenzáású IC esetén egy vagy két pólus helyzetének megvál-

toztatását teszi lehetővé /az adott pólust okozó R-C elemek pontjainak kivezetésével/. A katalógus adott tipusra minden esetben konkrét kompenzáló hálózat /compensation circuit/ javaslatot ad: áramkör, kompenzálási pontok. A visszacsatolt feszültségerősítéstől függő elemértékeket karakterisztikáról kel leolvasni. A karakterisztika a gyártó cég szokásától független vagy a nyilthurkú erősítést vagy a zárthurkú erősítést ábrázolja a kompenzáló elemértékekkel paraméterezve /3.21. ábra/.

A 3.21.a. ábrán egyetlen kompenzáló elemmel / C_K / megvalósítható, gyakori, egyszerű kompenzálási mód látható. A kapacitás általában valamelyik fokozat Miller-kapacitását - a Miller hatás miatt kis kapacitásértékek megfelelők - növeli meg, így póluseltolással domináns pólust alakitunk ki. Mivel csak egy pólust változtathatunk, a második pólus határozza meg a kisjelű határfrekvenciát, függetlenül a visszacsatolt erősítés-



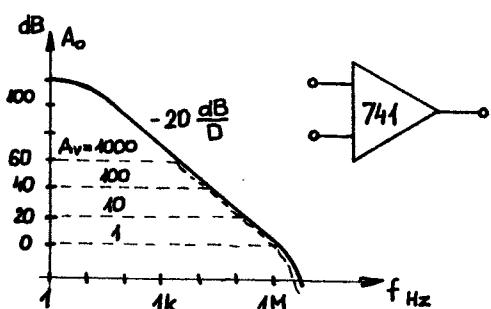
3.21. ábra

től. A nyilthurkú erősítés frekvenciakarakterisztikájában /open loop voltage gain frequency response/ sokszor az erősítés fázisát /phase/ is berajzolják, így a fázistartalék tetszős szerinti visszacsatolásra egyértelműen meghatározható. /A katalógus használatánál ügyelünk kell arra, hogy a lábszámozás a tok tipusától függ!/

A 3.21.b. ábra a zárthurkú feszültégerősítés frekvenciakarakterisztikáját /closed loop voltage gain frequency response/ mutatja, amelyből jól látható a kisjelű határfrekvencia erősítéstől független értéke /kb. 1 MHz/. A 45° fázistartalékhöz tartozó kiemelést általában nem rajzolják meg. /A kompenzáció két pólus helyét változtatja meg: az $R_1 - C_1$ hálózat az első pólust tolja el és egy új zérust hoz létre, a C_2 a harmadik pólust tolja el. Az eltolt harmadik pólus hatását a zérus-helyilel megszüntethetjük, így visszacsatolt erősítő felső határfrekvenciáját a változatlan második pólus adja, és addig 20 dB/D meredekségű az erősítés./

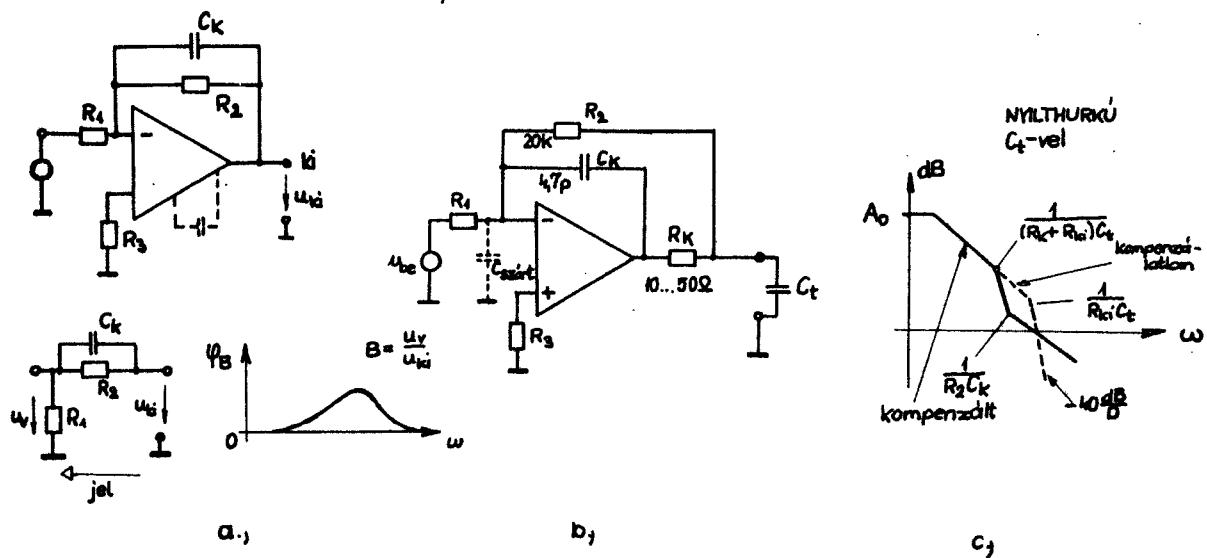
Vannak belső kompenzálsú /internal compensation/ műveleti erősítők. Ezek frekvenciaátvitelle abszolut stabil, a domináns

pólust az áramkörrel együtt integrált kondenzátorral alakították ki. Természetesen ez a pólusfrekvencia nagyon kis érték /5...10 Hz/. A zárthurkú erősítéstől függ a kisjelű határfrekvencia /3.22. ábra/, a fázistartalék egységnyi erősítésnél is nagyobb 45 foknál /a második pólus 0 dB alatti erősítéshez tartozik/.



3.22. ábra

A frekvenciakompenzálásra megadott kapacitásértéket minimális értéknek kell tekintenünk, amelyek csak akkor biztosítják a stabil működést, ha a visszacsatolási pont szórt kapacitása elhanyagolható /néhány pF/, a terhelő kapacitás kisebb 100...200 pF-nél, a meghajtó generátor ellenállása nem nagyobb néhány szor 10 kohm-nál. A megépített kapcsolásoknál ezek a feltételek gyakran nem teljesülnek. Ez esetben vagy a kompenzáló elemek értékét kell megnövelniük, vagy gyakran alkalmazott megoldásként a kimeneten lévő visszacsatoló ellenállással párhuzamosan kell kötnünk egy kondenzátort. Ennek elrendezését és átvitelét nem invertáló erősítőre a 3.19. ábrán már szemléltettük, a 3.23.a. ábrán invertáló erősítőre alkalmazzuk. A visszacsatoló hálózat átvitele invertáló erősítőnél is a szokássos módon határozható meg, az ábrán látható a visszacsatoló hálózat és annak fázismenete. Ezt a lead-kompenzációt kiegészítésül alkalmazzuk a katalógus által előírttal együtt.

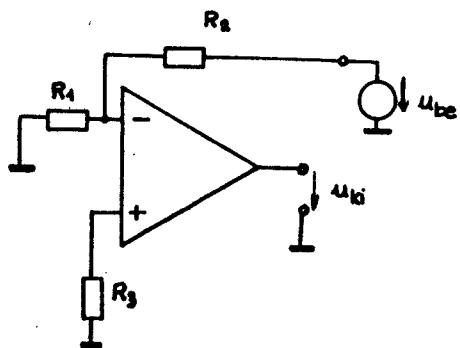


3.23. ábra

A műveleti erősítő kimenetének kapacitív terhelése az erősítő kimeneti ellenállásával együtt aluláteresztő szűrőt alkot amelynek legnagyobb fázistolása -90° . Ez a fázistolás hozzáadódik a hurokerősítéshez, az átvitelben kiemelést, esetleg gerjedést okozva. A kellő fázistartalékot lead-kompenzációval biztosíthatjuk. A 3.23.b. ábra a kapacitív terhelés hatásának megszüntetésére alkalmazott kapcsolást mutat, gyakorlati értékkel $C_t = 100 \text{ pF} \dots 1 \text{ nF}$ terhelés esetére/. Az R_K ellenállás növeli C_K hatását. A C_t nagyobb értékeire vagy a visszacsatoló kapacitást, vagy az elválasztó ellenállást, R_K -t kell növelni. A c. ábrán a C_t hatása /szaggatott vonal/ és a kompenzált erősítés átvitele látható.

A bemeneti oldalon jelentkező szort kapacitás /a 3.23.b. ábrán szaggatottan jelöltük/ nagy értékű ellenállásokkal megvalósított visszacsatolás esetén okozhat instabil működést. Ez esetben is jó megoldást ad az R_2 -vel párhuzamosan kötött kompenzálp kapacitás /nevezik "lead-kapacitás"-nak is/. Értékét az $R_2 C_k = R_1 C_{SZ}$ összefüggésből határozhatjuk meg /a kimenet felől nézve kompenzált osztó/.

Az erősítő stabilitásának vizsgálatához a hurokerősítés amplitudó és frekvenciakarakteristikája szükséges. Annak meghatározása számítással nehézkes - hiszen a másodlagos hatásokat, pl. szort kapacitásokat pontosan modellezni nem tudjuk - ezért a gyakorlatban vagy az erősítő mért négyszög-jelátvitelből következtetnek a gerjedési hajlamra /3.17.c. ábra/, vagy a hurokerősítés méréséből /3.24. ábra/.



3.24. ábra

határozása számítással nehézkes - hiszen a másodlagos hatásokat, pl. szort kapacitásokat pontosan modellezni nem tudjuk - ezért a gyakorlatban vagy az erősítő mért négyszög-jelátvitelből következtetnek a gerjedési hajlamra /3.17.c. ábra/, vagy a hurokerősítés méréséből /3.24. ábra/.

b./ A kivezérelhetőség frekvenciafüggése és a kompenzáció

Az előzőekben ismertetett különböző kompenzáási módok kisjelü üzemben és ohmos jellegű terhelés esetén kb. azonos átvitelt eredményez. Kapacitás jellegű terhelés azonban döntően megváltoztatja egy erősítő kivezérlési tartományának frekvenciafüggését. A kondenzátor növekvő frekvenciával növekvő áramot vesz fel állandó kimeneti feszültség esetén: $I_{kip} = U_{kip} \omega C / \text{ahol a } p \text{ index csúcsértéket jelöl}/.$ A kimeneti áram legnagyobb csúcsértéke azonban korlátozott /az eszköz védelme érdekében/, ezért adott C és U_{kip} értéknél a frekvencia növelésével az áramkorlát miatt az erősítő árama nem elég a kondenzátor gyors feltöltéséhez. A szükségszerű áramhatár korlátozza a feszültség változásának sebességét /Elektronikus áramkörök I.B. 7.2. fejezet/A kondenzátor árama $I = C \cdot dU/dt$, ebből a maximális jelváltozási sebesség /slew rate/:

$$S_{max} = \frac{dU}{dt} \Big|_{max} = \frac{I_{HATÁR}}{C} \quad 3.14.$$

A korlátozott feszültségváltozás gyors felfutású és nagyobb amplitudójú vezérlésnél a kimeneti feszültség torzitását okozza /3.25.a. ábra/.

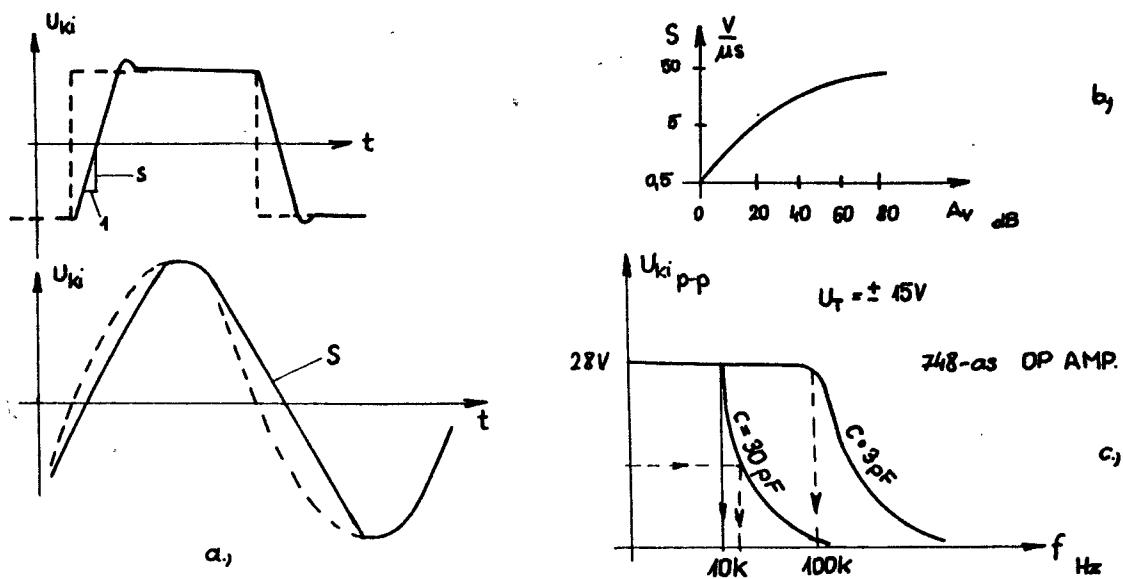
Azt a legnagyobb frekvenciát, ahol a műveleti erősítő még torzitás nélkül biztosítani tudja a maximális kimeneti feszültséget, kivezérlés határfrekvenciának /full-power frequency = értelmezés szerint a teljes kimeneti teljesítményt biztosító legnagyobb frekvenciának/ nevezzük. Jelölése f_{kv} . Szinuszos üzemre:

$$S = 2\pi f_{kv} U_{kipmax} \quad 3.15.$$

ahol U_{kipmax} a legnagyobb feszültségü amplitudó.

A jelváltozási sebesség a kompenzáástól függ. Minél kisebb a visszacsatolt erősítés, annál nagyobb kompenzáció kapacitás

kell, ez csökkenő S értéket jelent /3.25.b. ábra/. Az IC katalogusok vagy az $A_V = 1$ értékhez tartozó S -t adják meg, vagy a kompenzáló elemekkel paraméterezett nagyjelű frekvenciakarakterisztikát /large signal frequency response/ a 3.25.c. ábra

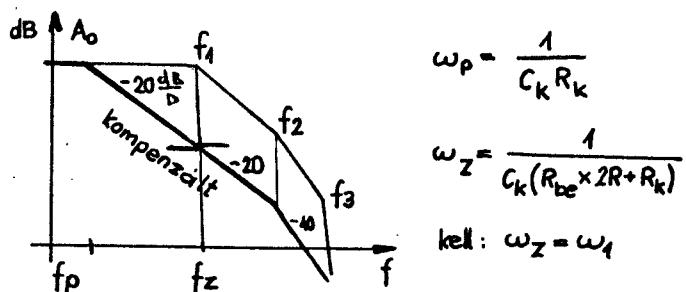
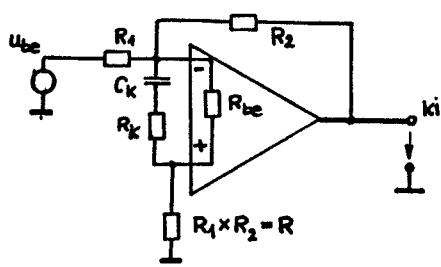


3.25. ábra

szerint. Láthatóan kisebb kivezérléstartomány igény esetén növekszik a torzítás nélküli jel frekvenciatartománya. Általános felhasználású műveleti erősítőnél /pl. 101, 748, stb./ 0 dB erősítésnél kb. 10 kHz a kivezérlés határfrekvencia $28V_{pp}$ kimeneti feszültség esetén, ez a kb. $1 V/\mu s$ jelváltozási sebességből adódik.

A jelváltozási sebességet az erősítő fokozatot /fokozatkat/ terhelő kapacitások és a fokozat árama korlátozza. A kimeneti kivezérelhetőség nagyfrekvencián annál kevésbé korlátozódik, minél nagyobb a kompenzálás után következő fokozatok erősítése. A bemeneten kialakított kompenzálás az erősítőt nem terheli, tehát nem csökkenti a működési sebességet. A bemeneti kompenzálás és kompenzált erősítés a 3.23. ábrán látható. A generátor és az erősítő között lévő soros R_K-C_K tag

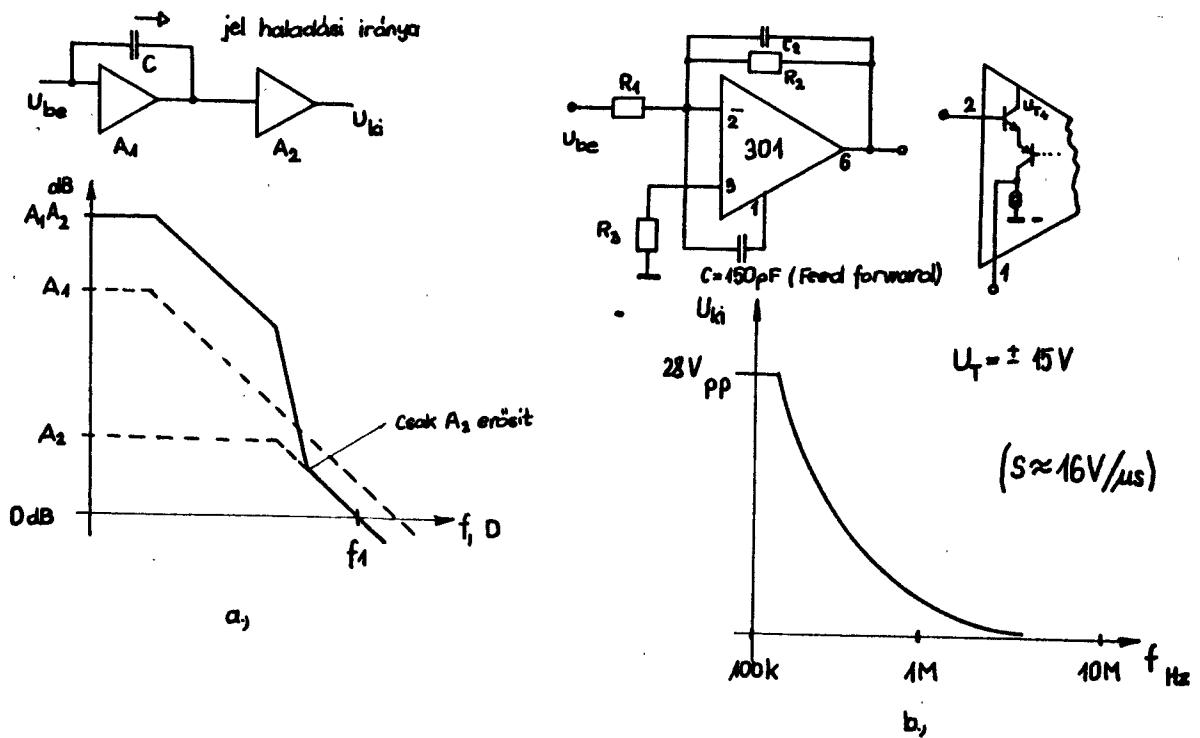
növekvő frekvencián a C_K impedanciájának csökkenése miatt egy új pólust, majd C_K hatásának megszűnéskor egy zérust hoz az átvitelbe. A zérus-helyet az eredeti első pólusra méretezve a második pólusig 20 dB/D meredekségű átvitelt alakithatunk ki. A törésponti frekvenciák a jól ismert módszerrel meghatározhatók / $\omega = 1/RC$, a $C = C_K$, az R amit a C_K "lát"/. A bemeneti kompenzáció csak invertáló erősítőnél alkalmazható ! Ezért az $A_u = 1$ illetve az $A_u = -1$ erősítésekre adott jelváltozási sebesség értékek számottevően eltérhetnek egymástól - természetesen az invertáló erősítő S értéke a nagyobb /esetleg 50-szer is nagyobb lehet/. A bemeneti kompenzációval a kimeneti zajszint megnövekszik, ez azonban nagyjelű üzemben általában másodlagos kérdés.



3.26. ábra

A jelváltozási sebességet és a kivezérlés /vagy teljesítmény / határfrekvenciát növelő kompenzáció mód a frekvencia-függő előrecsatolás /feed-forward/. Ez a módszer az f_{KV} értékét két csökkentő fokozatot vagy a kisebb határfrekvenciájú /pnp tranzisztoros/ fokozatokat hatástaranítja, eliminálja. A nagy erősítésű, kis határfrekvenciájú, A_1 erősítésű és a nagyfrekvenciás, A_2 erősítésű erősítők kimeneti feszültsége amig a C

nem hat: $A_1 A_2 u_{be}$. A határfrekvencia növekedésével bizonyos frekvenciaérték fölött C söntöli A_1 erősítőt, a kimeneti jel A_2 frekvenciafüggése szerint változik és $A_2 u_{be}$ értékü. Ezzel az eredő erősítés oldalmeredeksége 20 dB/D-ra állitható a kritikus szakaszon /3.27.a, ábra/ és az egységnyi erősítés-frekvencia /unity-gain frequency/ - ahol a nyilthurkú erősítés a 0 dB-t eléri - a szokásos kompenzációval elérhető érték közel tízszeresére növekszik. A módszer többfokozatú erősítők esetén /vigyázat! Csak neminvertáló erősítő eliminálható/, vagy erre előkészített, alkalmas kivezetési ponttal rendelkező műveleti erősítő esetén alkalmazható. A 3.27.b. ábrán a 301 tí-



3.27. ábra

pusú erősítő feed-forward kompenzációja lead-kompenzációval kiegészítve és nagyjelű frekvencia karakterisztikája látható. /Hagyományos kompenzációval $A_v = 1$ -nél $f_{KV} = 10 \text{ kHz.}$ /

Szigorú nagyfrekvenciás átviteli előirások esetén az első módszerrel elérhető néhányszor $10 \text{ V}/\mu\text{s}$ jelváltozási sebesség sem elegendő. Ez esetben nagy sebességű /high speed/ erősítő tipust kell választanunk. Bő választék van a $100\dots500 \text{ V}/\mu\text{s}$ sebességű IC tipusokból. f_{KV} értéke $n \cdot 1 \text{ MHz}$, az egységerősítés frekvencia $f_1 = n \cdot 10 \text{ MHz}$. Jelenleg /1979-ben/ gyártanak pl. $30\dots40 \text{ MHz}$ kivezérlés határfrekvenciájú erősítőt is /az S értéke $10^3 \text{ V}/\mu\text{s}$ nagyságrendű, pl. 3554, Burr-Brown gyártmány/. Négyszögjel átvitelnél fontos specifikációs adat a beállási idő /settling time, lásd a 4. fejezetben/: értéke függ a kompenzálás módjától és a fázistartaléktól. Gyors működésű műveleti erősítők 0,1 %-hoz tartozó bellási ideje $n \cdot 100 \text{ ns}$.

Összefoglalva az eddigieket: a kisjelű frekvenciamenet szempontjából közömbös, hogy a kompenzálást az erősítő melyik pontjához csatlakoztatjuk. Kis torzitású, nagy kimeneti kivezérelhetőségű erősítőknél a kis szintű fokozatokban, az erősítő bemenetén kell kompenzálni. A bemeneti kompenzálás azonban a kimeneti zajfeszültség aránytalan növekedését okozza, kiszajú erősítő tehát ily módon nem készíthető. Zajszempontból a legkedvezőbb lenne a kimeneten alkalmazott kompenzálás, mert ez egyformán hat a jelre és a zajra is. Legtöbbször kompromisszumos megoldást kell választanunk.

3.4. A műveleti erősítő védelme

A műveleti erősítő valamely határadatának túllépése legtöbbször az eszköz maradó károsodását okozza; egyetlen elem meghibásodása a teljes műveleti erősítőt használhatatlanná teszi. Sok esetben még külső járulékos elemek felhasználásával is védeni kell az áramkört. A gyártó cégek is törekszenek olyan IC-keket forgalomba hozni, amelyekbe a védőáramkörököt beépítet-

ték.

A tápfeszültség hozzávezetésébe kötött megfelelő zárófeszültségű diódák védelmet adnak a fordított polaritású bekötés hatása ellen. Mérésnél vigyázni kell, tápellátás nélküli erősítő bemenetére ne kerüljön vezérlő jel!

A legtöbb műveleti erősítő érzékeny a tápfeszültség szüretlenségére. A tápegységen és a táp-vezetékeken keresztül létrejöhetnek járulékos csatolások, amelyeken zavaró jelek kerülhetnek az áramkörbe. E csatolások elkerülésére cél szerű minden áramköri kártyán legalább egy helyen - de nagy működési sebességű erősítők esetén közvetlenül minden áramkörnél - n.10 nF értékű keramikus kondenzátorral hidegíteni a tápfeszültséget /3.28.a. ábra/.

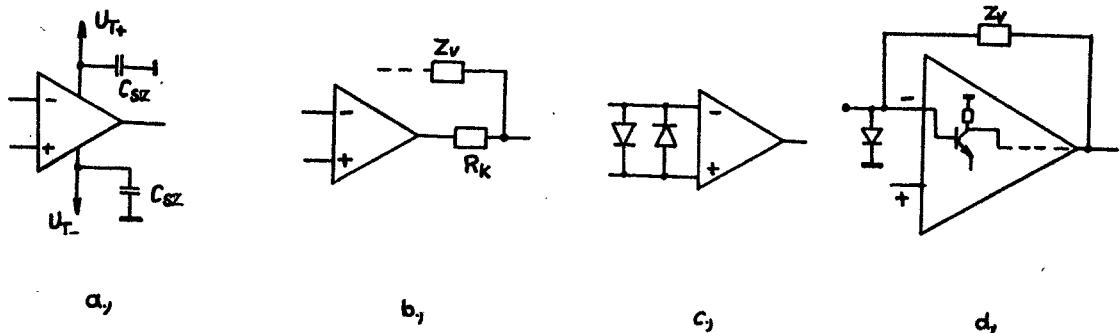
A tápfeszültség értékének változása, ingadozása a differenciálerősítő felépítésétől, aszimmetriájától függő mértékben megjelenik a kimeneten is: az egyszer már nullázott kimeneti feszültséget megváltoztatja - ez a tápfeszültségfüggő drift. A katalógusok megadják az ú.n. tápfeszültség elnyomási tényezőt /4.1. pont/, amelynek ismeretében előirható a tápfeszült ség stabilitása.

A kimeneten a nagy áramigénybevétele okozhat meghibásodást. Általában rövidzárási áram-védelemmel /output short-circuit protected/ ellátott IC-keket gyártanak. Egyszerü külső áramkorlátozás /3.28.b. ábra/ ellenállását minden a visszacsatoló hurkon belül kell elhelyezni, bár a soros ellenállás csökkeneti a kivezérelhetőséget!

A bemenetek megengedett feszültség-igénybevétele katalógus-adat. U_{bemax} - mind szimmetrikus, mind közös - értéke általában az alkalmazható legnagyobb tápfeszültséggel összemérhető. A 3.28.c. ábra nagy szimmetrikus jelre ad diódás védőáramkört.

Kis megengedett közös feszültségű /néhány V/ műveleti erősítőknél kis visszacsatoló impedancia esetén a kimenetről a

fázisfordító bemenetre visszavezetett jel túlvezérelheti a bemeneti tranzisztort. A telítésben lévő tranzisztor C-B diódája nyitott, a fázisfordítás megszűnik, ez pozitív visszacstolást eredményez, ami önmagát erősítő folyamatként ezt az állandapotot fenntartani igyekszik, az áramkör reteszelődik. A reteszelődést /latch-up/ meg kell akadályozni /pl. a bemenetre kapcsolt diódával - 3.28.b. ábra/ erre hajlamos tipusoknál /pl. 709/. A jelenség a korszerű tipusoknál nem fordulhat elő.



3.28. ábra

3.5. Műveleti erősítők zaja

3.5.1. Zajjelenségek és alapfogalmak

Az elektronikus rendszerekben különböző forrásokból származó nemkivánatos zavaró jelek befolyásolhatják a helyes működést. A külső forrásokból származó zavarok /pl.: az 50 Hz-es hálózati vezetékből bekerülő zavar; a tápegységből "felszedett brumm"; váltakozó mágneses terek; stb./ általában kiküszöbölhetők /árnyékolással, szűréssel, stb./. A másik zavaró tényező a zaj /3.29. ábra/, amely a rendszert felépítő aktiv és passzív áramköri alkatrészek fizikai működéséből származó, teljesen meg nem szüntethető feszültség /áram/. Az erősítő ér-

zékenységének, felbontóképességének határa a zaj, ez szabja meg a legkisebb erősíthető jelszintet.

A zaj véletlenszerű /sztochasztikus/ jel. Az egyes frekven- ciakomponensek amplitudója és fázisa nem határozható meg előre, csak azok statisztikus eloszlása. /A zaj pillanatnyi amplitu- dója Gauss eloszlású./



3.29. ábra

Rövid összefoglalást adunk a fontosabb zajtipusokról /a. pont/ és az erősítők eredő zajáról /b. pont/.

a./ Fontosabb zajtipusok

- minden vezetőben és félvezetőben a töltéshordozók rend- szertelen hőmozgása termikus zajt /thermal noise/ okoz. Áram- mentes állapotban is van hőmozgás. Az ellenállás zajteljesit- ménye

$$P_{Zt} = kTB_Z \quad 3.16.$$

ahol k a Boltzmann állandó, T az abszolut hőmérséklet, B_Z a rendszer zajsávszélessége /3.33. ábra/. Az ellenállás, mint zajforrás /3.30. ábra/ maximális teljesitménye az illesztett lezárásnál vehető le / $R_t = R$ /. Ekkor:

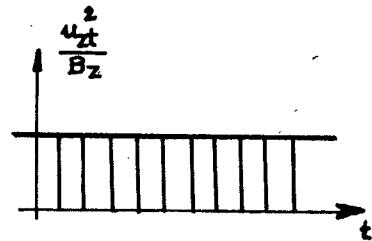
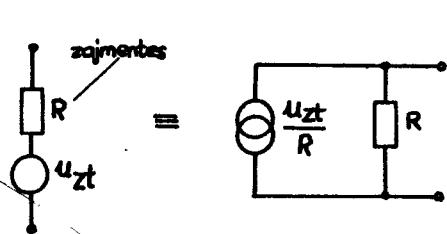
$$P_{Zt} = kTB_Z = \frac{U^2 Zt}{4R} \quad 3.17.$$

Ebből az R ellenállás üresjárási zajfeszültsége effektív érté-

kének négyzete / = négyzetes középértéke/:

$$U_{zt}^2 = 4 k T R B_z \quad 3.18.$$

A zaj effektív értéke $U_{zt} = 1.27 \cdot 10^{-4} \sqrt{RB_z}$ /szobahőmérsékleten/. Pl. 1 kohm-os ellenállás 200 Hz sávszélességnél 60 nV, 2 MHz sáv esetén 6 μ V effektív zajfeszültségü.



3.30. ábra

A termikus zaj teljesitménysürűsége - az egységnyi sávszélességre jutó zajteljesitmény - frekvenciafüggetlen. Áttérve az egyszerűbben kezelhető zajfeszültségre, definiálható az ú.n. spektrális sürűség /spectral density/, amely az egységnyi sávszélességre, általában 1 Hz-re jutó zajfeszültség effektív értékének négyzete. A 3.18. összefüggésből

$$SD/f = \frac{U_{zt}^2}{B_z} \cdot \frac{V^2}{Hz} \quad 3.19.$$

Természetesen megadható I_{zt}^2/B_z értéke is A^2/Hz mértékegységgel. A termikus zaj spektrális sürűsége állandó /3.30.ábra/. Az egyenletes spektrumú zajt fehérzajnak nevezik.

A tiszta reaktáns elemek nem termelnek zajt, a valóságos reaktáns elemek zaját a komplex impedancia valós része határozza meg.

- A söretzaj a tranzisztorok, diódák, elektroncsövek jellegzetes zajárama, amelyet a potenciálkúszóból áthaladó töltéshordozók okoznak. Effektív értékének négyzete:

$$I_{zs}^2 = 2 qIB_z \quad 3.20.$$

ahol q az elektron töltése, I az eszközön átfolyó egyenáram. Ez is fehér-zaj.

Tranzisztoroknál az árameloszlásból is adódik zaj, amely keletkezését tekintve különbözik a söretzajtól, de ahoz hasonlóan kezelhető /értéke $2qI_B B_z$, ahol I_B a bázisáram/.

- A flicker - /másképpen villódzási/ vagy $1/f$ zaj a félvezető kristály-tulajdonságaira és a tokon belüli környezet változására vezethető vissza, tehát gyártástechnológiától függ. A zaj négyzetes középértéke:

$$U_{zf}^2 \approx K \frac{B_z}{f} \quad 3.21.$$

és spektrális sürűsége K/f , ahol K tapasztalati konstans. Az $1/f$ zaj teljesitménye a frekvencia csökkenésével növekszik, a frekvencia dekádok négyzetgyökével arányosan. E kis frekvencián számottevő zajt sokszor az effektív érték helyett a zajfeszültség csúcstól-csúcsig mért értékkel adják meg /3.5.2., pont/.

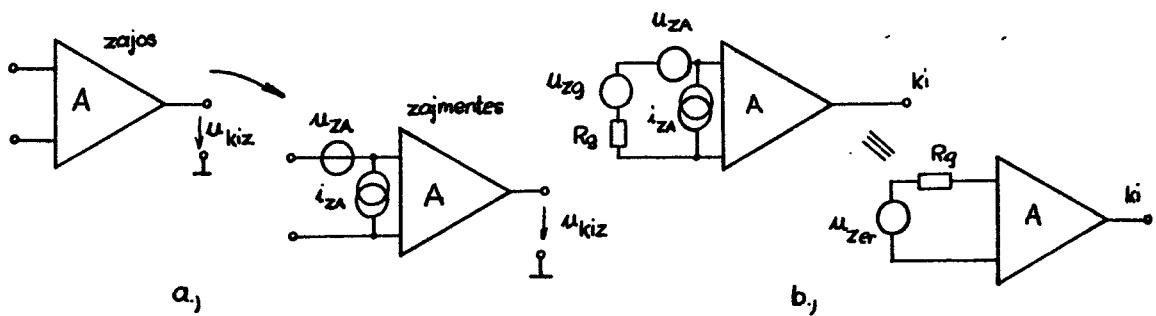
- Az impulzuszaj /nevezik popcorn zajnak is/ dióda és bipoláris tranzisztor zaja. A félvezető rétegen kialakult kristályhibák okozhatják. Oszilloszkópos zajanalizsnél az átlagos zajszintből "kiugró" 3-4-szeres csúcsértékű impulzusok utalnak jelenlétére.

b./ Az erősítők eredő zaja

Az erősítőkben keletkező zaj forrásai az alkatrészek fizikai működéséből adódó zajtipusok. Az ellenállások termikus és

flicker-zajt okoznak. Fémréteg ellenállásnál ez utóbbi elhanyagolható. A reaktáns elemek a veszteségi ellenállástól függően termelnek zajt. Csatolóelemként alkalmazott nagy értékű elektrolit kondenzátor szivárgási árama flicker-zajt okoz. A bipoláris tranzisztorok termikus, sörét, és flicker-zajt termelnek. Eredő zajuk csökkenthető nagy áramerősítésű, kis visszarámú tranzisztor kedvező munkapontválasztásával. A térvezérelt tranzisztorok esetenként kisebb zajúak lehetnek, mint a bipoláris eszközök /a kis bemeneti és visszáram miatt/. DC alkalmazásnál az $1/f$ zaj itt is számottevő - különösen MOS tranzisztoroknál. A diódák zaját dántően a söretzaj adja. A 6 V-nál nagyobb feszültségű Zener-diódák zaja a lavina hatás miatt sokszorosa a diódáénak, alkalmazása kiszajú rendszerekben nem célszerű.

Az erősítők /és bármely négypólus zajmodelljében az áramkörben keletkezett teljes zajt a zajmentesnek képzelt erősítő bemenetén elhelyezett U_{ZA} és I_{ZA} ekvivalens - a kimeneti zaj szempontjából egyenértékű - zajgenerátorral helyettesítjük /3.31.a. ábra/. U_{ZA} rövidrezárt bemenetek, I_{ZA} áramgenerátoros vezérlés/néhány 100 kohm-os generátorellenállás/ esetén mért érték.



3.31. ábra

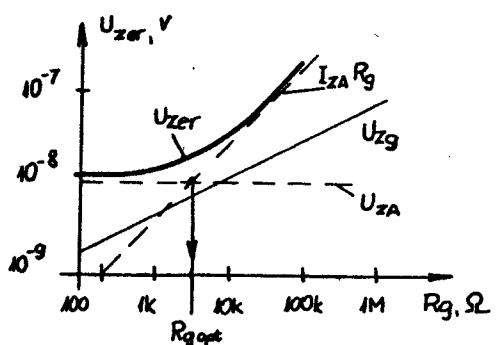
Az erősítő vezérlő generátor ellenállása, R_g termikus zajt termel, ezt U_{zg} feszültségű generátor jelképezi. A gyakorlat igényeit általában kielégítő eredményt kapunk, ha feltételezzük, hogy a zajforrások egymástól statisztikusan függetlenek /korrelálatlanok/. Ekkor a vezérelt erősítő eredő, ekvivalens zajfeszültségének effektív értéke:

$$U_{zer} = \sqrt{U_{zg}^2 + U_{ZA}^2 + I_{ZA}^2 R_g^2} \quad 3.22.$$

hiszen a zajteljesítmények összegződnek. Az erősítő kimenetén mérhető zaj közelítő értéke:

$$U_{kiz} = U_{zer} \cdot A_V \quad 3.23.$$

Ennek alapján határozható meg U_{zer} értéke: a kimeneti zajfeszültség mérőműszerről /amely valódi effektív értéket = "true rms"-t mér/ leolvasható, az ekvivalens zaj ennek a feszültség-erősítéssel osztott értéke.



3.32. ábra

A 3.32. ábrán felrajzoltuk $B_z = 1$ Hz esetére az eredő zajfeszültséget és annak összetevőit a generátorellenállás függvényében. Ahol az eredő zaj, U_{zer} a legjobban megközelíti U_{zg} -t, ott növeli meg az erősítő legkevésbé a jelforrás termikus zaját, az ehhez tartozó generátorellenállás zajszempontból optimális:

$$R_{opt} = \frac{U_{ZA}}{I_{ZA}} \quad 3.24.$$

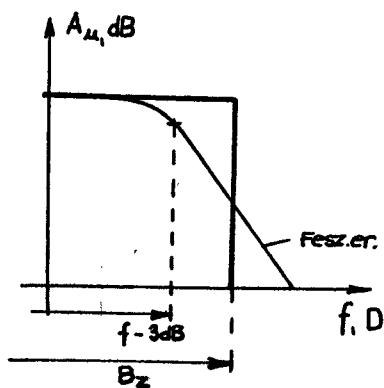
A különböző erősítők, de különösen a diszkrét tranzisztorok összehasonlítására alkalmas a zajtényező /noise factor, F / vagy ennek dB-es értéke, a zajszám /noise figure, $NF = 10\lg F/$. A zajtényező definiálható, mint a tényleges kimeneti zajteljesítmény és a generátorellenállás termikus zaja által létrehozott fiktív teljesítmény hányadosa:

$$F = \frac{U_{Zg}^2 + U_{ZA}^2 + I_{ZA}^2 R_g^2}{U_{Zg}^2} \quad 3.25.$$

Ez az összefüggés egyenlő a bemeneti jel-zaj viszony, P_{jbe}/P_{zbe} és a kimeneti jel-zaj viszony, P_{jki}/P_{zki} hányadosával. Ideális zajmentes erősítőre $F = 1$.

Többfokozatú erősítőknél a kimeneten mérhető eredő zajhoz a második, harmadik, stb. erősítő is hozzájárul. Levezetés nélkül közöljük: egy erősítőlánc eredő zaját döntően az első fokozat zaja határozza meg /ez annál inkább teljesül, minél nagyobb a bemeneti fokozat erősítése/.

A előzőekben láttuk, hogy a zajok mindegyike valamilyen módon függ az erősítő zajsávszélességtől /noise bandwidth/.



3.33. ábra

A végtelen sok frekvenciakomponensű zajból az erősítő frekvenciafüggése miatt a különböző komponenseket eltérő módon erősiti: az átviteli sávon kivülieket az oldalmeredekségtől függően elnyomja. A B_z annak az ideális átviteli karakterisztikának a zajsávszélessége, amelyhez ugyanakkora kimeneti zajteljesítmény tartozik, mint az

erősítő valóságos átviteli sávjához. Értéke integrálással határozható meg. Fehér-zaj esetén egyszerűen megadható az összefüggés a jelátvitel -3 dB-es pontjának segítségével. 20dB/D oldalmeredekség esetén:

$$B_z = 1,57 f_{-3 \text{dB}} \quad 3.26.$$

A 3.4. pontban vizsgált frekvenciakompenzáció módok a műveleti erősítő fokozatainak sávszélességét módosítják, ezért a kimeneti zaj is függ a kompenzárástól.

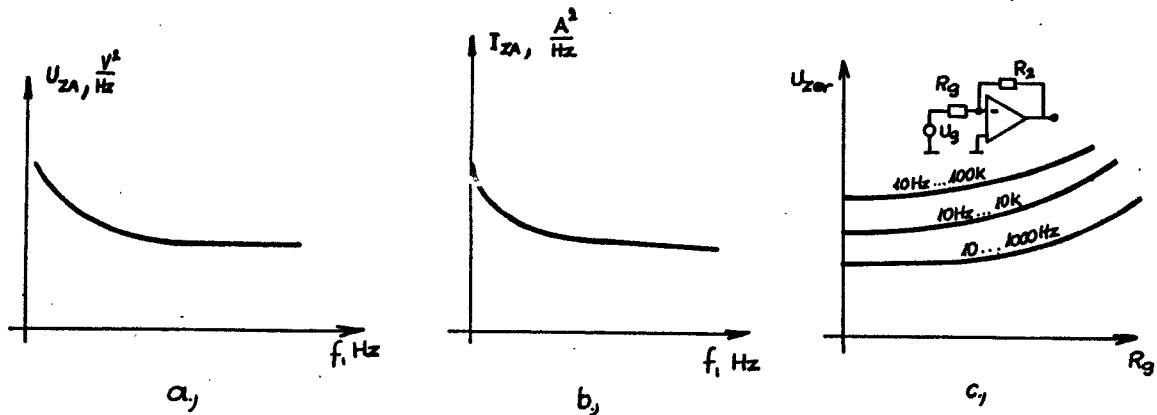
3.5.2. Katalógusok zajmegadási módjai

Az erősítő /általánosan bármely négpólus/ zajviszonyai könnyen kezelhetők az ekvivalens zajgenerátorokkal. Emiatt a gyártó cégek megadják a zajgenerátorok jellemzőjét, amelyekkel az erősítő átviteli sávjának és a generátorellenállás ismertében meghatározható a bemenetre vonatkoztatott eredő zaj.

A műveleti erősítők ekvivalens zajfeszültsége és zajárama a frekvenciától függ, ezért az adatlapokon az 1 Hz sávszélességre vonatkoztatott spektrális sürűség-frekvencia karakteristika szerepel /3.34.a. és b. ábra/. Ez ú.n. keskenysávú zajmegadási mód: bármely frekvencián leolvasott érték az ahoz tartozó zajfeszültség /zajáram/ effektív értékének négyzetét adja. Néhányszor nem a V^2/Hz , hanem a V/\sqrt{Hz} értéket közlik /és Volt per Hertznek mondják/, ez a jól mérhető mennyiség a zajfeszültség effektív értéke az adott frekvencián.

A zajkarakterisztika /itt bipoláris bemenet esetén/ széles frekvenciatartományban állandó - ez a fehér-zaj: termikus és sörétzaj hatása. Csökkenő frekvenciák felé az 1/f zaj hatása növekvő zajt okoz. A hatás együttes számítása bonyolult. Csak a fehér-zajt figyelembe véve az erősítő zajfeszültsége /pl. a 741-es tipusra/: $U_{ZA} = \sqrt{5 \cdot 10^{-15} B_z}$, mértékegysége V. Hason-

lóan meghatározható zajáram I_{ZA} is. /A fehér-zaj frekvenciafüggése a gyök alatti mennyiség mellett összegként jelentkezik - 1. Herpy: Analóg integrált áramkörök./

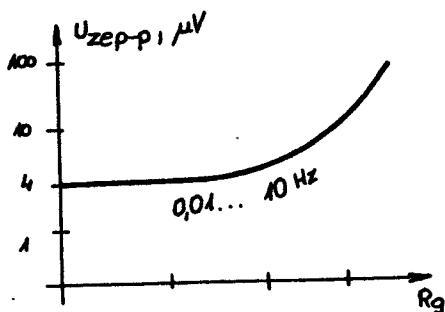


3.34. ábra

Előző értékekből a generátor ellenállás ismeretében /amely $1,27 \cdot 10^{-4} \sqrt{R_g B_z} \mu\text{V}$ zajt termel/ a 3.22. összefüggéssel számítható az eredő zaj. A katalógusok sokszor az eredő zajt /total noise/ is megadják R_g függvényében B_z -vel paraméterezve /3.34.c. ábra/. R_g ellenállás értelmezése is látható az ábrán: pl. invertáló erősítőnél R_g a generátor ellenállás és az erősítést beállító - eddig R_1 jelölésű - ellenállás összege.

Erősítő alkalmazásban a műveleti erősítő minden visszacsatolt áramkörként üzemel. A negativ visszacsatolás nem befolyásolja az erősítő ekvivalens /bemenetre vonatkoztatott/ zaját, de a visszacsatoló elemek termikus /és egyéb/ zaja hozzáadódik a 3.22. összefüggéssel számolt eredő értékhez, így megnöveli azt. Pl. invertáló erősítőnél az R_2 ellenállás $4kT/R_2$ termikus zajáramának bemenetre számolt hatását kell figyelembe venni. /A járulékos zajösszetevő $R_1^2 \cdot 4kT/R_2$ értékü négyzetes közep./ Zajszempontból előnyös a kis értékű visszacsatoló

ellenállások alkalmazása. A kimeneti zajfeszültség arányos a visszacsatolt erősítéssel /3.23. összefüggés/.



3.35. ábra

Az egyenfeszültség üzemben működő nagyérzékenységű erősítőknél számottevő a flicker-zaj hatása. A 10 Hz alatti zajösszetevők jelengedősként jelentkeznek, ezért a frekvencia alatti zajt csúcstól-csúcsig értékkel adják meg /3.35. ábra/.

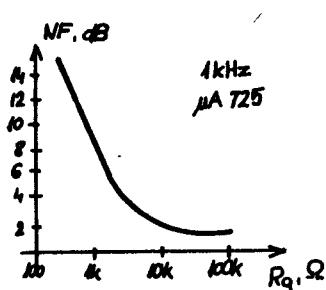
Gyakran számadattal közlik a zajértékekét: a széles sávban ható fehér-zajt effektív, a kisfrekvenciás 1/f zajt csúcstól-csúcsig értékkel. Pl. a kiszajú 3542 típusú, FET bemenetű műveleti erősítő esetén a bemeneti zaj:

feszültség	0,01...10 Hz	2 μ V _{p-p}
	10 Hz...1kHz	3 μ V _{rms}
áram	0,01...10 Hz	0,3 pA _{p-p}
	10 Hz...1 kHz	0,6 pA _{rms}

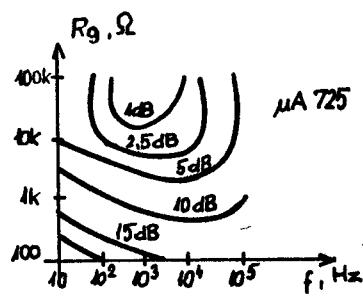
A közölt zajjellemző lehet keskenysávú zajadat is, amely az adott frekvencián mért effektív értéket jelenti. Pl. AD 515 típusnál 1 kHz-en 5 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ a zajfeszültség.

Történhet a műveleti erősítő zajjellemzése zajszám segítségével is /néhány gyártó cég még ezt, a tranzisztoroknál inkább szokásos jellemzést is alkalmazza/. A keskenysávú - tehát adott frekvencián az egységnyi, 1 Hz sávhoz tartozó - zajszám megadásának két lehetősége van. A generátor ellenállás függvényében a keskenysávú zajszám értéke egyszerűen értelmezhető

/3.36.a. ábra/. Láthatóan a zajszám-minimum R_g -vel beállítható. A másik lehetőség az ú.n. konstans keskenysávú zajszám diagram, amelyet műveleti erősítőnél a frekvencia függvényében adnak meg /3.36.b. ábra/. Ebből meghatározható pl.: a működési frekvenciasávon belül adott R_g mellett hogyan változik a zaj.



a,



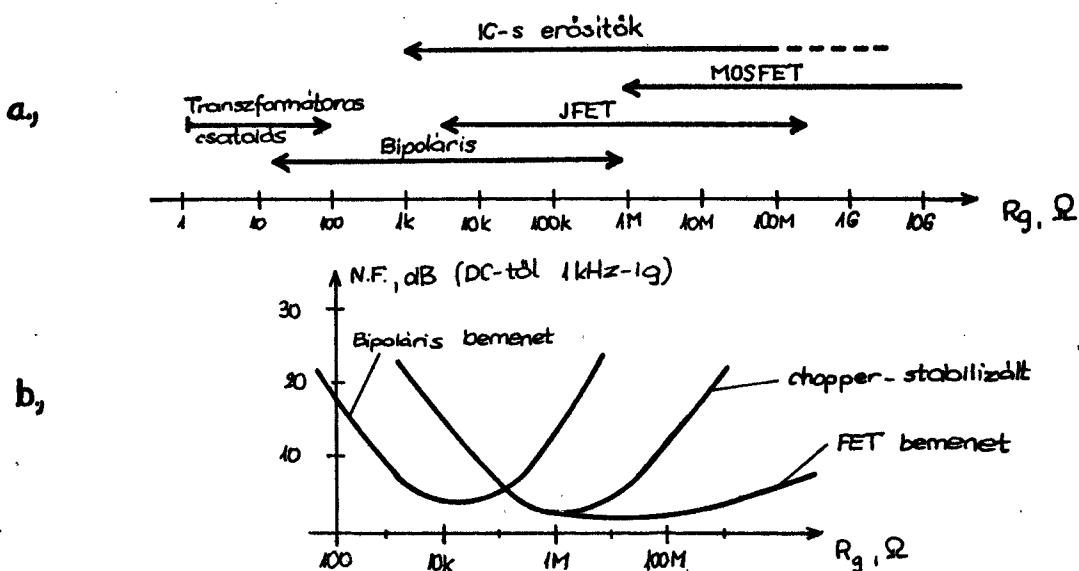
b,

3.36. ábra

A kiszajú rendszer tervezésekor legelőször a bemeneti fokozatban alkalmazott aktív eszközt kell kiválasztanunk. A választás függ a vezérlőkör ellenállásától /3.3.7.a. ábra/, hiszen a generátorellenállás az erősítőt zaj szempontjából lezáró ellenállás. Zajszám minimumra törekszünk, ezért illesztve kell lezárni az erősítőt /az illesztés minden valamelyen szempontból optimális lezárás biztosítását jelenti/. Nagyon kis ellenállás esetén a zaj-illesztés csak transzformátoros csatolással valósítható meg. A b. ábráról a különböző bemenetű műveleti erősítők optimális /minimális/ zajtényezőhöz tartozó generátor ellenállás tartománya olvasható le /a megadott értékek közelítő jellegük/.

Bár gyártanak nagyon kis zajú integrált erősítőket, mégis sokszor választott megoldás a műveleti erősítő előtt diszkrét

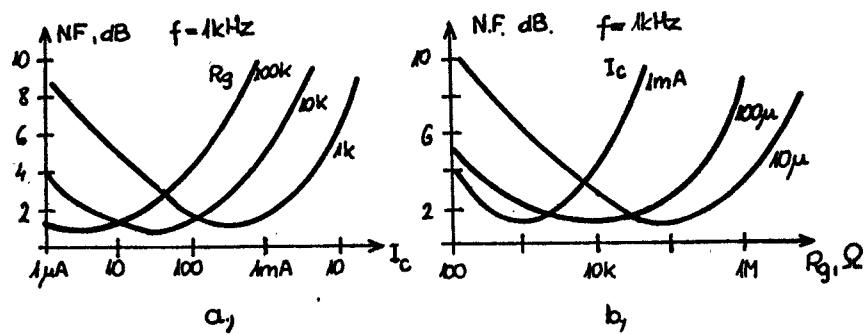
elemkből felépítet bipoláris vagy térvezérlésű tranzisztoros fokozat alkalmazása. A tranzisztorok zajjellemzése is vagy az



3.37. ábra

ekvivalens zajgenerátorok effektív értékét - a műveleti erősítőnél bemutatott módon - vagy a keskenysávú zajszámot adják meg a katalógusok. Bipoláris tranzisztor zajszáma függ a kollektoráramtól /3.38.a. ábra/ és a generátor ellenállástól /3.38.b. ábra/. Láthatóan a zajszám minimuma adott R_g -hez a munkaponti árammal - esetleg előirt áramnál a tranzisztor által "látott" ellenállással - beállítható. A zajtényező frekvenciafüggését vagy NF-f karakterisztika, vagy keskenysávú konstans zajszámdiagram közli.

A FET-ek zajjellemzése is fentiek szerinti. A térvezérelt tranzisztorok előnye, hogy nagy értékű illetve széles tartományban változó generátor ellenállás esetén jobban illeszthe-



3.38. ábra

tők optimális zajjellemzőre, valamint kisfrekvenciás zajuk esetenként kisebb lehet, mint a bipolárisoké.

4. Müveleti erősítő tipusok

4.1. Müveleti erősítők jellemzői

A müveleti erősítők adatlapjai az áramkör jellemzésére jól definiálható, a típus kiválasztásához és a további tervezéshez szükséges specifikációs adatokat közölnek. Ezeknek az erősítő-jellemzőknek az értelmezését és terminológiáját /szakkifejezé-seinek gyűjteményét/ adjuk meg a továbbiakban. A specifikált adatok minden adott tápfeszültségnél és adott környezeti /müködési/ hőmérsékletre érvényesek. A gyártó cégek katalógusaikban általában megadják a jellemzők pontos fogalommagyarázatát, esetleg mérési elrendezését is. Az elektromos jellemzők definícióján kívül a katalógus megadja a lehetőséget, hogy előirt feladatra a megfelelő integrált áramkört választhassuk ki. minden típusra közli a kiemelhető tulajdonságokat /FEATURES/. Általános leirást /GENERAL DESCRIPTION/ ad rövid szöveges ismeretéssel az IC-ről, amelyben utal a gyártástechnológiára, néhány lényeges paramétrere, fontosabb alkalmazási területekre, stb. Az eszköz károsodása nélkül nem léphetjük túl a határátokat /ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS/, amelyek külön csoportosítva adottak. Az IC belső elektromos kapcsolásának egyszerűsített rajza /SCHEMATIC DIAGRAM/ vagy ekvivalens áramköri rajza /EQUIVALENT CIRCUIT/ tájékoztat az alkatrészszintü, bonyolultabb áramkörnél a tömbvázlatszintü elvi kapcsolásról. Az adatlapon megtalálhatók a különböző tokkivitel geometriai méretei /PHYSICAL DIMENSIONS/ és a tokbekötés /CONNECTION DIAGRAM/, amely legtöbbször felülnézetben /TOP VIEW/ ábrázolja a tok alakját.

és a lábkivezetések elektromos funkcióját. Az elektromos jellemzőket /ELECTRICAL CHARACTERISTICS/ adott tipusra a legkisebb /MIN./, tipikus /TYP./ és legnagyobb /MAX./ értékekkel közlik, és e jellemzők egymástól vagy egyéb tényezőktől való függését karakterisztikákkal /TYPICAL PERFORMANCE CURVES/ adják meg. Az adatlapok legtöbbször az adott tipusra jellemző beállításokat /pl. frekvencia kompenzáció áramkör/, és tipikus alkalmazásokat /TYPICAL APPLICATIONS/ is közölnek. Különböző gyártó cégek eltérő tipusszámú, de közel azonos paraméterű IC tipusai /amelyek egymást helyettesíthetik/ több katalógusban CROSS REFERENCE /kereszt utalás/ címszó alatt táblázatosan megtalálhatók.

Az alábbiakban a fontosabb elektromos jellemzők értelmezését és nagyságrendjét adjuk meg. A felsorolás fontossági sorrend nélküli.

Bemeneti ofszet feszültség /INPUT OFFSET VOLTAGE/: az a feszültség, amelyet a két bemenet /bázis/ közé kell kapcsolni a kimeneti feszültség zérus értékének beállításához, ha a bemenetekre kapcsolódó ellenállások értéke zérus. /Az ofszet feszültség definiálható ezen ellenállások véges, de azonos értékénél is./ A maximális érték tipikusan néhány szor 1 mV.

Bemeneti ofszet áram /INPUT OFFSET CURRENT/: a zérus kimeneti feszültséghez tartozó bemeneti /bázis/ áramok különbsége. Kis nyugalmi áramú /pl. FET-es bemenetű/ erősítő ofszet árama is kisebb. A max. érték általában $n \cdot 1 \dots n \cdot 10$ nA. E szempontból kedvező tulajdonságú erősítők /pl. FET-bemenetű/ ofszet árama pA nagyságrendű.

Bemeneti áram /INPUT BIAS CURRENT/: a zérus kimeneti feszültséghez tartozó bemeneti áramok átlaga. A maximális érték tipikusan $n \cdot 10 \dots n \cdot 100$ nA. Természetesen FET-es bemenetnél ennél jóval kisebb: pl. 100 pA.

Bemeneti hőmérsékleti feszültségdrift /INPUT OFFSET VOLTAGE DRIFT/: a környezeti hőmérsékletváltozásra vonatkozott ofszet feszültség változás, vagyis a bemeneti ofszet fe-

szültség hőmérsékleti együtthatója /temperature coefficient/. Az ofszet a hőmérséklet függvényében nemlineárisan változik, ezért általában az átlagos /average/ értékét közlik. Adott tipusra a tipikus és a maximális érték adott: nagyságrendben 5...10 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ általában.

Bemeneti hőmérsékleti áramdrift /INPUT OFFSET CURRENT DRIFT/: a bemeneti ofszet áram hőmérsékleti együtthatója. Általában átlagos /average/ értékét közlik: 1...2 nA/ $^\circ\text{C}$.

Tápfeszültségfüggő drift: az egységesnyi tápfeszültségváltozás hatására létrejövő bemeneti maximális ofszet feszültség változás - tehát $\Delta U_{bo}/ \Delta U_{TÁP}$. Értéke pl. 100 $\mu\text{V/V}$. Sokszor ennek a reciprokával, a tápfeszültség elnyomási tényezővel /SUPPLY VOLTAGE REJECTION RATIO/ jellemzik az erősítőt. Irható:

$$\text{SVRR} = 20 \lg \frac{\Delta U_{TÁP}}{\Delta U_{bo}}, \quad \text{dB} \quad 4.1.$$

Az előző számadattal egyenértékű az elnyomási tényező 80 dB-es értéke. Az SVRR minden két /pozitív és negatív/ tápfeszültségre kb. 100 Hz-től a frekvencia növekedésével csökken. Mérését egyenáramúlag kis értékű bemenetekre kapcsolódó ellenállásoknál - "bázisellenállások"-nál - végzik.

Hosszúidejű drift /LONG TERM DRIFT/: az ofszetfeszültség lassú változása, amelyet általában egy hét /nap, hónap, esetleg év/ folyamatos üzemiidőre adnak meg. Mérése kis bázis /generátor/ ellenállásnál történik. Értéke pl. a 727-es tipusnál 5 $\mu\text{V/hét}$ / $\mu\text{V/week}$ /.

Nyilthurkú feszültségerősítés /OPEN LOOP VOLTAGE GAIN/: a kimeneti maximális, teljes kivezérelt feszültségváltozás és az ezt létrehozó, a két bemenet közé kapcsolt feszültségváltozás aránya. Mérését DC-n és 2...10 kohm-os terhelés mellett végezik, visszacsatolatlan erősítőnél. Sok katalógus nagyjelű feszültségerősítésnek /large signal voltage gain/ nevezi, mert U_{ki} közel táptól-tápig változik. A 0 80...120 dB /a katalógusok adott tipusra a minimális és a tipikus értéket adják meg/. A

nyilthurkú erősítés frekvenciafüggő, ezt az adatlapok gyakran jelleggörbén mutatják be.

Bemeneti ellenállás /INPUT RESISTANCE/: bármely bemenet és a föld között mérhető /differenciális/ ellenállás, ha a másik bemenet földelt. Bipoláris bemenetnél $n \cdot 1$ Mohm, FET-esnél $n \cdot 10^{11}$ Ohm.

Bemeneti kapacitás /INPUT CAPACITANCE/: bármely bemenet és a föld között mérhető kapacitás, ha a másik bemenet földelt. Értéke $n \cdot 1$ pF.

Közös bemeneti impedancia /COMMON-MODE INPUT IMPEDANCE/: a két bemenetet együtt vezérelve, minden bemenet és a föld között mérhető impedancia. Értékét csak néhány gyártó cég közli. Bipoláris bemenetű erősítőnél $R_{beK} = /10^2 \dots 10^3 / R_{be}$, FET-esnél $R_{beK} \approx /10 \dots 10^2 / R_{be}$, ahol R_{be} a differenciális bemeneti ellenállás. Ezzel párhuzamosan kapcsolódik $C_{beK} \approx n \cdot 1$ pF.

Kimeneti ellenállás /OUTPUT RESISTANCE/: a nyilthurkú erősítőnél a terheletlen kimenet és a föld között "látható" ellenállás. Ez a paraméter nullázott kimenetnél mért kisjelű és kisfrekvenciás adat. Néhányszor 100 Hz frekvencián mérik, hogy a drift és a termikus hatásokat kiküszöböljék. R_{ki} értéke 50...200 Ohm.

Bemeneti feszültségtartomány /INPUT VOLTAGE RANGE/: az a feszültségtartomány, amelyet ha bármely bemeneten túllépünk, az erősítő lineáris működése megszünik. Ezt a tartományt a maximális közös bemeneti feszültség határozza meg, ezért sokszor common mode range adatként adják meg a katalógusok. Tipikusan a tápfeszültségnél néhány Volttal kisebb érték, $U_{beKmax} = \pm 8 \dots \pm 15$ V.

Differenciális bemeneti feszültségtartomány /DIFFERENTIAL INPUT VOLTAGE RANGE/: a két bemenet között alkalmazható maximális feszültség, amelyet az erősítő károsodás nélkül elvisel. Tipikusan ± 30 V /néhány tipusnál ± 5 V/.

Közös módusú elnyomási tényező /COMMON MODE REJECTION RATIO/:

a bemeneti közös jel és az ennek hatására keletkező, bemenetre vonatkoztatott ofszet feszültség maximális meg változásának az aránya. A CMRR tehát a közös módusú bemeneti feszültségek és annak a differenciális bemeneti feszültségek /=hibafeszültségek/ az aránya, amely ugyanakkora kimeneti feszültség változást okoz, mint a közös módusú:

$$CMRR = 20 \lg \frac{U_{beK}}{U_{be \text{ ofszet max}}} , \text{dB} \quad 4.2.$$

Pl. ha 1 V közös jel 0,1 mV bemenetre vonatkoztatott hibafeszültséget okoz, akkor $CMRR=80$ dB. /A közös feszültség a két bemenet feszültségének átlaga./ A CMRR már kis frekvenciáktól /10...100 Hz/ növekvő frekvenciával csökken /4.4.k. ábra/. Az adatlapok kis "bázis" /generátor/ ellenállásnál mért értékét közzlik: bipoláris bemenetű műveleti erősítőnél 100...140 dB, FET-esnél 70...90 dB. A CMRR a közös feszültségtől nemlineárisan függ, általában $U_{beK}= 10$ V-ra adják meg.

Kimeneti rövidzárási áram /OUTPUT SHORT-CIRCUIT CURRENT/: a műveleti erősítő maximális kimeneti árama, ha a kimenetet rövidrezártuk a földhöz, vagy valamelyik tápfeszültséghez. A legtöbb tipus belső áramköri megoldással rövidzár ellen védett /short-circuit protection/. I_{kimax} értéke n.l mA...30 mA. A rövidzárási áramvédelem nélküli IC-knél rövidzárási időtartamot - output short circuit duration - és un. tartós üzemű maximális kimeneti áramot adnak meg, minden két jellemző határadat, tehát túllépésük károsodást okoz.

Kimeneti kivezérelhetőség /OUTPUT VOLTAGE SWING vagy rated output/: a zérustól mért torzitatlan kimeneti feszültség legnagyobb csúcsértéke. A kivezérelhetőség szimmetrikus /az ellenütemű végfokozat miatt/, U_{kimax} értéke minden két irányban 1...2 V-tal kisebb a tápfeszültségnél.

Egységnyi-erősítés határfrekvencia /UNITY GAIN FREQUENCY/: az a frekvencia, ahol a nyilthurkú erősítés egységnyi, 0 dB lesz. Kisjelű paraméter. A f_1 tipikusan MHz nagyságrendű. A kompenzárással ez csak kismértékben módosulhat. A katalógusok minden megadják, bár sokszor csak egyszerűen sávszélesség, vagy kisjelű sávszélesség /small signal bandwidth/ megnevezéssel közlik.

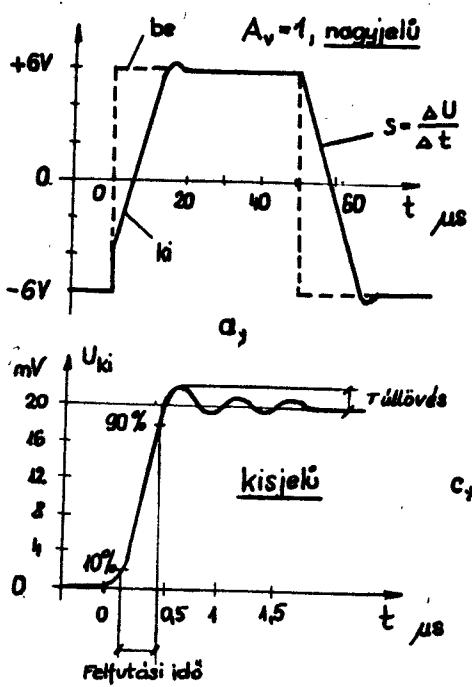
Kivezérlés határfrekvencia /FULL POWER FREQUENCY - ezért nevezik teljesítmény sávszélességnek is/: az a legnagyobb frekvencia, ahol a kimeneti kivezérelhetőséghez tartozó szinuszos feszültség még torzitás nélküli. Nagyjelű paraméter. Értéke a kompenzárástól függ: $A_v = 1$ -re f_{kv} tipikusan $n \cdot 10$ kHz / ± 10 V kimeneti feszültségnél/. Megjegyzés: mint a későbbiekben látni fogjuk, több paraméter értéke frekvenciakompenzáció-függő. Jól tudjuk, hogy a visszacsatolt erősítés szabja meg a kompenzálmértékét, ezért a katalógusok a paraméterek említett kompenzálfüggését jobban kezelhető, praktikusabb formában, a visszacsatolt erősítés függvényében adják meg.

Nyilthurkú sávszélesség /OPEN LOOP BANDWIDTH/, az erősítés határfrekvenciája: ahol a nyilthurkú feszültségerősítés a DC-n mért értékhez képest 3 dB-lel csökken. Belső kompenzálsáronál /pl. 741-nél/ jelent információt. Az említett típusnál $f_o = 5$ Hz. Kisjelű paraméter.

Jelváltozási sebesség /SLEW RATE/: a kimeneti feszültségváltozás maximális sebessége nagyjelű üzemmódban /4.1.a. ábra/. Mérését bemeneti nagyértékű ugrásfeszültséggel végezik, általában követő erősítővel / $A_v = 1$ -re általános felhasználású erősítőnél $S \approx 0,5 \dots 1$ V/ μ s. A véges jelváltozási sebesség természetesen bármely alakú jel nagyszintű átvitelénél torzulást okoz egy bizonyos frekvencia fölött /lásd a 3.25. ábrát/.

Beállási idő /SETTLING TIME/: az az idő, amely alatt a $t=0$ időpillanatban az erősítőre adott nagyjelű feszültségugrás

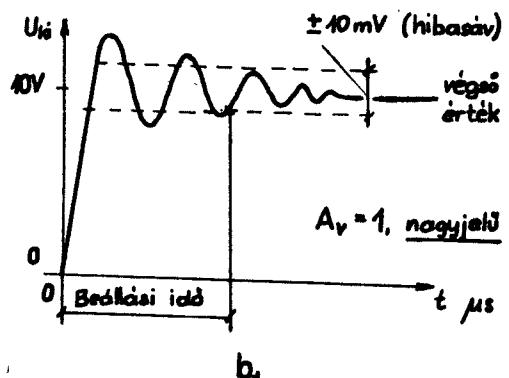
hatására létrejövő kimeneti feszültség egy előre megadott hibánál kisebb ingadozással közelíti meg a kimeneti feszültség végző értékét /4.1.b. ábra/. A katalógusok nagy működési sebessége $/S = 20 \dots 200 \text{ V}/\mu\text{s}$ / erősítőknél közlik a beállási időt: pl. AD 509-nél 200 ns, ha $A_v=1$, $U_{ki} = 10 \text{ V}$, és a beállási hiba a végérték 0,1 %-a.



4.1. ábra

esetén $0,3 \mu\text{s}$. A katalógusok tranzisztrisztrikus átviteli /transient response/ jellemzőként adják meg.

Túllövés /OVERSHOOT/: a kisjelű egységugrás-jel átvitel-nél a kimeneti feszültség legnagyobb és végző értéke különbségeinek és a végértéknek a hányadosa /4.1.c. ábra/. Kompenzáció-tól /fázistartaléktól/ függő érték, pl. $A_v=1$ és $U_{be} = 20 \text{ mV}$ -nál a gyári ajánlott kompenzárással 10 % a túllövés 709-es tipusnál. Ez a paraméter is a tranzisztrisztrikus átvitel jellemzője.



Felfutási idő /RISE TIME/: az az idő, amely alatt a kimeneti feszültség a végző érték 10 %-áról 90 %-ára növekszik kisjelű egységugrás hatására /lásd 4.1.c. ábrát!. Értéke a kompenzáció-tól függ. Pl. 709-es tipusnál $A_v=1$ és $U_{be} = 20 \text{ mV}$

Bemeneti zajfeszültség /INPUT NOISE VOLTAGE/: a rövidrezárt bemenetű műveleti erősítő kimenetén mérhető zajfeszültségnak a bemenetre vonatkoztatott /ekvivalens/ értéke. A 3.4. pontban tárgyaltuk.

Bemeneti zajáram /INPUT NOISE CURRENT/: a bemenetén nagy generátorellenállással lezárt erősítőben keletkező zajáram bemenetre vonatkoztatott értéke. A 3.4. pontban tárgyaltuk.

Tápfeszültség-tartomány /OPERATING SUPPLY RANGE/: az a minimális és maximális tápfeszültség, amellyel a műveleti erősítő még üzemzsenyén működik. A specifikált paraméterek értéke függ az alkalmazott tápfeszültségtől. Leggyakoribb min...max. érték a $\pm 5 \dots \pm 20$ V.

Tápáram /SUPPLY CURRENT/: az erősítő helyes működéséhez szükséges "táp"-ból felvett egyenáram, terheletlen kimenetnél és nulla bemeneti feszültségnél. Mindkét táp /a + táp felől és a - táp felé folyó/ árama azonos, tipikusan 3...10 mA.

Teljesítmény felvétel /POWER CONSUMPTION/: az erősítő működéséhez szükséges, tápból felvett egyenteljesítmény - terheletlen kimenetnél és $U_{ki} = 0$ V esetén. Értéke a tápfeszültség és tápáram szorzata /kb. 100 mW/.

Belső teljesítmény disszipáció /INTERNAL POWER DISSIPATION/: a műveleti erősítő maximális disszipálható teljesítménye. Értéke tokozástól és a működési hőmérséklettől függ /200 ... 500 mW tipikusan/.

Működési hőmérséklettartomány /OPERATING TEMPERATURE RANGE/: az a környezeti hőmérséklettartomány, amelyben a specifikált jellemzőket adott eltérésen belül teljesíti az erősítő. A hőmérséklet-tartományokat a 4.2. fejezetben megadjuk.

Az előzőekben felsorolt jellemzők és az adatlapok karakterisztikái csoportosíthatók:

—Kisjelü és DC adatok: R_{be} , R_{ki} , f_o , f_l , túllövés, zaj, C_{be} , tápfeszültségfüggés, stb. — mint kisjelü adatok és öfszet,

drift, CMRR, SVRR, stb. - mint DC adatok.

— Nagyjelű paraméterek: feldolgozható feszültségtartomány a bemeneten, f_{kv} , S, beállási idő, stb.

Ismételten felhívjuk a figyelmet arra, hogy a jellemzők között vannak olyanok, amelyek túllépésekor az eszköz károsodik, használhatatlanná válik! Ezek az erősítő határadatai: pl. maximális tápfeszültség, belső teljesítmény disszipáció, differenciális ill. közös bemeneti feszültségtartomány, működési hőmérséklettartomány, tárolási, raktározási /storage/ hőmérséklettartomány, stb.

4.2. Műveleti erősítők tipusválasztéka

A műveleti erősítők tipusválasztéka a felhasználói igényeket követve fejlődik. Az alkalmazástól függően egy-egy specifikációs adatot javítanak. A műveleti erősítők egyik lehetséges csoportosítását adjuk meg az alábbiakban néhány jellegzetes paraméter alapján.

— Általános felhasználású /general purpose/ műveleti erősítők: ezeknek összes paramtere közepesen jó specifikációt ad. A 4.1. pontban definiált paramétereknél megadott értékek e csoport nagyságrendi adatai.

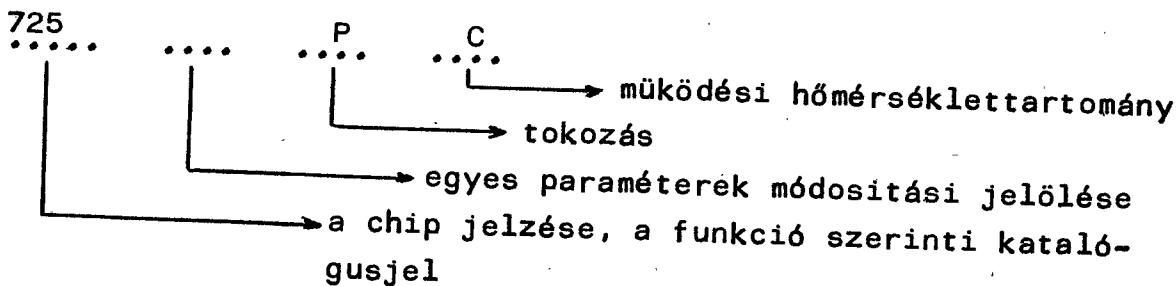
— Kis hőmérsékleti driftű /low temperature drift/ az a műveleti erősítő, amelynél a feszültségsdrift $0,1\dots10 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ közötti érték. Az alsó határ jelenleg chopper-stabilizált műveleti erősítő modullal /IC chip kisméretű nyomtatott kártyán néhány diszkrétt elemmel és együtt tokozva/ érhető el.

— Kis nyugalmi áramú /low bias current/ erősítők: a "bias" áram $0,1 \text{ pA}\dots1 \text{ nA}$ közötti érték. Ezek nagy bemeneti ellenállású, FET-bemenetű, esetleg vékonybázisú bipoláris műveleti erősítők.

- Szélessávú /wideband/ műveleti erősítőknél a sávszélesség nagyobb, mint 50 MHz. Ezek nagy jelváltozási sebességű és gyors beállású /fast settling/ IC-k.
 - Nagy kimeneti feszültségű /high-output voltage/ erősítők: a kimeneti feszültség változás ± 10 V feletti /a felső határ 1979-ben kb. ± 150 V/.
 - Nagy kimeneti áramú /high-output current/ erősítők: a kimeneti áram ± 10 mA-nél nagyobb /a felső határ néhányszor 1 A/.
- További műveleti erősítő csoportok lehetnek: a nagyon kis teljesítményfelvételű /100 μ W/ un. MICROPOWER műveleti erősítők; az egységnyi erősítésű elválasztó /unity gain buffer, vagy nevezik power booster-nek is/ erősítők, ezek n•100 mA kimeneti áramú, 1000 V/ μ s jelváltozási sebességű IC-k; a transzfer admittanciával jellemzhető ún. OTA /operational transconductance amplifier/, mint pl. a CA 3080, stb.

Az 1.1. és 1.2. táblázatban gyártó cég szerinti csoportosításban olvashatók néhány műveleti erősítő fontosabb adatai, amelyek különböző típusú IC-k összehasonlítását segítik /nem minden adat alkalmas méretezési kiinduláshoz/. A hibajellemzők /ofszet és drift/ tipikus értékek /méretezésnél célszerűbb a maximális értékekből indulni/. A bemeneti feszültségtartomány, R_{be} , A_o is tipikus értékek. A jellemzők legtöbbje tápfeszültség, hőmérséklet és terhelésfüggő, az adatok $U_T = \pm 15V$, $T = 25^{\circ}C$ és $R_t = 2 k$ vagy 10 kohm esetére érvényesek. A sávszélesség rovatban az egységerősítés határfrekvenciát /tehát kisjelű adattot/ adtuk meg. A tápfeszültség maximális értéke határadat, minimális értéke az üzemzérű működéshez feltétlen szükséges. Az utolsó rovat a frekvenciakompenzáláskor felhasznált alkatrészek számát jelzi.

A gyártók az adatlapok elején csak magát az áramkört - a chip jelölését - adják meg, amely nem definiálja sem a tokozást, sem a működési hőmérsékletet. Rendelés csak a kereskedelmi forgalmazó szerinti, katalógusban megadott, kódolt formában lehetőséges. A kódolt forma betükkel és számokkal előírt tipust és azon belüli változatot jelent. Pl. Fairchild gyártmányú műveleti erősítőre az EMO /Elektromodul , magyar kereskedelmi vállalat/ közvetítésével előírt jelölés:



A tokozás jelölése pl.: P müanyag DIL /14, 16, 20 láb/,
T mini-DIL /8 láb/, stb.

A működési hőmérséklettartomány jelölése:

C	0...+70 °C	/kommersz és ipari alkalmazás/
L	-20...+85 °C	/ipari/
M	-55...+125 °C	/ipari és katonai/

A táblázat μ A jelzésű műveleti erősítőinek adatai a C hőmérséklettartományú gyártmányokra érvényesek.

Az alábbiakban megadjuk néhány félvezető gyártó cég nevét és a fontosabb chip-betűjelöléseket, amelyeket ezek a cégek a műveleti erősítőkre alkalmaznak:

Analóg Devices	AD	SGS-ATES	TBA
Burr-Brown	BB	Siemens	TAA, TCA
Fairchild	uA	Signetics	LM, SE, NE, S, N
Intersil	ICL	Siliconix	L, LM
Motorola	MC	AEG-Telefunken	TL
Mullard	TBA, TCA	Teledyne	
National Semiconductor	IH,LH	Tesla	MAA, MBA
Philips	TAA, TBA	Texas	SN,LF,TL
Raytheon	LM,RC,RM	Valvo	TBA, TCA
RCA	CA		

1.1. táblázat

131

Tipus	Jellemzés	Offset fesz. $\pm mV$	Drift fesz. $\pm \mu V/C$	Gyakorlatos aram $\pm nA$	Bias áram $\pm pA$	Bem. közös fesz. $\pm V$	Bem. diff. A_o V/V	R _{be} dB	CMRR Sávsz. MHz	S V/ μs	A _v = 1	max. U _{kil} V	max. I _{kil} mA	max. U _{rip} MIN V	Komp elem szám	Megjegyzés
											Bem. diff. fesz. $\pm V$	U _{kil} V	I _{kil} mA	U _{rip} MAX V		
$\mu A 702$	Nagy sávszé- lességű	1,5	5	500	2500	+0,5 -0,4	± 5	34k	0,03	92	10	3,5	$\pm 5,3$ -2	+50 +14,-7	+6,-3 2	Nincs kimen. védelem Latch up veszély
$\mu A 709$	Általános felhasználási	2	6	100	300	± 8 ± 5	± 5	45k	0,25	90	1	0,3	± 14 ± 18	± 9 3	Nincs kím. védelem Latch up veszély	
$\mu A 715$	Nagy működ- si sébeségű	2		70	400	± 10 ± 15	± 15	30k	1	92	65	20	± 13 ± 18	± 6 3	S=100V/ μs (INV.ER. benn. komp.) feszut. idő: 30ns	
$\mu A 725$	Szigorú köve- telenményű al- kalmasára	0,5	0,6*	2	42	± 14 ± 22	± 22	3M	1,5	120	0,5	0,01	$\pm 13,5$ ± 22	± 3 4	Kisfrekvenciás Kiszajtú *külső beállítással	
$\mu A 727$	Hőmérseklet szab. diff.-er	2	0,6	2,5	12	± 13 ± 15	± 15	0,06k	300	100	1	—	—	0,001 ± 18	± 9 2	$I_{D0}=2PA/C^o$; SVRR = 85dB $R_{A03}(T)$ adott; kis drift
$\mu A 735$	Kis teljesítményű felvételi m.e.	1	3	4	10	± 15 ± 5	± 5	40k	5	90	0,1	—	± 12 ± 48	± 3 5	Pfeir. $\approx 100\mu W$ (3V törpnál) Kiszajtú	
$\mu A 739$	Ketős Idual/ kis zajú	1	3	50	300	± 11 ± 5	± 5	20k	0,15	90	1	1	± 13 ± 15	± 4 ± 18	2 2nV/Hz; zajáram 2pA/Hz	
$\mu A 740$	FET bemenetű	30	50	0,06	0,1	± 10 ± 30	± 30	500k	10 ⁶	80	1	6	± 13 ± 22	± 5 0	Belső frekv. komp. Nagy R _{be}	
$\mu A 741$	Belső frekv. kompenzárt	2	3	20	30	± 12 ± 30	± 30	200k	2	90	1	0,5	± 14 ± 18	± 5 0		
$\mu A 747$	Kettős Idual/														Egyező paraméterek a 1.1. 741-gyel	
$\mu A 748$	Általános felhasználási	2	3	20	80	± 12 ± 30	± 30	200k	2	90	1	0,5	± 14 ± 18	± 5 1	$\mu A 741$ -gyel egyező, de itt nincs belső komp.	
$\mu A 776$	Iser árammal programozható	2	8	0,7	2	± 1		200k	50	86	0,2	0,03	± 24 ± 18	± 12 1	Az adatok I _{SET} = μA és U _{SET} = 3V-ra érvén (I _{SET} -tel pl. zájmin. állítással)	
$\mu A 777$	Precizios	0,7	4	0,7	25	± 12 ± 30	± 30	250k	2	95	1	0,5	± 14 ± 20	± 5 1		

Tipus	Jellemzés	Oszc. fesz. $\pm mV$	Drift fesz. $\pm mV/\mu A$	Oszc. áram $\pm nA$	Bias áram $\pm nA$	Bem. közös fesz. $\pm V$	Bem. diff. fesz. $\pm V/V$	$A_V = 1$		max. U_{TAP}	max. I_{ki}	Komp. elem szám	Megjegyzés	
								$A_V = 1$	max. I_{ki}					
MA 791 (POWER OP. AMP)		6	8	200	500	± 12	± 30	200k	2	90	1	0,5	± 14	
LM 308	Általános felhasználási	2	6	0,2	1,5	± 14	± 30	300k	40	100	1	0,2	± 14	
LM 318	Precizív, nagy sebességű	4		30	150	± 15	± 30	200k	3	100	15	70	± 13	
LM 324	Nagy felváltózási sebesség	5		25	4000	± 1000	± 13	± 5	4k	60	70	400	± 13	
LM 322	FET bemenet, nagy S érték	1		25	0,01	0,03	± 12	3k	10^6	60	70	500	± 13	
TL 084C	FET bemenet	15		10	0,2	0,4	± 15	± 30	200k	10^6	70	3	12	
TL 085C	Chopper-stabilizált m.e.	0,05		0,2	0,15	0,2	± 15	± 15	400M	100	80	3	10	
UF 356	FET bemenet	3		0,003	0,03	± 15	± 30	200k	10^6	100	4,5	12	5	
CA 3130	COS/MOS min. erősítő	8		10	0,001	0,005	$-0,5$	± 8	320k	$2 \cdot 10^6$	90	4	10	± 5
CA 3230	Műveleti merevlek ség erősítő DTA	0,4		120	2000	± 12	$g_m \cdot R_E$	0,03	110	50	± 14	0,5	± 2	
BB 35503	Nagys. beállítású FET bemenetű	1	50		0,1	± 13	100k	10^5	70	10	65	± 10	10	
BB 35523	Nagy kimeneti feszültséggel	3	25	0,02	0,02	± 60	100k	10^5	110	1	20	± 65	0	
BB 3572	Nagy kimeneti áramú	2	40	0,05	0,1	± 5	± 30	100k	10^5	90	0,5	30	± 15	
BB 3554/15	Chopper-stabilizált	0,03	0,1		0,02				10M	1	3	6	± 10	
											5	± 12	0	
											± 18	Modul !!		

$g_m = 1 \dots 10^4 \mu A/V$, bázisittertől (g_m a transzistor merevsége).

$R_{ki} = 15 M\Omega$

$f_{AV} = 15 MHz$, bázisittertől (f_{AV} = $1 \mu s$ ($A_V = 1$))

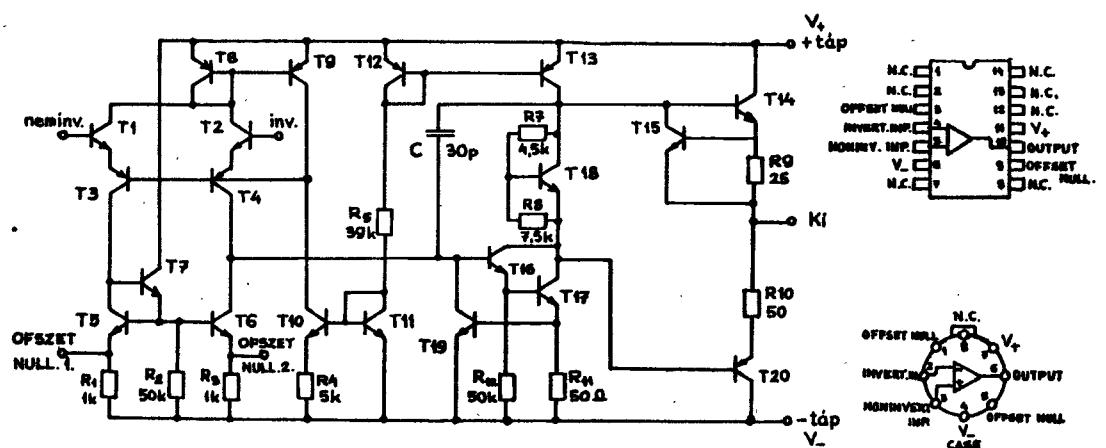
$f_{AV} = 30 kHz$ ($A_V = 1$)

$R_{AV} = 80 k\Omega$, $R_{TH} = 2,5 k\Omega$ (réteg és háló között)

4.3. A 741 tipusú műveleti erősítő

A μ A 741 /Fairchild/ műveleti erősítő 1968-ban került először forgalomba, de számos előnyös tulajdonsága miatt ma /1979/ is jó alkalmazható. Kiemelhető tulajdonságai, jellemzői /az adatlapok FEATURES cimszó alatt közlik/:

- belső frekvenciakompenzáció
- rövidzárási áramvédelem
- offsetfeszültség nullázási lehetőség
- nagy bemeneti közös és differenciális feszültségtartomány
- reteszellenőrzés-veszély nincs



4.2. ábra

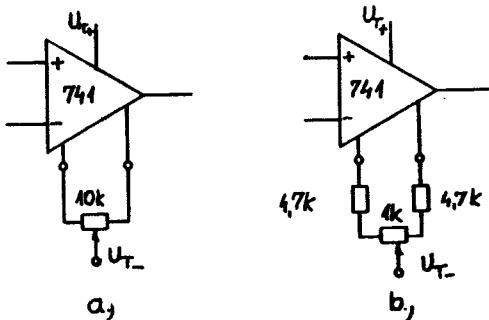
A 741 kapcsolási rajzában /4.2. ábra/ könnyen felismerhetők a 2. fejezetben tárgyalt részarámkörök. A T1-T2 és a T3-T4 tranzisztorok komplementer kaszkód differenciálerősítőt alkotnak. A differenciálerősítő kis munkaponti emitterárammal /kb. 15 μ A/ üzemel - ezért nagy bemeneti ellenállású és kedvező zártulajdonságú. E fokozat cél szerüen nagy feszültségerősítését /kb. 60 dB/ aktiv munkaellenállások biztosítják: a T5 és T6 tranzisztorok egyben egységes áramerősítésű áramtükörként a fázisösszegezést is elvégzik. A fázisösszegezett jel a T4 kollektoráról a második fokozatra - a T16, T17 módosított Darlington-párból kialakított aktiv munkaellenállású /Tl3/ földelt emitterü erősítőre kerül. A fokozat munkaponti árama kb. 0,7 mA, erősítése kb. 50 dB. A müveleti erősítő végfokozata komplementer emitterkövető /Tl4, T20/, amelynek munkapontját a T18 tranzisztoron eső feszültség állítja AB osztályba, illy módon a holtzónából adódó keresztezési torzitást megszünteti /a nyugalmi emitteráram kb. 60 μ A/. A végfokozat és így a müveleti erősítő rövidzárvédelmét a Tl5 és Tl9 tranzisztorok végzik. Pozitív irányú kimeneti feszültségváltozásnál, ha a pozitív tágfe-szültség felől folyó áram 20 mA-nél nagyobb, az R_9 ellenálláson eső feszültség nyitja a Tl5-ös tranzisztort, amelyen átfolyó áram "söntöli" Tl4 bázisát. Ha a negativ tágfeszültség felől folyó áram növekszik 20 mA fölé, a T20 megnövekedett bázisárama átfolyva az R_{11} ellenálláson nyitja Tl9-et, amely a meghajtó Darlington-pár áramát korlátozza. A rövidzárási áramhoz tartozó disszipáció a megengedett határértéknél kisebb, ezért az IC tartós rövidzár esetén is védett.

A 741 fokozatainak áramát "központi" áramgenerátor R_5 és Tl1 ill. R_5 és Tl2 állítja be. A közös módusú feszültségelnyomást a T8, T9 és Tl0 tranzisztorok által megvalósított, csak a közös jelre hatásos negativ visszacsatolással növelték meg - a 2.5. pontban leírtak szerint.

A 741 típusú müveleti erősítő nyilthurkú erősítés - frekven-

ciakarakterisztikája abszolut stabil /4.4.g., h. ábra/: kb. 5 Hz határfrekvenciától egységnnyi erősítésig -20 dB/D meredekségű, az egységnnyi erősítés-frekvencia 1 MHz, itt a fázistartalék 70 fok. Az 5 Hz-es domináns pólust a Darlington-erősítő kollektor-bázis kapacitásával párhuzamosan kapcsolódó, 30 pF értékű MOS kondenzátorral alakítják ki. Természetesen ez a kompenzálás bármilyen A_v érték /és $R_t \gg 2$ kohm/ esetén azonos jelváltozási sebességet, 0,5 V/ μ s-ot határoz meg /ez nagy erősítés értékek-nél esetleg hátrányos lehet/. A belső kompenzálás miatt csökkent az integrált áramkör beállításához szükséges külső elemek száma, ez növeli a megbízhatóságot, csökkenti a helyigényt, stb.

A műveleti erősítő ofszet feszültsége külön e célra kivezetett ponton nullázható a differenciálerősítő emitteráramainak beállításával. A 10 kohm-os potenciométerrel történő nullázás-



4.3. ábra

nál /4.3. ábra/ az ofszetfeszültség átfogási tartománya ± 15 mV. Kisebb tartományú, de finomabb felbontást ad a b. ábra szerinti megoldás. A külön kivezetett ofszet-nullázás előnyeiről a 3.2.2. pontban említést tettünk.

A 741-es tipusnak számos alkalmazása lehetséges. A nagy beámeneti közös-jel tartomány / ± 15 V/ jó feszültséggövető realizálását teszi lehetővé /átlagos jelváltozási sebesség értékkel/. Felhasználható integrátorban, összegező erősítőben és számos visszacsatolt alkalmazásban.

A 741-et több hőmérséklettartományú változatban gyártják. A 741 C változat - 0...70 °C tartományra - katalógusadatainak egy része az 1.1. táblázatban megtalálható. Tájékoztatásul néhány további paraméter:

- teljesítményfelvétel 50 mW, tápáram 1,7 mA /tipikus/
- max. disszipációs teljesítmény 500 mW

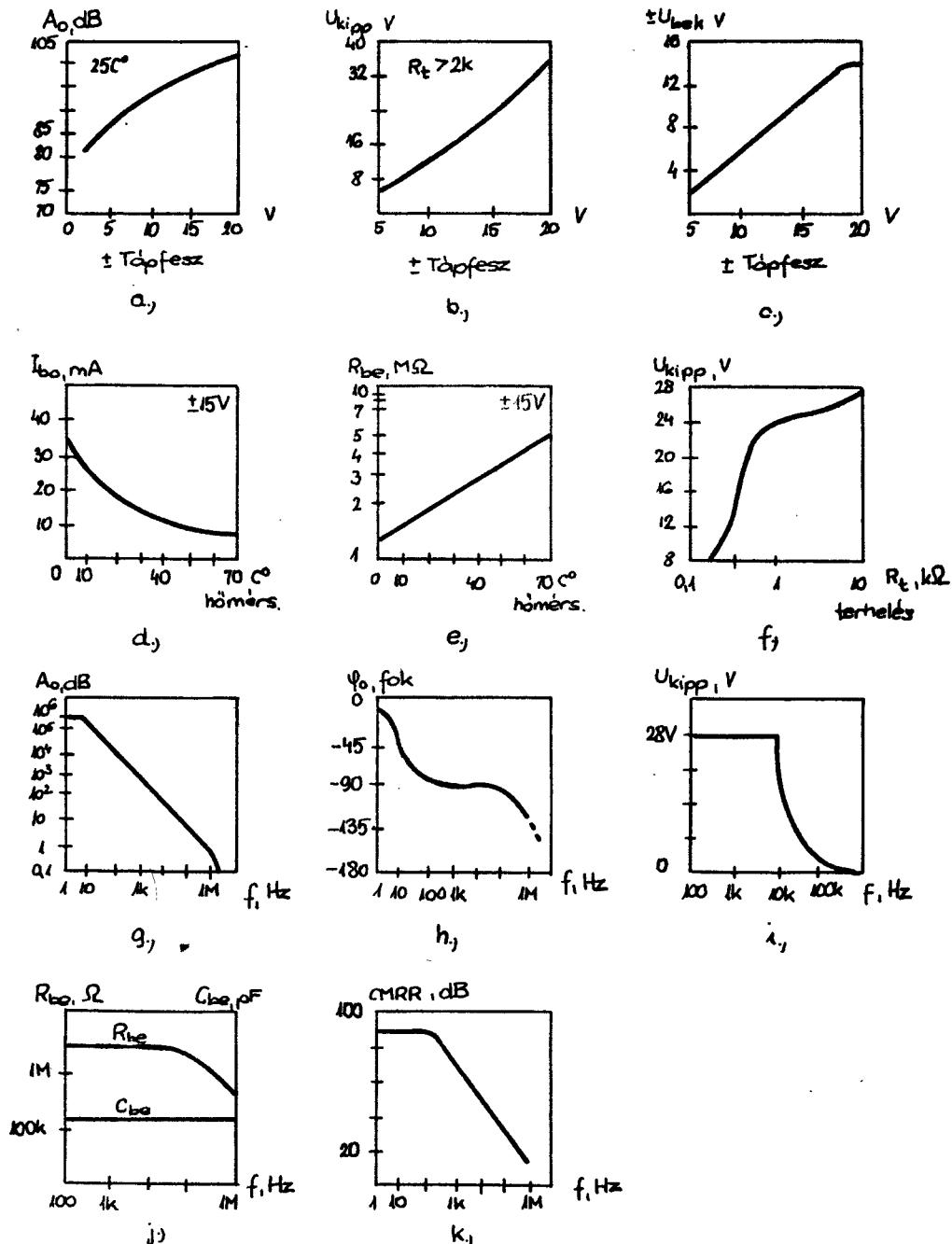
- tápfeszültség elnyomási arány $30 \mu\text{V/V}$ / $R_t < 10 \text{ kohm}$ /
- kimeneti ellenállás 75 ohm
- bemeneti kapacitás $1,4 \text{ pF}$
- tranziens átvitel / $U_{be} = 20 \text{ mV}$, $R_t = 2 \text{ kohm}$, $C_t < 100 \text{ pF}$ esetén/:
 a felfutási idő $0,3 \mu\text{s}$
 a túllövés 5%
- zaj /3.34. ábra/

A paraméterek számszerűen megadott értékei minden rögzített üzemi körülmények - pl. adott tápfeszültség, hőmérséklet, terhelő ellenállás, frekvencia, stb. - esetén érvényesek. Ezek függvényében a jellemzők általában változnak, ezt karakterisztikával közlik. A 741-es műveleti erősítő néhány karakterisztikája a 4.4. ábrán látható.

A 741-es műveleti erősítőt többféle tokban hozzák forgalomba. Leggyakoribb a TO-99, a mini-DIL és a 14 lábú DIL. Egy áramkörileg adott kivezetés a különböző tokformáknál eltérő számú /ezért a 4.2. ill. a 4.3. ábrán nem jelöltük a számozást/.

Kis hurokerősítés értékekre a 741 belső kompenzációja "túlméretezett": pl. $A_V = 1000$ -szeres erősítésnél feleslegesen kis érték az 5 Hz-es domináns pólus, kedvezőtlen a kis jelváltózási sebesség. Gyártják a 741-nek a 30 pF nélküli változatát, ez a $\mu\text{A } 748$. E tipus frekvenciakompenzációja kivülről állítható, a 30 pF helyére A_V -től függő kapacitást kell kötni. Igy pl. $A_V = 100$ és $C_K = 10 \text{ pF}$ esetén $S = 9 \text{ V}/\mu\text{s}$ érhető el. Mivel a külső C_K egyik csatlakozási pontja T6 kollektora, ez egyben felhasználható ofszetállításra is. A 748 nullázását ezen pont és a T3-T5 kollektorpont közé kötött potenciométerrel végezhetjük el. A potenciométer csúszkáját ellenálláson keresztül 0 V-ra kell kapcsolni. A munkapontbeállító hálózat párhuzamosan kapcsolódik a differenciálerősítő dinamikus ellenállásával, ezért nagy értékű, 5...10 Mohmos hálózatot kell kialakítani.

A 747-es tipus egy tokon belül két, a 741-nek megfelelő műveleti erősítőt tartalmaz /dual műveleti erősítő/.



4.4. ábra

A 741-es család előnyeit megtartva gyártják többek között a 776 /programozható erősítő/ és a 777 /vékonybázisú, precíziós erősítő/ továbbfejlesztéseket is.

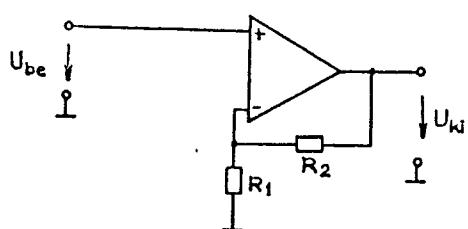
5. Műveleti erősítők alapvető alkalmazásai

5.1. DC erősítő alapkapcsolások

5.1.1. Neminvertáló, fázist nem fordító erősítő /noninverting amplifier/ alapkapcsolás

A neminvertáló /noninverting/ és az invertáló /inverting/ aszimmetrikus bemenetű erősítőkapcsolásokat a 3. fejezetben már tárgyaltuk, működésüket feltehetően érti az olvasó. A cél, amiért ezekkel újra foglalkozunk az, hogy vizsgálódásunk során megismerjük, megszokjuk azt a szemléletmódot, amellyel a különféle műveleti erősítős áramköröket célszerű megközelítenünk működésük megértése érdekében. A "műveleti erősítős szemlélet" sokszor /legalábbis látszólag/ eltér a szokásos negatív "viszszacsatolásos erősítő" szemléletmódtól, és gyakran ez segít bennünket valamely, első pillanatban érthetetlennek tűnő kapcsolás /különbségképző erősítő, áramgenerátor, ellenállásmérő, stb./ analízisében. Az alapkapcsolások ismételt áttekintése azért is célszerű, hogy az olyan részletekre, "finomságokra" is kitérjünk, amelyeknek ismerete a későbbiekben nagy hasznunkra lehet.

A már ismert neminvertáló, aszimmetrikus bemenetű DC feszültségerősítő elvi vázlata látható az 5.1. ábrán. A rajz va-



5.1. ábra

lóban "elvi", hiszen nem tartalmaz olyan részleteket, amelyek egy valóságos kapcsolásban szerepelnek, pl: tápfeszültség csatlakoztatás, ofszet nullázás, frekvencia kompenzáció, stb. A működést is egyelőre "elvileg" vizsgáljuk meg részletesen, az-

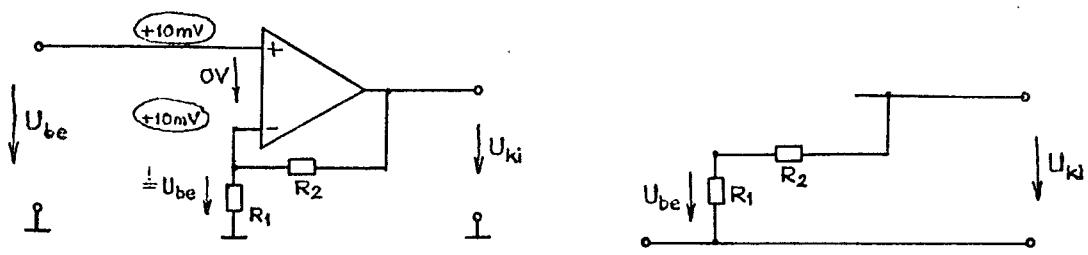
zal a feltételezéssel, hogy a műveleti erősítő ideális. A kapcsolás /"nem műveleti erősítős szemlélettel" nézve/ egy soros feszültség visszacsatolású kapcsolás, amelynek feszültségerősítése:

$$A_v = \frac{U_{ki}}{U_{be}} = \frac{A_o}{1 + A_o B}$$

amely, mivel ideális műveleti erősítőt feltételezünk / $A_o \rightarrow \infty$ /:

$$\underline{\underline{A_v = \frac{A_o}{1+A_o B} = \frac{1}{\frac{1}{A_o} + B}}} \quad \xrightarrow{A_o \rightarrow \infty} \quad \underline{\underline{\frac{1}{B} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}}}$$

"Műveleti erősítős szemlélettel" nézve a működést oly módon magyarázhatjuk, hogy amikor a neminvertáló bemenetre U_{be} vezérlő feszültséget adunk; a feszültséget a nyugalmi 0 V-ról pl. + 10 mV-ra növeljük, akkor, mivel a műveleti erősítő ideális,



a.

b.

5.2. ábra

$/A_o \rightarrow \infty/$, a negatív visszacsatolás miatt a feszültség az invertáló bemeneten is "kénytelen" +10 mV-ra megváltozni, hiszen az ideális erősítő két /inv. és neminv./ bemenete között minden 0 V-nak kell lenni. Ha ugyanis bármely oknál fogva ez nem következne be /például az invertáló bemenet feszültsége egy kicsit "elmaradna" és csak - mondjuk - 9 mV-tal növekedne/, akkor a két bemenet közötti 0 V-tól eltérő feszültség azonnal

úgy vezérelné az erősítőt, hogy U_{ki} rohamos növekedése folytán az egyensúly, a két erősítő-bemenet közötti zérus feszültség mégiscsak beálljon, és a neminvertáló bemeneten a vezérlő feszültséggel egyező + 10 mV legyen. Ebből a működésbeli feltételekből kiindulva a visszacsatolt feszültségerősítést úgy írhatjuk fel, hogy felhasználjuk azt a "kényszerűséget", amely szerint R_1 -en a feszültségnek U_{be} -vel kell egyeznie. Az R_1 -en lévő U_{be} viszont az U_{ki} -nek az $R_1 - R_2$ visszacsatoló osztón leosztott értéke /5.2.b. ábra/:

$$U_{be} = U_{ki} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

ahonnan

$$\underline{\underline{A_v}} = \frac{U_{ki}}{U_{be}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$/A_v$ -re természetesen a visszacsatolt erősítőre $A_o \rightarrow \infty$ feltételezéssel számított eredménnyel megegyező érték adódott, csak "más magyarázáttal"/.

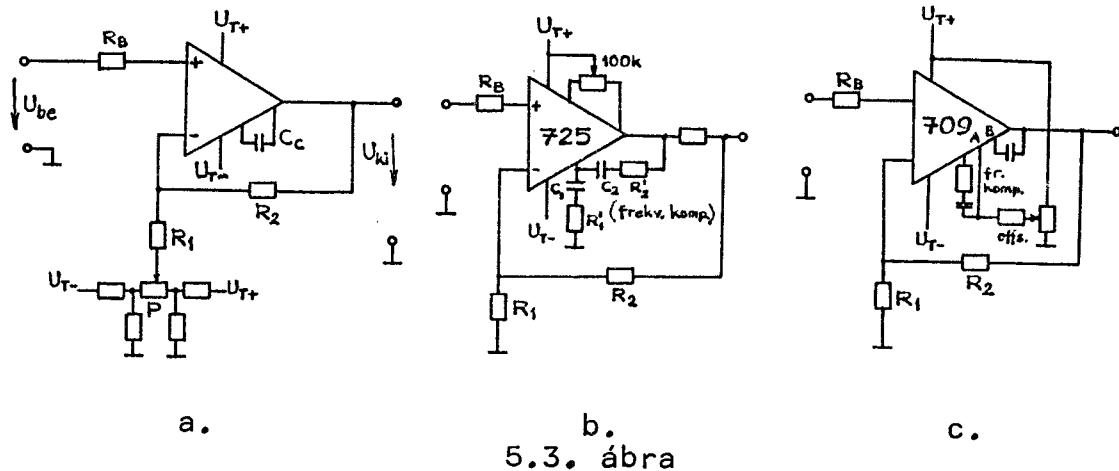
A neminvertáló feszültségerősítő működését megfigyelve további fontos észrevételeket tehetünk:

Azzal, hogy az eredetileg teljes mértékben szimmetrikus bemenetű műveleti erősítőt visszacsatoltuk egy adott, pontos erősítésérték beállítása érdekében, az eredő kapcsolás aszimmetrikussá vált; a bemenet egyik vége földelt /a kimenettel közös/ lett. Elvesztettük tehát az eredeti szimmetrikus jelleget, ami viszont a DC erősítési feladatok nagy részében fontos lenne. Az a helyzet állt elő, hogy amennyiben az egyébként szimmetrikus műveleti erősítők felhasználásával teljes mértékben szimmetrikus bemenetű visszacsatolt erősítőt szándékozunk építeni, akkor "különleges" kapcsolási megoldásokra van szükség - ezzel különfejezetekben foglalkozunk is /5.2., 6.1./.

A neminvertáló erősítő-elrendezés fontos sajátossága, ami

az 5.2.a. ábrából könnyen belátható, hogy vezérlés közben a műveleti erősítő /gyakorlatilag/ a bemeneti feszültséggel azonos közös módusú vezérlést kap! Amennyivel megváltozik a vezérlő neminvertáló bemenet feszültsége, ugyanannyival kénytelen változni R_1 feszültsége is, a műveleti erősítő két bemenetének feszültsége tehát egyformán változik. Egy "elméleti", ideális erősítőnek ez nem jelent problémát, de egy valóságos, megépített kapcsolásban, amelyben valóságos műveleti erősítő van, nagyon nagy szerepe van a közös módusú vezérlésnek, ezt a hatást külön vizsgálat tárgyává kell tennünk.

A továbbiakban vizsgáljuk a valóságos műveleti erősítő felhasználásával felépített kapcsolásokat, nézzük meg, hogy hol, milyen jellemzők meghatározásánál kell figyelembe vennünk az erősítő nem ideális voltát, és - reális erősítőket feltételezve - hol élhetünk az ideális működést feltételező közelítésekkel! :



Az 5.3. ábrán példaként felidézünk néhány kapcsolást, amelyekhez hasonlókat már a 3.2.2. fejezetben is láthattunk a 3.lo. - 11-12-13. ábrákon.

Ezeken már feltüntettük a táp-csatlakozásokat, és azokat a járulékos kapcsolási elemeket, amelyek a működéshez nélkülözhetetlenek /így már kissé nehezebb ráismerni az eredeti neminvertáló-

táló erősítőre/. Az igazsághoz tartozik, hogy ezeken a rajzokon még nem is tüntettünk fel minden olyan alkatrészt és vezetéket, ami egy működő készülékben egy erősítőt szokás szerint "körülvesz" /védelemek, árnyékolások, földelés - ezekkel később foglalkozunk/. Fontos viszont, hogy a leggyakoribb kiegészítő elemek elhelyezését, szerepét részletesen átismételjük, folytatva a 3.2. fejezet gondolatmenetét.

DC erősítéskor alapvető jelentősége van az üzemi ofszet feszültség kiegyenlítésének, ahogyan erről már szó volt. A "nullázáshoz" szükséges feszültséget sokszor a bemeneti feszültséghoz adjuk hozzá, például a visszacsatoló-osztó "talpponti" potenciáljának kismértékű változtatásával /5.3.a. ábra/. A P potenciométer R_1 -hez képest elhanyagolhatóan kis ellenállású, és mindenkor vége olyan osztóhoz csatlakozik, amely $\pm 1...2$ mV állítást tesz lehetővé P két szélső helyzetbe állítása között; ily módon meglehetősen precízen nullázható az erősítő. Más esetekben - ha ezt az alkalmazott erősítő típus megengedi - a külön erre a célra kivezetett pontokra és csúszkájával valamelyik tápra csatlakozó potenciométerrel állítunk ofszetet /b. és c. ábra/. Ez utóbbi megoldásnak egyszerűsége mellett van hátránya is: nehéz az ofszetet finoman szabályozni, kis potméter mozgatáshoz sokszor nagy ofszet változás tartozik, ezért vagy precíz, több fordulatú potenciométert kell használnunk /"helitrim"/, vagy előzetes kísérleti beállítás és ellenállásmérés után a potenciométert állandó értékű ellenállásokkal kell helyettesítenünk, csak egészen kis szabályozási tartományt hagyva egy kissébb értékű potenciométernek /ez viszont a sorozatgyártásnál nehézkes megoldás/. Vannak olyan integrált tipusok, amelyekre előírják ezeken a kivezetett pontokon történő ofszet állítást, mert így működtethetők a legkisebb drifttel /pl. 725: "külső", jelhez szuperponált állítással "csak" $2 \text{ uV}/{}^\circ\text{C}$, kivezetett pontokon potenciométerrel kiegyenlítve $0,6 \text{ uV}/{}^\circ\text{C} !/.$

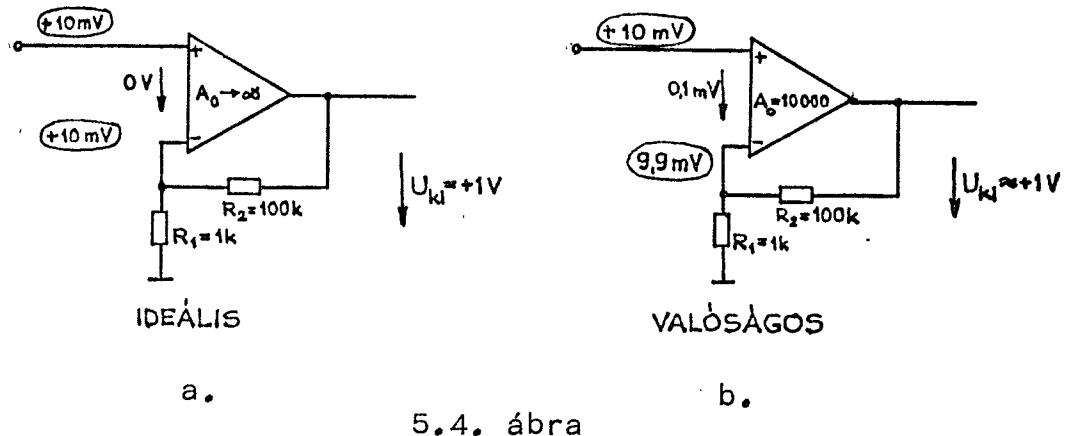
Az 5.3. ábra példa-kapcsolásain feltüntettük a nem invertáló bemenettel soros R_B ellenállást is, amelyre bipoláris erősítő alkalmazása esetén a pontos munkapontbeállítás érdekében szükség van. A bemeneteken folyó munkaponti bázisáram - mint tudjuk - a bázissal sorbakapcsolódó ellenálláson /ill. a sorbakapcsolódó ellenállások eredőjén/ hibafeszültséget hoz létre. Ezeknek a hibafeszültségeknek minden két bemeneten lehetőség szerint azonosnak kell lenniük, nehogy a különbségükkel járulékos ofszet feszültség keletkezzék, ezért célszerű, ha a "bemeneteket tápláló" ellenállások eredője egyenlő:

$$R_B = R_1 \times R_2$$

/l. a 3.2.1. fejezetet!/. R_B értékébe természetesen a jelgenerátor /egyenáramú/ belső ellenállása is beleszámít. /ismételjük meg ezt a fontos gyakorlati megfontolást is, hogy R_B ill. a bázisokkal soros eredő ellenállás a lehető legkisebb legyen, a lehető legkisebb hibafeszültség keletkezése érdekében. Igaz, hogy a keletkezett ofszet feszültség megfelelő potenciométerrel kiegyenlíthető, de a bázisáramok hő okozta megváltozása miatt keletkező ofszet feszültség driftét már nem szüntethetjük meg. Hiába alkalmazunk például esetleg $0,6 \text{ uV}/^\circ\text{C}$ driftű erősítőt, ha a soros bázisellenállások hatására esetleg több $10 \text{ uV}/^\circ\text{C}$ járulékos drift keletkezik! /

A valóságos műveleti erősítők kapcsolások munkapontbeállítási szempontjainak ismétlése után foglalkozzunk a dinamikus jellemzőkkel, ezek közül is először a feszültségerősítéssel ! Amiatt, hogy a valóságos műveleti erősítők nyílthurkú erősítése véges, nem kell eddigi, működésről alkotott képünket alapvetően megváltoztatni. Továbbra is élhetünk, és a többi, következőben tárgyalandó kapcsolásoknál is élünk azzal a feltételezéssel, hogy a működés közben a műveleti erősítő két bemenete között a feszültség gyakorlatilag zérus. Az eredeti, 5.2. ábrán vázolt

példánknál maradva az ideálishez képest /5.4. ábra/ az 5.4.b. ábrán láthatóan módosul a két bemenet feszültsége.



5.4. ábra

Feltételeztük, hogy a rendelkezésre álló műveleti erősítő nyílthurkú erősítése $A_o = 10000$, és visszacsatolással egy $A_v = 100$ -szoros erősítőt hoztunk létre. Ha a bemeneti erősítendő jel pillanatnyi értéke pl. 10 mV, ehhez 1 V kimeneti feszültség tartozik. A műveleti erősítő két bemenete között az ideális 0 V helyett a valóságban:

$$\frac{U_{ki}}{A_o} = \frac{1000 \text{ mV}}{10000} = 0,1 \text{ mV-nak}$$

kell fellépni. Ennyi tehát a "hibajel", ami a bemeneti 10 mV 1 %-a.

Úgy foghatjuk fel, hogy a negatív visszacsatolás "törekzik" arra, hogy a másik, invertáló bemenet feszültségét "utánhúzza" a neminvertáló bemenettel egyenlő feszültségre, de a műveleti erősítő véges erősítése miatt ezt csak bizonyos hibafeszültséggel, "elmaradással" tudja megtenni. Az utánhúzás pontossága, és ezzel az erősítés pontossága nyilvánvalóan annál nagyobb, minél nagyobb a nyílthurkú erősítés / a 10000 is jó érték, de még jobb: $10^5 \dots n \cdot 10^6$.

Az erősítéshiba számításához abból indulhatunk ki, hogy adott U_{ki} eléréséhez

$$\frac{U_{ki}}{A_o}$$

feszültség kell a műveleti erősítő két bemenete között.

Ugyanehhez a kimeneti feszültséghez tartozó bemeneti vezérlőjel-feszültség az általunk beállított visszacsatolt erősítéstől függ:

$$U_{be} = \frac{U_{ki}}{A_o}$$

A relatív hibát a két műveleti erősítő-bemenet közti hibafe-szültség és a bemeneti jelfeszültség hányadosa adja:

$$\underline{\underline{h}} = \frac{\frac{U_{ki}}{A_o}}{\frac{U_{ki}}{A_v}} = \underline{\underline{\frac{A_v}{A_o}}} = \frac{\frac{A_o}{I + A_o \cdot B}}{\underline{\underline{A_o}}} = \underline{\underline{\frac{1}{I + A_o B}}} = \underline{\underline{\frac{1}{F}}}$$

Tehát az erősítés relatív hibája /az "ideális" és "valóságos" erősítés relatív eltérése/ annál kisebb /az erősítés annál pontosabb/, minél "jobban visszacsatoltuk az erősítőt", minél nagyobb a "visszacsatolás mértéke": F, vagyis minél kisebb a visszacsatolt erősítés az "eredeti" nyílthurkú erősítéshez képest! /Ez eddigi szemléletünkkel is megegyezik; tudjuk, hogy a torzítás, ki- és bemeneti jellemzők, zavarérzékenység, stb. a visszacsatolás következtében "megjavul", pontosan F-szeres mértékben/. Ezért érdekünk tehát, hogy - amennyiben nagyon pontos erősítés értékre van szükségünk - olyan műveleti erősítő tipust válaszszunk, amelynek igen nagy nyílthurkú erősítése van! Ez a gondolatmenet természetesen nemcsak a neminvertáló erősítőre, hanem a későbbiekben részletezett többi erősítő és "műveleti" kapcsolásra is igaz. /Arról sem szabad elfeledkeznünk, hogy a fenti gondolatmenet csak az erősítő által okozott hibára vonatkozik,

a külső visszacsatoló elemek pontossági hibáját zérusnak tekintettük/. Előző példánkban, mivel $A_V = 100$ -szoros erősítőt készítettünk egy $A_O = 10000$ -szeres erősítőből, az erősítő véges értékéből származó várható hiba:

$$h = \frac{A_V}{A_O} = \frac{100}{10000} = \frac{1}{100} = 1\%$$

Ha $A_O = 3 \cdot 10^6$ -szoros erősítőt alkalmazunk /pl. 725C/, akkor a hiba

$$h = \frac{100}{3 \cdot 10^6} = \frac{1}{3} \cdot 10^{-4} \quad 0,03\% = 30 \text{ ppm},$$

vagyis ppm /part per million: milliomodrész/ pontossági tartományba jutottunk !

/Megjegyzés: természetesen, ha $h=1\%$ adódik, mint az első példában, akkor is lehetőség van a külső visszacsatoló hálózatba helyezett trimmerrel arra, hogy az erősítést a pontos értékre "behúzzuk" - ezt azonban nem tekintjük nagypontosságú erősítők alkalmazásakor tipikus és követendő eljárásnak/.

Nagyon nagy nyílthurkú erősítés értékekkel tehát feltünően jó pontossági értékeket kaphatunk. Ennek ellenére előfordulhat, hogy egy megépített kapcsolásban nagyságrendekkel rosszabb eredmény adódik az elvi értékhez képest! Mi lehet ennek az oka? Építünk pl. egy műszer erősítőt, FET-beámenettel 1000000-szoros nyílthurkú DC erősítéssel, nagyon pontos ellenállásokkal a visszacsatoló hálózatban, 0,001 %-os pontosságot várunk, és meglepve tapasztaljuk, hogy erősítőnk a %-os pontosságot is alig éri el /DC-n/! Nem szabad megfeledkeznünk arról, amit a neminvertáló erősítő fizikai működésénél alapvető fontosságú tényként említettünk: vezérlés közben a műveleti erősítő gyakorlatilag a bemeneti feszültséggel azonos közös módusú feszültséget kap /hiszen a két bemenet egyszerre "vándorol"/. A közös módusú feszültséget az erősítőnek nem volna szabad erő-

sítenie, a valóságban azonban a közös jel, ha kismértékben is, de befolyásolja a működést. A közös módusú vezérlés ugyanis változtathatja /és változtatja/ az erősítő bemeneti ofszet feszültségét! Itt emlékeztetünk a műveleti erősítők egyik legfontosabb paraméterének, a közös módusú elnyomásnak, CMRR-nek definíójára: a CMRR a bemeneti feszültség /vezérlési/ tartomány és az ezen tartományon belüli maximális ofszet feszültség változás hányszáma. Ezt a katalógusban megadott - látszólag talán indokolatlanul körülményesnek ható - definiciót most értelmezhetjük fizikailag igazán, érthetjük meg tartalmát. Ha ugyanis nem invertáló visszacsatolt erősítőket a bemeneti jellel vezéreljük, emiatt a műveleti erősítő ezzel a bemeneti jellel azonos közös módusú feszültséget kap, akkor "menetközben" a vezérlési tartományban folytonosan változik ofszet feszültsége is. Zérus feszültségnél - tegyük fel - kiegyenlítettük az ofszet feszültséget, de egy adott bemeneti feszültségnél, ha kismértékben is, de megváltozik. Az eltérés hibajelként jelentkezik, nem különíthető el a "hasznos" bemeneti jeltől, és íly módon rontja az erősítés pontosságát. Az így keletkező /bemenetre vonatkozatott/ relativ hiba egyenlő a vezérlés közben fellépő legnagyobb ofszet feszültség és az ezt okozó bemeneti jel viszonyával, vagyis végeredményben

$$\frac{1}{CMRR} - \text{rel.}$$

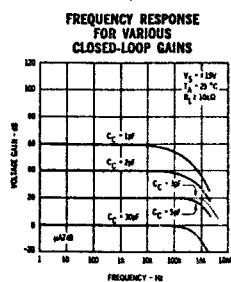
Ennél pontosabb erősítést nem tudunk elérni, bármilyen kis hiba is adódik az A_V/A_0 -ból - még ha az erősítőt $A_V=1$ -re csatoljuk is vissza /ez a "feszültség-követő", amelyre a fenti pontossági korlátozás megszívlelendő!/. Ez is az egyik oka annak, hogy a ma gyártott műveleti erősítőkkel a lehető legnagyobb CMRR-t igyekeznek elérni. Tudunk kell, hogy a FET-bemenetű erősítők CMRR-je általában kisebb, "kevésbé szeretik" a közös módusú jelét, mint a hasonló kategóriájú bipoláris erősítők. /Pl.: a

FET-bemenetű 740 C-re 80 dB-t, a bipoláris 741 C-re 90 dB-t, de a bipoláris, precíziós 725 C-re 120 dB-t adnak meg, mely utóbbi rendkívül nagy és figyelemre méltó érték! /

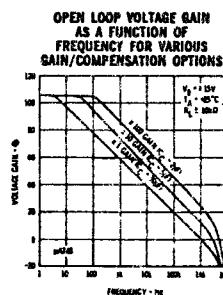
Érdemes megjegyezni, hogy a fent említetteken kívül erősítés-hibát okoz a műveleti erősítő véges bemeneti ellenállása és zérusnál nagyobb kimeneti ellenállása is, de ezek a hatások másodrendűek, a mai, jó paraméterű erősítőkből felépített áramkörökbén nem játszanak szerepet. A részleteket illetően a szakirodalomra [1] utalunk.

Az erősítésre és a többi erősítőjellemzőre nagy befolyással van a jelfrekvencia. Eddig, a működés vizsgálatakor DC, egyenfeszültség-vezérlőjelet feltételeztünk, illetve nagyon lassú jelváltozásokat. Sok olyan alkalmazás van a műszer-automatika iparban, ahol tényleg csak egyenfeszültséget, lassú jeleket kell erősíteni /érzékelőkhöz, mérőátalakítóhoz csatlakozó elektronikában/ rendszerint nagyon nagy pontossággal, szigorúan előírt DC jellemzőkkel. Vannak olyan helyek /pl. műszer-erősítők, analóg adatfeldolgozó egységek/ ahol váltakozó jelet ill. nagyobb frekvenciás komponenseket tartalmazó jelet kell erősítenünk, ilyenkor fontos jellemző a frekvenciamenet. A "standard" műveleti erősítők paraméterei a frekvencia növekedésével erősen romlanak /mivel alapvetően DC felhasználásra készültek/. "Nagyobb frekvenciákon" /ami lehet $n \cdot 10$ Hz ... $n \cdot 10$ kHz is!/ figyelmesen meg kell vizsgálnunk, hogy az adott erősítő mennyire felel meg céljainknak, mennyire teljesíti a pontossági követelményeket, A feszültségerősítést tekintve az előzőkben végzett pontossági becsléseink csak DC-n és nagyon kis frekvencián /1-2 Hz-en/ érvényesek. Például, ha egy 748 típusú IC felhasználásával készítünk egy 100-szoros visszacsatolt erősítőt, akkor - mint a 3.3. fejezetből tudjuk - a stabil működés érdekében frekvenciakompenzációra van szükség. A 748-at egyetlen - az erre a célra kivezetett pontokra helyezett - C_C kondenzátorral kell kompenzálnunk. A gyár által javasolt kapacitás ér-

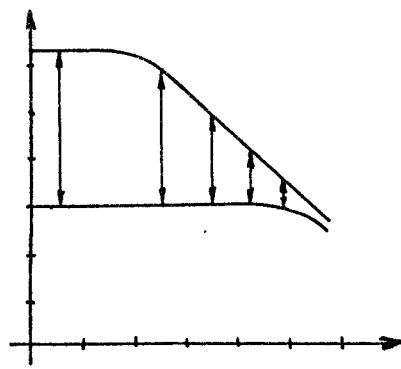
téket a katalógusban megadott "zárthurkú erősítés frekvenciamenet" /FREQUENCY RESPONSE FOR VARIOUS CLOSEDLOOP GAINS/ diagram-sorozatból tudhatjuk meg /5.5.a. ábra/. A 100-szoros,



a.



b.



c.

5.5. ábra

azaz 40 dB-es erősítés diagramja fölé 2 pF-ot írtak, ez szükséges ekkora erősítésnél a stabil működéshez. A diagramról mindenjárt leolvashatjuk, hogy ezzel a kompenzációval milyen lesz az erősítés frekvenciafüggése. A gyár megadja a különböző kompenzációkkal ellátott erősítő nyílthurkú erősítés frekvenciamenet diagram-sorozatát is /5.6.b. ábra/. Ebből látszik, mennyire "elromlik" az erősítő "eredeti" frekvenciamenete a kompenzáció miatt /akár 1-2 Hz-en is lehet a -3 dB-es határ/.

Nyilvánvaló, hogy a negatív visszacsatolt erősítő "erősítés tartaléka", a visszacsatolás mértéke: F a frekvencia növelésével egyre fogynak. Nagyságrendi becsléshez érdemes a nyílthurkú és zárthurkú diagramot "összerajzolni" /jelen példában a 100-szoros erősítéshez tartozó, 2 pF-dal paraméterezett diagramokat; 5.5.c. ábra/. Ebből látszik, hogy egyenáramon és egészen kis frekvenciánkon az erősítés-tartalék több, mint 60 dB, az elérhető pontosság ezrelék körüli. Az is látszik viszont, hogy már kb. 100 Hz-től kezdve a frekvencia növelésével F értéke egyre csökken, ezért a visszacsatolt erősítés pontossága itt már egyáltalán nem lesz ezrelékes, hanem néhány kHz-en legfeljebb % körüli, 10 kHz felett pedig már csak 10 %-os pontosságra számíthatunk. Az F csökkenés miatt minden olyan jellemző, amely a visszacsatolás következtében "F-szeresen megjavul" /bemeneti ellenállás, kimeneti ellenállás, torzítás, öregedéssel, tátpefeszültség-változással szembeni stabilitás, stb./ a frekvencia növekedésével szintén egyre kedvezőtlenebbül alakul, 100 kHz körül pedig közelít a nyílthurkú értékekhez. Arról sem szabad megfeledkeznünk, hogy a kompenzálástól függően a frekvencia növekedésével egyre csökken a kimeneten torzítatlanul kivehető jel amplitudója a slew-rate korlátozottsága miatt /a diagramot l. a 3.25.c. ábrán!/. Evvel a problémával a kompenzálásról szóló 3.3.2. fejezet foglalkozott részletesen - javasoljuk ennek újraolvasását, átismétlését, most már a "felhasználó szemszögéből"!

Eddig főleg a feszültségerősítéssel foglalkoztunk, a következőkben tekintsük át a neminvertáló erősítő többi fontos jellemzőjét is:

A bemeneti ellenállás a soros visszacsatolás miatt F -szeresre kellene, hogy növekedjen

$$R_{bev} = R_{be} \cdot F = R_{be} \cdot 1 + A_0 B /$$

"Egyszerű" bipoláris erősítőt /pl. 748-ast/ feltételezve, amelynek szimmetrikus bemeneti ellenállása 2 Mohm, és amellyel mondjuk 100-szoros erősítést állítunk be, és F-re az 5.5.c. diagramból kb. 65-70 dB értéket vehetünk alapul, így:

$$R_{bev} \approx R_{be} \cdot 3000 = 6000 \text{ Mohm} = 6 \text{ Gohm}$$

adódik. Kérdés, "hihető-e" ez az eredmény egy bipoláris /nem FET-bemenetű/ erősítőre? A válasz, amit műszaki érzékünk is sugall: nem valószínű, hogy ilyen nagy bemeneti ellenállása legyen egy valóságos bipoláris erősítőnek, bármennyire is vissza legyen csatolva. Akkor viszont nem érvényes a negatív visszacsatolásra vonatkozó elmélet? Természetesen érvényes, de jelen esetben figyelembe kell vennünk, hogy a kapcsolásban a műveleti erősítő közös módusú vezérlést kap és ezért a képletből bármekkora értéket is számolunk ki, a bemeneti ellenállást a műveleti erősítő közös módusú bemeneti ellenállása korlátozza. Mint tudjuk ez is igen nagy érték, de korántsem Gigaohm nagyságrendű; várható valóságos értékét a katalógusok általában nem adják meg. Körülbelül 10...100 Mohm-ra lehet számítani, ami már a gyakorlatban azt jelenti, hogy az erősítő nem terheli a vezérlő generátort. Figyelembe kell vennünk azt is, hogy bipoláris erősítők használatakor a generátor belső ellenállását korlátoznunk kell a bemeneten folyó áram miatt, és ehhez képest valóban elhanyagolható az R_{bev} terhelő hatása. A FET-bemenetű erősítőknél eszünkbe sem juthat R_{bev} elméleti értékével számolni, hiszen ezeknél R_{be} visszacsatolatlanul is olyan nagy /pl. a 740-re 1000000 Mohm: egymillió Megohm !/, hogy R_{bev} -re irreálisan nagy ellenállásértéket kapunk. Az esetek túlnyomó többségében a FET-erősítők dinamikus bemeneti ellenállását végtelen nagynak tekinthetjük. Nem feledkezhetünk meg azonban arról, hogy itt is folyhat bemeneti munkaponti áram, igaz hogy pA nagyságrendű, de a chip-hőmérséklet növekedésével exponenciál-

lisan növekszik, így 100 °C felett már igen csak "észrevehetővé" válhat! Vannak különleges helyek /pl. "lángör" erősítők, extrém nagy ellenállásokat mérő műszerek/, ahol már a "normál" FET bemenetű erősítő sem megfelelő, mert pl. csak fA / 10^{-15} A/ nagyságrendű bemeneti áramot "engedélyezünk".

"Finomításként" a bemeneti impedanciáról még a következőket kell megjegyeznünk:

- A műveleti erősítő "eredeti", szimmetrikus bemeneti ellenállása nagyobb frekvencián /több 10 kHz-en/ csökken, - így ott az "elvi érték" sem olyan nagy,
- Hasonlóan az erősítéshez, a bemeneti ellenállást "javító" F szorzó is rohamosan csökken a frekvencia növelésével - sokszor néhány 10 Hz-től, 100 Hz-től kezdve - a már ismert $A_o - A_v$ diagram szerint /5.5.c. ábra/, tehát a bemeneti ellenállás közelít az "eredeti" /egyébként is csökkenő/ vissza-csatolatlan értékhez,
- A bemeneti impedanciába bele kell számítanunk a bemeneti kapacitást is. A mai erősítők bemeneti kapacitása nem nagyobb 1-2 pF-nél.

A kimeneti ellenállás a visszacsatolt erősítőre érvényes

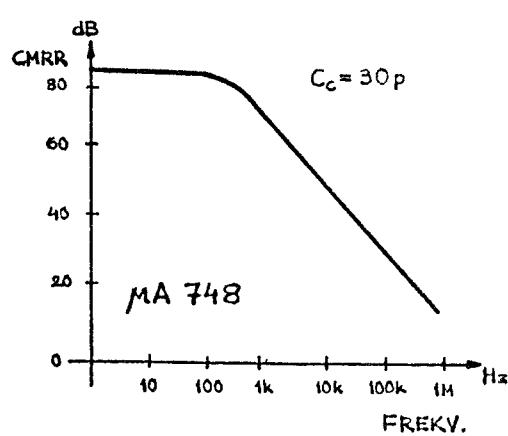
$$R_{kiv} = \frac{R_{ki}}{F} = \frac{R_{ki}}{1 + A_o B}$$

összefüggésből becsülhető. Mivel a korszerű erősítőkre R_{ki} nem nagyobb 100 ohm-nál, a visszacsatolt erősítők kimeneti ellenállása általában milliohm nagyságrendű, ami a gyakorlatban zérusnak tekinthető /sokszor a kimenettől a következő egységig menő jelvezeték és csatlakozások ellenállása nagyobb, mint a forrásellenállás - ezt a hatást is ki lehet iktatni megfelelő "remote sensing" áramköri technikával - l. később/.

A kimeneti ellenállás is frekvenciafüggő: a frekvencia nö-

vekedésével növekszik az "eredeti" R_{ki} is /általában több 10 kHz-től/, de ami ennél érezhetőbb hatású; az ismert módon csökken az F "tartalék" /sokszor néhány 10 Hz-től/ ezáltal R_{kiv} már a hangfrekvenciás tartományban erősen növekszik - a kimenet most már egyáltalán nem tekinthető "feszültséggenerátorosnak". Több száz kHz-es, MHz-es tartományban a kimenet sokszor már gyakorlatilag szakadássá válik, amit nagyon fontos tudnunk, mert egy rendszer zavarjel-érzékenysége szempontjából ennek döntő jelentősége van! Kis kimeneti ellenállás esetén ugyanis a kimenetre csatlakozó jelvezetékre induktív, kapacitív, átvettés, stb. útján jutó zavarjelek "rövidre záródnak" /az erősítő feszültséggenerátorként hajtja meg a vezetéket/. A nagyobb frekvenciás zavarjeleket azonban a megnövekedett kimeneti ellenállás egyre kevésbé sötöli, ezek tehát szinte akadálytalanul rájutnak a jelvezetékre /rádiófrekvenciás tartományban a helyzet olyan, mintha az erősítő-kimenet ott sem lenne!/.

A közös módusú elnyomási tényezőnek a neminvertáló visszacsatolt erősítő működésében - mint tudjuk - döntő jelentősége van. Éppen ezért nem szabad elfeledkeznünk arról, hogy a katalógusban megadott /gyakran igen kedvező/ CMRR érték csak DC-re



5.6. ábra

ill. egészen kis frekvenciákra érvényes. A frekvencia növelésével - hasonlóan a feszültségerősítéshez - a CMRR is csökken egy adott határfrekvenciától kezdve -20 dB/dekád meredekséggel. A CMRR frekvenciafüggését gyakran megadják a katalógusokban, diagram formájában /mint pl. a 748-as erősítőre, l. az 5.6. ábrát/, de ha nem is adják meg, a CMRR

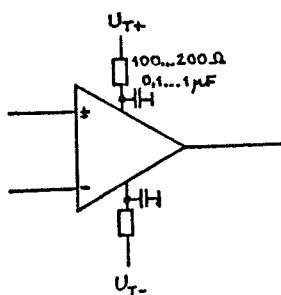
nagyobb frekvencián bekövetkező csökkenését sohasem szabad figyelmen kívül hagynunk. Magától értetődő például, hogy amikor az erősítéshibát becsüljük, akkor F csökkenése mellett járulékos hibát okozó tényezőként a CMRR csökkenését is figyelembe kell vennünk /és hasonlóan kell eljárnunk a bemeneti ellenállás vizsgálatakor is, stb./. Sokszor üzemelnek műveleti erősítők olyan kapcsolásokban, amelyekben a zavaró jelek mindenkor egyszerre vezérlik. Ezeket a zavarjeleket az erősítők - nagy közös módusú elnyomásnak köszönhetően - "elnyomják". Itt is számolnunk kell azzal, hogy ez a zavarelnyomás DC-n és kisfrekvencián hatásos, a zavarjel-frekvencia növekedésével a viszonyok kedvezőtlenebbé válnak!

/Megjegyzés: Az analóg és digitális ill. lineáris és kapcsoló áramkörök közötti "határterület" képviselői az INTERFACE áramkörök, amelyek között találhatók olyan vonalvező típusok, amelyek szimmetrikus bemenetűek és a zavarjelek jó elnyomása érdekében igen nagy a CMRR-jük. Lényeges különbség a műveleti erősítőkhöz képest az, hogy ezt a CMRR-t egészen nagy - MHz nagyságrendű - frekvenciákon is megtartják!/

A tápfeszültség elnyomási tényező /SVRR/, amelyik megmutatja, hogy 1 V tápfeszültség változás hányszázalékban bemeneti /ofszet/ változást okoz, szintén hatást gyakorol az erősítő pontosságára /a 748-ra tipikus érték: 30 uV/V /. Ennek alapján dönthetjük el, hogy az adott célra készült erősítőhöz mennyire stabil tápforrásra van szükségünk./Sokszor felbukkanó tévhít, hogy a műveleti erősítő "kényes, érzékeny" áramkör, ezért csak stabilizált tápforrásról üzemeltethető. Éppen a katalógusokban megalapozott általában jó SVRR értékek győzhettek meg bennünket arról, hogy a mai erősítők a tápfeszültség-változásokra kevésbé érzékenyek illetve, hogy mindenkor az adott feladat dönti el a tápstabilitás igényt!/ Itt sem szabad szem elől tévesztenünk, hogy a megadott SVRR csak a tápfeszültség lassú változásaira érvényes.

nyes /pl. a hálózati egyenirányítás ill. szűrés után megmaradó

50 Hz-es vagy 100 Hz-es "brumm" feszültségre /!. A gyorsabb változások /a tágvezetékek által "felszedett" zavarjelek/ jobban hatnak az erősítőre; minél nagyobb a változás frekvenciája, annál rosszabb lesz az SVRR érték. Ezért a nagyobb frekvenciás zavarjeleket az erősítő tágvezetékkébe beiktatott kondenzátorral, vagy



5.7. ábra

RC taggal célszerű kiszűrni /3.28.a. és 5.7. ábra/.

A torzítás szinuszfeszültség vezérlés esetén elvileg szintén a visszacsatolás mértékében csökken:

$$k_v = \frac{k}{F} = \frac{k}{1 + A_o B}$$

de az eddigiek alapján belátható, hogy k_v valóságos értéke "közönséges" műveleti erősítős kapcsolásokra már a hangfrekvenciás tartományban ennél nagyobb lesz, mivel:

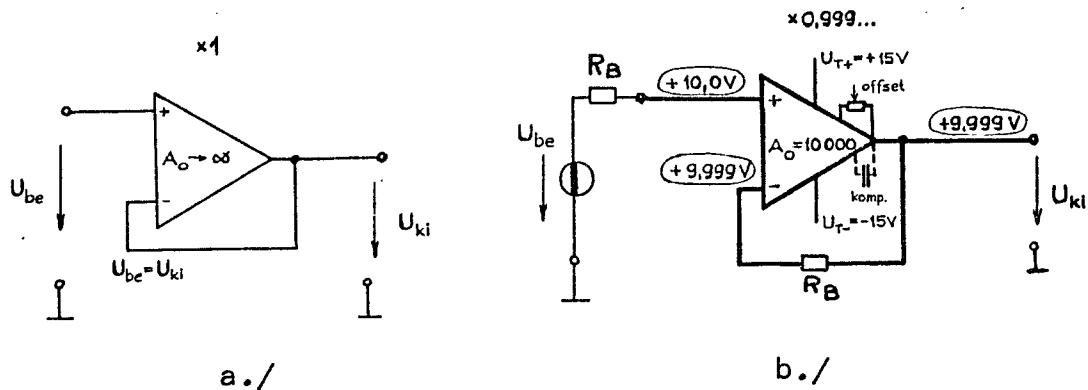
- A műveleti erősítő véges CMRR-je miatt az invertáló bemenet feszültsége nem követi egészen pontosan a neminvertáló bemenet feszültségét. Ráadásul a CMRR a frekvencia növekedésével csökken, ezért a 'követési hiba' egyre nagyobb lesz.
- Az erősítéstartalék: F már kis frekvencián csökkenni kezd.
- Nagyobb mértékű /nagyjelű/ vezérlésnél, nagyobb frekvenciákon - ahogy ez szintén ismert - a slew-rate korlátozza a kiemelni jelváltozási sebességet, emiatt keletkezik igen nagy, képletben általában nem kifejezetten torzítás /l. a 3.25.a. ábrát és a 3.3.2.b. fejezetet!/.

A valóságos műveleti erősítővel felépített neminvertáló erősítő működésének tárgyalását a legfontosabb jellemzők átte-

kintésével nem zártuk le. A katalógusok még sok olyan jellemzőt, diagramot megadnak, amelyet célszerű tanulmányozni, értelmezni és hatását az éppen analizált áramkörre megvizsgálni azért, hogy ezek alapján ki tudjuk választani a feladatnak leginkább megfelelő tipust és áramkört. Sok részletkérdésről, tudnivalóról még a következőkben lesz szó.

5.1.2. Feszültségkövető, egyszeres erősítő /voltage-follower/

Szintén nem invertáló, csak $A_v=1$ -re, azaz "teljes mértékben visszacsatolt" kapcsolás: a kimeneti feszültséget leosztás nélkül / $R_1=R_2$ nélkül/ vezetjük vissza az invertáló bemenetre /5.8.a. ábra/. Ideális erősítőt feltételezve a negatív vissza-



5.8. ábra

csatolás miatt a kimeneti feszültségnek pontosan meg kell egyeznie a bemeneti feszültséggel, hiszen ha a legkisebb mértékben is "elmarad tőle", akkor emiatt az erősítő bemenetén jelentkező hibafeszültség /végtelen/ nagy erősítéssel "felerő-södve" azonnal beállítja a kimenet feszültségét, a helyes, bemeneti értékre. A kimenet "kénytelen" egészen pontosan követni a bemenetet, ezért nevezük követőnek. Az 5.8.b. ábra egy "valóságos" követő erősítő kapcsoláson mutatja be a valóságos viszonyokat. Gondoskodnunk kell a tápfeszültségekről, az ofszet

feszültség lehető leg pontosabb kiegyenlítéséről, és ha a vezérlő generátor egyenáramú belső ellenállása nem zérus /nem elhanyagolhatóan kicsi/, akkor a bemeneti áramok okozta összet hiba csökkentésére az invertáló ágba is azonos soros ellenállást / R_B / célszerű elhelyeznünk. Az erősítés pontosságára, a jellemzők alakulására, frekvenciafüggésére ugyanazok érvényesek, mint a nem invertáló erősítő esetén, hiszen a követő erősítő a nem invertáló erősítő speciális esete, amikor $A_V=1$. Azt kell csupán belátnunk, hogy mivel $A_V=1$, a "tartalék": F gyakorlatilag egyenlő a nyílthurkú erősítéssel, vagyis a lehető leg nagyobb értékű, ezért a követő erősítő legtöbb jellemzője a lehető leg kedvezőbben alakul:

- Az erősítés pontossága igen nagy. Az 5.8.b. ábrán a potenciálviszonyokat +10 V-os bemeneti feszültség esetére rajzoltuk fel 10000-szeres nyílthurkú erősítést feltételezve; az erősítéshiba $1/10000 = 0,01\%$, nagyon kis érték. A bemenetre nagy, 10 V nagyságrendű feszültséget adhatunk; túlvezérlés, jelatorzulás mindaddig nem lép fel, amíg nem haladjuk túl a kimenetre vagy a bemenetre megengedett feszültség-tartamnyt. Mivel a mai erősítők A_0 -ja 10^6 nagyságrendű, a pontosságot alapvetően a közös módusú elnyomás korlátozza, a-hogyan ezt már a nem invertáló erősítőnél megállapítottuk. Ez a követő erősítőre fokozottan érvényes, mivel az alkalmazási esetek nagy részében valóban több Volt, több 10 V jelfeszültségek is előfordulnak, ekkora közös módusú jelet pedig az erősítők sokszor nehezebben tudnak feldolgozni /különösen a FET-bemenetűek/.
- A bemeneti ellenállás igen nagy, természetesen - mint tudjuk - nem az F -ből számítható elvi érték, hanem gyakorlatilag egyenlő a közös módusú bemeneti ellenállással /bipoláris erősítőknél $n \cdot 100$ Mohm, FET-bemenetű erősítőknél T ohm nagyságrendű/.

- A kimeneti ellenállás igen kicsi. Az erősítő-kimenet /legálábbis azon a ponton, ahol a visszacsatoló vezeték csatlakozik/ gyakorlatilag feszültséggenerátornak tekinthető /természetesen adott terhelőáram-határig/.
- A torzítás igen kicsi, még nagy amplitudójú bemeneti jelre is /éppen a nagy pontosságú erősítésnek köszönhetően/ - korlátot a CMRR szab.

A műveleti erősítöt 0 dB-hez tartozó frekvenciakompenzációval kell ellátnunk: ez a "legerősebb" kompenzáció, ez "teszi tökre" legjobban a nyílthurkú frekvenciamenetet, viszi legalacsonyabbra /sokszor 1-2 Hz-re, de van, amikor 0,1-0,2 Hz-re!/ határfrekvenciáját, korlátozza legalacsonyabb értékre a slew-rate-et, és végül ez csökkenti legalacsonyabbra a kivezérelhetőség határfrekvenciáját /l. a 3.25.c. és az 5.5. ábrát!/. Az "erőteljes" negativ visszacsatolás miatt tehát kénytelenek vagyunk a stabil, gerjedésmentes működés érdekében "erőteljesen" kompenzálni, elrontva ezzel a dinamikus jellemzőket - így az l-re visszacsatolás "jótékony" hatása nem érvényesülhet, sőt ami a slew-rate-et illeti ez az egyszeres erősítőnél a legrosszabb /legtöbbször 0,5-1 V/us "közönséges" erősítőkre/. Vannak olyan műveleti erősítő típusok, amelyeket belső /0 dB-es zárthurkú erősítéshez tartozó/ kompenzációval láttak el, éppen - többek között - követő felhasználásra. Univerzális célra érdemes ilyenneket beépítenünk.

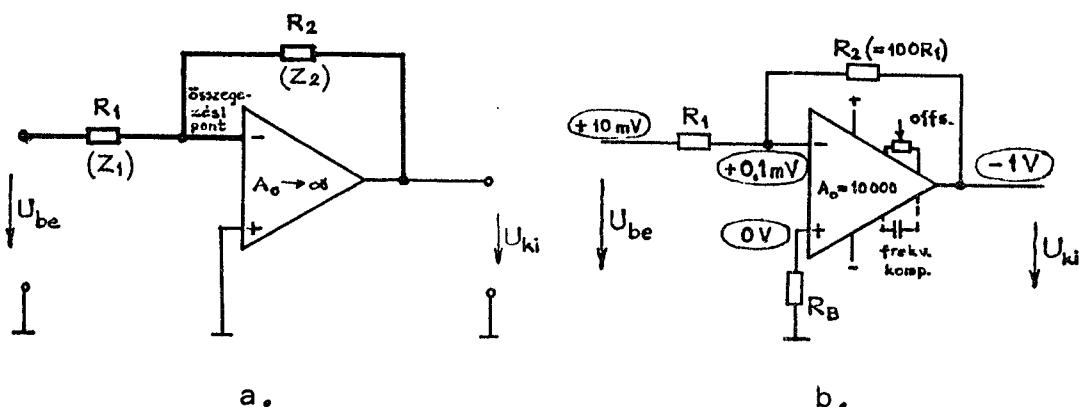
A követő erősítő az elektronikában igen gyakran előforduló építőelem; ott, ahol valamely jelforrást nem szabad terhelnünk, illesztési célra "közbeiktatunk" egy követőt, ez a jelet nem torzítja, de kimenetét már terhelhetjük. /Jegyezzük azért meg, hogy a követő - egyszeres erősítéssel ugyan, de - "hozzáadja" saját öfszet feszültségét a jelhez, ami DC felhasználásnál hibaforrás lehet, járulékos driftet okozhat. Arról sem szabad elfeledkeznünk, hogy ha bipoláris típust alkalmazunk akkor a jelforráson, generátoron átfolyik az erősítő bemeneti munkaponti

árama, ami szintén hibát okozhat./ Illesztési, elválasztási, "impedancia transzformációs" feladatok ellátásán kívül követőt, 1-szeres erősítőt használnak még pl. analóg kapcsoló áramkörökben "utáhnúzási" célokra, aktív szűrőkapcsolásokban stb. /lásd az ide vonatkozó fejezeteket!/. .

5.1.3. Invertáló, fázisfordító erősítő

Az invertáló erősítő alapkapcsolásban a neminvertáló $/+$ / bemenetet 0 V-ra kötjük, és az invertáló $/-$ / bemenetre, mint "összegezési pontra" kétféle jelet vezetünk: a bemeneti jelet egy soros ellenálláson /általánosságban impedancián/ keresztül, valamint a kimeneti jelet egy másik soros ellenálláson /impedancián/ keresztül /5.9.a. ábra/. Igy jön létre a műveleti erősítős áramkörök jellegzetes "műveleti kapcsolás"-a. /A "műve-

$\times 100$



5.9. ábra

leti kapcsolás" hasonló a párhuzamos negatív feszültség-visszacsatolt erősítő kapcsolásra, de a bemeneti jel útjába soros ellenállást helyezünk el./ Ideális erősítőt feltételezve a negatív visszacsatolás következtében a rendszer "arra törekszik", hogy az invertáló bemeneten a feszültség mindenkor zérus legyen. Ha ugyanis ettől bármely okból eltér - például vezérlés hatására, kimeneti terhelés hatására - akkor ez a hibafeszült-

ség /végtelen/ nagy erősítéssel azonnal úgy vezérli a kimenetet, hogy az egyensúly helyreálljon, azaz a két bemenet közti feszültség eltűnjön. A kimenet tehát "kénytelen arra a feszültségre beállni", amellyel az invertáló bemenet 0 V-ját fenn tudja tartani. Ha a bemenetet U_{be} -vel vezéreljük, akkor U_{ki} ellenkező polaritással $R_2 - R_1$ arányában úgy áll be, hogy "ellensúlyozza" U_{be} hatását és az eredő feszültség az invertáló bemeneten végülis zérus legyen. Ennek a feltételnek az alapján írtuk fel a 3. fejezetben az ideális esetre a feszültségerősítés értékét:

$$A_V = - \frac{R_2}{R_1}$$

Mivel vezérlés közben az invertáló bemenet, az összegezési pont 0 V-on marad /hiszen ezt "figyeli" az erősítő/, ezért "virtuális földpont"-nak tekintjük. Azért virtuális, látszólagos ez a földpont, mert működés közben állandóan 0 V-on, azaz földpotenciálon van, de ez a 0 V eredőként, a negatív visszacsatolás következtében, dinamikus egyensúlyi állapotként alakul ki. /Ezt a pontot tehát - annak ellenére, hogy 0 V-on van - hiba lenne egy huzallal "leföldelni", összekötni a földdel, hiszen így építen az egyensúlyt létrehozó vezérlési mechanizmus működését szüntetnénk meg./

A valóságban, főként a műveleti erősítő véges erősítése miatt, az ideálishez képest kis eltéréssel megy végbe a jelerősítés folyamata. Vegyük példának az 5.9.b. ábra "valóságos" kapcsolását /tápfeszültség-csatlakozásokkal öfszet állítással, R_B -vel, frekvencia-kompenzációval kiegészítve/. Az erősítést $R_1 - R_2$ -vel 100-ra állítottuk be, és a bemenetre pl. +10 mV-os vezérlő feszültséget adunk. A kimeneten -1 V felerősített jel keletkezik, ehhez viszont $A_o = 10000$ -et feltételezve a műveleti erősítő bemenetén $1 V/10000 = 0,1 mV$ "hibajel" tartozik. Ahhoz tehát, hogy a kimeneten feszültség jelenjen meg, a valóságban

a "virtuális földponton" egy egészen kis hiba /vezérlő/ feszültségnek kell fellépnie. Ez szükséges ahhoz, hogy a fent ismertetett "egyensúlyozó mechanizmus" egyáltalában működjön. Jelenlegi példánkban az erősítésben ez kb. 1 % relativ hibát okoz. Az erősítéshiba általánosságban ennél az elrendezésnél is:

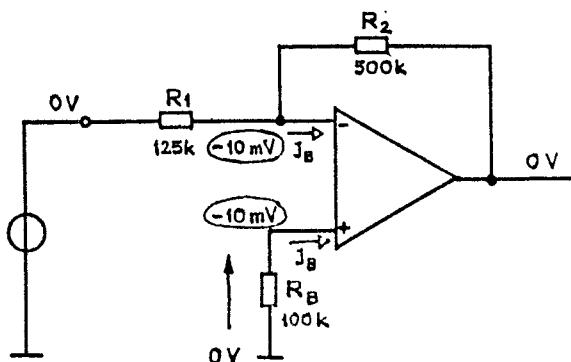
$$h = \frac{1}{F}, \text{ ahol } F = \frac{A_o}{A_v}$$

Hibát okoz ezenkívül a műveleti erősítő véges bemeneti ellenállása is, de ez a komponens a ma használatos erősítőkre általában elhanyagolható /részleteket lásd a szakirodalomban [1]/.

Nagyon lényeges azt észrevennünk viszont, hogy - szemben a neminvertáló erősítővel - az invertáló kapcsolásban működő műveleti erősítő nem kap közös módusú vezérlést! Íly módon az ebből eredő pontossági korlát az invertáló erősítőre nem vonatkozik. A közös módusú jelet kevésbé türő erősítőket /pl. a FET-bemenetű tipusok egy részét/ célszerű invertáló elrendezésben működtetni /így viszont éppen az extrém nagy bemeneti ellenállás megvalósításától esünk el, l. a bemeneti ellenállásról szóló részt!/.

A valóságos erősítő 5.9.b. ábrán vázolt munkapontbeállítási viszonyait még érdemes pontosabban megvizsgálni. A neminvertáló bemenet potenciálját 0 V-nak, az invertálóét +0,1 mV-nak jelöltük a példa-kapcsolásban. Ez a valóságos helyzetet csak akkor közelíti meg, ha a műveleti erősítő bemeneti /bázis ill. bias/ árama gyakorlatilag zérus. A legtöbb erősítő bemeneti árama egyáltalán nem zérus, különösen, ha bipoláris típusról van szó, ahol 1 nA ... 100 nA /esetleg uA/ nagyságrendű is lehet. A bemeneti áram - mint tudjuk - a külső áramkörön, jelen esetben ellenálláshálózaton folyik át, és azon Ohm törvénye szerint feszültséget hoz létre. Ha a külső áramkör ellenállásai viszonylag nagyok, akkor a létrejövő hibafeszültségek is

észrevehetőkké válnak. Az 5.10. ábrán ennek a bipoláris erősítőnek a valóságos potenciálviszonyait láthatjuk, amelynek be-



5.10. ábra

menneti árama 100 nA, és amellyel $A_V = 4$ -es erősítést állítottunk be. Az ellenállásértékekből látszik, hogy betartottuk az alapvető szabályt:

$$R_1 \times R_2 = R_B / = 100k/$$

Mindkét bemenet 100 kohmos /eredő/ ellenálláson keresztül kapja munkaponti áramát

/hiszen az invertáló bemenet árama nem csak R_1 -en vagy R_2 -n folyik, hanem e kettő eredőjén; ez a bemenet egy $R_1 \times R_2$ belső ellenállású Thevenin generátort "lát"//. A soros ellenálláson minden oldalon /ideálisan szimmetrikus: zérus ofszet áramú és ofszet feszültségű erősítőt feltételezve/

$$I_B \cdot R_B = 100 \text{ nA} \cdot 100 \text{ k} = 10 \text{ mV}$$

feszültség jön létre, vagyis a műveleti erősítő bemeneti pontjain -10 mV van jelen 0 V helyett. Ez működés közben nem okoz hibát, hiszen minden bemeneten egyforma feszültség-eltolódás keletkezett, és a működésben az eltérés az ideálishez képest annyi, hogy minden egyéb feszültség 0 V helyett -10 mV-ra szuperponálódik. Probléma csak akkor van, ha a két bemeneten nem egyforma feszültség-eltolódás keletkezik - vagy a forrás-ellenállások egyenlőtlensége miatt, vagy a bemeneti áramok eltérése, az ofszet áram miatt. Ezek az üzemi ofszet feszültség olyan komponensei, amelyeket ki kell egyenlítenünk /l. a 3.2. fejezetet a műveleti erősítők munkapontbeállításáról!/. A feszültség-eltolódás tényét mindenkor szem előtt kell tartanunk,

függetlenül attól, hogy adott erősítő tipusra ez kisebb vagy nagyobb, mert így tudjuk csak a különböző kapcsolások potenciál-viszonyait pontosan analizálni, és az áramkörök mérésekor /"élesztésekor"/, kezelésekor is segít bennünket a viszonyok pontos ismerete. Azt biztosan kimondhatjuk, hogy a feszültség-eltolódás minél kisebb, annál jobb, hiszen annál kisebb a járulékos öfszet feszültség keletkezésének a lehetősége. /Bipoláris erősítők alkalmazásakor ezért célszerű R_1 , R_2 , ill. R_B ellenállások értékét lehetőség szerint minél kisebbre választani, vagy pedig, ha ez nem lehetséges, akkor FET-bemenetű erősítőt beépíteni - csakhogy ezek öfszet feszültsége eredendően sokkal nagyobb a bipoláris tipusokénál. Mindig az adott feladat megoldásakor kell mérlegelni, hogy végülis melyik megoldás tesz jobban eleget az ellentétes kívánalmaknak.

Az invertáló erősítőről érdemes megjegyezni, hogy vele 1-nél kisebb erősítést is elérhetünk /szemben a neminvertálóval, amelynek "teljesen visszacsatolt" változata, a követő, 1-szeres erősítésü/. Ha a visszacsatoló / R_2 / ellenállás kisebb a bemenetben lévő soros / R_1 / ellenállásnál, akkor A_V kisebb 1-nél. Más szóval az invertáló erősítőt "aktív osztó"-ként is használhatjuk. Egységnyi az erősítés abszolut értéke, ha $R_1=R_2$. Ez utóbbit csak akkor érdemes használni, ha fázisfordításra /-1-szeres szorzásra/ van szükség. Ha csak 1-szeres elválasztó fokozatra van szükségünk, akkor jobb a követő, mert nem igényel pontos ellenállásokat /az invertáló erősítő két ellenállásának nagyon pontosan egyező értékűnek kell lennie, ha pontosan -1-szeres erősítésre van szükségünk!/.

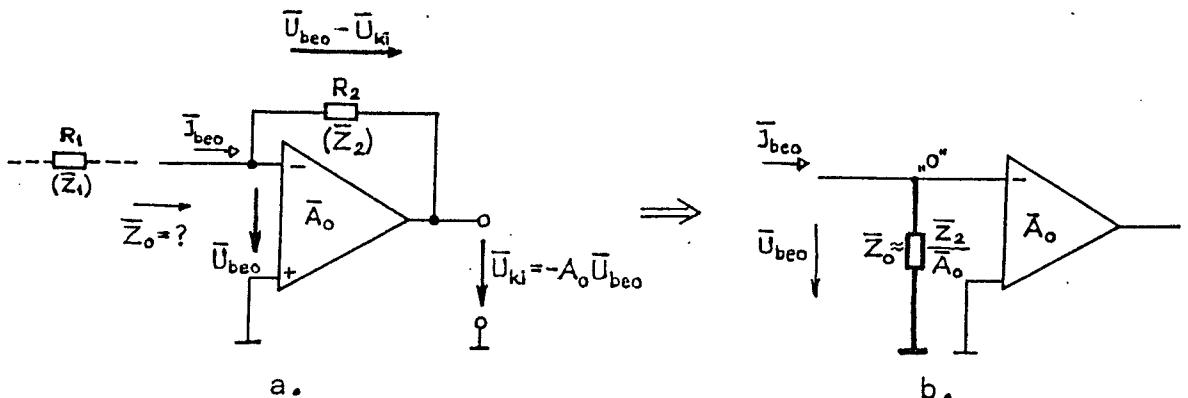
A bemeneti ellenállás értékét ideális esetre - és nem számottevő hibával a gyakorlati esetekre is - a virtuális föld jelenlétének figyelembevételével állapíthatjuk meg /l. az 5.9.a. ábrát!/. Az invertáló bemenet, összegezési pont /gyakorlatilag/ zérus potenciálú, ezen van az R_1 soros ellenállás egyik vége.

A másik vége U_{be} feszültségen van, vagyis végeredményben a bemeneti kapocs és a "föld" közé R_1 kapcsolódik, így a bemeneti ellenállás:

$$R_{be} \approx R_1$$

Ez általában - különösen bipoláris erősítők alkalmazásakor - kis érték /hiszen R_B értékét a járulékos ofszet minimalizálása érdekében a lehető legkisebbre kell korlátozni/. A viszonylag kis bemeneti ellenállás az invertáló kapcsolás hátrányos tulajdonsága.

Az invertáló műveleti kapcsolás fizikai működésének pontosabb megértése érdekében érdemes a virtuális földpont impedanciáját /közelítőleg/ meghatározni /tehát csak a visszacsatolt műveleti erősítő bemeneti impedanciáját R_1 nélkül/. Ez nem más, mint a már ismert "MILLER-hatás" következtében az erősítő bemenetén jelentkező "származtatott", "virtuális" impedancia: a kimenet és a fázisfordító bemenet között lévő im-



5.11. ábra

pedancia bemeneti kapcsokra transzformált értéke \bar{Z}_o . Kiszámításához meg kell határoznunk az adott erősítő-bemeneti feszültséghez tartozó áramot /bennünket a változások érdekelnek, célszerű ezért váltakozó, komplex feszültségekkel és áramokkal,

komplex impedanciával és erősítéssel számolni/. Az erősítő bemeneti áramát elhanyagoljuk, bemeneti impedanciáját végtelen nagynak tekintjük és a nyilthurkú erősítést vesszük figyelembe/. A \bar{Z}_2 -re felírt Ohm-törvény alapján:

$$\bar{I}_{\text{beo}} = \frac{\bar{U}_{\text{beo}} - (-\bar{A}_o \bar{U}_{\text{beo}})}{\bar{Z}_2} = \frac{(1 + \bar{A}_o) \bar{U}_{\text{beo}}}{\bar{Z}_2}$$

Ezzel a virtuális földponton megjelenő bemeneti impedancia:

$$\underline{\bar{Z}_o} = \frac{\bar{U}_{\text{beo}}}{\bar{I}_{\text{beo}}} = \frac{\bar{Z}_2}{1 + \bar{A}_o} \approx \underline{\underline{\frac{\bar{Z}_2}{\bar{A}_o}}}$$

Tehát a "visszacsatoló" \bar{Z}_2 impedancia a bemeneten sokkal kisebb A_o -adrésznyi impedanciaként jelenik meg. Mivel A_o értéke rendszerint igen nagy, a virtuális földpont impedanciája nagyon kicsi, rendszerint ohm nagyságrendű /Ha Z_2 helyében kapacitív elem van - ez a Miller kapacitás - akkor a bemeneten a fentiek értelmében A_o -szoros kapacitásérték "látszik"/. A virtuális földpont kis impedanciája mellett az erősítő paralell bemeneti ellenállása valóban végtelen nagynak tekinthető, ahogyan ezt kiindulásul feltételeztük, ezért ezzel általában nem számolunk. /A kis Z_o nem jelenti azt, hogy az erősítő a virtuális földpontra jutó zavarjelekre érzéketlen; minden ide kerülő jel Z_2 és a generátor belső impedanciája arányában erősítve megjelenik a kimeneten!/ A virtuális föld tehát az invertáló erősítő olyan, kis impedanciás null-pontja, ahol a bemeneti jel/ek/ és a visszacsatoló jel soros impedanciáin keresztül szállított áramok eredője zérus.

A kimeneti ellenállásra ugyanazok érvényesek, mint a nem-invertáló erősítőre, mivel most is feszültség-visszacsatolást létesítettünk; a csökkenés mértéke a visszacsatolás mértékének /F-nek/ megfelelő, ezért a gyakorlatban zérus kimeneti ellen-

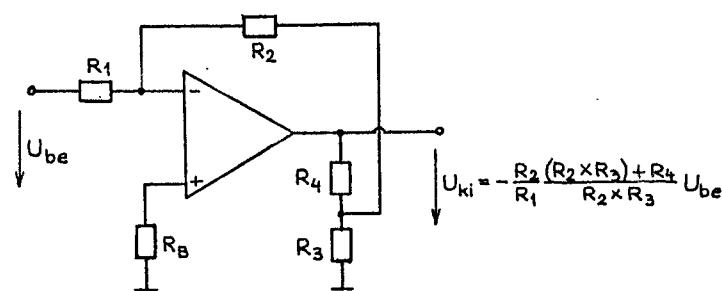
állással számolhatunk /lassú jelváltozásokra/.

A frekvenciafüggés jellege is azonos a neminvertáló kapcsoláséval /pl. a feszültségerősítést, egyéb jellemzők frekvenciafüggését, torzitást, a kivehető maximális feszültséget illetően, de pl. a közös módusú elnyomás frekvenciafüggésének most nincs gyakorlati jelentősége/. Frekvencia-kompenzációval is ugyanúgy el kell látnunk a visszacsatolt erősítőket /hacsak nem belső kompenzációval ellátott típust alkalmazunk/. A katalógusok - mint ahogyan erről már szó volt - megadják a javasolt kompenzáló elem-értékeket különböző zárthurkú erősítésekhez. Ezek a neminvertáló erősítőre vonatkoznak. Mivel az invertáló elrendezés erősítésének abszolut értéke ugyanolyan $R_1 = R_2$ érték mellett 1-el kevesebb, mint a neminvertálóé $A_v \text{ inv} = -\frac{R_2}{R_1}$; $A_v \text{ neminv} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$, adott kompenzációval az invertáló erősítő visszacsatolt erősítése 1-gyel kisebb lehet, mint a diagramokban megadott érték /pl. 5.5.a. ábra/. Ennek éppen az $A_v = 1$ körüli erősítésnél van jelentősége: "1-szeres kompenzációval" az invertáló erősítőt 1 alatti erősítéssel is stabilan működtethetjük /egészen 0-ig/. A -1-szeres invertáló erősítőt pedig csak "2-szeres /6 dB-es/ kompenzációval" kell ellátnunk, stb.

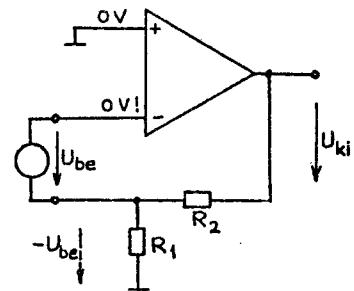
Belső kompenzációval ellátott erősítők alkalmazásáról érdemes megjegyeznünk, hogy /mivel ezeket 1-szeres neminvertáló erősítéshez kompenzálták/ éppen a fenti meggondolásból 1 alatti invertáló erősítés realizálásához /és különféle "műveleti kapcsolásokhoz"/ célszerü ilyen típusokat beépíteni. Egységnyi és annál nagyobb erősítéshez a belülről kompenzált erősítő frekvenciamenetét a szükségesnél jobban "elrontották", ezért a zárthurkú erősítés frekvenciamenete, a slew-rate és a kivehető maximális kimeneti feszültség kedvezőtlenebb lesz, mint ha hasonló típusú de kívülről megfelelően kompenzált műveleti erősítőt építettünk volna be.

A visszacsatolt invertáló erősítőt nemcsak az 5.9. ábrán

látható alapkapsolással valósíthatjuk meg, hanem - különösen nagyobb erősítés kivánalma esetén - az 5.12.a. ábrán látható elrendezéssel is. Mivel R_1 -et nem választhatjuk nagyon kis értékűre /kicsi lesz a bemeneti ellenállás/, extrém nagy R_2 -re lenne szükség az alapkapsolásban. A kimeneti feszültség leosztott értékét visszacsatolva, reális ellenállásértékek adódanak. Az 5.12.b. ábrán olyan invertáló erősítőt látunk, amelyek nagy a bemeneti ellenállása /valóban F-szeres értékre nö-



a.



5.12. ábra

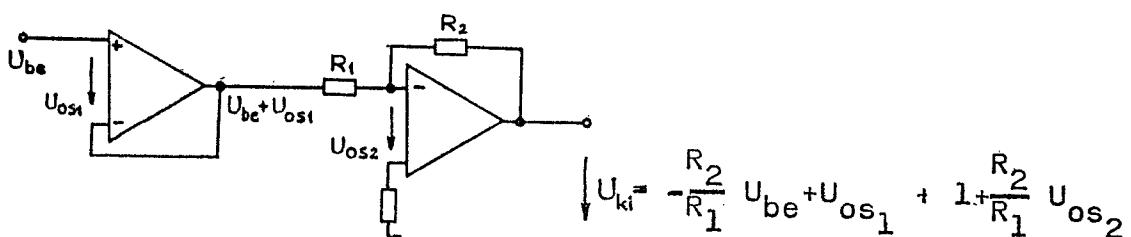
b.

vekedhet, nem korlátoz a közös módusú bemeneti ellenállás!/. Az erősítést annak alapján határozzák meg, hogy - mivel a neminvertáló bemenet földelt - a negatív visszacsatolás az invertáló bemeneten is 0 V-ot tart fenn. Ehhez viszont az kell, hogy az U_{be} feszültséget "kompenzáljuk", azaz R_1 -en $-U_{be}$ jöjjön létre; U_{ki} leosztott értékének tehát $-U_{be}$ -vel kell egyeznie:

$$U_{ki} \frac{\frac{R_1}{R_1 + R_2}}{} = -U_{be}; \text{ így } A_V = -1 + \frac{R_2}{R_1}$$

A kapcsolás egyedüli hátránya, hogy a vezérlő generátor nem földelhető össze az erősítő rendszer-földjével, de vannak helyek, ahol ez nem okoz problémát, vagy áthidalható /pl. külön tápfeszültség-ellátással/. Nagy bemeneti ellenállású fázisfordító erősítőt természetesen készíthetünk úgy is, hogy egy normál fázisfordító erősítő előtt egy követő erősítőt teszünk. Ennek

hátránya, hogy DC erősítéskor a követő ofszet hibája is fel-erősítve megjelenik a kimenetén /5.13. ábra/.

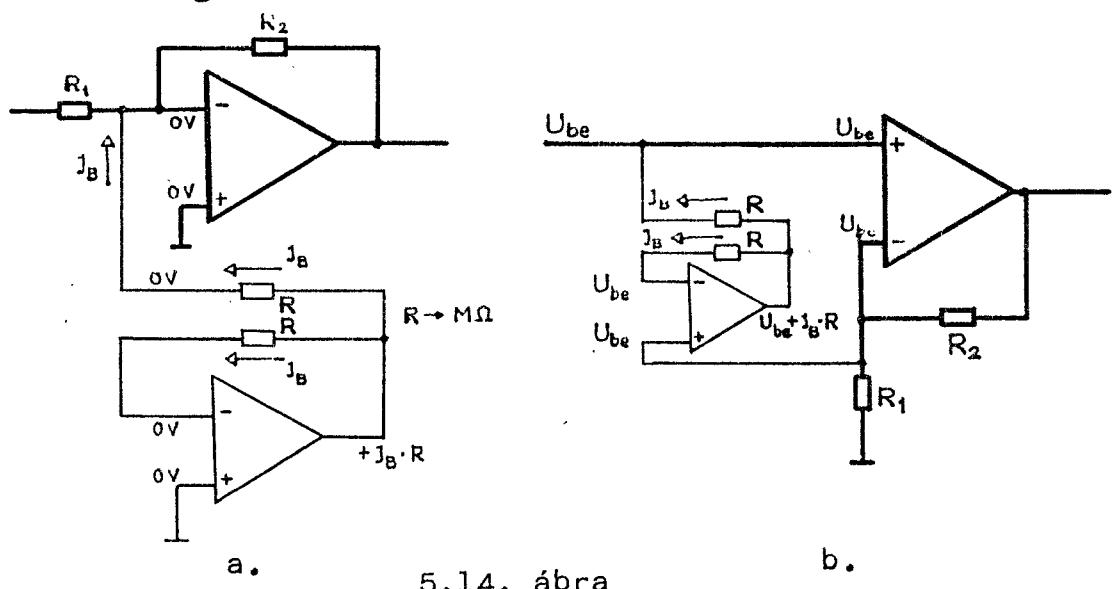


5.13. ábra

5.1.4. Kiegészítések, példák az alapkapsolásokhoz

Az erősítő típus kiválasztása az adott feladathoz az első teendő. Bipoláris, vagy FET-bemenetű erősítőt válasszunk? Különösen preciz, mérőkörökhez, mérőátalakítókhöz csatlakozó egyenfeszültség-erősítők esetében fontos ez a kérdés. Tudjuk, hogy a bipoláris erősítők bemeneti ofszet feszültsége 1-2 mV, az ofszet feszültség driftje 1-10 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ körüli, precizebb típusoké 1 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ alatti. A FET-bemenetű erősítők ofszet feszültség jellemzői általában rosszabbak, ofszet feszültségük nem ritkán több 10 mV is lehet, driftjük is több 10 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ általában. Ebből a szempontból - kis DC szintek erősítésére - a bipoláris erősítők előnyösebbek. Hátrányuk viszont, hogy bemeneti áramuk /bázisáramuk/ 100 nA, esetleg 10 nA nagyságrendű és ez a bázisáram átfolyik a mérőkörön /generátoron/, s annak belső ellenállásai hibafeszültséget hoz létre. Tudjuk, hogy ez kiegyenlíthető, ha gondoskodunk arról, hogy a műveleti erősítő minden bemenete azonos R_B ellenállást "lásson", de az ofszet áram ill. ennek driftje mindenkor hibát okoz. Külön kérdés, hogy mit tegyünk olyankor, ha a jelgenerátor belső ellenállása változó /az erősítőt időnként a rendszer különböző pontjaira kapcsoljuk/. A bipoláris erősítő bázisáramának zavaró hatását kiiktathatjuk,

ha ezt az áramot egy külön generátorral adjuk a bemenetre, lehetőleg ugyanolyan hőmérsékletfüggéssel, mint amilyen az erősítő bemeneti tranzisztorának hőfüggése. A 'bázisáram eliminálására' láttunk példát a 3.2.2. fejezetben a 3.16. ábrán, ahol egy "ellenállásos" PNP tranzisztor bázisárama szolgáltatta a bipoláris erősítő NPN bemeneti tranzisztorai számára a bázisáramot. Precízebb "bázisáram elimináló" kapcsolásokat látunk az 5.14. ábrán, ahol egy másik, hasonló erősítővel /vagy esetleg egy tokban lévő "párban lévő" másik erősítővel/ szolgáltatjuk a mérőerősítő bázisáramát. Az a. ábrán az invertáló erősítő kiegészítő kapcsolásában a "másik" erősítő kimenetén az I_B -nek megfelelő feszültség jön létre; mivel nem invertáló bemenete 0 V-on van, az invertálón is 0 V-nak kell lennie, viszont /az általában nagyra választott/ R-en keresztül folyó I_B miatt a kimeneten $I_B \cdot R$ -nek "kell lennie"/de itt már kis belső ellenállással.



5.14. ábra

lással, "feszültség-generátorosan"/. A segéderősítő kimenete és a mérőerősítő virtuális 0 pontja közé helyezett R - mivel rajta ugyanakkora a feszültség, mint a "másik" R-en - nyilvánvalóan ugyanakkora I_B bázisáramot szállít a bemenetre, mint

a "másik" I_B . Hasonló elven működik a neminvertáló erősítő bázisáram elimináló kapcsolása is, csak most a segéderősítő a bemeneti feszültséget követő visszacsatolási /kis-impedanciás/ contról veszi bemeneti feszültségét, ehhez képest tolódik el kimenetének feszültsége $I_B \cdot R$ -rel. A mérőerősítő bemenetére ezért az egyező R-en egyező I_B áram fog jutni /5.14.b. ábra/.

Azt, hogy a bementi áram mennyire zavaró, szükséges-e az eliminálása /ami sohasem teljesen precíz/ vagy nem, ezt mindenig a konkrét alkalmazás dönti el /egy mérőatalakító-híd vagy mérőellenállás gyakran 100 ohm, n•100 ohm belső ellenállású, illyenkor a bázisáram általában nem zavar/. Nagyon kis bemeneti áram követelmény esetében viszont FET-erősítőre van szükségünk, de akkor az ofszet feszültséggel kapcsolatban kell engedményeket tennünk /természetesen ma már kaphatók "II. generációs" FET-erősítők javított ofszet jellemzőkkel, de a bipolárist megközelítő típusok drágák/. Legnagyobb a probléma akkor, amikor a gyakorta változó /előre nem ismert/ mérőrendő generátor belső impedancia miatt bipoláris típus szóba sem jöhét, de kis /esetleg uV nagyságrendű/ DC jelet kell erősítenünk /tehát az ofszet driftre is szigorúak a követelmények/ - ez a helyzet pl. egy digitális feszültségmérő bemeneti erősítője esetében, de azt mondhatjuk, hogy a mai, preciz analóg rendszerek legtöbbjének esetében. Ilyenkor nem alkalmazhatók olcsó, "standard" típusok, hanem különleges /pl. szaggatós/ erősítők, ill. olyan megoldások, amelyek alkalmasak az ofszetek /és akár az erősítési hibák/ hatásának kiküszöbölésére /pl. mintavételek rendszerekben az automatikus nullázás: autozéro és az automatikus kalibrálás/. Ennek a technikának az alapjait az 5.5. fejezetben tárgyaljuk.

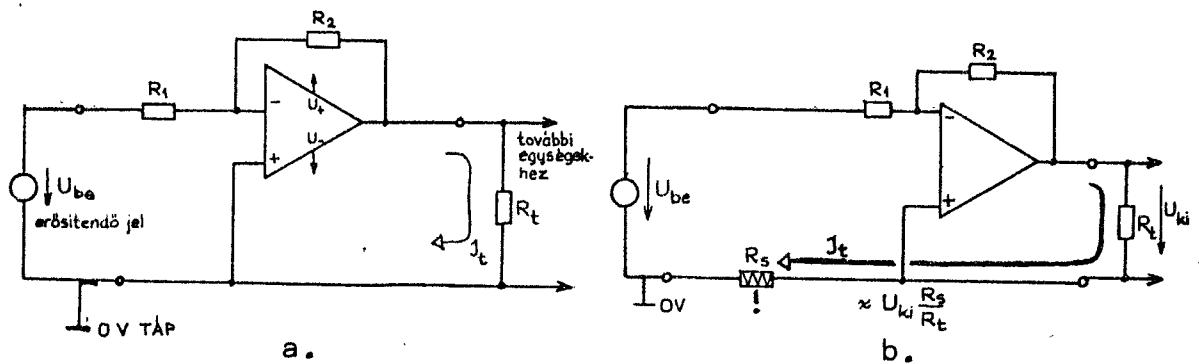
Az erősítő típus választásakor nem mindenlegfőbb szempont az, hogy az egyenáramú jellemzők mennyire jók, legfeljebb csak

a munkapont stabilitása szempontjából, mint pl. AC erősítők: előerősítők, korrekciós erősítők, aktiv szűrők, és egyéb AC műveleti egységek esetében. Ilyenkor inkább a zaj, a frekvenciamenet, kivezérelhetőség, a paraméterek frekvenciafüggése a lényeges. Meg kell mondanunk, hogy a "műveleti erősítők" szigorúan véve DC és kisfrekvenciás célra készülnek, a típusválaszték javarésze is ilyen, ezért szélessávú, sőt esetleg nagyfrekvenciás típusokat már nehezebben találunk /elfogadható áráért/. A "standard típusok" gyorsabb erősítő-változatai néhány 10 MHz-nél adnak egységnyi erősítést, és néhány 10 V/us slew-rate-et nyújtanak. Bizonyos alkalmazásokban a DC jellemzők is fontosak és ugyanakkor az erősítőnek gyors működésünek is kell lennie, ilyenkor meglehetősen 'kiélezett' a specifikáció, mint pl. a komparátorok nagy részénél, egyes analóg jelfeldolgozó egységek /pl. sample and hold = mintavező és tartó, gyors multiplexerek/ esetében. Ugyancsak "kiélezettek" az olyan szélessávú erősítőkre vonatkozó specifikációk, amelyeknek egészén kis /uV - mV/ feszültséget kell erősíteniük DC-től esetleg több 100 MHz-ig. Külön kategóriába tartoznak azok a /DC/ erősítők, amelyeknek bemeneti árama a FET-bemenetűknél is nagysárendekkel kisebb /"elektrométer"/ erősítők, a galvanométerek elektronikus megfelelői/ - ilyeneket is használ a műszerautomatika ipar. A felsorolt kategóriák tipikus alkalmazásai-val a későbbiekben foglalkozunk.

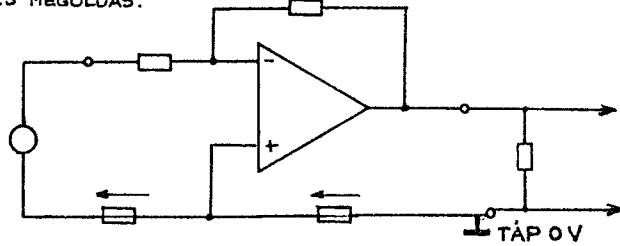
Gyakorlati megfontolások

Az eddigiekben minden az erősítők "elvi kapcsolási rajzát" ábrázoltuk, anélkül, hogy az alkatrészek tényleges összekötését, elrendezését közöltük volna. Pedig nagypontosságú áramkörök működését a huzalozás /árnyékolás/, az összekötések rendje erősen befolyásolhatja. Ezért néhány jelvezetéssel, földeléssel kapcsolatos elvet ismertetünk példaként.

A földelésnél, a földvezetékek elhelyezésénél, nyomtatott áramköri lapon történő vezetésénél általános tévedés, hogy a föld-huzal, fólia a forrasztásokkal és csatlakoztatásokkal együtt ekvípotenciális. Ez korántsem felel meg a valóságnak; minden húzal- és fólia-darabot, csatlakozást kis ellenállásnak kell tekintenünk. Nézzük például az 5.15. ábrá egyszerű invertáló kapcsolását! "Elvileg" semmi hibát nem találunk rajta; a generátor "0"-ja annak rendje-módja szerint le van földelve, s ez a födpont egyben a táp 0 V-ja is. Ha a valóságban



A HELYES MEGOLDÁS:



5.15. ábra

is így huzalozzuk a kapcsolást, amellyel nagypontosságú erősítést szeretnénk elérni, akkor nem várt hibás működést tapasztalhatunk. Ennek egyik oka, hogy az R_t terhelő ellenálláson átfolyó I_t terhelő áram az erősítő kimeneti fokozatából a tápföld felé folyik, és eközben átfolyik a bemeneti oldal földvezetékén is. Bármilyen kis ellenállású is az erősítő /neminv./ bemenete és a generátor közti földvezeték darab, valamint a csatlakozás ellenállása $/R_s/$, mindenkorban létrejön rajta valamennyi hibafeszültség, ami - mint az 5.15.b. ábrából látható -

á vezérlőjellél kapcsolódik sorba! Emiatt erősítési hibá keletkezik, amelynek nagysága természetesen alapvetően a terhelő ellenállástól /terhelőáramtól/ és a földvezeték-darab soros ellenállásától függ. A tényleges /hibás/ erősítés felírható, ha figyelembe vesszük, hogy a neminvertáló bemeneti pont most nem 0 V-on, hanem

$$I_t \cdot R_s = \frac{U_{ki}}{R_t} \cdot R_s$$

feszültségen van. Ez egyúttal a "virtuális nulla-pont" /invertáló bemenet/ feszültsége is, amelyre Millmann képletét legegyszerűbb felírni:

$$\frac{\frac{U_{ki}}{R_2} + \frac{U_{be}}{R_1}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = U_{ki} \frac{R_s}{R_t} .$$

Ebből U_{ki} és U_{be} viszonyát kifejezve, vagyis a tényleges erősítést /A'/ felírva az elvi $A_v = -R_2/R_1$ / érték felhasználásával a következő közelítő eredményt kapjuk:

$$A' \approx \frac{A_v}{1 + \frac{R_s}{R_t} A_v}$$

A nevezőben az "1" melletti tag mutat az elvi és a tényleges erősítés eltérésére. Például, ha $R_1=R_2$ -vel $A_v = -200$ -at szerettük volna beállítani, és tegyük fel a terhelő ellenállás $R_t = 500$ ohm, a földhuzal és a csatlakozás ellenállása 0,5 ohm, akkor a "hibás" erősítés:

$$A' \approx \frac{-200}{1 - \frac{0,5}{500} \cdot 200} \approx -250$$

lesz! A -200-as értékhez képest ez 25 % hibát jelent! Természetesen a helyzet javitható R_s csökkentésével /vastag vezeték, naponta tisztított csatlakozó/, de belátható, hogy drága ipari

berendezések pontos elektronikájában használt erősítőkre nem ez a helyes megoldás! Inkább célszerű átgondolni a jelvezetést és földelést; ha pl. az 5.15.c. ábra szerint csatlakoztatjuk a táp O V-ot, akkor nem keletkezik /észrevehető/ járulékos hiba /a kimeneti oldalon keletkező kis feszültség-hibákat általában nem vesszük figyelembe, hiszen ott már felerősített "nagy" jel van/. A bemeneti körbe helyes földelés esetén nem iktatódik be zavaró, járulékos vezérlőjel, mivel a jel föld és az erősítő /neminvertáló/ bemenet közötti vezetékdarabon keresztül nem folyik "nagy" áram /terhelőáram, tápáram/, a vezérlő generátor hidegpontja és az erősítő bemeneti pontja most már valóságban ekvipotenciális /az erősítő bemeneti áramát természetesen elhanyagoltuk/, vagyis ténylegesen a generátor földpontjáról "vesz mintát" az erősítő null-bemenete.

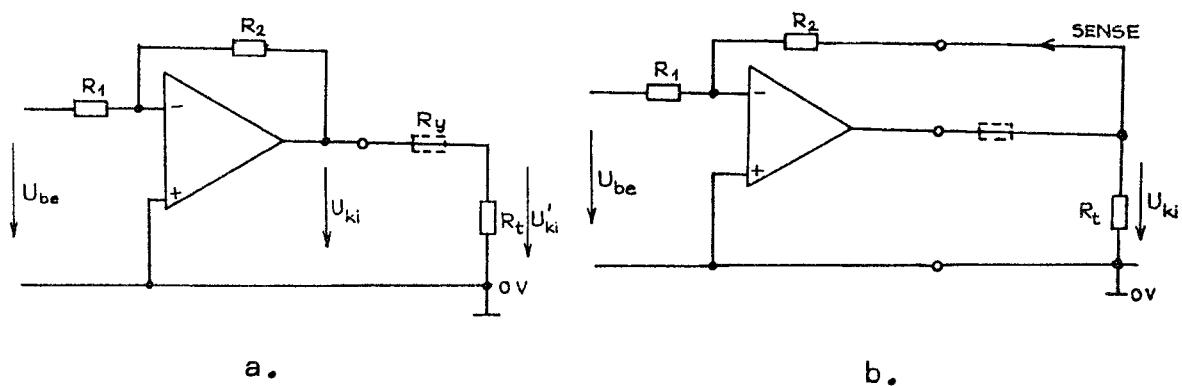
A helytelen földelés nemcsak erősítéshibát okozhat, hanem "idegen", zavarjelek bejutását és erősítését eredményezheti. Az 5.15.b. ábrára tekintve belátható, hogy szerencsétlen esetben, ha a kimenetre csatlakozó további egységek is innen kapják táp-földjüket és, ha ezek az egységek esetleg amper nagyságrendű, pulzáló áramot fogyasztanak /mint pl. a digitális áramkörök/, akkor az erősítőt többnyire a zavarjel vezérli, a bemeneti jelgenerátor nem is játszik szerepet / R_s zavarjel-generátorként működik/!

A jel földelés kialakításánál a fentiek figyelembe vételével minden arra kell törekednünk, hogy a vezérlő generátor hidegpontját és az erősítő null-bemenetét összekötő vezetéken keresztül semmiképpen ne folyjon át "máshová tartozó" áram /táp-, terhelő-, hidegítő kondenzátorokból eredő stb. áram/. Nem az a lényeg tehát, hogy "csillagpont" vagy egyéb elv szerinti földelést készítsünk, hanem, hogy a jelgenerátorok "nulláját" olyan vezeték szállítsa, amelyen nem, de még egy szakaszán sem folyik egy másik hurok árama! Az áramköri kártyák nyomtatott huzalozását úgy kell kialakítani, hogy a táp- és

egyéb nagyteljesítményű föld-zónáktól elszigetelve külön csíkokat kell kiképezni a jel-földek vezetésére, és ezeket egy adott ponton kell /a fenti megfontolások alapján az áramutak gondos mérlegelésével/ földelni.

Külön nehezíti a helyzetet, ha a jelgenerátor olyan helyen van, olyan körülmények között működik, ahol egyik vége jól-rosszul, de földelve van, és természetesen a terhelés a rendszer egy másik pontján jól-rosszul szintén földelt. A két földelési pont között akár a 220 V-ból származó igen nagy amplitudójú zavaró jelek is jelen lehetnek. A lehetséges megoldásokkal a 6.2. fejezetben foglalkozunk majd.

Hasonló jelvezetési probléma, bár a gyakorlatban ritkábban találkozunk vele /éppen ezért az elv a lényeges/ a negatív visszacsatolás huzalozásával kapcsolatos. Feszültségvisszacsatolt kapcsolásban a kimeneti, terhelésen lévő feszültséggel arányos jelet csatoljuk vissza - ez az 5.9. vagy az 5.15. ábrán teljesen rendben lévőnek látszik. Nagyobb terhelő áram /kis terhelő ellenállás/ és /vagy/ nagyon nagy pontossági igény esetén már számításba kell vennünk az erősítő kimenetétől a csatlakozási pontig menő vezeték /fólia/ soros ellenállását, a csatlakozó átmeneti ellenállását és a terheléshez menő /esetleg hosszú/ vezeték ellenállását is /5.16.a. ábra/. Ha az elvi rajz



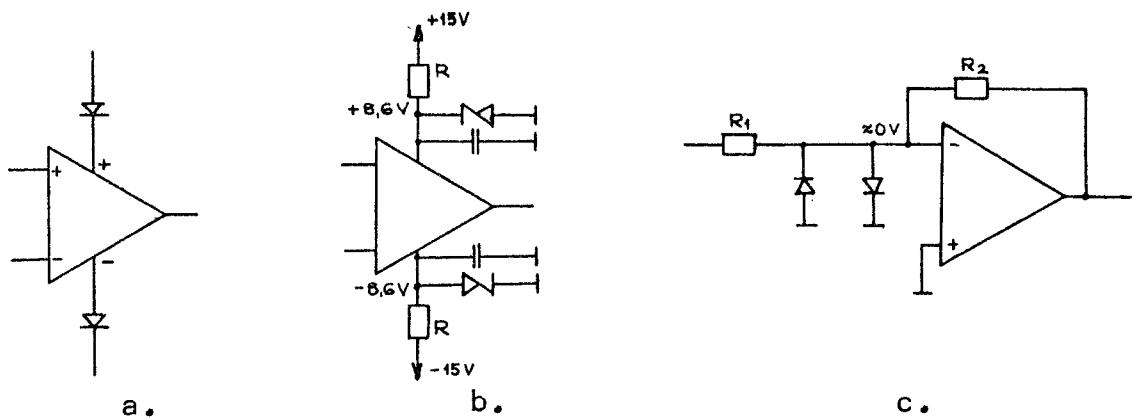
5.16. ábra

szerint közvetlenül az erősítő kimenetéről csatolunk vissza akkor, mivel ezt a feszültséget "ellenőrizzük", itt állítódik be nagy pontossággal a kimeneti feszültség / U_{ki} /, gyakorlatilag zérus kimeneti ellenállás mellett, és a terhelő ellenálláson a soros R_y miatt leosztódott "hibás" feszültséget kapunk / U'_{ki} /. Kézenfekvő, hogy a feszültségvisszacsatolást arról a pontról vegyük, ahol "felhasználjuk", ahol pontos értéket szereznénk kapni; vagyis R_t kapcsáról /5.16.b. ábra/. Ha R_t távolabb van, akkor külön visszacsatoló vezetéket viszünk ki R_t -re, amivel "érzékeljük" /és pontosan U_{ki} -re állítjuk a negativ visszacsatolás segítségével/ az ott lévő feszültséget. Az érzékelő vezeték ellenállása nem okoz számottevő hibát, hiszen rajta csak a visszacsatoló R_2 árama folyik. A távérzékelés /REMOTE SENSING/ módszerét különösen a nagyáramú feszültségstabilizátoroknál alkalmazzák gyakran /de végülis "kicsiben" ugyanezt valósítjuk meg, amikor egy "közönséges" kapcsolásban a terhelésen korlátozni akarjuk az áramot, és ezért egy kimenttel soros ellenállást iktatunk be úgy, hogy az erősítőt R_t -ről csatoljuk vissza, így a soros ellenállás "hurkon belül" van./

A földelés és jelvezetés alapvető tudnivalóival érdemes részletesen foglalkozni /és a későbbi fejezetekben ezt meg is tesszük/, mert hiába alkalmazunk ötletes, sokat igérő kapcsolásokat, ha működésüket lerontja, hatástalaná teszi valamilyen részproblémának tekintett, de végülis elvileg rossz összekötés, földelés, stb. Igen jó kapcsolásokat kézikönyvekben pl. [4] találhatunk, illetve ma, az LSI /nagymértékben integrált/ áramkörök korában készen, integrálva megkaphatunk [6], de ezek csak kifogástalan összekötésekkel, földelésekkel, átgondolt rendszerben működnek kellő precízitással. Az egész témá nemcsak a műveleti erősítők alkalmazásával, hanem általában elektramos készülékek építésével, telepítésével kapcsolatosan

tartalmaz fontos, követendő elveket.

Az erősítő védelmével kapcsolatos alapelveket a 3.4. fejezetben olvashattuk, most néhány gyakorlati, kiviteli kérdéssel foglalkozunk. Ipari körülmények között működő mérőerősítőket, műszer-erősítőket gyakran érhetnek olyan hatások, amelyek nemcsak működésükre hatnak, hanem tönkremenetelüket okozhatják. A táp-oldalról az erősítőt alapvetően két veszély fenyegeti: a tápvezetékek /+ és -/ felcserélése és a bekapcsoláskor, zavarjelek hatására keletkező tápfeszültség-tranziensek. Ha a táp fordított beköthetőségének a veszélye fennáll, akkor - mint az említett fejezetből tudjuk - a tápvezetékbe sorosan beiktatott diódák védhettek /5.17.a. ábra/. Az alsó dióda az integrált erősítő szubsztrát-diódájának kinyitását is megakadályozza /pl. a bemenet közös módusú negatív irányú túlvezérlése esetén lekapcsolja az IC negatív táp kivezetését/. A diódák nyitófeszültsége természetesen levonódik az eredeti tápfeszültségből, ami az erősítő stabil feszültséggel való ellátása szempontjából kedvezőtlen. A tápfeszültség-tranziensek



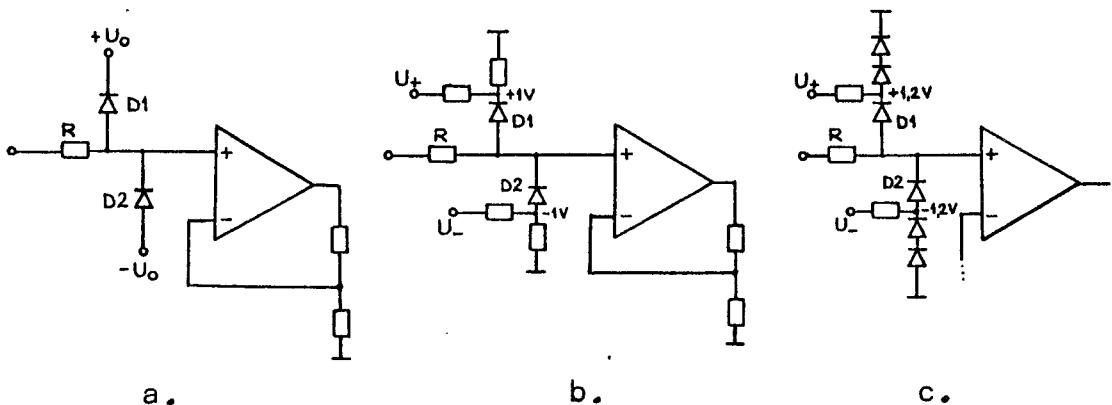
5.17. ábra

legegyeszerűbben Zener-diódákkal védhetők /b. ábra/. Kisjelű, előerősítők táp-védelmét és stabilizálását, a nagyjelű fokozatok visszahatásának kiszűrését egyszerre megoldhatjuk a Zener-diódákkal. A "fő tápfeszültség" /pl. 15 V/ minden válto-

zása gyakorlatilag hatástalan az erősítő táplálására /a soros R ellenállások esetleges fordított bekötés esetén is védenek, korlátozzák az áramot/. Hétrány, hogy kisebb tápfeszültségről működhet csak ez az áramkör, de ez kis jeleket erősítő, feldolgozó fokozatoknál nem okoz gondot.

A műveleti erősítők bemenetét kétféle túlfeszültségtől kell megvédenünk: a szimmetrikus /differenciális/ és a közös módusú olyan nagy feszültségektől, amelyek - tekintettel a bemeneti tranzisztorok precíz, szimmetrikus kivitelére - a megengedett értékek egész kis túllépésekor maradandóan lerontják a DC jellemzőket. Általában a szimmetrikus vezérlésre kisebb a megengedett tartomány, mint a közös módura. Különösen a régebbi típusok határadatainak a betartására kell ügyelnünk, újabb erősítőkre többnyire már csak az a korlátozás érvényes, hogy egyik bemenet feszültsége sem haladhatja túl a negativ vagy a pozitív tápfeszültséget. A szimmetrikus jelre hatásos védelem szokásos megoldását már láttuk a 3.4. fejezetben: a két műveleti erősítő-bemenet közé párhuzamosan két, ellentétes polaritású diódát helyezünk el. Ha a soros ellenállások elegendően nagyok ahhoz, hogy a fellépő legnagyobb túlfeszültség esetén se károsodjanak a diódák, akkor célszerű ezt a védelmet alkalmazni. A diódák az erősítő működését nem befolyásolják, hiszen a bemenetek között a feszültség gyakorlatilag 0 V "normál" üzemben, tehát a diódák nem nyitnak ki. Invertáló erősítőre ezt a védelmet az 5.17.c. ábrán vázoltuk; túlvezérlés esetén a bemenet feszültsége legfeljebb $\pm 0,6$ V körüli lehet /megj: A visszacsatolt erősítő virtuális földpontjának potenciálja csak akkor tér el 0 V-tól, ha az erősítőt túlvezéreltük, a kimenet nem követi - felerősítve - a bemeneti jelet, azaz torzít ; ilyenkor ugyanis R_2 már képtelen fenntartani a virtuális nullát, képtelen egyensúlyt tartani a bemeneti feszültséggel. A túlvezérlést, torzítást ennél fogva nagyon

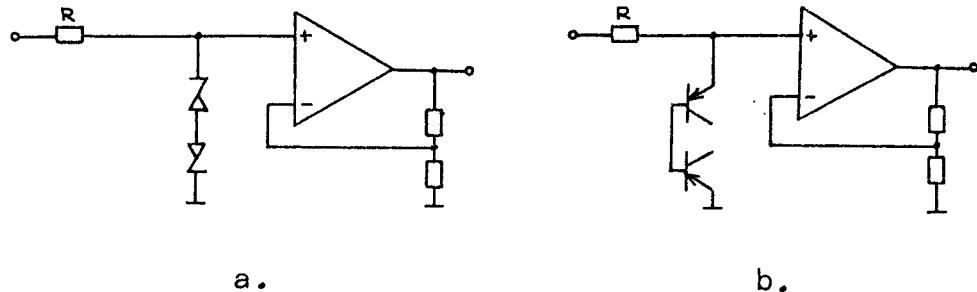
könnyű jelezni: olyan kiegészítő áramkört kell készítenünk, - akár a védődiódák helyére, átvéve természetesen a védelem szerepét is - amely figyeli, hogy eltér-e a virtuális földpont feszültsége 0 V -tól akár $0,1\text{--}0,2\text{ V}$ -tal is/. Mivel az invertáló erősítő közös módusú vezérlést nem kap, ez ellen a túlfeszült-ség ellen nem kell védenünk. A neminvertáló erősítő védelme valamivel nehezebb: ide nem megfelelő két paralell dióda, a bemeneten nem 0 V , hanem U_{be} van jelen és ezt nem söntölhet-jük diódával. A bemeneti ellenállás is igen nagy és ezt általában nem szívesen rontjuk le a védő hálózattal. A védelem megoldását befolyásolja az, hogy mekkora az erősítendő jel maximuma és, hogy nagy bemeneti ellenállást kell-e biztosita-nunk /mert pl. nagy a generátor belső ellenállása ill. pl. nagyimpedanciás osztóra csatlakozunk egy műszer mérő-erősítő-jével/. Egy szokásos védelmi kapcsolás látható az 5.18.a. ábrán. A soros ellenállás és a két dióda egy határolót alkot.



5.18. ábra

A határon belüli bemeneti feszültségeknél a diódák záróirányban vannak előfeszítve és nem befolyásolják a működést. Ha a bejövő feszültség meghaladja / $0,6\text{ V}$ -tal/ $+U_o$ értékét, akkor D1 kinyit, és "nem engedi" az erősítő-bemenet potenciálját

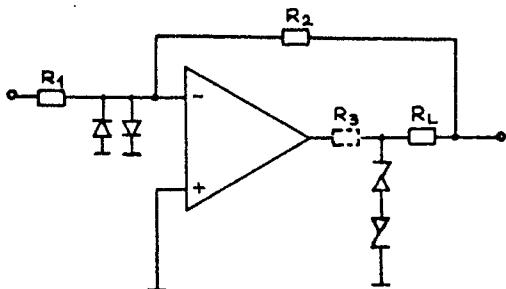
$+U_o + 0,6$ V fölé emelkedni /R korlátozza az áramot/. Ugyanígy negatív irányban, ha a bemeneti feszültség $-U_o$ -nál is negatívabb "szeretne lenni", akkor kinyit D2 és "megfogja" a bemenetet. A $+U_o$ és $-U_o$ lehet akár a két tápfeszültség, ha ez nem ártalmas az erősítőre. Hátrány, hogy amennyiben a vezérlő-generátor belső ellenállása nagy /10 Mohm/, a diódák záróirányú árama /véges belső ellenállása/ miatt a két dióda egy $+U_o$ -ra és $-U_o$ -ra menő osztóként viselkedik és ez befolyásolja a nagy-impedanciás bemeneti pont feszültségét /táp-középre húzza/. Rendszerint a bemeneten nem fordul elő tápfeszültségnyi, hanem csak 1-2 V-os feszültség, illyenkor a diódák befolyásának csökkenésére célszerű $+U_o$ és $-U_o$ értékét is kisebbre választani pl. úgy, hogy a tápfeszültségekből egy-egy osztóval állítjuk elő a "megfogó feszültségeket" /5.18.b. ábra/. Az osztók belső ellenállásának kicsinek kell lennie /R-hez képest/ azért, hogy a védelem működésekor, ha pl. extrém nagy túlfeszültség jut a bemeneti pontra /pl. 1000 V/, ne tudja "magával húzni" az osztási pontot megengedhetetlenül nagy feszültségre. Ezért a megfogó feszültség osztójának alsó tagját sokszor diódával vagy soros diódákkal helyettesíthetjük, így kis árammal biztosítható az előfeszítés, és túlterhelés esetén nem alakulhat ki több a dióda-nyitófeszültségek összegénél /c. ábra/. A D1 és D2 megfogó diódáknak igényes esetben nagyon kis visszáramúaknak kell lenniük, az előfeszítő diódáakra nincs kikötés. A védődiódák elhúzó hatásától mentes a bemenet Zener-diódával történő "megfogása" /5.19. ábra/. Az ellentétes polaritással sorba kapcsolt Zener-diódák közül túlvezérlés esetén az egyik minden Zener feszültségen, a másik nyitóirányú dióda-feszültségen van, e kettő összege adja a feszültség határt - ezt mi szabhatjuk meg a megfelelő típus beépítésével. A Zener-diódáknak nagyon kis visszáramúaknak kell lenniük, hogy normál működés közben ne keletkezzen jel-leosztás. Standard, hétköznapi típusok általában nem felelnek meg erre a célra, de jól használható pl.



5.19. ábra

a kis visszáramú hangfrekvenciás tranzisztorok emitter-bázis diódája; Zener feszültségük 6...9 V körüli /ha pl. 2 db. BC 212 E-B diódáját kapcsoljuk sorba, akkor több 10 Mohm-os soros R ellenállással sem keletkezik ezrelék nagyságrendű hiba! /

A műveleti erősítők kimeneti rövidzárvédelme a legtöbb mai monolitikus típusban áramkörileg biztosított; a katalógusok szerint a kimenetet nemcsak a 0 V-hoz, hanem akármelyik tápfeszültséghez is rövidrezárhatjuk károsodás nélkül. Előfordulhat, hogy egy erősítő kimeneti áramát korlátozni akarjuk a rövidzárási /10-20 mA/ áramnál kisebbre; ezt legegyszerűbben a kimenetre sorosan elhelyezett, megfelelően méretezett ellenállással valósíthatjuk meg /a feszültségkivezérlés maximumánál lépjen fel a megengedett legnagyobb áram, 3.28. ábra/. Hasonló hatást érhetünk el a tápvezetékekbe iktatott soros ellenállásokkal is /5.17.b. ábra/. Ha erősítőnk valamely készülék kimeneti fokozatában van, ill. valamely okból ki van vezetve, akkor cél-szerű a kimenetet is túlfeszültség védelemmel ellátni, nehogy a kívülről rákerülő, esetleg tápfeszültséget meghaladó feszültség az erősítő tönkremenetelét okozza. Legegyszerűbb védelmi megoldás ebben az esetben is a "kiütköztető" Zener-dióda-páros /5.20. ábra/. A kivezetésre visszajutó túlfeszültség hatására kialakuló áramot R_L korlátozza, és az erősítő kimenet feszült-



5.20. ábra

sége minden irányban a Zener feszültség és egy nyitóirányú dióda feszültség összegénél limitálódik. A negatív visszacsatolást természetesen a tényleges kimeneti pontról /kivezetésről/ vezetjük el. A kimeneti túlfeszültség R_2 -n keresztül a bemenetet nem károsítja, ha a bemeneten is

van védelem. A felhasznált erősítőnek rövidzár-védett kimenetűnek kell lennie /hiszen a Zener-diódák egy bizonyos feszültségen túl nem engedik a kimeneti feszültséget változni/. Ha az erősítő rövidzárási árama a Zener-diódák megengedett áramánál nagyobb, akkor a maximális kivezérléshez tartozó áramot egy külön erre a célra elhelyezett ellenállással /5.20. ábrán R_3 -mal/ korlátoznunk kell.

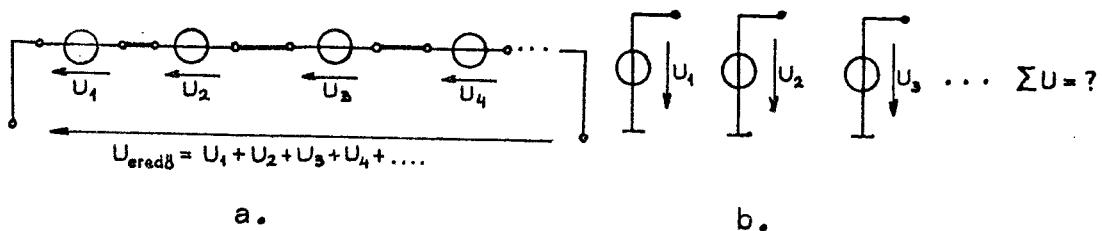
A védelemre bemutatott megoldásokat példáknak kell tekintenünk, a gyakorlatban más elvű, másképpen kivitelezett védőkapcsolásokkal is találkozhatunk.

5.2. Összegező és különbségképző alapáramkörök

Analóg jelek /jelen esetben egyenfeszültségek/ összegezése különbségük képzése a műveleti erősítők gyakori, tipikus feldáta. A "műveleti erősítő" elnevezés is éppen ebből ered, az első típusok analóg műveletek végzésére készültek /invertálás, összegezés, különbségképzés, konstanossal szorzás, integrálás, differenciálás/.

5.2.1. Összegező alapáramkörök

Az egyenáramú hálózatokkal kapcsolatos alapismereteink alapján felmerülhet bennünk a kérdés, hogy miért jelent problémát pl. két vagy több feszültség összegezése. Kirchoff törvényének alkalmazásával az összegezési feladat nagyon egyszerű: az összegezni kívánt feszültségeket szolgáltató generátorokat sorba kell kapcsolnunk /5.21.a. ábra/. Ez a módszer vitatha-



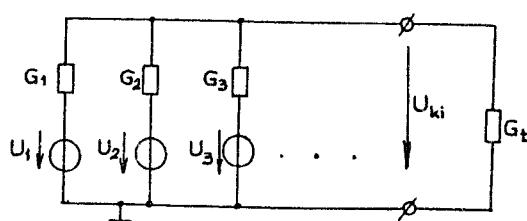
5.21. ábra

tatlanul helyes és követhető, ha független generátorok, "telepek" feszültségének összegezéséről van szó. A gyakorlati esetek többségében azonban a generátor jelek olyan forrásokból származnak, amelyek egyik vége földelt /pl. az eddig megismert erősítők "single-ended" kimeneti jelei, mérőátalakítók jelei, stb./. Az 5.21.b. ábra alapján belátható, hogy ezeket a generátorokat már nem kapcsolhatjuk sorba, hiszen egyik kivezetésük közös. Megoldhatjuk a problémát úgy, hogy a generátorokat soros ellenállással egészítjük ki, és az így keletkezett ágakat párhuzamosan kapcsoljuk /5.22. ábra/. A kimeneten a generátor feszültségek súlyozott /és "leosztott"/ összege jelenik meg.

Millmann képletével:

$$U_{ki} = \frac{U_1 G_1 + U_2 G_2 + U_3 G_3 + \dots}{G_1 + G_2 + G_3 + \dots + G_t} =$$

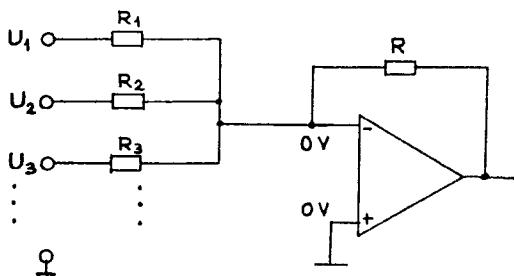
$$= k_1 U_1 + k_2 U_2 + \dots \quad k_i < 1$$



5.22. ábra

Az összegezésnek ez a "passzív elemes" megoldása nem minden szempontból tökéletes. A generátorok nem működhetnek teljesen függetlenül, "hatnak egymásra": bármelyik generátor feszültségeinek a megváltoztatása visszahat a többi generátoron átfolyó áramra. A kimeneti feszültség erősen függ a terheléstől, G_t -től, és általában előnytelen az is, hogy bármely feszültségkomponens a kimeneten leosztva, "l-nél kisebb erősítéssel" jelenhet meg.

Kihasználva az invertáló erősítő "összegezési pontja", virágúlis földpontja adta lehetőségeket, a passzív összegező hibáitól mentes aktív összegezőt készíthetünk egy műveleti erősítő felhasználásával. Az 5.23. ábra a klasszikus összegezőt mutatja; az invertáló erősítőt több bemenettel láttuk el, mindegyik bemenethez egy-egy soros ellenállást téve / $R_1, R_2, R_3 \dots$ /.



5.23. ábra

A kimeneti feszültség:

$$U_{ki} = -\frac{R}{R_1}U_1 - \frac{R}{R_2}U_2 - \frac{R}{R_3}U_3 \dots =$$

$$U_{ki} = -\left(\frac{R}{R_1}U_1 + \frac{R}{R_2}U_2 + \frac{R}{R_3}U_3 \dots\right)$$

vagyis a kimeneten a bemenetre adott feszültségek - ellenállások által meghatározott -

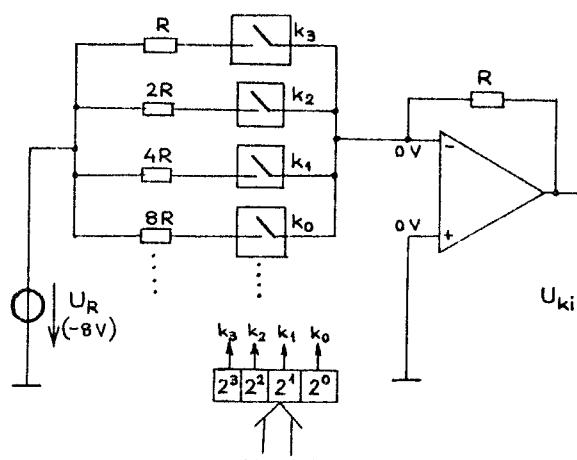
súlyozott összege jelenik meg /negativ előjellel/. Ez könnyen belátható például a szuperpozíció elve alapján: ha csak U_1 "működik" és $U_2 = U_3 = \dots = 0$, akkor a kimeneten az invertáló erősítő erősítésének megfelelő: $-(R/R_1) \cdot U_1$ feszültség jelenik meg, ha U_2 működik, akkor: $-(R/R_2) \cdot U_2$ és így tovább. Az eredő kimeneti feszültség, ha mindegyik bemeneti feszültség egyszerre érkezik, a rész-feszültségek szuperpoziciójából, összegéből adódik a felírt összefüggés szerint. A rész-feszültségeket azért lehet külön-külön, egymástól függetlenül kiszámítani, mert az invertáló bemeneten 0 V van, ezért U_1 megjelenése nem hat U_2 és $U_3 \dots$ -ra stb., tehát a generátorok egymástól függetlenek /mind-

egyik bemeneti generátorhoz rendelt ellenállás másik vége 0 V-ra csatlakozik/. Az ellenállásértékek megválasztásával tetszőleges erősítést állíthatunk be. Ha az összes ellenállás egyforma R értékű, akkor

$$U_{ki} = - (U_1 + U_2 + U_3 + \dots)$$

azaz "egyszeres" összegezést valósítottunk meg. Az eredmény előtti minusz előjel nem jelent problémát, az összegezés tényén ez nem változtat. Ha feltétlenül pozitív értékre van szükségünk egy invertáló, -1-szeres erősítővel megfordíthatjuk az eredményt kapott feszültség polaritását.

Más esetben speciális súlyozott értékeket választanak, ennek egyik érdekes alkalmazási példája a súlyozott összegezés elvén működő digitál-analóg átalakító. Ennek egy változatát mutatja az 5.24. ábra. A bemeneti, soros ellenállások 2 hatványai sze-



5.24. ábra

Kapcsolók állapotai, Kimeneti digitális jel: feszültség:

k_3	k_2	k_1	k_0	
2^3	2^2	2^1	2^0	
0	0	0	0	0 V
0	0	0	1	1 V
0	0	1	0	2 V
0	0	1	1	3 V
0	1	0	0	4 V
0	1	0	1	5 V
0	1	1	0	6 V
				⋮
1	1	0	1	13 V
1	1	1	0	14 V
1	1	1	1	15 V

rint súlyozott értékűek /a rajzon 4 db. szerepel, a valóságban legalább 8...12 szokásos/. Mindegyik egy közös, pontos U_R referencia feszültségre csatlakozik. A $k_0 \dots k_3 \dots$ kapcsolókat a di-

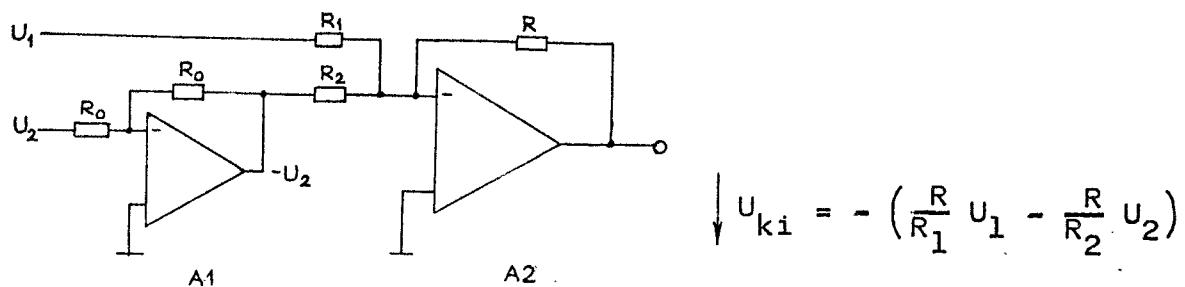
gitális jel vezérli; ha az illető kapcsolót vezérlő bit érték 0, akkor a kapcsoló kikapcsol és az adott ág "nem vesz részt az összegezésben", ha a vezérlő jel 1 értékű, a kapcsoló vezet, és az ellenállás /súlyozott/ áramot szállít az összegezési pontra. Példánkban U_R -et -8 V-ra választottuk; ha a k_3 kapcsolót bekapcsoljuk, akkor a kimeneten 8 V-ot / 2^3 V-ot/ kapunk, ha k_2 -t kapcsoljuk be, akkor 4 V-ot / 2^2 V-ot/, ha k_1 -et kapcsoljuk be, akkor 2 V-ot / 2^1 V-ot/ és ha k_0 -át kapcsoljuk be, akkor 1 V-ot / 2^0 V-ot/. Mivel összegező kapcsolásról van szó, nemcsak 8-4-2-1 V-ot, hanem több kapcsoló egyidejű bekapcsolásával 1 V-os lépésekben 0...15 V-ig mindenféle feszültség-lépcsőt elő tudunk állítani. Az 5.24. ábra táblázata mutatja be, hogy a kapcsolók különböző állásainál mekkora kimeneti feszültséget kapunk.

A fentiekben feltételeztük, hogy az összegező kapcsolás műveleti erősítője ideális. A valóságban mindenzt figyelembe kell vennünk, amit az invertáló erősítő tárgyalásakor hibaforrásként figyelembe vettünk. A valóságos összegezőt, ha a pontossági igények szükségessé teszik, ofszet kiegyenlítő elemekkel is el kell látnunk, valamint a megfelelő frekvencia kompenzáciáról is gondoskodnunk kell /DC felhasználásra érdemes belül kompenzált tipust alkalmazni, nagyobb sebességigény esetén a zárthurkú erősítés által megszabott külső kompenzációval ellátott erősítőt célszerű beépíteni/. Az összegező alapkápcsolás "rejtett formában" gyakran része más kapcsolásoknak, ezekre a részletekre az itt vázolt alapelveteket kell alkalmaznunk.

5.2.2. Különbsékgépző alapáramkörök

Különbsékgépzésre összegező kapcsolást használhatunk oly módon, hogy a kivonandó feszültséget /vagy feszültségeket/ -1- gyel megsorozzuk, azaz egy 1-szeres invertáló erősítőn keresztül vezetjük, és ezután hozzáadjuk a kisebbítendő feszültséghez

/feszültségekhez/ az 5.25. ábra szerint. A kimeneti feszültség

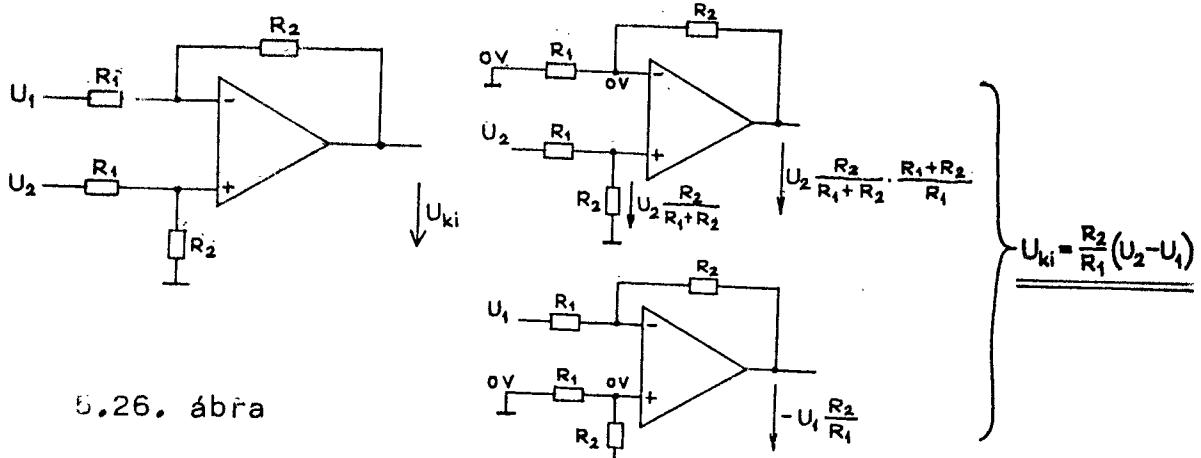


5.25. ábra

az összegező erősítő invertáló jellege miatt negatív előjelű, ami természetesen a kisebbítendő és a kivonandó cseréjével figyelembe vehető. A kapcsolás hátránya, hogy az invertáló, -1 -szeres erősítő öfszet feszültsége /öfszet driftje/ járulékos hibát okoz, nem beszélve a két R_0 -al jelölt ellenállás relativ érték eltéréséből adódó erősítés-hibáról. Előny viszont, hogy az A1 és A2 bemeneteinek bővítésével tetszés szerinti számú összeadandóra ill. kivonandóra kiépíthető a kapcsolás, tetszés szerinti /1-nél nagyobb, és 1-nél kisebb/ súlyozással.

Az esetek nagy részében csak két feszültség különbségét kell erősítenünk, azaz olyan differencia-erősítőt kell készítenünk, amely csak a szimmetrikus /különbségi, differenciális/ jelet erősíti, a közös komponenst a lehető legnagyobb mértékben csillapítja, elnyomja. Ezt a differencia-erősítő alapkapsolást mutatja az 5.26. ábra. Feltételezzük, hogy az R_1 -gyel jelölt ellenállások minden oldalon szigorúan azonos értékűek, és hasonlóan az R_2 ellenállások is egyformák. Az erősítő kimeneti feszültségét /ideális esetre/ legkönnyebben szuperpozícióval számíthatjuk ki /5.27. ábra/. Először pl. az $U_1 = 0$ V feltételezéssel élünk, és kiszámítjuk U_2 hatására a kimeneti feszültséget; az ábrából láthatóan az $U_1 = 0$ feltételezés egyen-

értékű ennek a bemenetnek a földelésével, így egy neminvertáló



5.26. ábra

5.27. ábra

erősítő "keletkezik". Bemenetét a neminvertáló bemenetre leosztott

$$U_2 \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

feszültség vezérli, így a kimeneten a neminvertáló erősítéssel megszorzott feszültséget kapjuk:

$$U_2 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} = U_2 \frac{R_2}{R_1} .$$

Másodszorra $U_2 = 0$ V-ot választunk, tehát most a neminvertáló bemenet "földelt", a kapcsolás U_1 -re invertáló erősítőként működik, a megjelenő kimeneti feszültség-komponens:

$$- U_1 \frac{R_2}{R_1} .$$

Ha U_1 és U_2 egyidejűleg vezérli az erősítőt, akkor a kimeneti feszültséget a két kimeneti rész-feszültség összegezésével, szuperpozícióval kapjuk:

$$\underline{\underline{U_{ki} = U_2 \frac{R_2}{R_1} - U_1 \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_2}{R_1} \cdot (U_2 - U_1) = A_v \cdot (U_2 - U_1)}}$$

Az eredmény azt mutatja, hogy a kimeneten R_2/R_1 -gyel megszorozva csak a bemeneti feszültségek különbsége jelenik meg, a közös módusú jel /amikor $U_1 = U_2$ -vel/ egyáltalában nem hoz létre kimeneti jelet. Ez az erősítő-kapcsolás tehát ebből a szempontból teljesíti a szimmetrikus erősítővel szemben támasztott követelményt. Az eddigi invertáló-neminvertáló kapcsolásaink aszimmetrikusak voltak /a visszacsatolással az eredetileg szimmetrikus műveleti erősítőből aszimmetrikusat hoztunk létre/, ez az első olyan visszacsatolt erősítő, amely elvileg szimmetrikus erősítésű. A kimeneti feszültség felirásakor egyszerűsítés, kiemelés közben felhasználtuk R_1 és R_2 értékeket; hangsúlyozni kell, hogy ezek "fizikai megjelenésükben" más-más darab ellenállást jelentenek, és a végeredmény csak akkor "jogos", ha a két R_1 és a két R_2 tényleg azonos. A legkisebb eltérés esetén a kimeneti feszültségben megjelenik a közös módú komponens is, vagyis a közös módusú elnyomás nem lesz végtelen nagy. A valóságban a közös módosú elnyomást az erősítő eredeti közös módusú elnyomása / $CMRR_A$ / és az ellenállások eltéréséből eredő közös módusú véges elnyomás / $CMRR_R$ / korlátozza. Az eredő érték a két elnyomás "replusz" értéke:

$$CMRR = CMRR_A \times CMRR_R$$

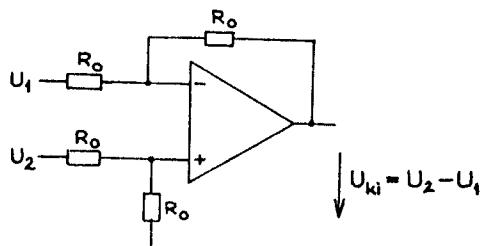
Ebben az ellennállás-eltérésből adódó elnyomási komponens közelítőleg, ha az egyik oldalon az eltérés ΔR_1 ill. ΔR_2 :

$$CMRR_R \approx \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{1}{\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2}} \approx A_v \frac{1}{\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2}}$$

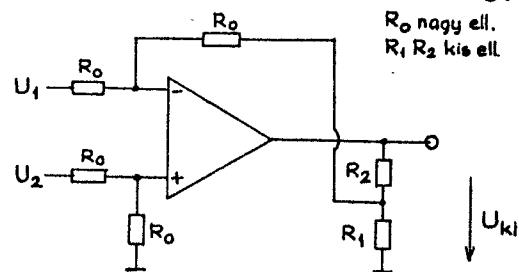
A fenti differencia-erősítő hibája, hogy a bemente nem szimmetrikus: az U_1 generátort R_1 -gyel terheli, az U_2 generátort pedig $R_1 + R_2$ -vel, vagyis a bemeneti ellenállás a két bemeneten nem egyforma. Ezért ezt a különbségeképző alapkapsolást rendszerint előerősítő fokozatokkal kiegészítve csatlakoztatják a

jelforrásokhoz; így alakítják ki a szimmetrikus, nagy precíziósú bemeneti, ún. INSTRUMENTATION erősítőket /részletesen 1. a 6.1. fejezetben!/.

Nagyon sokszor a különbségképző kapcsolást csak 1-szeres erősítéssel használják /5.28. ábra/, a jel erősítést más fokozatokkal oldják meg /négy egyforma ellenállást könnyebb nagy pon-

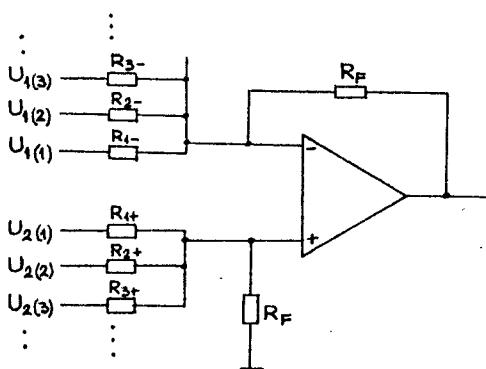


5.28. ábra



5.29. ábra

tossággal összeválogatni ill. integrálni, mint két eltérő értékpárat/. Ha mégis szükséges az 1-nél nagyobb erősítés, akkor célszerű alternatíva az 5.29. ábra kapcsolása [1]. Az alapkapcsolást kibővíthetjük több bemenetűre, mind az invertáló, mind a neminvertáló oldalon többtagú algebrai feszültség-összegéshez /5.30. ábra/.



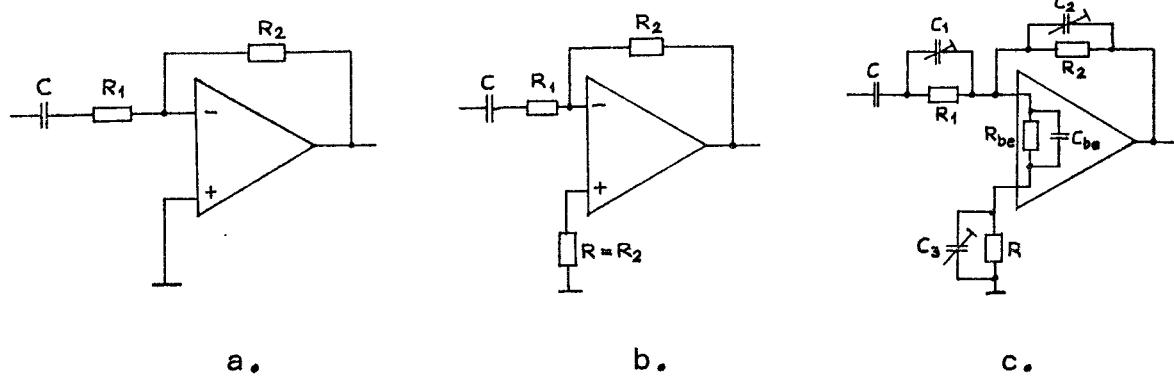
5.30. ábra

5.3. Váltakozó feszültség erősítők

Az alábbiakban a műveleti erősítőkkel felépített váltakozó feszültség erősítő alapkapcsolásokat tekintjük át. Habár a műveleti erősítőket alapvetően DC erősítésre készítik, természetesen alkalmasak AC erősítésre is tipustól függő korlátozott frekvenciasávban. Sok olyan gyakorlati eset van, amikor az erősítendő jel váltakozó komponense hordozza az információt, mint pl. mágnesszalag-olvasó fejek, opto-érzékelők, mágneses érzékelők, stb. kisszintű jelei. A DC komponenst általában nem kívánjuk erősíteni, ezért a fokozatok között RC csatolást alkalmazunk.

A műveleti erősítős AC erősítő kapcsolások kialakításának alapvető, fontos szabálya, hogy törekedni kell - adott visszacsatolt AC erősítés mellett - a munkapontbeállítás szempontjából legkedvezőbb egységnyi DC erősítés létrehozására. Más szóval a visszacsatolás AC-re a megkívánt erősítésnek megfelelő, de DC-re "teljes mértékű" legyen. Ily módon a bemeneti DC ofszet hibafeszültségek nem erősödnek fel, nem tolódik el észrevehetően az erősítő munkapontja, nincsenek drift problémák.

Az invertáló AC erősítőt az 5.31.a. ábrán látható RC bemeneti csatolással valósíthatjuk meg legegyszerűbben. A bemenetet

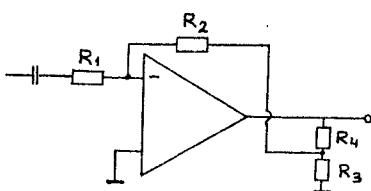


5.31. ábra

a C csatolókondenzátorral választottuk el, így ezen a láncon nem folyhat egyenáram. Az invertáló bemenet a bemeneti munkaponti /bázis-/ áramot az R_2 visszacsatoló ellenálláson keresztül kapja /a neminvertáló bemenet pedig közvetlenül 0 V-ról/. Mivel a csatolókondenzátor miatt egyenáramú szempontból az R_1-C lánc szakadás, a kimeneti egyenfeszültség leosztás nélkül csatolódik vissza, tehát a DC erősítés egységnyi. A kimeneten a bemeneti ofszettel egyező feszültség jelenik meg 0 V helyett, amely az erősítő "eredeti" ofszet feszültsége valamint az R_2 -n átfolyó bemeneti /bázis-/ áram okozta feszültség összege. Ha R_2 igen nagy értékű - az adott AC erősítés megvalósítása érdekében - akkor esetleg túl nagy lehet a DC hibafeszültség, ezért célszerű a neminvertáló ágba is elhelyezni egy R_2 -vel azonos értékű ellenállást /5.31.b. ábra/. Nagy visszacsatoló / R_2 / ellenállás egyébként sem előnyös, mert a szort kapacitások és a bemeneti kapacitás érvényesülése miatt járulékos frekvenciafüggési hiba keletkezik, ezt az ellenállásokkal párhuzamos beállítható kondenzátorokkal kell kompenzálnunk az adott kapcsolásban /5.31.c. ábra/. Az "egyenes frekvenciamenet" elvi feltétele:

$$R_1 C_1 = R_2 C_2 = R C_3 = R_{be} C_{be}$$

A túlzottan nagy visszacsatoló impedanciát elkerülhetjük az

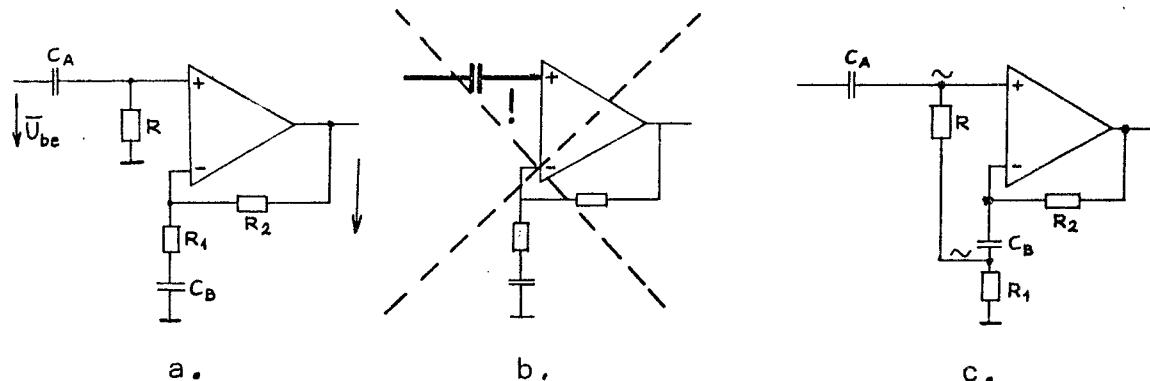


5.32. ábra

5.32. ábra szerinti kapcsolás alkalmazásával. Hátrány, hogy az erősítést összesen 4 db. ellenállás határozza meg, így ha pontos erősítés értéket szeretnénk elérni /pl. mérőerősítőben/, akkor 2 helyett 4 pontos ellenállásra van szükségünk.

Nagy bemeneti ellenállás /kis impedanciás elemek felhasználásával/ neminvertáló kapcsolással érhető el /5.33.a. ábra/. Az

erősítést az ismert módon R_1 és R_2 határozza meg. C_B szerepe, hogy váltakozóáramú szempontból R_1 alsó végét földelje, de egyenáramúlag szakadás legyen; az egyenáramú visszacsatoló kör csak R_2 -ből áll, vagyis az erősítő egyenáramon 1-re van visszacsatolva - egyezésben azzal, amit a munkapontbeállítás alapelvénként célul tűztünk ki. A neminvertáló bemeneten a "levezető ellenállásra" / $R=R_2$ / mindenkorban szükség van, mert most a le-választó C_A miatt a bemeneti kör egyenárama /bázisárama ill. gate-maradékárama/ nem folyhat a generátoron keresztül, tehát külön ellenállással kell biztosítanunk a 0 V-os egyenfeszültséget. Nagyon fontos, hogy a bemeneti áramkör DC szempontból mindig záródjon, a bemenet mindig megkapja a szükséges munkaponti áramot, és - bármilyen bonyolult AC áramkörről legyen szó - egy pillanatra se gondoljunk arra, hogy a műveleti erősítő bármelyik bemenetét /legyen akár FET-es/ egyenáramú szempontból "szabadon hagyjuk" és kizárolag csak csatolókondenzárt kössünk rá /5.33.b. ábra/! A neminvertáló, bemeneti mun-



5.33. ábra

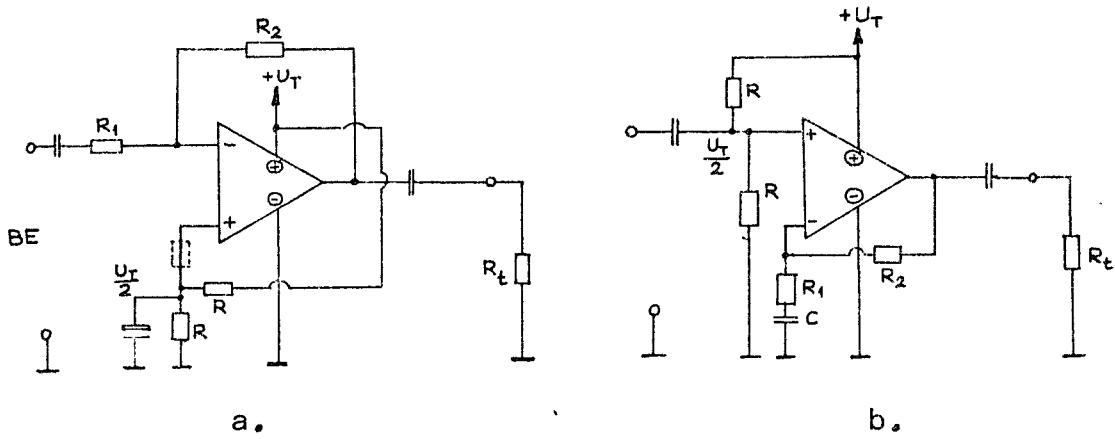
kaponti árammal ellátott erősítő bemeneti ellenállását a földre kapcsolódó sönt ellenállás korlátozza. Nagy bemeneti ellenállást érhetünk el, ha a kapcsolás módosításával a sönt ellenállás alsó végét "utánhúzzuk", az ellenállásértéket virtuálisan megnöveljük /5.33.c. ábra/. Tekintve, hogy az invertáló

bemenet nagy pontossággal követi a neminvertáló, vezérlő bemenet feszültségét, $R_1 - R_2$ találkozási pontján ugyanakkora a váltakozó feszültség, mint a bemeneti feszültség, így R váltakozó áramú szempontból ekvipotenciális pontok között van, rajta váltakozó áram nem folyik, ezért gyakorlatilag végletes értékűnek látszik /valóságban F-szeresnek, $F = 1 + A_0 B/$. Az egyenáramú kör $R + R_1$ -en keresztül záródik.

Természetes, hogy az AC erősítőket a visszacsatolással beállított zárthurkú erősítésnek megfelelő frekvencia-kompenzációval is el kell látnunk, a katalógusban megadott diagramok, táblázatok felhasználásával. Az adott kompenzációhoz tartozó nyílthurkú és zárthurkú erősítés -frekvenciamenet diagramoknak nagy jelentősége van a nagyobb frekvencián bekövetkező erőstéhiba /bemeneti ellenállás csökkenés stb./ becslése szempontjából - ezekkel az előző fejezetekben már részletesen foglalkoztunk. Hasonlóan fontos a szerepe a torzitatlanul kivehető maximális jelamplitudó szempontjából a kompenzáció által korlátozott slew-rate-nek. Kisfrekvencián a csatoló ill. utánhúzó kondenzátorok befolyásolják az erősítést és az erősítő jellemzőket /jellegüket már ismerjük előző tanulmányaink alapján/.

Egyenfeszültség erősítőknél természetesnek vesszük a pozitív-negatív tápfeszültség használatát - ez indokolt is a DC technikában előforduló bipoláris jelek miatt. A váltakozó feszültségű erősítőket nagyon sokszor egyetlen tápfeszültségről működtetjük, hiszen a DC komponenseket úgyis leválasztjuk. Arra azonban tekintettel kell lennünk, hogy a műveleti erősítők - egyes kivételektől eltekintve - csak akkor képesek lineárisan működni, ha bemeneteik feszültsége legalább 1-2 V-tal pozitívabb a negatív tápfeszültségnél ill. 1-2 V-tal negatívabb a pozitív tápfeszültségnél. A kivezérelhetőség és a stabil DC /1-szeres visszacsatolású/ beállítás szempontjából legkedvezőbb, ha egy táp esetén a bemenetek és a kimenet null-helyzetét

fél-tápfeszültségre állítjuk - igazság szerint leutánozva ezzel a két tápfeszültséget. Az 5.34.a. ábrán egy szokásos invertáló, egy-tápfeszültséggel táplált erősítő kapcsolását lát-



5.34. ábra

jur. A neminvertáló bemenetre a tápfeszültség felét osztjuk le, ezért az R_2 -n keresztül DC szempontból l-re visszacsatolt erősítő invertáló bemenete /és a kimenet/ gyakorlatilag szintén a tápfeszültség felére áll be. A b. ábrán a neminvertáló változatot rajzoltuk le; a neminvertáló bemenetet a két R ellenállás, mint egy "bázisosztó" állítja be fél-tápfeszültségre. Az ellenállások jelenléte korlátozza a bemeneti ellenállást, ezért ha ez zavaró, itt is érdemes utánhúzást alkalmazni. Érdemes megjegyezni, hogy igényesebb esetekben és különösen nagyobb kimeneti teljesítményt szolgáltató erősítők esetében érdemes inkább "hagyományos" két tápfeszültséges elrendezést választani. Bekapcsoláskor ugyanis az egyetlen tápfeszültséges erősítők kimenetén a meglehetősen nagy kapacitású kondenzátorok töltődése miatt erőteljes tranziszterek keletkeznek, és ez sokszor kimondottan hátrányos.

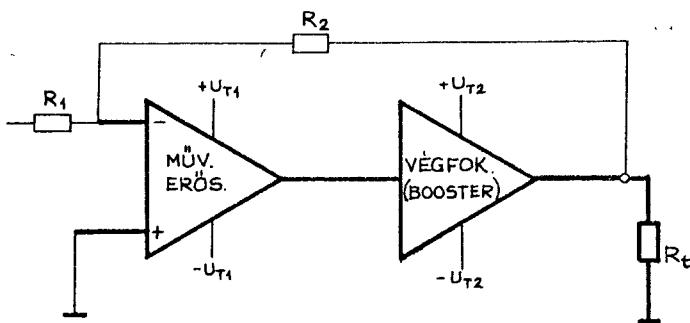
A megfelelő műveleti erősítő típus kiválasztásának szempontjai eltérőek a DC erősítőktől. Kisszintű jelek erősítése esetén a zajjellemzők a legfontosabbak, munkapontbeállítási,

kivezérlési problémák általában nem fordulnak elő. Vannak esetek /pl. műszer-erősítők/ ahol a szélessávú, pontos erősítés a cél. Más esetekben /meghajtó és nagyteljesítményű erősítők/ a nagyjelű paraméterek szolgálnak a kiválasztás alapjául.

Az eddigiekben az AC erősítők néhány általános tudnivalóját tárgyaltuk, további részleteket a speciális alkalmazási példák /aktív szűrők, teljesítmény erősítők/ kapcsán említünk.

5.4. Műveleti erősítők kiegészítése végfokozattal

Sokszor előfordul, hogy egy műveleti egység vagy erősítő kimeneti jelével nagyobb fogyasztású terhelést kell működtetnünk /villanymotort, elektromechanikai készüléket, hangszórót, stb./, amelyhez nem elég a "normál" műveleti erősítők kb. ± 10 V legnagyobb feszültsége és 10-20 mA árama. Ilyenkor megnövelt kimeneti jelszintet szolgáltató végfokozattal célszerű kiegészitenünk a műveleti erősítőt /5.35. ábra/. Lehetséges, hogy



5.35. ábra

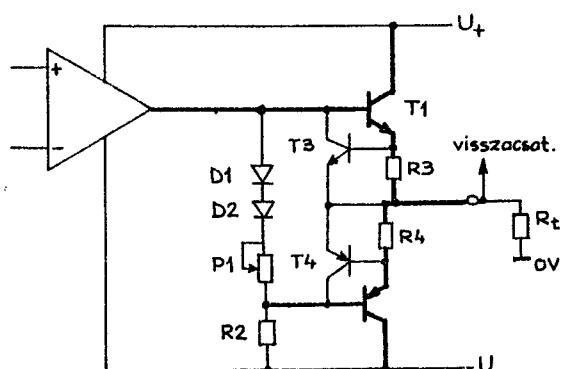
nagy áramra van szükségünk; lehet, hogy nagy feszültségre; lehet, hogy nagy teljesítményre. Gyakori, hogy a végerősítő /BOOSTER/ növeli a kimeneti jel változási sebességét is /feszült ség és áram slew-rate-et

- van amikor kimondottan ez a cél/. A következőkben - a teljes-ség igénye nélkül - bemutatunk néhány áramköri megoldást a vég-fokozat realizálására és a műveleti erősítőhöz való illesztésé-

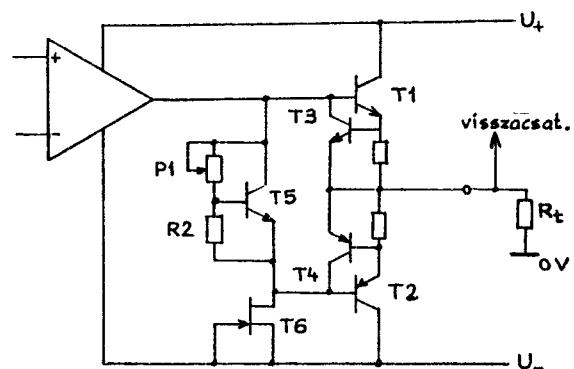
re. Az alapelv, amelyből kiindulunk az, hogy a végfokozat "benne van a visszacsatolási hurokban", azaz a visszacsatoló jelet a teljes lánc végéről, a terhelésről vezetjük vissza a műveleti erősítő bemenetére, és így a végfokozat ofszet hibája, erősítéshibája, torzítása nem érvényesül, gyakorlatilag észrevehetetlennek válik. Az esetek többségében ezzel be is érjük, és csak akkor érdemes részletesebb hibaanalizist végezni, ha a specifikációk nagyon szigorúak. /A fenti visszacsatolási elv természetesen nem zárja ki azt, hogy magában a végfokozatban is legyen belső negatív visszacsatolás/.

5.4.1. A kimeneti áram növelése

A kimeneti áram növelésének legegyszerűbb módja az adott műveleti erősítő emitterkövetővel való kiegészítése. Azért, hogy a terhelésen minden két irányban megfelelő nagyságú kimeneti áramot tudjunk elérni, komplementer emitterkövetőt érdemes felépíteni. Gondoskodni kell az emitterkövetők nyugalmi áramának beállításáról a kistorzítású AB osztályú üzemben, és általában célszerű túláram-védelmet is beépíteni. Az 5.36. ábrán egy ilyen kapcsolási elrendezést látunk, mint legegyszerűbb variánst.



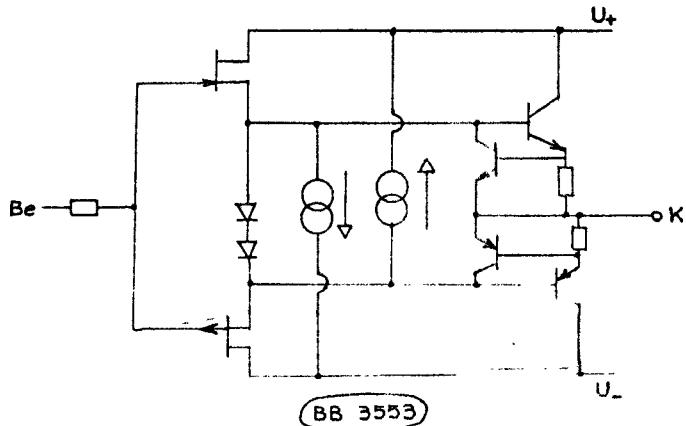
5.36. ábra



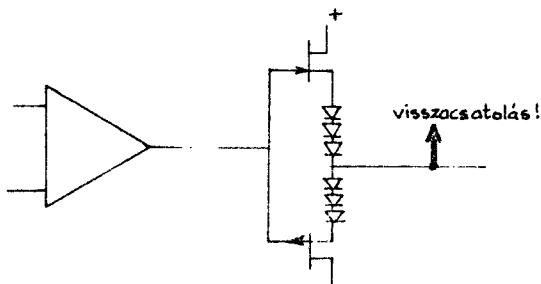
5.37. ábra

Pozitív irányba T1, negatív irányba T2 "húzhatja" a kimenetet. Ha a kimenet 0 V környezetében van, akkor a műveleti erősítő kimenetéből eredő, és a D1-D2-P₁-R₂ láncon folyó áram által a diódákon és a /kisellenállású/ potenciometeren létrehozott feszültség kismértékben nyitva tartja T1-et és T2-t /AB osztály/. Vezérlés közben pozitív jelnél a T1 kap az erősítőből közvetlenül pozitív bázisáramot, negatív jelnél az erősítő kimeneti árama lecsökken. R₂ fokozatosan nagyobb "szerephez jut" és ellátja T2-t /negatív/ bázisárammal. T3 és T4 az ismert védőkapcsolásban működik; ha R₃-n és R₄-en olyan nagy áram folyik, hogy a létrejövő feszültség eléri a bázis-emitter nyitófeszültséget, akkor T3 ill. T4 elvezeti a végerősítő tranzisztorok bázisáramát a kimenetre, és T1 ill. T2 árama nem növekedhet tovább. Az 5.37. ábra hasonló kapcsolást mutat egy kissé javított változatban; a végerősítő tranzisztorok nyugalmi áramát T5-P1-R₂-vel állítjuk be sokkal precízebben, mint diódákkal, a műveleti erősítő kimeneti áramát pedig egy U_{GS} = 0 V-ra előfeszített FET-áramgenerátorral /T6/ "húzzuk el". A FET-et úgy kell megvalógatni, hogy néhány mA-es I_{DSS}-e elegendő bázisáramot biztosítson T2 számára, de ne közelítse meg a műveleti erősítő maximális kimeneti áramát /felénél kisebb legyen/. Ezekkel a kapcsolásokkal kb. 0,2...1 A-ig növelhető a kimenti áram. Nagyobb igény esetén T1-T2 helyére Darlington-párt, vagy komplementer - Darlington-párt kell tennünk.

Hasonló elven működő BUFFER AMPLIFIER-t integrálva is gyártanak, ilyen pl. a TO-3 teljesítménytranzisztor-tokban lévő BURR-BROWN 3553-as típus /feszültségerősítés ≈ 0,99; max. áram ± 200 mA, slew-rate: 2000 V/us, villamosan szigetelt ház/ - belső kapcsolását az 5.38. ábra mutatja. Normál műveleti erősítők kimeneti áramának növelésére az 5.35. ábrán vázolt kapcsolásban kell működtetni. Érdemes megjegyezni, hogy kaphatók



5.38. ábra



5.39. ábra

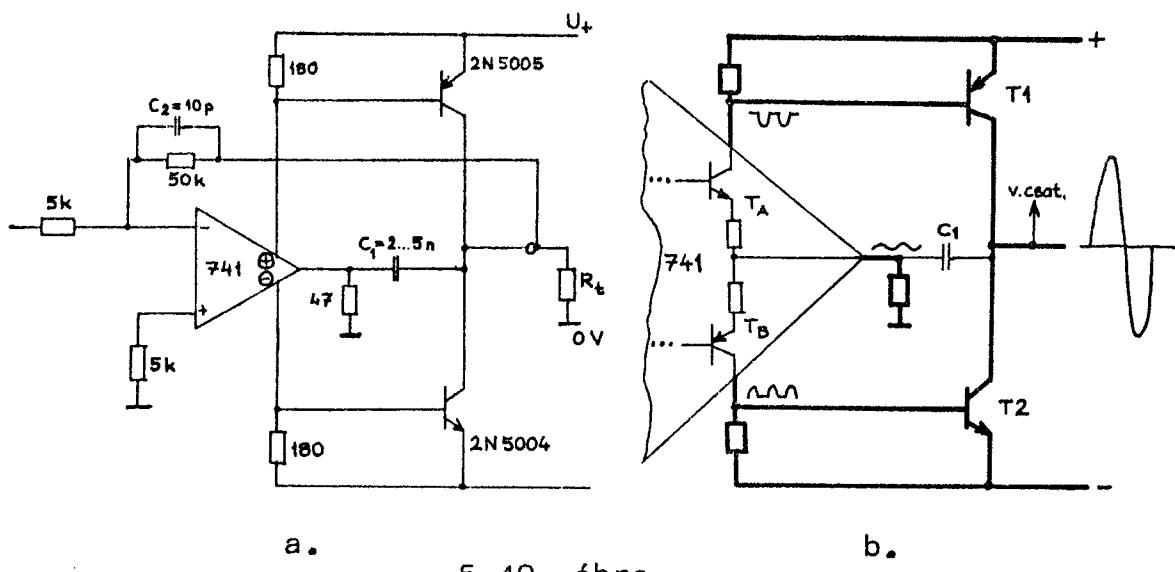
egyetlen tokba integrált műveleti erősítő-buffer kombinációk is, mint pl. 3554-es típus / ± 10 V, ± 100 mA, slew-rate: 1000 V/us !/.

Egyszerű kimeneti áram-növelő készíthető nagyáramú, komplementer FET-ek felhasználásával.

A nyugalmi áramot beállító GATE-záróirányú előfeszültséget megfelelő számú soros dióda hozza létre minden két oldalon. Előny, hogy a vezérléshez gyakorlatilag nem szükséges áram, így a meghajtó műveleti erősítő áramhatárolása nem korlátozza a ki-

vezérlést. Külön kimeneti áramvédelem sem szükséges; ha valamelyik FET árama eléri az I_{DSS} -értéket, akkor ettől kezdve a GATE-csatorna átmenet kinyit és áramot vesz fel a meghajtó erősítőből, amelynek áramvédelme előbb-utóbb megállítja a kimeneti áram további növekedését. A bemutatott FET-es erősítő munkapontbeállítása láthatóan nem precíz / U_{GS} -ben és I_{DSS} -ben egyes példányok között is igen nagy a szórás/. Mégis érdemes FET-es nagyjelű áramkörökkel foglakoznunk, mert egyre nagyobb áramú és nagyobb teljesítményű /különösen MOS/ típusok jelennek meg /pl. SILICONIX/ és előnyös tulajdonságaik folytán egyre szélesebb körben alkalmazzák őket.

Az előzőktől egészen eltérő módon illeszkedő, igen jó vilámos jellemzőket nyújtó, egyszerű, kimeneti áramot és slew-rate-et növelő kapcsolást mutat az 5.40.a. ábra /FAIRCHILD [6]/. A végerősítő tranzisztorok vezérlésüket a műveleti erősítő /jelenleg 741-es/ táp-vezetékébe beiktatott soros ellenállásról



5.40. ábra

kapják. Eközben a műveleti erősítő kimenetét erőteljesen terheljük, így ennek felvett táp-árama nagyrészt a belső, B osztályú végfokozat áramából származik. Pozitív félperiódusban a belső végfokozat TA tranziszторa nyit ki, és kollektorárama kinyitja a külső T1 végerősítő tranzisztort, negativ félperiódusban TB nyitja ki a T2 tranzisztort /b. ábra/. A negatív visszacsatolást természetesen a kiegészített erősítő kimenetéről vesszük, így a kimeneti feszültség nagy pontossággal, kis torzítással áll elő. Mivel a külső, földelt emitteres erősítővel való kiegészítés járulékos nyilthurkú erősítés-többletet eredményez, a visszacsatolt teljes rendszer stabilitásának megőrzése érdekében kiegészítő frekvencia kompenzációt kell alkalmaznunk C_1 -gyel és C_2 -vel. A járulékos külső erősítés miatt adott kimeneti feszültséghez a belső végfokozatnak sokkal ki-

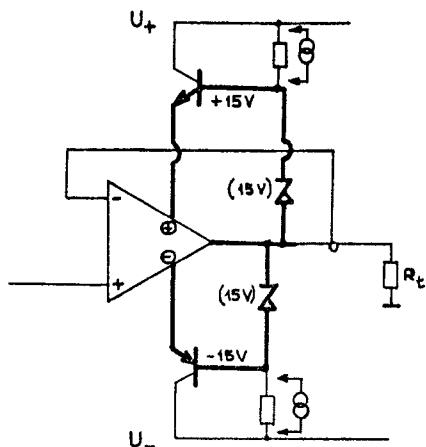
sebb kimeneti jelet kell szolgáltatnia, ezért a slew-rate és a határfrekvencia /ahol még a teljes áramot kivehetjük/ nagymértekben növekszik /legalább tízszeresre/. Ezzel a kapcsolással - megfelelő külső tranzisztorokkal - a kivehető legnagyobb áramot lényegesen megnövelhetjük, a kimeneti feszültséget viszont a tápfeszültség korlátozottsága miatt nem. Nagy teljesítményű erősítők hasonló elvű kivitelezéséhez olyan megoldást kell alkalmaznunk, amelyben a kiegészítő végfokozat nagyobb feszültségről üzemel, miközben a műveleti erősítő az előírt tápfeszültséget kapja /l. 5.4.3. pontot!/.

5.4.2. A kimeneti feszültség növelése

Vannak esetek, amikor nagyobb áramigény nélkül a terhelésen viszonylag nagy feszültségnak /kb. 100 V/ kell fellépnie, amely a szokásos ± 15 V-ból nem biztosítható. Ha a tápfeszültséget megemeljük, akkor a "normál" erősítőket tönkre tesszük. Kétféle megoldás a szokásos: ha nagyfeszültségű követő erősítőt kell építenünk, akkor normál tápfeszültségű erősítőt használhatunk "táp-utánhúzással", más esetekben a műveleti erősítőt az 5.35. ábra szerint kiegészítjük egy nagyfeszültségű erősítő fokozattal /diszkrét elemessel vagy integrálittal/.

A táp-utánhúzással működő erősítőre mutat példát az 5.41. ábra. Működési elvét érdemes végigkövetni, mert tanulságos /nagyfeszültségű tápegységeknél is elterjedten alkalmazzák l. ott/. A kisfeszültségű "lebegő" /floating/ tápot előállító Zener-diódákat a kimenet hajtja meg kis impedanciával: a felső Zener-dióda katódján mindenig U_Z -vel /pl. 15 V-tal/ pozitívabb a feszültség, mint a kimeneten, az alsó Zener-dióda anódján U_Z -vel negatívabb. Ezt a kimenettel együtt vándorló tápfeszültséget kapja az erősítő az emitterkövetőkön keresztül /az itt lévő

tranzisztoroknak nagyfeszültségüknek kell lenniük/. A bemeneti

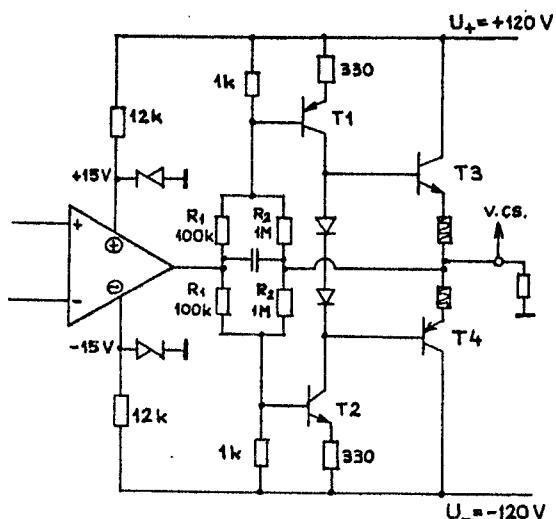


5.41. ábra

vezérlést követi a kimenet / $A_V=1$ /, és követi az erősítő szempontjából állandó kb. ± 15 V-os tápfeszültség is, miközben "bejárja" az esetleg több 100 V-os tartományt. A kisfeszültségű erősítő ily módon a bemenetén /és a kimenetén/ több 100 V-os jelet elbír! Érdekessége és jó tulajdonsága a kapcsolásnak, hogy - mivel az erősítő valamennyi pontja gyakorlatilag a

bemeneti feszültséggel együtt változtatja feszültségét - a bemeneti ellenállást nem korlátozza a közös módusú bemeneti ellenállás és a véges közös módusú elnyomásból adódó erősítési, jelkövetési hiba sem lép fel. Az utánhúzás /bootstrap/ következtében a bemeneti kapacitás is lecsökken, mivel az összes többi pont a változások szempontjából a bemenettel ekvipotenciális.

Ha nem követő az erősítő, akkor a táp-utánhúzás nem megfelelő, illyenkor a meglévő műveleti erősítőt egy nagyfeszültségű erősítő fokozattal kell kiegészítenünk pl. az 5.42. ábra szerint. A kiegészítő erősítőt a műveleti erősítő kimenete vezérli az R_1 ellenálláson keresztül a két félperiódusban T1 ill. T2 kinyitása útján. A feszültségerősítést R_1 és R_2 viszonya határozza meg. A végerősítő fázist fordít, ezért a kimenetről a visszacsatolást a neminvertáló műveleti erősítő-bemenetre kell vezetni. A túláramvédelmet nem rajzoltuk be a kapcsolásba, ez a szokott módon beiktatható. Nagyobb kimeneti áramigény esetén



5.42. ábra

pl. BURR-BROWN 3580,-81,-82,-83,-84 /140...145 V kimeneti feszültség, FET-bemenet, rövidzár- és túlmelegedés-védelem, stb./, de ezek ma még meglehetősen drágák.

5.4.3. A kimeneti teljesítmény növelése

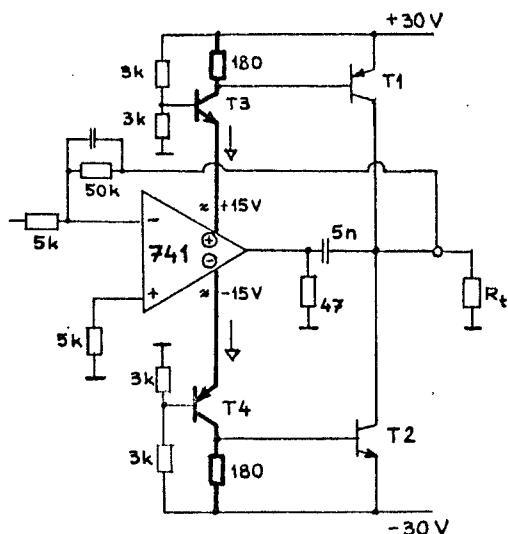
Természetesen az előzőkben példaként bemutatott áramnövelő és feszültségnövelő végfokozatok a kimeneti teljesítményt is növelik. A teljesítményerősítőknek azonban általában egyszerre kell nagymértékben növelniük az áramot és a feszültséget, ami fokozott követelményt jelent.

A fő probléma, amikor "normál" műveleti erősítőket teljesítmény végerősítővel egészítünk ki, hogy a tápfeszültségük általában ± 15 V, ami a legtöbb esetben kevés adott terhelő ellenálláson a kívánt teljesítmény eléréséhez. Olyan elrendezéseket célszerű választanunk, amelyekben a műveleti erősítő

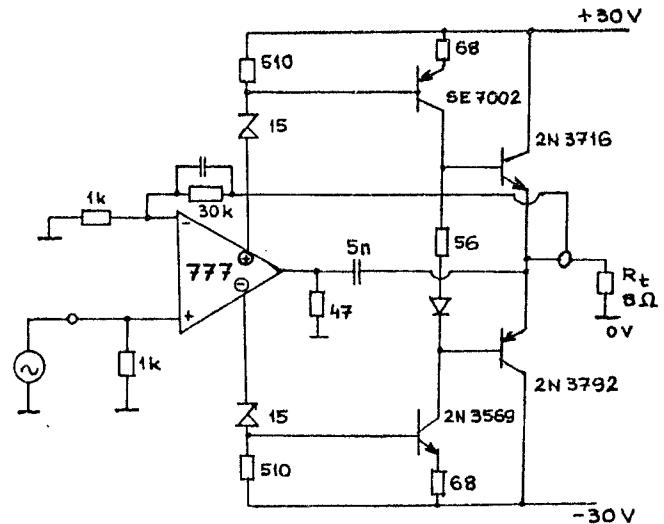
Darlingtonot és nagyáramú /el- mellett nagyfeszültségű végtranzisztorot kell alkalmaznunk. Ebben az esetben az erősítőnk inkább a teljesítményerősítők kategóriájába tartozik, ezekkel foglalkozunk a következő pontban.

Nagyfeszültségű BOOSTER-t is kaphatunk integrált formában is, sőt a legmodernebb megoldás az egyetlen tokban megvalósított nagyfeszültség-kimenetű műveleti erősítő,

normál tápfeszültséggel működhet úgy, hogy meg tudja hajtani a végerősítőt. Az eredeti 5.40. ábrán bemutatott FAIRCHILD kapcsolás módosításával például elérhetjük ezt a célt, hiszen nem az erősítő kimenete vezéri a végerősítőt /amely kb. ± 14 V-ra korlátozott/, hanem a tágvezeték árama. Az 5.43. ábra kapcsolásában a tágvezetékbe beiktatott T3 és T4, mint egy-egy emitterkövető, a bázisukat tápláló /jelen esetben 1/2-es/ osztó által lecsökkentett feszültséget juttatja a műveleti erősítőre /Pontosabban annál 0,6 V-tal kevesebbet/. Mivel T3 és T4 emitter-



5.43. ábra

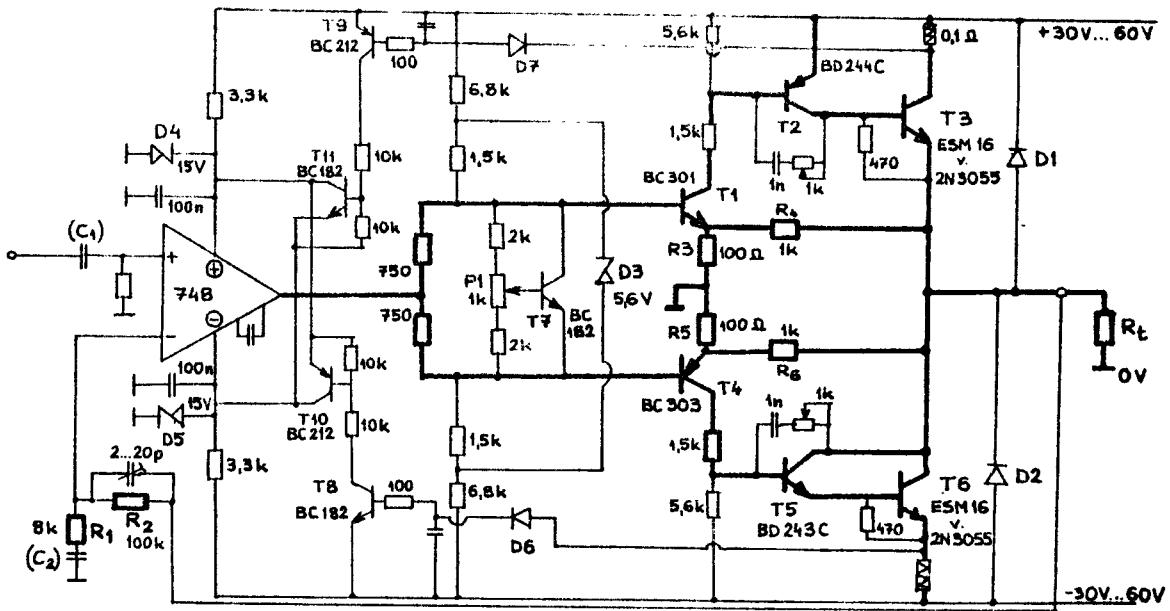


5.44. ábra

és kollektorárama gyakorlatilag megegyezik, a 180 ohm-os ellenállásokon most is a műveleti erősítő tágárama folyik át, ugyanúgy, mint eredetileg, vagyis a belső végfokozat ugyanúgy vezéri a külső végerősítő tranzisztorokat T1-et és T2-t /váltakozó áramú szempontból T3 és T4 kb. egyszeres áramerősítésű földelt bázisú kapcsolásnak tekintendő/. A szint-áttevő tranzisztorok helyett Zener-diódát is alkalmazhatunk, és nagyobb teljesítmény igény esetén T1 és T2 tranzisztorot meghajtónak használva újabb - nagyteljesítményű - komplementer tranzisztorokat helyezhetünk AB osztályú emitterkövető kapcsolásban a kimenetre

/FAIRCHILD javaslat a 777-es erősítőhöz, 5.44. ábra/. Nagyon jó villamos paraméterei mellett az ilyen típusú erősítő hátránya, hogy a végtranzisztorok nyugalmi árama a tápfeszültségtől erősen függ /stabilizált tápforrás cél szerű/, és a túláramvédelem megoldása is nehézkes /legjobb a tápforrásba beépíteni/.

Nagyobb teljesítményekhez /nx100 W/ a végerősítőben egy-egy oldalon két darab egymás után kötött tranzisztor sem elég a szükséges nagy kimeneti áram eléréséhez. Az 5.45. ábra egy minden oldalon háromfokozatú teljesítmény erősítő BOOSTER-rel kiegészített nagyteljesítményű műveleti erősítő kapcsolást mutat - az olcsóbb megoldás kedvéért egyfél NPN típusú kimeneti teljesítmény tranzisztorokkal. A végfokozatot a műveleti erősítő kimenete vezérli, de mivel ez utóbbi tápfeszültsége és ezzel együtt kimeneti feszültsége is korlátozott, nem egyszeresre visszacsatolt Darlington ill. komplementer-Darlington van a végfokozatban, hanem a T1-T2-T3-ból ill. T4-T5-T6-ból álló rendszer kb. 10-szeres erősítésre visszacsatolt erősítőpárt alkot. A visszacsatolást R_3 - R_4 ill. R_5 - R_6 létesíti. A műveleti

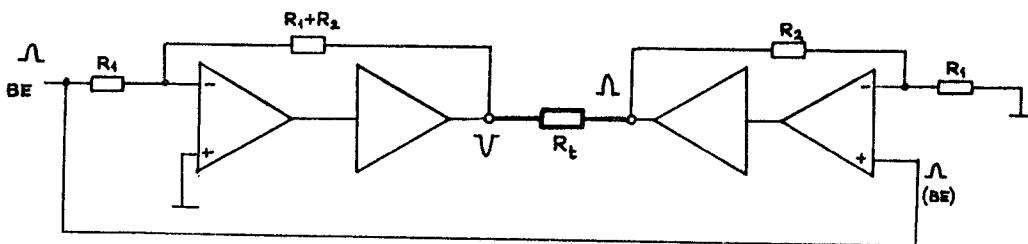


5.45. ábra

erősítőnek ily módon max. néhány V-os vezérlőjelet kell adnia T1 ill. T4 bázisára. A végerősítő tranzisztorok nyugalmi áramát a T7 tranzisztor előfeszítő P_1 -gyel lehet beállítani. Előny, hogy a végtranzisztorok melegedése miatti bázis-emitter változás nem befolyásolja elvileg a nyugalmi áramot /csak a T1-T4 meghajtó tranzisztoroké, de azok nem melegednek lényegesen/, itt az áramerősítés-változásnak van némi szerepe. A D3 Zener-dióda feladata, hogy a nyugalmi áramot beállító T7 köre számára konstans áramot biztosítson vezérlés közben és a tápfeszültség változásai közben. A teljes erősítést a bemenettől a kimenetig a teljes rendszert átfogó visszacsatolás határozza meg ($A_V = 1+R_2/R_1$). Ha az erősítővel csak váltakozó jelet kívánunk erősíteni, akkor C_1 -et és C_2 -t célszerű beiktatnunk /ez utóbbit az egységes DC erősítés megvalósítása érdekében/. A túláramvédelmet a végtranzisztorokkal soros 0,1 ohmos /ill. megfelelően méretezett/ "áram-figyelő" ellenállásokon létrejövő feszültség hozza működésbe; negatív félperiódusban fellépő túláram esetén kinyit D6 és ezáltal T8, ez T10-et nyitásba vezérli, amely a műveleti erősítő tápfeszültségét rövidrezárja, a végfok nem kaphat meghajtó jelet. Pozitív félperiódusban túláram esetén D7 nyit ki, így T9-cel vezérelve T11 zárja rövidre a műveleti erősítő táplálását. A felvázolt erősítő terheléstől és tágfeszültségtől függően 10-30 A csúcsáramot, 200...600 W teljesítményt adhat le. Maga a kapcsolási rajz meglehetősen bonyolultnak látszik és felmerülhet a kérdés, érdemes-e egyáltalán beépíteni a műveleti erősítőt, nem volna-e egyszerűbb a "fennmaradó részt" is diszkrét elemekkel helyettesíteni. A válasz: érdekes a bemeneti oldalon a műveleti erősítőt alkalmazni, mert ennek öfszet jellemzői határozzák meg az egész erősítő öfszet-jét, ami DC erősítés esetén kulcsfontosságú, de AC erősítés esetén is fontos a stabil null-feszültség beállítása szempontjából. Hasznolóan kedvező az erősítő szempontjából nézve, hogy a műveleti

erősítő igen nagy nyílthurkú erősítésű, ezért a visszacsatolt jellemzők nagyon jók lehetnek. A műveleti erősítés vezérlés mellett szól az is, hogy a bekapcsolás pillanatában már akkor, amikor a tápfeszültségek növekedés közben 1-2 V-ot elérnek, az áramkör "feléled", beállítja és tartja a kimeneti null-feszültséget, nem keletkeznek a kimeneten /sokszor káros/ tranziszterek. Egyébként a túlvezérléskor /védéskor/ illetve impulzus jelalakok esetén az induktív komponenst tartalmazó terhelésen fellépő túlfeszültség visszahatása ellen védő D1 és D2 diódát cél-szerű beépíteni /1-2 m huzallal bekötött terhelés is már induktív komponensűnek számít!. Ezt a kimeneti csúcsfeszültség védelmet minden más végerősítőhöz is érdemes alkalmazni.

Extrém nagy teljesítmény igény /kW/ esetében igen nagy tápfeszültségekre volna szükség /nagy áram mellett/, ami a tranzisztorokra nézve nagyon kiélezett követelmény. Ha a terhelés földfüggetlen, akkor szokásos megoldás a "híd-elrendezés" /5.46. ábra/. Két, ellenütemben vezérelt végerősítő kimenet közé kap-



5.46. ábra

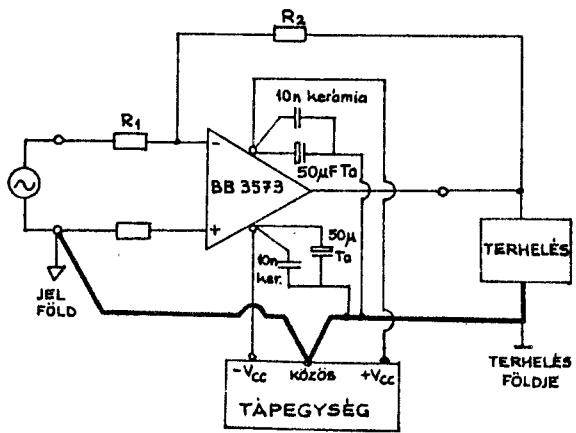
csoljuk a terhelést, amelyen így kétszeres feszültséget érhetünk el /amikor az egyik erősítő a pozitív kivezérlés-határon van, a másik a negatív, és fordítva, tehát a teljes amplitudó kétszeres/. A kétszeres feszültség azt jelenti, hogy a kivehető teljesítmény négyeszerese az egy erősítőből ugyanolyan viszonyok között kivehető teljesítménynek /feltéve, hogy az erősítők a

kétszeres áramot szolgáltatni képesek/. Az ellenütemű vezérlést legegyszerűbben az 5.46. ábrán látható módon úgy valósíthatjuk meg, hogy az egyik oldalon a teljes láncot átfogó visszacsatolással invertáló erősítőt képezünk ki, a másik oldalon ugyanolyan abszolut értékű erősítéssel neminvertáló erősítőt, és ezeket a közös bemeneti jellel vezéreljük.

Nagyteljesítményű lineáris AC erősítési feladatokhoz, ha a terhelés olyan szélsőséges impedanciájú, hogy az eddigi módokon nem ésszerű erősítőt készíteni, akkor kénytelenek vagyunk illesztő teljesítmény-transzformátort közbeiktatni. Egy adott frekvencián és annak környezetében működő áramkörökönél ez könnyebb feladat, mint széles sávban működőknél. A transzformátor alkalmazását az is szükséges teheti, hogy a terhelést galvanikusan le kell választanunk az erősítőről.

Nem túlzottan nagy kimeneti teljesítmény igény esetén legmodernebb megoldás kész, integrált nagyteljesítményű műveleti erősítő alkalmazása. Ilyen minden nagyobb gyár tipusválasztékában megtalálható hibrid kivitelben, TO-3, teljesítmény-tranzisztor tokban, vagy speciális, hűtőbordára szerelhető fém-alapú tokban. Példának nézzük meg, mit ígér a BURR-BROWN 3573-as típus: legnagyobb kimeneti teljesítmény 100 W, folyamatosan: 40 W, működtető tápfeszültség tartomány $\pm 10 \dots \pm 34$ V, legnagyobb kivehető áram 5 A /ez 28 V-os tápra vonatkozik, amikor is a kimeneten 20 V hasznos feszültség jelenik meg/, folyamatosan kivehető áram: 2 A. A külső ellenállással beállítható az áramkorlátozás, a teljesítmény-műveleti erősítő belső frekvenciakompenzálással ellátott, minden visszacsatolással stabil működésű. Az áramkör villamosan szigetelt a TO-3 toktól, ami a hűtőbordára való felszerelését megkönnyíti. Érdemes "egyéb" villamos jellemzőit is megemlíteni: nyílthurkú erősítés 115 dB, bemeneti ofszet feszültség ± 5 mV, bemeneti áram: 15 nA, bemeneti ellenállás 10 Mohm, slew-rate: 2,6 V/us, a teljes telje-

sítményt 23 kHz-ig adja le. Hasonló - kisebb teljesítményű /70 W/ - típus a FET-bemenetű, rövidzár és túlmelegedés ellen védett a 3571 és 3572. Jól megszivlelendő a katalógusban megrajzolt földelés és táp bekötési útmutató; ilyen nagy áramoknál a rossz földelés sok hiba okozója lehet! /Az elv teljes mértékben egyezik azzal, amit az 5.1.4. pontban tárgyaltunk, l. az 5.15. és 5.47. ábrát!/ A nagyteljesítményű műveleti erősítők



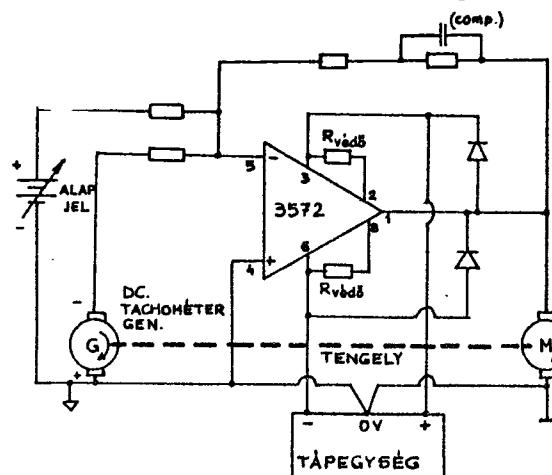
5.47. ábra

AC alkalmazásra /5-10-20 W, SGS-ATES, SIEMENS .../. Adott esetben meg kell gondolnunk, hogy nem felel meg célunknak ilyen-fajta erősítő, mert ezekhez könnyebben és olcsóbban hozzájuthatunk.

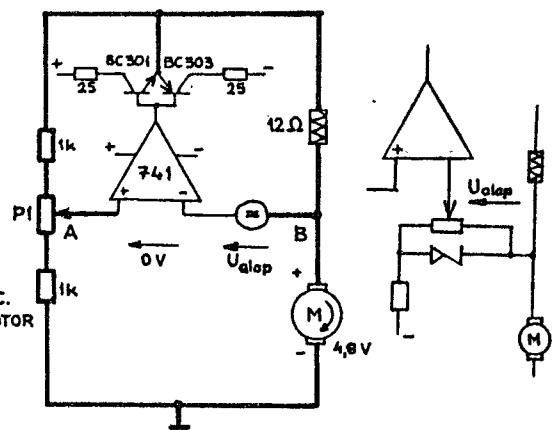
Az integrált DC nagyteljesítményű műveleti erősítők alkalmazására álljon itt egy tipikus példa: egy egyenáramú /szervo-/ motor fordulatszám szabályozása BB 3572-es típus felhasználásával /5.48. ábra/. A motor fordulatszámát egy vele közös tengelyen lévő egyenáramú "tachométer-generátor" érzékeli, amelynek kimeneti feszültsége a fordulatszámmal erányos. Az erősítő a tachométer-generátor és az ellenkező polaritású ALAPJEL feszültségét hasonlitja össze, és eszerint állítja be a motort tápláló kimeneti feszültséget /"egyensúlyi" helyzetben a motor "kénytelen" olyan fordulatszámot felvenni, amelynél a tachométer-gene-

típusválasztékát érdemes fi-
gyelemmel kísérni /Analog De-
vices, RCA, japán típusok/,
mert kész egységekkel egysze-
rűbben /bár egyelőre drágábban/
épithetünk berendezése-
ket. Az integrált teljesít-
ményerősítők között sok olyan
típus van, amely főleg a szó-
rakoztató ipar számára készül,

rátor jele, az alapjel és a visszacsatolt kimeneti feszültség eredőben zérust ad a virtuális földponton, az invertáló bemenetén/. Kisebb teljesítményű DC motorok /pl. magnómotor/ fordulatszám szabályozásához olcsóbb, ha "normál" műveleti erősítőt egészítünk ki két, megfelelő áramot szolgáltató komplement-



5.48. ábra



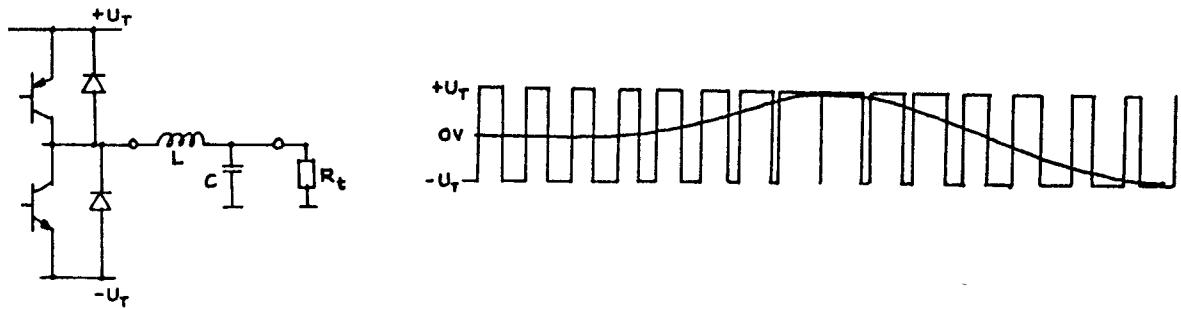
5.49. ábra

ter tranzisztorral. Az 5.49. ábrán látható kapcsolás érdekessége, hogy a motor fordulatszámának érzékeléséhez és szabályozásához nem alkalmazunk tachométer-generátort, hanem magán a motoron indukálódó feszültséget használjuk fel /miközben természetesen a működtető feszültség és áram is rajta van/. Ez úgy valósítható meg, hogy a motort egy hídkapcsolásba helyezzük. Ezt a hidat álló motornál P_1 -gyel kiegyenlíttük. Ha a motort forogni engedjük, a hidat tápláljuk, akkor az A és B híd-kimeneten keletkező /álló motornál zérus/ feszültség most a forgó motor fordulatszámával lesz arányos. Ebből a híd-kimeneti feszültségből vonjuk le az alapjelet / U_{alap} /, a különbség az erősítő bemenetre jut. Az erősítő a teljesítmény-buffer segítségével úgy táplálja a hidat, addig gyorsítja vagy lassítja a motort, amíg az indukált híd-kimeneti feszültség és az alap-feszültség eredője egészen pontosan zérus nem lesz. Egy adott alap-feszültséghoz egy adott motor-fordulatszám tartozik. Ha az alapjelet

változtatjuk, a motor ennek megfelelően kénytelen változtatni a fordulatszámát, mert így lesz csak az erősítő bemenetén zérus a feszültség. Ha például az alapjelet hirtelen 0 V-ra változtatjuk, akkor a motor nagyon gyorsan lefékez és megáll, hiszen zérus fordulatszámhöz tartozik zérus hid-kimeneti feszültség /ez volt a kiegyenlítés feltétele/. Az alapjel előállításának egy lehetséges módját az ábrán feltüntettük.

A BOOSTER erősítőkre visszatérve: említtettük már, hogy a mai technikában egyre nagyobb szerepet kapnak a teljesítmény MOSFET-ek /legtöbbük "VMOS" technológiával készül/, már 10...100 W-os típusok is kaphatók. Rendkívül előnyös tulajdonságuk, hogy meghajtásukhoz gyakorlatilag nem kell teljesítmény, ezért közvetlenül a megfelelő feszültséget szolgáltató fokozathoz kapcsolhatók /növekményes típusúak, ez a feszültség-illesztést is megkönnyíti/. Lineáris üzemben kis torzítással, nagy határfrekvenciával működtethetők, de kapcsoló üzemben /különböző eszközök meghajtására/ is kimondottan előnyös az alkalmazásuk, mert digitális áramkörökkel közvetlenül vezérelhetők. Adott esetben ezen szempontok alapján érdemes mérlegelnünk felhasználásukat.

Azt is érdemes meggondolnunk, hogy DC, vagy lassan változó jelek teljesítményének erősítésére nem érdemesebb-e kapcsoló üzemű végerősítőt alkalmazni. A végerősítő nagyteljesítményű eszközök szempontjából kedvezőbb a kapcsoló üzem, mert a rajtuk disszipálódó villamos teljesítmény nagyon kicsi lehet, a tápkihasználás hatásfoka pedig nagyon nagy. A kapcsoló üzem lényege, hogy a terhelésen a feszültséget gyors ütemben a pozitív illetve a negatív tápfeszültségre kapcsolhatással, átlagérték-ként kapjuk meg /5.50. ábra/. A kapcsoló tranzisztorokon minden két kapcsolási ütemben kicsi a teljesítmény, hiszen bekapcsolt állapotban a feszültség, kikapcsolt állapotban az áram elvileg zérus rajtuk.



5.50. ábra

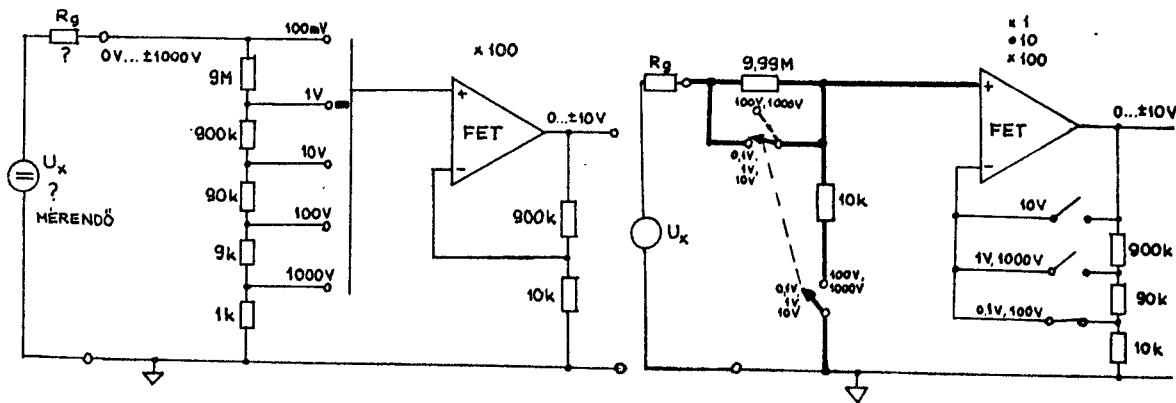
5.5. Villamos mérő és távadó alapáramkörök

Ebben a fejezetben olyan tipikus, műveleti erősítős alapáramkörökkel foglalkozunk, amelyeket villamos mennyiségeket mérő műszerekben, készülékekben, távadókban gyakran megtalálhatunk és kapcsolási elrendezésük, működési elvük számunkra tanulságos lehet. Célunk, hogy a műveleti erősítők alkalmazási példáit bővítsük, részletes analizist a későbbi tantárgyak ide vonatkozó részei adnak majd.

5.5.1. Az egyenfeszültség-mérés alapáramkörei, autozéró alapelvek

A megfelelő műveleti erősítő típus kiválasztása adott feladathoz - ahogyan erről már az 5.1.4. pontban szó volt - akkor okozza a legnagyobb problémát, amikor pl. kis egyenfeszültséget kell erősítenünk és a műveleti erősítő bemenetei által

"látott" ellenállás változó. Tipikus példa erre a nagypontosságú /ma már általában digitális/ feszültségmérők bemeneti DC erősítője. A méréndő forrás, generátor belső ellenállását nem tudhatjuk előre, lehet, hogy ohm, kilohm, vagy akár megohm nagysággrendű, az erősítő pontosságát ez nem befolyásolhatja. A bemeneten méréshatárváltó-osztónak is kell lennie, aminek minden állásban más-más a belső ellenállása /5.51. ábra/. Le-



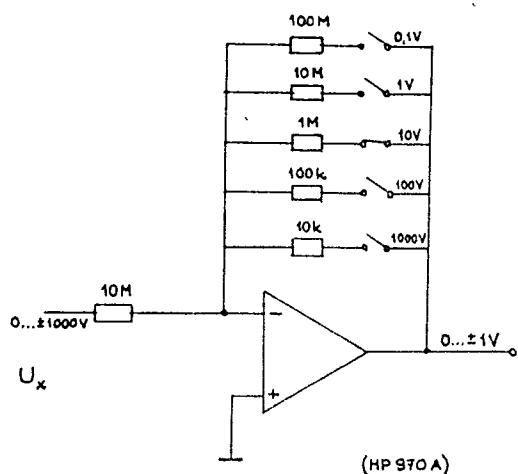
5.51. ábra

5.52. ábra

hetséges, hogy a visszacsatoló ágban is változik az ellenállás, ha a méréshatárváltást nem kizárolag a bemeneti osztóval végezzük, hanem az erősítés dekádikus lépésekben történő változtatásával is.

Az 5.52. ábrán ezt a /precíz feszültségmérőknél szokásos/ elrendezést láthatjuk. Ha a bemeneti feszültség nem haladja meg a 10 V-ot, akkor a jel közvetlenül a neminvertáló bemenetre jut, a méréshatárváltás a visszacsatolás változtatásával történik. 10 V-nál nagyobb bemeneti feszültség esetén bekapcsoljuk a "durva" osztót /pl. 1:1000/, majd az "utánerősítés" változtatásával állítunk méréshatárt. /Az ilyen bemeneti fokozattal ellátott műszerek bemeneti ellenállása az "alsó" méréshatáron gyakorlatilag végtelen, a felső, 100 V-os és 1000 V-os sávban

rendszerint 10 Mohm/. Szintén változó értékű ellenállás iktatódik a bemenettel sorba a harmadik szokásos bemeneti fokozat-elrendezésnél, amelyet az 5.53. ábra mutat. A bemeneten állandó



5.53. ábra

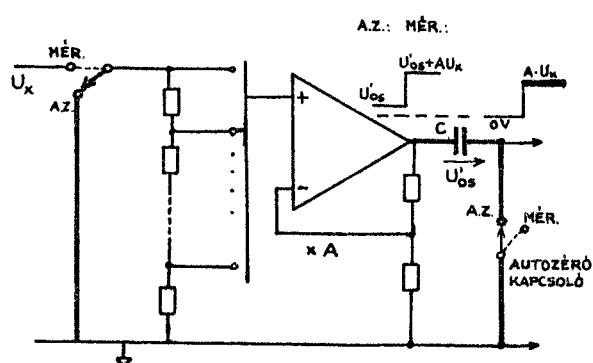
soros 10 Mohm van /ami annyiból előnyös, hogy a bemeneti ellenállás konstans: 10 Mohm, de hátrányként is fel fogható, hogy nincs olyan sáv, ahol gyakorlatilag végtelen/, a méréshatárváltás a dekádikus értékű visszacsatoló ellenállások váltogatásával történik. Az "erősítő" az osztót is helyettesíti; 10 V-os méréshatárban és e felett "aktív osztó" üzemben működik

0,1-, 0,01- és 0,001-szeres erősítéssel.

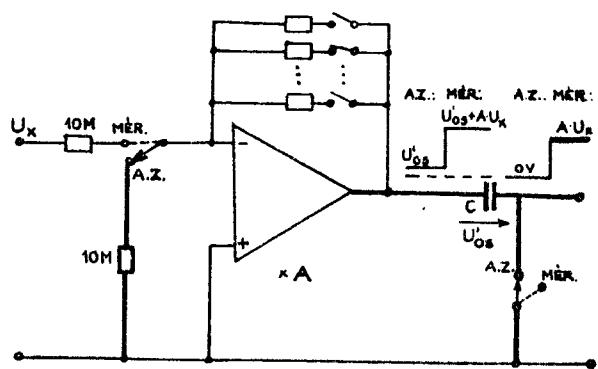
Mindegyik elrendezés közös jellemzője tehát, hogy a bemeneteken állandóan változó, cserélődő ellenállások vannak. Emiatt bipoláris erősítő felhasználása szóba sem jöhet, mert a legkisebb bázisáram is nagy ofszet feszültséget hozna létre /amikor 10 Mohm-mal "találkozik" a bemenet, akkor mondjuk 10 nA bázisáramot feltételezve: $10^7 \text{ ohm} \cdot 10^{-8} \text{ amper} = 0,1 \text{ V}$ az ofszet - ez kb. 100 %-os mérési hibát eredményez; ha a bemeneten a másik szélső esetben 10 kohm van éppen, akkor 0,1 mV a hiba, gyakorlatilag elhanyagolható!/. A FET erősítőknek viszont /még a legmodernebb típusoknak is/ megengedhetetlenül nagy az ofszet driftje. Gondoljunk arra, hogy egy 4 vagy 5 dígites digitális műszernek, vagy fizikai mennyiséget villamos módon mérő berendezésnek 100 mV végkitérés esetén a "felbontása", utolsó díjtének megfelelő értéke 10 uV ill. 1 uV. Egy FET bemenetű műveleti erősítő ofszet feszültség driftje legjobb esetben

$1-10 \text{ uV}/{}^{\circ}\text{C}$! Igy minden $1-2 {}^{\circ}\text{C}$ hőmérsékletváltozáskor /réteghőmérséklet változásor, amely több $10 {}^{\circ}\text{C}$ -kal is változik a disszipáció, "belső fűtés" miatt!/ újra be kellene állítanunk az ofszetet, ami mai berendezésekben természetesen elköpzelhetetlen, és nem szokásos.

A megoldás: a kézi nullázást automatikus nullázással kell felváltani, így lehet kiiktatni a FET erősítő ofszet hibáját! A legtöbb esetben a jelet feldolgozó rendszer /adatgyűjtő, feszültségmérő/ digitális, szakaszos működésű, bizonyos időnként vesz mintát a mérő feszültségből. Kézenfekvő, hogy két mintavételezés között, hanem bizonyos időnként/ iktassunk be egy autozéró ciklust. Ekkor a bemeneti fokozat /sőt legtöbbször a lánc többi fokozata is, tehát pl. az analóg-digitál átalakító/ "nullázza magát". Bemenetét leválasztjuk a mérő forrásról és helyette a nullpontra kötjük. A kimeneten természetesen nem 0 V jelenik meg, hanem az adott méréshatárban felerősített ofszet. A kapcsolást úgy képezzük ki, hogy ezt a hibafeszültséget hasznosíthatjuk a következő mérési eredmény korrekciójához, tehát például egy kondenzátorral "eltároljuk" és a következő méréskor a kimeneti feszültségből levonjuk. Az előző, 5.51. ábrán és az 5.53. ábrán vázolt bemeneti fokozatok egy lehetséges /elvi/ autozéró megoldását láthatjuk az 5.54. és 5.55. ábrán. A működés lényege

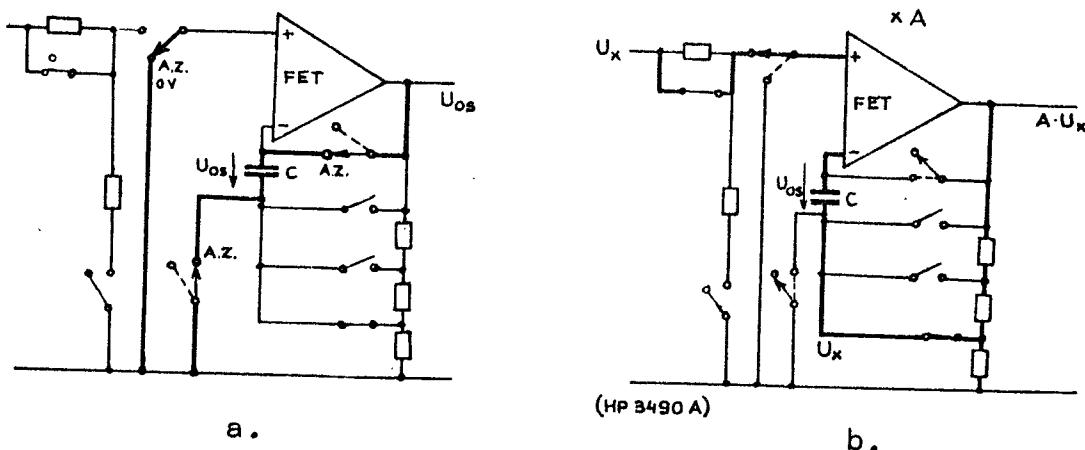


5.54. ábra



5.55. ábra

a passzív osztós és az aktív osztós megoldásnál egyaránt az, hogy az autozérő ciklusban a bemenet 0 V-ra történő kapcsolása közben a kimeneten zártuk az autozérő kapcsolót, amivel a kondenzátor /rajzon jobboldali/ kivezetését 0 V-ra visszük. Az erősítő kimeneten megjelenő, adott méréshatáron jelenlevő, fel-erősített ofszet feszültség / U'_{os} / feltölti a kondenzátort erre az értékre. Amikor mérési ciklusba váltunk, "elengedjük" a kondenzátor földelt végét, ekkor az itt lévő feszültség "felugrik" pontosan $A \cdot U_x$ értékre, a kondenzátor által tárolt U'_{os} hibafe-szültség levonódik az erősítő kimeneti feszültségéből, az egy-ség kimenetén ofszet nélküli jelet kapunk. Egyetlen feltétel van: a mérési ciklus alatt nem szabad terhelnünk a kondenzátort, tehát gyakorlatilag végtelen bemeneti ellenállásúnak kell lennie a következő egységnek /analóg-digitál átalakítónak/. Nem invertáló erősítő esetén más tárolókondenzátoros elrendezés is lehet-séges /és ez terhelhető is/. Az 5.52. ábra autozéróval kiegészített változatát az 5.56. ábra mutatja. A nullázás alatt a kon-



5.56. ábra

denzátor alsó végét a kapcsolóval 0 V-ra csatlakoztatjuk, eközben az erősítőt a másik autozérő kapcsolóval a rajzon látható módon 1-re visszacsatoljuk, és a bemenetére U_x helyett 0 V-ot

adunk. Az így kialakuló, 0 V-tal vezérelt követő erősítő kimeneti feszültsége éppen a bemeneti öfszet feszültséggel egyenlő. A tároló kondenzátor ily módon erre az öfszet feszültségre töltődik fel. Amikor mérésre kapcsolunk, akkor a tárolt öfszet feszültség sorosan beiktatódik az invertáló bemeneti ágba /5.56. b. ábra/ és kiegyenlíti az erősítő öfszet-jét /a tároló kondenzátor alsó pontja, ahova a visszacsatolás érkezik egészen pontosan, öfszet hiba nélkül egyenlő potenciálon van a neminvertáló bemenettel, hiszen a szükséges öfszet feszültséget a tároló kondenzátor "betáplálja"/.

Az ábrákban szereplő kapcsolók a mai készülékekben általában félvezetős, elektronikusan vezérelhető kapcsolók /JFET vagy MOS/-kivéve azokat a bemeneti pontokat, ahol a teljes /esetleg 1000 V/ bemeneti feszültség felléphet /itt REED-jelfogókat vagyunk kényteéenek használni/. A félvezetős analóg kapcsolókról még külön szó lesz. A feszültségmérő bemeneti fokozatokat összehasonlitva annyit érdemes megjegyezni, hogy az invertáló, aktív osztós elrendezés /5.53. és 5.55. ábra/ nagy előnye, hogy akár 1000 V-os bemeneti jelet fogadni tud anélkül, hogy a kapcsolókon ez a feszültség fejlépne, tehát itt a méréshatár-váltást könnyen megoldhatjuk vezérelt félvezető kapcsolókkal /automatikus mérésha-tár-váltáskor ez fontos/. A kapcsolók soros ellenállása viszont - amikor a visszacsatolásba kis ellenállásokat /10k/ iktatunk be - erősítéhibát okozhat, ennek kiküszöbölési módját később tárgyal-juk.

Az autozéró-kapcsolók vezérlésüket /tehát, hogy mikor kapcsoljanak ki vagy be/ a bemeneti fokozatot követő digitális feszültségmérőből /analóg-digitál átalakítóból/ ill. feldolgozó egységből kapják.

Digitális /szakaszos működésű/ feszültségmérők bemeneti fokozatának automatikus nullázását más módszerrel is megoldhatják. Autozéró ciklusban az előzőkhöz hasonlóan az erősítő bemenetét 0 V-ra kapcsolják, és a kimeneten előálló hibafeszültséget a

feldolgozó egységhez /analóg-digitál átalakítóhoz/ vezetik. Ez utóbbi erre nulláz /mivel van saját autozérő áramköre/, "ezt tekinti O V-nak". A mérési ciklusban minden feszültséget ehhez képest mér, amivel végeredményben kiiktatta az alap null-hibát. /Ezt az elvet esetenként egy teljes mérő-láncra kiterjesztik úgy, hogy pl. nem az erősítő bemenetét kapcsolják O V-ra az autozérő alatt, hanem az erősítendő jelet szolgáltató mérőátalakítóról, hidról stb. lekapcsolják a tápláló feszültséget, amivel az összekötések, csatlakozások zavaró kontakt-, termo-potenciáljai, az ofszet-ek stb. hatása mind kiiktatható/.

A legmodernebb, minőségileg más módszer a "software úton" történő automatikus nullázás. Az új fejlesztésű digitális feszültségmérők mikroprocesszoros felépítésűek, ezért nem okoz problémát az ofszet "kalkulációs úton" történő nullázása. A bemenet O V-ra kapcsolásával a rendszer először megméri a bemeneti erősítő ofszet feszültségét, majd az U_x -re kapcsolással történő mérés után kivonja az ofszet feszültséget ebből a mérési eredményből, és így előállítja a pontos értéket. Az automatikus nullázást általában automatikus kalibrálással is kiegészítik /megmérik a nagyon pontos referencia feszültséget is a bemeneti fokozat felhasználásával, így a méréshatárváltó ellenállások többségének hibáját is sikerül kiiktatni, pl. Hewlett Packard 3455A/.

Analóg, nem mintavételes rendszerekben is alkalmazható az automatikus nullázás, némi kiegészítő elektronikával. A kimeneti jelnek itt ugyanis folyamatosan rendelkezésre kell állnia, olyankor is, amikor a mérőerősítő nulláz. Erre egy szokásos megoldás a tartó /sample and hold: mintavező-tartó/ áramkör beépítése. Nullázás alatt ez tartja /tárolja/ az előző ciklusban beállt kimeneti jelet /a mintavező-tartóval később foglalkozunk/. Gondoskodnunk kell ezenkívül a kapcsolók meghajtó áramköréről is. Az autozérő-jelerősítés ciklus frekvenciáját az

erősítendő jel változási sebességétől kell függővé tennünk /általában lassan változó DC jelek feldolgozása jöhet szóba, ilyen módon nincs szükség túlzottan nagy kapcsolási frekvenciára/. Nagyon kis egyenfeszültségek "analóg" erősítésére a szaggatós /chopper-es/ illetve a szaggatóval stabilizált /chopper-stabilized/ erősítőket fejlesztették ki /ma már integrált változatok is kaphatók/, működésüket a 6. fejezetben tárgyaljuk részletesebben.

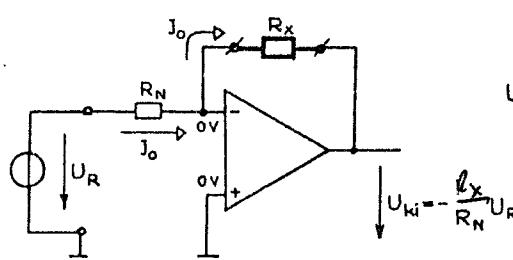
Érdemes megjegyezni, hogy minden autozéró kapcsolás pontos működésének alapfeltétele az, hogy jelerősítési ciklus alatt az eredetileg kezdetben nullázott ofszet feszültségek ne változzanak észrevehetően, vagyis a drift sebessége ne legyen nagy. Ez a feltétel az esetek többségében teljesül is.

5.5.2. Ellenállásmérő alapáramkörök

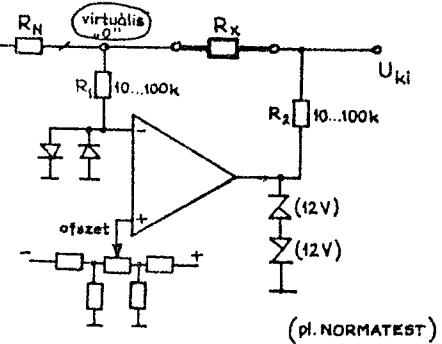
Az ellenállásmérő áramkörök közül az elektronikus ellenállásmérő kapcsolásokból tárgyalunk néhány jellemző példát. Feladatunk lehet egy ismeretlen ellenállás /tegyük fel: nagypon-tosságú/ meghatározása, vagy valamely, nem villamos mennyiséget érzékelő ellenállásos mérőátalakító sokszor egészen kismértékű ellenállás változásának kimutatása, arányos feszültséggé való átalakítása /pl. nyúlásmérő bélyeg, termo-ellenállás/. Az ellenállás-mérőkörök fizikai működésének tárgyalása közben a csatlapoztatás, jelvezetés alapvető kérdéseivel is foglalkozunk, amelyek a precíz mérésben alapvető fontosságúak.

Lineáris ellenállás-feszültség átalakítót mutat be az 5.57. ábra, ezt az áramkört univerzálisan használják. Elrendezését tekintve egy invertáló negativ visszacsatolt erősítő, amelynek visszacsatoló ágába helyezzük az R_x mérendő ellenállást. A másik ágba helyezzük az etalon, "normál" ellenállást R_N -et, amihez R_x -et viszonyítjuk. A bemenetre stabil, pontos U_R "referen-

cia feszültséget" kapcsolunk. A kimeneten kapott feszültség /ideális erősítőt feltételezve/ - az invertáló kapcsolásra érvényes erősítéssel számolva - egyenesen arányos az ismeretlen R_x értékével. Ha pl. a referencia feszültséget $U_R = -1$ V-ra választjuk, és mondjuk $R_N = 1$ kohm, akkor a kimeneti feszültség V-ban mért értéke egyenlő R_x kohm-ban vett értékével. Több méréshatár esetén R_N -et cseréljük a méréshatár kapcsolóval /ha feszültségmérésre az 5.53. ábra invertáló, aktiv osztós kapcsolását alakítottuk ki, akkor ellenállás méréshez az egész ellen-



5.57. ábra



5.58. ábra

állás-készletet a kapcsolókkal együtt áthelyezzük a bemeneti oldalra és akkor ugyanazt az etalon-sort használhatjuk feszültség és ellenállás mérésére/. Fizikai működését tekintve a kapcsolás egy R_x -et tápláló áramgenerátorként is felfogható, hiszen /a virtuális nulla miatt/ R_N -en az U_x feszültség U_R/R_N áramot hoz létre, ami /mivel az erősítő bemenetébe nem folyik áram/ R_x -en folyik keresztül, és annak ellenállásértékétől függetlenül állandó. Korlátozó feltétel csupán annyi, hogy R_x ne legyen olyan nagy érték, amelynél U_{ki} eléri ill. meghaladja a legnagyobb torzítatlanul kivehető kimeneti feszültséget. Ilyenkor R_N -et kell váltani /természetesen kikötés az is, hogy a választott mérőáram nem lehet nagyobb a megadott kimeneti áramhatárnál, mivel R_x árama a műveleti erősítő végfokozatán keresztül folyik/. A kapcsolás hátránya, hogy a mérő ellenállás egyik vége sem földelhető, hiszen a kimenet feszültséggenerátorosan

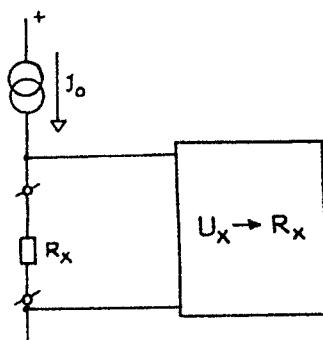
a "hasznos" feszültséget szolgáltatja. A másik oldalon ugyan virtuális nulla van, de ez sem köthető össze a földdel, mivel így megszünne az erősítő vezérlése. Ha a mérőkört földfüggetlen, külön tápfeszültséggel látjuk el, akkor természetesen semmi akadály a földelésnek /lehetőleg a kimeneti oldalon/. Előny, hogy az ellenállással arányos feszültség kis kimeneti impedanciával, "feszültséggenerátorosan" áll rendelkezésre.

A mérés pontossága alapvetően R_N -től és U_R -től függ: amennyi ezek relativ értékhibája, annyi hiba lép fel R_x mérésekor is. Beleszól a pontosságba az erősítő is: öfszet feszültsége lényegében U_R -hez adódik, itt okoz hibát, a bemeneti áram pedig különösen a nagy ellenállások /Mohm/ mérését zavarja. A méréndő R_x tartománytól kell függővé tennünk, hogy milyen típusú erősítő felel meg. Mivel R_x akár zérus is lehet /"nullázáskor" mindenkorban rövidrezárjuk a mérő kapcsokat és ez természetesen az erősítőnek nem árthat/, a felhasznált erősítőt $A_V=1$ -nek, "teljes visszacsatolásnak" megfelelő frekvencia-kompenzációval kell ellátnunk /célszerű a belül kompenzált típus/.

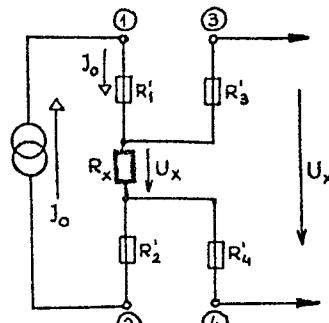
A vázolt kapcsolás gyakorlati kivitele sokszor annyira eltérő, hogy fel sem ismerjük benne az eredetit. A mérőkört ugyanis megfelelő védelemmel kell ellátnunk, mert lehetséges, hogy a kivezetett kapcsokra tévedésből extrém nagy külső feszültség kerül. Az 5.58. ábra egy "valóságos" elrendezési lehetőséget mutat: az invertáló bemenettel soros R_1 ellenállás a bemenet kerülő túlfeszültség esetén korlátozza az áramot /a bemenetet túlfeszültség ellen a dióda-pár védi/. A soros ellenállás egyébként nem befolyásolja a működést, mivel az erősítő bemenetén nem folyik észrevehető áram, a virtuális föld R_N és R_x találkozási pontjára helyeződik át. A kimeneti oldalon szintén áramkorlátozó ellenállás van, R_x kapcsa ezen keresztül csatlakozik a Zener-diódákkal határolt erősítő kimenetre. Ez sem befolyásolja a mérési pontosságot, mert R_2 ugyan sorosan kapcsolódik R_x -szel, de a kimeneti, "hasznos" feszültséget most nem az erősítő kimenetéről, hanem R_x -ről vezetjük el, itt

pedig ugyanakkora feszültség áll be /Ohm törvénye értelmében/, mint az eredeti kapcsolásban.

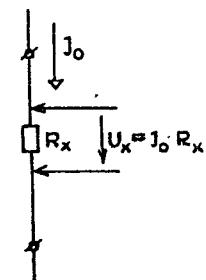
Olyan esetekben, amikor nagypontosságú feszültségmérő ill. analóg-digitál átalakító áll rendelkezésre nagy bemeneti ellenállással, az ellenállásmérést lehetőleg közvetlenül feszültségmérésre vezetjük vissza. Ha a pontossági igény nem nagy, vagy a mérő ellenállás nagy, az Ohm-törvény alapján mérünk, két vezetékes módszerrel: készítünk egy pontos áramgenerátort, ennek ismert áramát átvezetjük R_x -en és megmérjük a létrejött feszültséget az 5.59. ábra szerint. Az áramgenerátor kapcsolásokat a következő pontban részletezzük. Ha a mérő ellenállás kicsi,



"2 VEZETÉKES" MÓDSZER



"4 VEZETÉKES" MÓDSZER



ELV

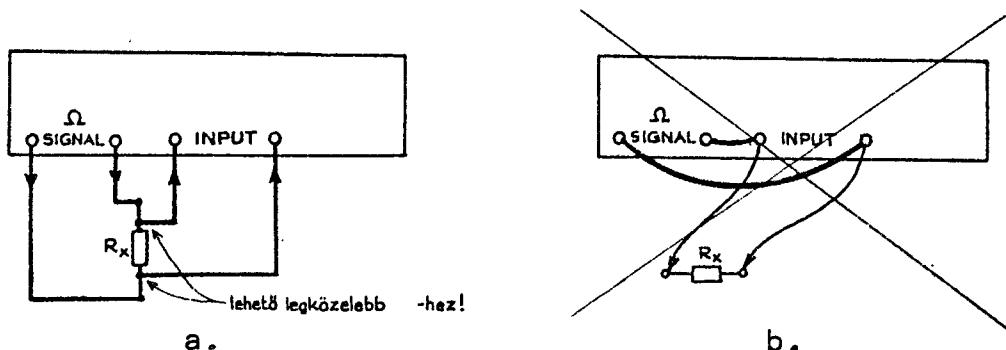
5.59. ábra

5.60. ábra

vagy kismértékű változásait kell mérnünk, akkor ez a módszer pontatlan /pl. egy hőmérséklet-érzékelő platina-ellenállás, amely 0°C -on 100 ohm-os, 1°C hőmérsékletváltozás hatására kb. 0,3 ohm-mal változtatja ellenállását és, ha $0,1^{\circ}\text{C}$ pontossággal szeretnénk mérni, akkor még 0,03 ohm változást érzékelnünk kell, illetve ennyi lehet az ellenállásmérés hibája!/. Ilyen esetekben a mérési elvet illetően az Ohm-törvényhez betű szerint ragaszkodnunk kell: az ellenállás értékét az ellenálláson lévő feszültség és a rajta átfolyó áram hányadosa adja. A "2 vezetékes módszer" /5.59. ábra/ ennek nem tesz eleget, mert a feszültséget nem magáról a mérő ellenállásról, hanem az áramgenerátor

kivezetéséről illetve a földvezetékről vezetjük el. Így a mért feszültségből nem R_x értékére, hanem R_x -nek, az R_x -hez hozzávezető huzalnak, valamint a csatlakozás /meglehetősen bizonytalan/ ellenállásának az összegére következtethetünk csak. Precíz mérést csak úgy végezhetünk, hogy ha a feszültséget ténylegesen a "működő" R_x ellenállásról vezetjük el, azokról a pontokról, amelyek közötti ellenállásértéket mérni akarjuk, tehát amelyek R_x -hez a lehető legközelebb vannak. Külön kell választanunk a táplálási két pontot, ahol az áramgenerátort csatlakoztatjuk a mérőhöz, és a feszültségérzékelő két pontot, így végülis 4 vezetékkel csatlakozunk a mérőhöz az 5.60. ábra szerint. A 4 vezetékes módszer lényege tehát, hogy a csatlakozások és hozzávezetések ellenállása nem befolyásolja a mérési eredményt, hiszen az 1-es illetve 2-es táplálási pont és az R_x végei közötti csatlakozási és vezeték-ellenállás, R'_1 és R'_2 nem befolyásolja az áramgenerátor mérőáramát, és hasonlóan - mivel a feszültségmérő bemeneti ellenállása nagy - a feszültség-vezeték és csatlakozás soros ellenállása R'_3 és R'_4 nem befolyásolja az R_x -en érzékel U_x mérésének pontosságát. Nagyon fontos tudnunk, hogy kis ellenállás, vagy kis ellenállás-változás pontos mérésekor - hacsak nincs az egész rendszer integrálva, mint a mai modern LSI áramkörökben - minden 4 vezetékes elrendezést célszerű választani. A nagy pontosságú digitális mérőrendszerek, amelyek ellenállás pontos mérésére is alkalmasak minden 4 kivezetéssel vannak ellátva; egy "ohm-source" vagy "ohm-signal" párral valamint egy "input", feszültség-érzékelő kapocspárral. A huzalozásnak - ha a pontosságot ki akarjuk használni - a 4 vezetékes elrendezésnek megfelelőnek kell lennie /5.61.a. ábra/. Gyakran kényelmi okokból elkövetjük azt a hibát, hogy a mérőzsínókat "előre összekötjük" ohm-méréshez, és az összekötés eredményeképpen adódó 2 vezetékkel mérjük meg R_x -szer - visszaalakítva ezzel a nagy gonddal elkészített, drága, 4 vezetékes

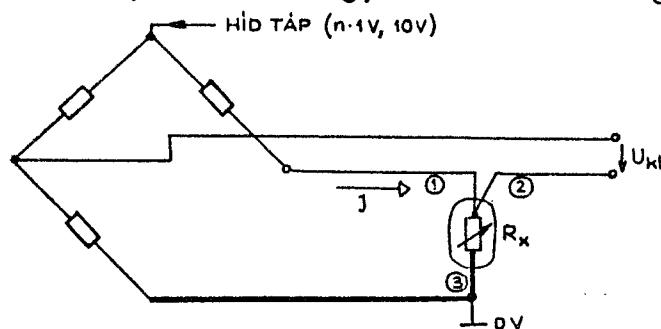
műszert "normál", 2 vezetékes "indikátorrá" /5.61.b. ábra/. Ennek elkerülésére a gyártók a műszerhez - tartozékként - mellé-



5.61. ábra

kelnek olyan "Kelvin-csipeszt", amely "automatikusan" csatlakoztatja a 4 vezetéket.

Érdemes megjegyeznünk, hogy a 2 vezetékes és 4 vezetékes módszer mellett létezik egy ún. "3 vezetékes" módszer is. Ez főképpen hid-elrendezésnél használatos, amikor az érzékelőt, amely nagyon kis mértékben változtatja az ellenállását, egy alaphelyzetben kiegyenlitett hid egyik ágába helyezzük el. A



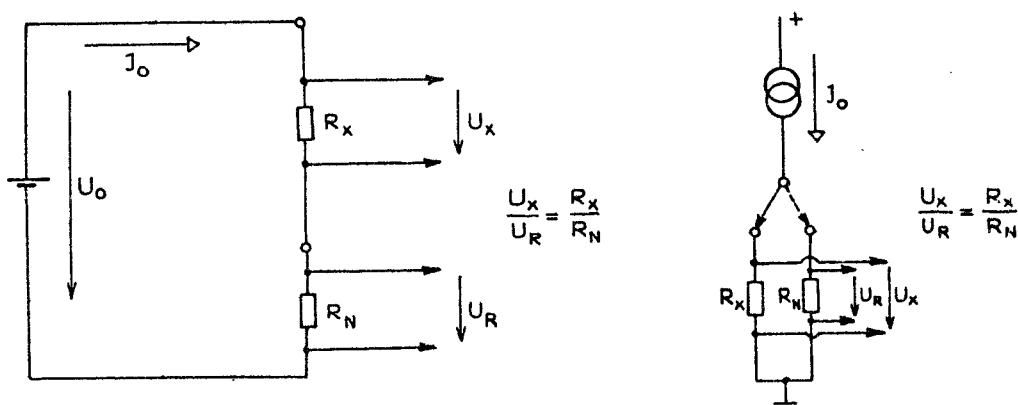
"3 VEZETÉKES" MÓDSZER

5.62. ábra

"hasznos" hid-kimeneti feszültség általában nagyon kicsi /mV/, ezért egyáltalán nem mindegy, hogy ebbe belemérjük-e az "érzékeny" hid-kimeneti ponton az R_x csatlakozásán keletkező /mérőáram által létrehozott/ hiba-

feszültséget. R_x "melegpontján" ezért különválasztjuk az áram-bevezetési és a feszültség-érzékelési pontot. A föld-ágban csak egy vezeték van, amelynek a lehető legrövidebbnek és legkisebb ellenállásúnak kell lennie, de mivel ez a táp-oldalon van /l...10 V körül/, helyes földelés esetén nem okoz számottevő hibát U_{ki} -ben /5.62. ábra/.

Az áramgenerátoros, feszültségmérésre visszavezetett ellenállásmérési módszer mellett más módszerrel is találkozhatunk, különösen a digitális mérőberendezésekben. Tekintve, hogy a digitális feszültségmérők, analóg-digitál átalakítók legtöbbje aránymérő, azaz a kérdéses feszültséget U_x -et a referencia feszültséghez U_R -hez viszonyítva méri meg, alkalom nyílik arra, hogy pontos áramgenerátor nélkül egy etalon ellenállással /etalon sorozattal/ összehasonlítási elven mérjük meg R_x R_N -hez viszonyított értékét /5.63. ábra/. A mérési pontosság így kizá-



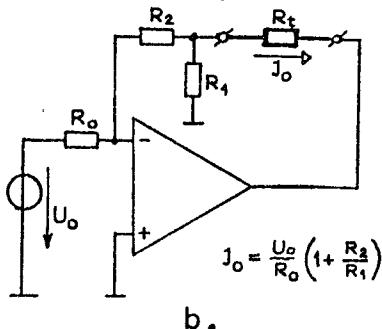
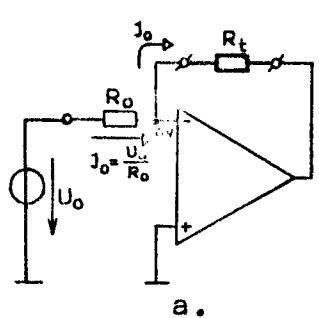
5.63. ábra

rőlag R_N pontosságától /és természetesen a feszültség-viszony mérés pontosságától/ függ. A mérőkört tápláló U_o -nak ill. I_o -nak nem kell pontosnak lennie, hiszen az ellenállás-arány ezektől független, szemben az előző módszerekkel, ahol az invertáló erősítőt vezérlő feszültség /5.57. ábra/, az áramgenerátor árama /az 5.59. és 5.60. ábrán/ és a híd tápfeszültsége /az 5.62. ábrán/ alapvetően befolyásolja a mérési eredményt. Az ellenállás-aránymérésre RATIOHMIC elnevezést használják; több nagy pontosságú digitális multiméter így mér ellenállást /Hewlett-Packard 3490A, TAKEDA-RIKEN, stb./.

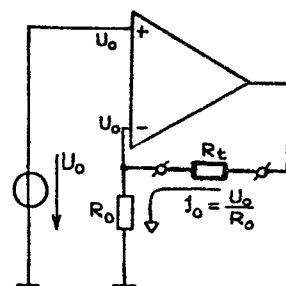
5.5.3. Áramgenerátor alapkapcsolások

Az áramgenerátor nagyon sok mérőkapcsolás, elektronikus egység része. Egyenáram-generátort alkalmaztunk pl. az ellenállás mérőkapcsolások nagy részében, de áramgenerátor van az áramkimenetű távadókban is stb. Általános felépítési elv, hogy egy aktív - rendszerint műveleti erősítők szabályozó áramkörrel - egy ismert, pontos ellenálláson adott /referencia-/ feszültséget állítunk be, illetve tartunk fenn, és az így kialakuló áramot vezetjük a terhelésre, vagyis feszültség-vezérelt áramgenerátort készítünk.

A legegyszerűbb ellenállásmérő kapcsolásként az 5.57. ábrán felrajzolt elrendezés is áramgenerátor /5.64.a. ábra/. A bemeneti U_o -tól és R_o -tól függő áram az R_t terhelésen folyik keresztül,



5.64. ábra



5.65. ábra

függetlenül a terhelő ellenállás értékétől /legalábbis, ha az egy megengedett maximális érték alatt marad/. Az I_o forrásáram a referencia-feszültséget / U_o / adó generátoron is átfolyik, valamint a műveleti erősítő kimeneti fokozatán, amire méretezéskor figyelemmel kell lennünk /nagyobb áram igény esetén a kimenetre booster-t kell tennünk/. A generátor terhelését az 5.64. b. ábra szerinti elrendezéssel csökkenthetjük. Nem invertáló kapcsolással is építhetünk áramgenerátort az 5.65. ábra szerint,

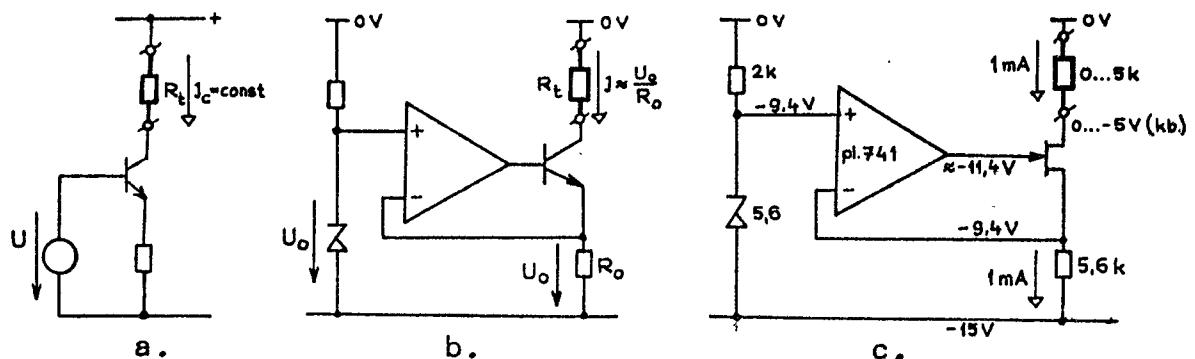
A terhelésen fellépő generátor-áram Ohm-törvénye alapján itt is $\frac{U_o}{R_o}$.

Valamennyi eddig felrajzolt kapcsolás jellemzője, hogy csak földfüggetlen, "lebegő" /floating/ terhelésre szolgáltathat generátor-áramot. A terhelés csak akkor földelhető, ha teljes mértékben földfüggetlen tápforrásról működtetjük az áramkört. Ha ezek közül bármelyik feltétel fennáll, érdemes ezeket a kapcsolásokat használni, mert a lehető legegyszerűbbek, és előnyösek azért is, mert U_o irányától függően a generátor áramirány is felcserélhető /az áramgenerátorok bipolárisak/.

Ha a terhelés egyik vége földelt /és nem áll rendelkezésre földfüggetlen tápforrás/, akkor meg kell gondolnunk, hogy bipoláris generátorra van-e szükségünk, vagy elegendő egyféle irányú áramot szolgáltató unipoláris kivitel. Az unipoláris áramgenerátor némi járulékos diszkrét elem felhasználásával könnyebben felépíthető olyan megoldásban, amelyben az áramot az előzőkhöz hasonlóan csak egy /referencia-/ feszültség és egy ellenállás határozza meg, szemben a bipolárissal, amelyhez több nagypontosságú alkatrészre van szükség /ellenállásméréshez, áramtávadó-kimenethez pl. elegendő unipoláris egyenáram-generátor!/.

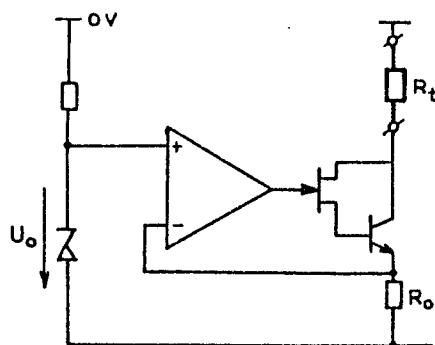
Az unipoláris áramgenerátor egyik legegyszerűbb változatát az 5.66. ábra mutatja. Tudjuk, hogy egy emitterellenállással ellátott és bázispontján állandó feszültséggel táplált tranzisztor áramgenerátorként működik: a kollektorban elhelyezett terhelésen átfolyó kollektoriáram /amely közelítőleg egyenlő az emitterárammal/ csak az emitter potenciáljától és az emitterellenállástól függ /a. ábra/. A tranzisztoros áramgenerátor áramát pontosíthatjuk egy műveleti erősítővel /b. ábra/, amely összehasonlíta az alap-feszültséget /amelyet pl. Zener-diódával állítunk elő/ az emitterellenálláson fellépő feszültséggel. A legkisebb eltérés esetén úgy vezérli a bázist, hogy az emit-

terfeszültség a lehető legjobban megközelítse az alap-feszültséget, így az emitteráram egészen pontosan az előírt U_o/R_o értékű lesz, és ennyi lesz közelítőleg a kimeneti áram is. Pon-

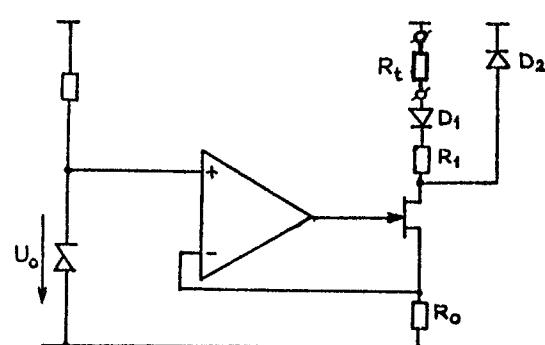


5.66. ábra

tatlanságot okoz az, hogy a tranzisztor kollektorárama nem egyezik meg pontosan az emitterárammal /a bázisáram elfolyik, ami 1-2 %. FET-et alkalmazva ez a hiba megszüntethető /nem folyik gate-áram, a drain és source áram megegyezik/. A c. ábrán 1 mA-es generátor-áramot feltételezve tüntettük fel a közelítő értékeket. Ha nagy áramra van szükségünk és nem áll rendelkezésünkre nagyáramú FET, akkor egy FET-tel meghajtott bipoláris tranzisztorról kell a kimenetre tennünk /5.67. ábra/.



5.67. ábra



5.68. ábra

Ha nem negatív, hanem pozitív áramra van szükségünk a terheléssel, akkor értelemszerűen a pozitív tápfeszültség-oldalon ellenkező polaritású tranzisztorokkal kell a kapcsolást felépítenünk. Ha a terhelés egyik vége nem a földhöz, hanem valamelyik táp-vezetékhez kell, hogy csatlakozzon, akkor a kapcsolás változtatás nélkül használható, az "aktiv oldalt" természetesen mindig a "másik" táp-oldalon kell felépítenünk. Ohm-méréskor, távadáskor a védelemre is gondolnunk kell: legtöbbször követelmény, hogy a "melegpontra" kerülő több száz V túlfeszültséget is károsodás nélkül el kell viselnie az áramkörnek. A védelem egy lehetséges megoldását az 5.68. ábra mutatja: a kimeneti pont negatív túlfeszültségre kerülése esetén D1 lezár /normál üzemben nyitott, és az áramot nem befolyásolja/, pozitív túlfeszültség esetén D2 nyit ki, a kimeneti pontot nem engedi kb. +0,7 V fölé, a kialakuló túláramot R_1 korlátozza.

A bipoláris feszültségvezérelt áramgenerátorokra egy példa az 5.69. ábrán látható. A végtelen kimeneti ellenállást a 4 db. szigorúan azonos értékű R ellenállással létrehozott negatív-pozitív visszacsatolással valósítjuk meg. A kimeneti áram meghatározásánál felhasználjuk, hogy az invertáló és a neminvertáló

bemenet potenciálja azonos kell legyen /ezért is van az, hogy bármekkora is az erősítő kimeneti feszültsége, minden két visszavezető R -en egyforma I -nek kell folynia/. Az invertáló bemenet feszültsége:

$$U_o = I R,$$

a neminvertálóé a függőleges R -re

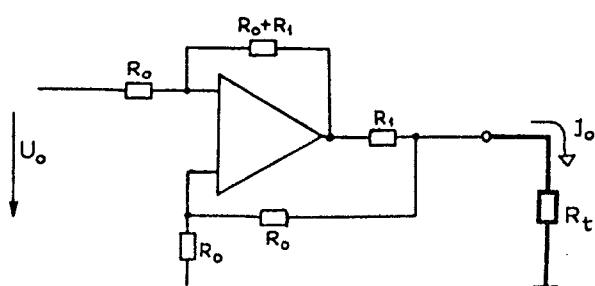
$$I_1 R$$

felirt Ohm-törvénnyel:

Igy tehát: $U_o - IR = I_1 R = (-I_o - I)R = -I_o R - IR$, ahonnan

$$I_o = -\frac{U_o}{R}$$

tehát I_o az R_t terheléstől független és csak U_o -tól és R -től függ /az előjel negatív!. Hasonló, földelt terhelésre dolgozó bipoláris áramgenerátor az 5.70. ábra áramköre. Ebbe már 5 db.



5.70. ábra

/ha $R_o + R_1$ -et két tagból állítjuk össze akkor 6 db/ pontos, illetve egyforma értékű /"párosított"/ ellenállást kell beépíteni, ezért kicsi a gyakorlati jelentősége. A generátor áram:

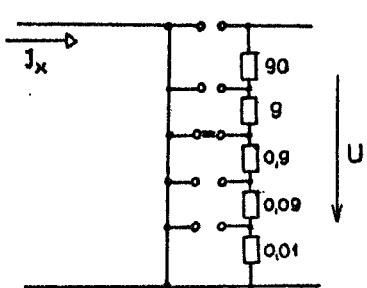
$$I_o = \frac{U_o}{R_1} - \frac{U_o}{R_o} .$$

Érdemes megjegyezni, hogy - különösen nagy egyenáram igény esetén - feszültségstabilizátort is használhatunk áramgenerátorként, ha olyan áramvédelemmel van ellátva, amely "túlterhe-lés" esetén konstans áramot szolgáltat /és a stabilizátor erre tartósan képes/. Vannak olyan tápegység-stabilizátor gyártmányok, amelyek átkapcsolhatók feszültséggenerátoros vagy áram-generátoros üzemre, és ugyanezt szükség esetén mi is felépít-hetjük stabilizátor IC felhasználásával, az áramhatároló megfelelő kialakításával.

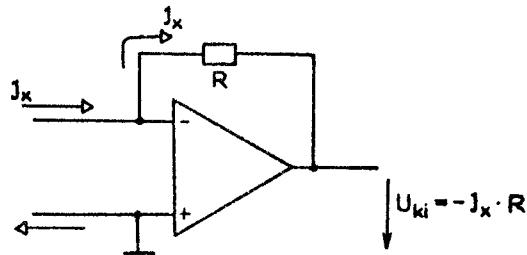
5.5.4. Áram-feszültség átalakító

Az árammérést szokásos módon, "hagyományosan" sönt ellen-állások beiktatásával vezetjük vissza feszültségmérésre /5.71. ábra/. Ahhoz, hogy az áramot kellő pontossággal mérni tudjuk, a söntellenálláson tized voltnyi, esetleg voltnyi feszültséget "emésztünk fel". Nagyon kis áramok mérésekor a sönt ellenállá-

sokra irreálisan nagy érték adódhat, amely távol esik az ideális árammérő zérus ellenállásától.



5.71. ábra



5.72. ábra

A negatívan visszacsatolt műveleti erősítő virtuális nulla pontjának kis impedanciáját kihasználva, "ideális árammérő" kapcsolást készíthetünk az 5.72. ábra szerint. A mérő I_x áram "kénytelen" a negatív visszacsatoló R ellenálláson átfolyni /ha feltételezzük, hogy az erősítő bemeneti árama zérus illetve elhanyagolható/. A kimenet feszültsége úgy áll be, hogy az invertáló bemenetet 0 V-on tartsa, ezért U_{ki} Ohm-törvénye szerint az áram és ellenállás szorzatának megfelelő lesz. Ily módon ugyanúgy árammal arányos feszültséget kapunk, mintha sönt ellenállást alkalmaztunk volna, de feszültséggenerátorosan, terhelhetően /pl. 1 uA áram mérésekor R=1 Mohm-ot beiktatva, a kimeneten -1 V-ot kapunk, de nem 1 Mohm belső ellenállással, hanem a visszacsatolt erősítő kis kimeneti ellenállásával/, így a jel feldolgozása sokkal könnyebb. A bemeneten viszont gyakorlatilag 0 V van, az árammérő nem "emészt fel" feszültséget, belső ellenállása gyakorlatilag zérus /valóságban a visszacsatoló R érték osztva a nyilthurkú feszültségerősítéssel/. Az I_x áram egyébként a bemenetről R-en keresztül az erősítő végfokozatába, ezen keresztül a tápforrásba, és ezen keresztül a földbe /a neminvertáló bemenethez/ folyik.

Az iparban gyakori, hogy nagyon kis áramerősséget kell meg-

bízhatóan mérnünk, ilyenkor ez a "galvanométer kapcsolás" jön elsőként szóba. A műveleti erősítő típus kiválasztásakor mindenügyelnünk kell arra, hogy a bemeneti /bázis-/ áram elhanyagolhatóan kicsi legyen /meghatározott tűrés alatt legyen/ a mérő áramhoz viszonyítva, de az ofszet feszültségnek is lehetőleg kicsinek kell lennie. Ezt a kettős követelményt viszonylag kevés típus teljesíti.

Extrém kis áramok méréséhez /pl. lángőr, pH-mérő, sugárzásdetektor, szigetelési ellenállásmérő nA-pA nagyságrendű áramának méréséhez/ hasonló elrendezésben ún. elektrométer erősítőket kell használnunk. Ezek egészen különleges, kis ofszetű, nagyon kis bemeneti áramú, főleg invertáló kapcsoláshoz készült erősítők, amelyeket - általában "modul" formában, tehát nem monolitikusan integrálva - készen is kaphatunk. A legkisebb bemeneti áramuk a "varactor-hidas bemenetű" elektrométer erősítőknek van /pl. BURR-BROWN 3430, amelynek bemeneti árama 0,01 pA 10 uV/^{°C} ofszet feszültség drift mellett!/. Főleg DC ill. lassan változó jel erősítésére készülnek /sávhatár -3 dB-hez kb. 0,01 Hz, slew-rate 0,4 V/ms/, működési elvükrol még szó lesz.

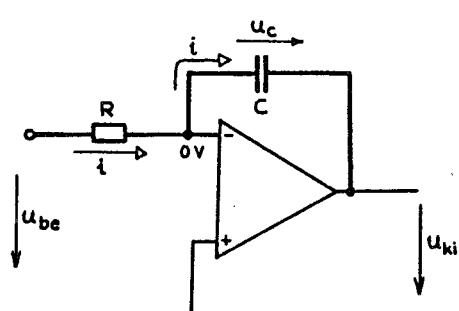
A "zérus ellenállású árammérő" kapcsolást természetesen alkalmazhatjuk nagyobb, akár amperes áramok mérésére is, feltéve hogy a felhasznált erősítő és a tápegység ezt az áramot szolgáltatni tudja.

5.6. Analóg integráló és differenciáló kapcsolások

Az analóg integráló és differenciáló kapcsolás /a jelösszegező és különbségeképző mellett/ olyan tipikus műveleti áramkör, amelyhez annak idején a "műveleti erősítő"-t létrehozták. Az integráló és differenciáló áramkört nem kizárolag analóg művelet-végzésre használják; különböző kiegészített változataikkal nagyon sok elektronikus egységben találkozunk, sokszor alapvető szerepet töltenek be azok működésében /különösen vonatkozik ez az integrátorra, a differenciáló előfordulása ritkább/. Integrátor fontos alapegysége pl. többféle analóg-digitál átalakítónak, különféle jelgenerátoroknak, egyes analóg tartó áramköröknak, egyéb jelfeldolgozó áramköröknak.

5.6.1. Az analóg integráló kapcsolás

Az alapkapcsolás, az ún. Miller-integrátor az 5.73. ábrán



5.73. ábra

látható. A kimenet és az invertáló bemenet között /Miller/ kondenzátor van, a bemeneten soros ellenállás. A kondenzátor negatív visszacsatolást létesít minden jelváltozásra, a hurok tehát úgy állítja be a kimeneti feszültséget, hogy a virtuális nulla fennmaradjon /amíg csak lehetséges/.

Ideális elemeket feltételezve /ideális, végtelen erősítésű, ofszet nélküli erősítő, veszteség nélküli kondenzátor/ adott u_{be} feszültség-időfüggvényhez az u_{ki} időfüggvényét egyszerűen meghatározhatjuk: az erősítő az u_{be} -re kapcsolódó R-rel egy áramgenerátornak tekinthető /5.64.a. ábra/, amelynek terhélezése most nem R_t , hanem a C kondenzátor. Az áram-időfüggvény, mivel R egyik vége u_{be} feszültségen, a másik 0 V-on van:

$$i = \frac{u_{be}}{R}$$

Ez egyben a kondenzátor árama is /a műveleti erősítő bemeneti árama zérus/, adott i áram hatására a kondenzátor feszültsége a jól ismert összefüggésből adódik:

$$u_c = \frac{1}{C} \int_0^t i dt + \text{Konst}$$

A kondenzátor egyik vége virtuális 0 V-on van, a másik a kimeneten, feszültségének mérőirányra 0 V-tól a kimenet felé mutat; a kimenet feszültsége viszont a kimenettől a 0 V felé, tehát belátható, hogy:

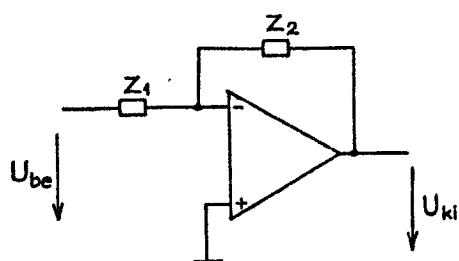
$$u_{ki} = - u_c$$

Igy végül i behelyettesítésével:

$$\underline{\underline{u_{ki}}} = - \frac{1}{C} \int_0^t \frac{u_{be}}{R} dt + k = - \frac{1}{RC} \int_0^t u_{be} dt + k$$

A kimeneti feszültség negatív előjellel és az $1/RC$ "integrálási állandóval" szorozva a bemeneti feszültség időbeni integráljával egyenlő. Ezt a kimeneti feszültséget kis impedanciával kapjuk, lévén az erősítő negatív visszacsatolt. A k értéke a kezdeti feltételtől függ: a $t=0$ pillanatban a kondenzátor /negatív előjellel vett/ feszültségével egyenlő /ha a kondenzátor kezdeti töltése zérus, akkor $k=0$ /.

Ideális elemeket feltételezve minden az operátor tartományban felírva, mivel az erősítést az impedanciák viszonya határozza meg /5.74. ábra/:



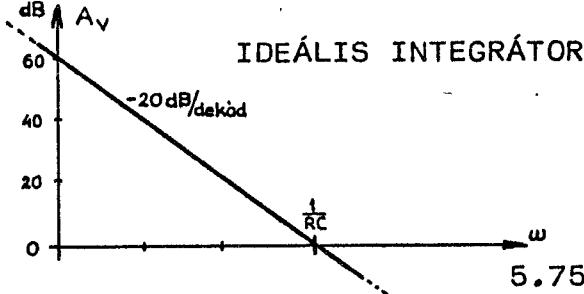
5.74. ábra

$$\underline{U_{ki}} = -U_{be} \frac{Z_2}{Z_1} = -U_{be} \frac{\frac{1}{sC}}{R} = \\ = -\frac{1}{sCR} U_{be}$$

vagyis a feszültség átviteli tényező:

$$A_V = -\frac{1}{sCR}$$

A nevezőben lévő s szorzó mutatja az integrátor-működést; az ideális integrátor frekvencia-Bode diagramja egy, a teljes koordináta rendszeren átmenő - 20 dB/dekádos egyenes, amely



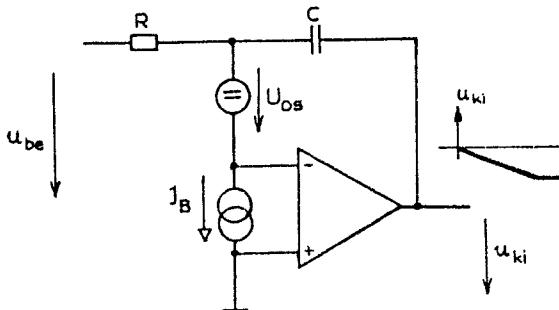
5.75. ábra

az ω -tengelyt $1/RC$ körfrekvencián metszi /5.75. ábra/. Az RC szorzat az integrálási időállandó.

A valóságos integrátor felépítésekor és működtetésekor több olyan tényezőt figyelembe kell vennünk, amely a fizikai működésre alapvetően kihat, vagy az alkatelektronikai nem ideális volta miatt okoz kisebb-nagyobb hibát.

A fizikai működést illetően a legfontosabb, amit észre kell vennünk, hogy a műveleti erősítő "nem kap DC munkapontbeállítást"; az integrátor kapcsolásban nincs DC visszacsatolás /C egyenáramú szempontból szakadás/, az erősítő egyenfeszültségen "nyitott hurokkal" dolgozik, a kimeneti egyenfeszültség gyakorlatilag határozatlan. Hiába adunk a bemenetre 0 V-ot, a leg-

kisebb ofszet hiba is kimeneti feszültségeltolódást okoz. A valóságos erősítővel felépített integrátor DC viszonyait az 5.76. ábra modellezzi: a virtuális föld nem 0 V-on, hanem ofszet feszültségen van, az erősítő bemeneti /bázis-/ árama levonódik C töltőáramából, így a kimeneti feszültség a valóságban:



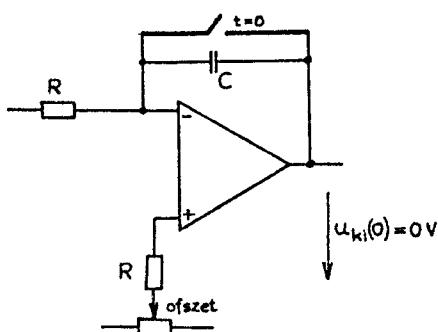
5.76. ábra

$$u_{ki} = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_{be} dt \pm \frac{1}{RC} \int_0^t U_{os} dt + \frac{1}{C} \int_0^t I_B dt \pm U_{os}$$

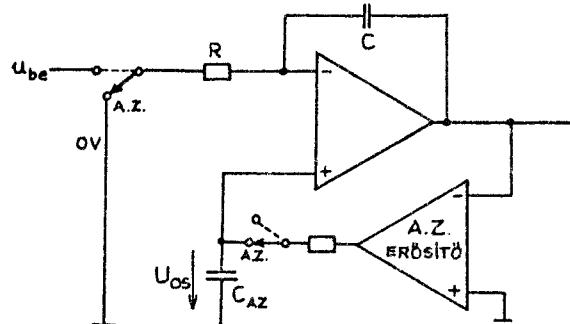
Ebből az első tag a "hasznos", a többi a hiba-komponens. Lévén U_{os} egyenfeszültség, I_B egyenáram, ezek integrálódnak és a kimeneten lineárisan változó /fűrész, RAMP/ feszültséget eredményeznek. Zérus bemeneti feszültségnél tehát az integrátor kimenete /a hiba-komponensektől függő sebességgel/ "kúszni" kezd, feszültsége fokozatosan eltolódik, egészen addig, amíg a kivezérelhetőség határát /gyakorlatilag a pozitív vagy negatív tápfeszültséget/ el nem éri, ezután az áramkör nem működik tovább. Ez az idő, amely alatt a folyamat bekövetkezik, eleve korlátozza az integrátorral elérhető integrálási időt. A hiba komponensek csökkentése érdekében célszerű az ofszet feszültséget kiegyníteni, a bemeneti /bázis-/ áram hatását csökkenteni oly módon, hogy a neminvertáló bemenettel sorasan is bekötünk egy R ellenállást, és akkor I_B helyett csak az ofszet árammal, I_{os} -sel kell számolnunk. Az áramhiba csökkenthető, ha nagykapacitású kondenzátort építünk be /adott időállandóhoz emiatt R-et csökkenteni kell, ezzel viszont az integrátor nagyon terheli a vezérlő generátort, kicsi lesz a bemeneti ellenállás/.

A kimeneti feszültség eltolódása miatt bizonytalan, hogy hol "tartózkodik" éppen a kimenet, ezért u_{be} integrálásának

kezdetén, a $t=0$ időpillanatban biztosítanunk kell a kezdeti feltétel beállítását. Ez rendszerint zérus kezdeti feltételt jelent, azaz a kondenzátort 0 V-ról indítjuk. Legegyszerűbb megoldás, ha az integráló kondenzátorral párhuzamosan egy RESET kapcsolót teszünk, amely rövidre zárja a kondenzátort és a $t=0$ pillanatban elenged, és az integrálás végéig nyitva marad /5.77. ábra/. A kapcsoló legtöbbször félvezetős; követelmény, hogy kikapcsolt állapotban valóban szakadás legyen, ne okozzon a kondenzátoron töltésveszteséget, integrálási hibát.



5.77. ábra

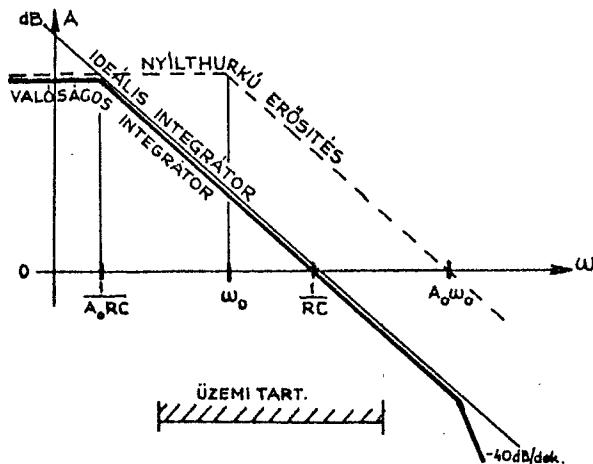


5.78. ábra

Precíz áramkörökben a zérus kezdeti feltétel beállítását egyszerre végzik az ofszet automatikus beállításával, az autozéróval. Erre mutat példát az 5.78. ábra: a kapcsolók autozeró /AZ/ állásában az integrátor bemenetét 0 V-ra visszük és kimenetét egy erősítővel "figyeljük". Addig töltjük a C_{AZ} kondenzátort, amíg a figyelt kimeneti feszültség valóban zérus nem lesz. Integrálás alatt, amikor a vezérlőjel a bemenetre jut, megszakítjuk az autozéró visszacsatolását, de C_{AZ} tartja a nullázás-hoz szükséges feszültséget, amelyre előzőleg feltöltöttük. Ofszet potméri helyett most C_{AZ} "táplálja be" automatikusan a szükséges ofszet kiegyenlítő feszültséget. Az adott integrálási periódus végén ismét autozéró ciklus következik. Ha az autozéró erősítő nem invertáló bemenetét nem 0 V-ra, hanem egy kívánt kezdeti feszültségre kötjük, akkor tetszés szerinti, zérustól el-

térő kezdeti feltételt is beállíthatunk az áramkörrel. A C_{AZ} -nek elég nagynak kell lennie ahhoz, hogy az integrálási periódus alatt ne veszítsen a feszültségéből észrevehető mértékben /az integrátor-erősítő bemeneti árama tölti/.

Az 5.75. ábrán felrajzoltuk az ideális integrátor BODE diagramját, egy -20 dB/dekád meredekségű egyenest, amely minden határon túl a teljes koordináta rendszeren keresztülmegy. Ez a valóságban nyilvánvalóan nem lehetséges, hiszen az erősítő véges erősítésű, és a frekvencia csökkentésével az erősítés nem növekedhet végtelenig. A valóságos integrátor átviteli tényezőjének meghatározásakor tehát figyelembe kell vennünk a véges erősítést / A_0 / . A véges erősítésnek is van egy felső frekvenciáhatára, amely az integrátor erősítőknél eléggyé alacsony, tekintve, hogy $A_v = 1$ -re kell kompenzálnunk /C váltakozóáramúlag "teljes" visszacsatolást okoz/. Mai típusoknál tipikus a 0,5...5 Hz-es nyílthurkú erősítés-határfrekvencia, tehát a véges erősítés mellett a véges sávszélességet is figyelembe kell vennünk. A nyílthurkú erősítés-frekvenciamenetben egyszeres töréspontot feltételezve, elegendően nagy A_0 esetén az integrátor eredő átviteli függvényére a következőt kapjuk:



5.79. ábra

$$A_v \approx -\frac{A_0}{(1 + \frac{s}{A_0 \omega_0})(1 + \frac{s}{\frac{1}{A_0 RC}})}$$

Az 5.79. ábrán feltüntettük az ideális integrátor, a nyílthurkú erősítés és az eredő, valóságos integrátor frekvenciakarakterisztikáját. Megállapíthatjuk, hogy a valóságos integrátor egy széles, rendszerint több dekádos frekvenciatartományban, ahol a

$$\frac{1}{A_0 RC} \ll \omega \ll A_0 \omega_0$$

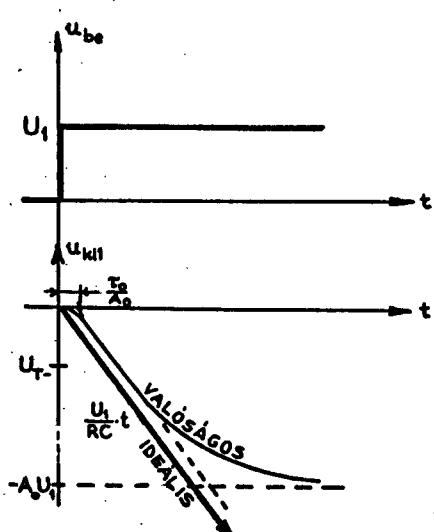
feltétel teljesül, ideális integrátorként működik. /Megjegyzés: nem vettük figyelembe az integráló kondenzátor veszteségét, amely a C-vel párhuzamos ellenállással jelképezhető. Hatását legegyszerűbben úgy vehetjük figyelembe, hogy az "ohmos" viszszacsatolás miatt nem A_0 -lal, hanem a visszacsatolás mértékében lecsökkentett A'_0 -vel számolunk/.

A valóságos integrátor időtartománybeli viselkedésére leginkább jellemző a zérus kezdeti feltétel beállítása után a be menetre $t=0$ időpillanatban adott U_1 ugrásfeszültségre adott válasz, u_{kil} :

$$u_{\text{kil}} = A_0 U_1 \left(1 - \frac{e^{-t/A_0 RC}}{1 - \tau_0/A_0 RC} + \frac{e^{-t/\tau_0}}{A_0^{RC/\tau_0 - 1}} \right), \text{ ahol } \tau_0 = \frac{1}{\omega_0}$$

Az u_{kil} idődiagramját /eltúlozva/ az 5.80. ábra mutatja. Az ideális, negatív irányú, lineáris RAMP feszültség

$$u_{\text{kil}} = - \frac{U_1}{RC} \cdot t \quad /y=mx/$$



5.80. ábra

helyett kis "holtidő"-vel induló és $-A_0 U_1$ -hez exponenciálisan tartó kimeneti feszültséget kapunk. Belátható, hogy a kimeneti jelben a késleltetés az erősítő véges sávszélessége miatt van /és μs nagyságrendű/, az "elkanyarodás" pedig a véges nyílthurkú erősítés miatt. A gyakorlati esetek többségében az ideális-tól való eltérés elhanyagolható: a késleltetés a szoká-

sos, viszonylag lassú jeleknél nem észrevehető, az exponenciális jelleg sem érvényesül, mert rendszerint csak a kezdeti, linéárisnak tekinthető szakaszon dolgozunk, hiszen a kivezérelhetőségi határ /tápfeszültség/ jóval $A_o U_l$ alatt marad. Szélsőséges esetekben természetesen nem az ideális, hanem a tényleges időfüggvényel kell számolnunk.

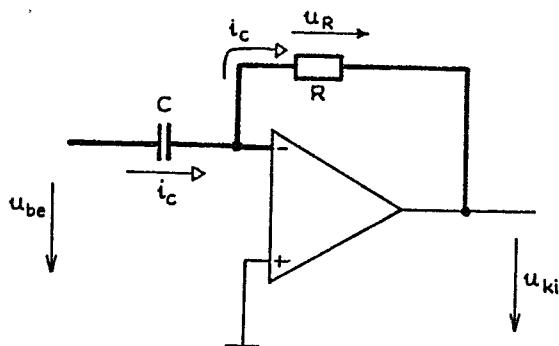
A megfelelő erősítő-típus kiválasztásakor az integrálás időtartama, a pontossági igény és az előforduló jel-sebességek a döntők. "Normál" körülmények között /rövid, ms nagyságrendű integrálási idő, mV-os pontosság/ jól használhatók a belül kompenzált bipoláris típusok /741/. Hosszabb integrálási időkre, vagy amikor a bemeneti áram már zavar /kis integráló kondenzátor használhatunk csak/, a FET-bemenetű erősítők alkalmazása célszerű /ofszet feszültségük ill. driftjük ronthatja a pontosságot, ezen autózéró beépítésével segíthetünk/. Előfordul, hogy nagyon hosszú idejű integrátort kell készítenünk /perc, óra/ ilyenkor extrém kis bázisáramú, kis ofsztetű, különleges chopper-stabilizált, vagy elektrométer erősítőt kell felhasználnunk. Mindig l-re kompenzált erősítőt kell a kapcsolásba helyeznünk és az emiatti sávszélesség romlásról nem szabad elfeledkezni. Érdemes azt is megjegyezni, hogy a maximális kimeneti jelváltozás sebessége az l-re kompenzált erősítőre megadott slew-rate-nél nem lehet nagyobb /sőt, ha már a slew-rate közelében vagyunk, akkor is jeltozulás következik be/. Azt is tekintetbe kell vennünk, hogy az erősítő a kimenetén egy maximális /határolt/ áramnál nagyobbat nem tud szolgáltatni és ez nagy C esetén szintén korlátozhatja a kimeneti jelváltozási sebességet:

$$\left| \frac{\Delta U_{ki}}{\Delta t} \right|_{max} = \frac{I_{kiMax}}{C}$$

Az integráló kondenzátor kiválasztására is nagy gondot kell fordítanunk. Csak nagy szigetelési ellenállású típusokat alkalmazhatunk /polisztirol, teflon, stb. dielektrikummal/, bár maga a szigetelési ellenállás sem egyedüli kritérium. A dielektrikumban a polarizációkor olyan veszteséget okozó folyamatok is lejátszódnak, amelyeket nem lehet ellenállásméréssel kimutatni. Olyan helyeken, ahol egy teljes készülék, vagy egység pontossága egy integrátoron múlik, vagy ha hosszú integrálási idő szükséges, külön meg kell vizsgálnunk egy-egy kondenzátor típus alkalmazhatóságát /szélső esetben tapasztalati úton, összehasonlitó méréssel/. Elektrolit és kerámia kondenzátort egyáltalán ne alkalmazzunk.

5.6.2. Az analóg differenciáló alapkapcsolás

Az integrátor R-C elemeinek szerepcseréjével inverz műveletet végző, differenciáló kapcsolást kapunk. Az 5.81. ábra kapcsolásában ideális erősítőt feltételezve, és annak figyelembevételével, hogy a visszacsatoló R fenntartja a virtuális 0 V-ot:



$$i_c = C \frac{du_c}{dt} = C \frac{du_{be}}{dt}$$

$$u_{ki} = -u_R = -i_c R = -RC \frac{du_{be}}{dt}$$

Az operátor tartományban:

$$U_{ki} = -U_{be} \frac{Z_2}{Z_1} = -U_{be} \frac{R}{\frac{1}{sC}} =$$

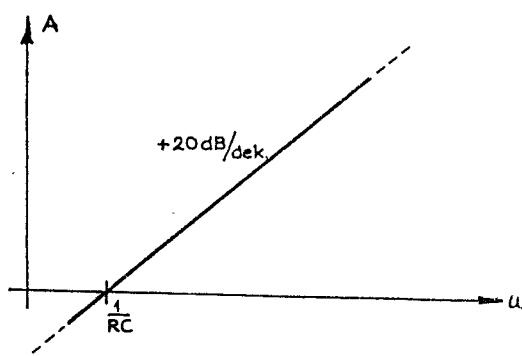
$$= - U_{be} \cdot sCR,$$

5.81. ábra

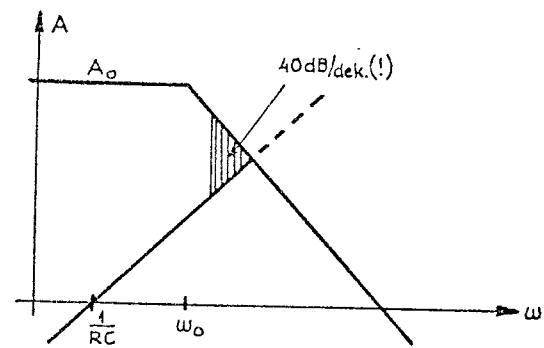
tehát:

$$A_V = - \text{SCR}$$

ami a differenciáló működésre utal. Ennek alapján az ideális differenciáló karakterisztikája egy, az ω tengelyt $\omega = 1/RC$ -ben metsző, a teljes koordináta rendszeren átmenő +20 dB/dekádos egyenes /5.82. ábra/.



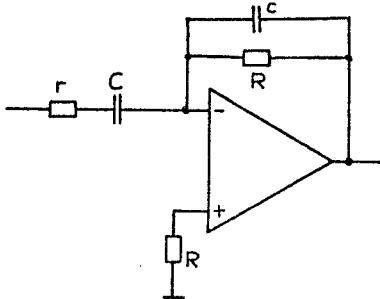
5.82. ábra



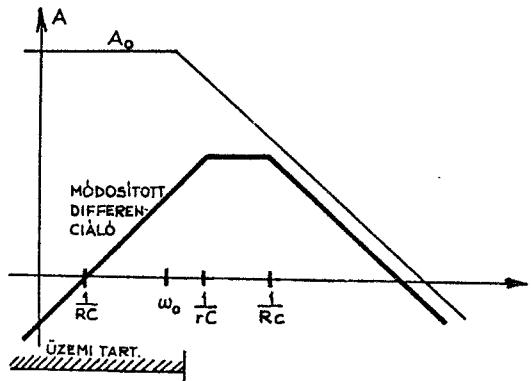
5.83. ábra

A valóságban ilyen frekvenciakarakterisztika nem alakulhat ki, az erősítés a frekvencia növelésével nem növekedhet minden határon túl, a nyílthurkú erősítés mindenkorában korlátozott, elől nem mehetünk. Valamelyen ω_0 körfrekvenciától kezdve a nyílthurkú erősítés -20 dB/dekáddal csökkenni kezd. Ha közös diagramban ábrázoljuk a nyílthurkú és zárthurkú erősítés frekvencia-karakterisztikáját /5.83. ábra/, akkor látjuk, hogy a nyílthurkú és zárthurkú erősítés karakterisztika 40 dB meredekség-eltéréssel metszi egymást, ami azt jelzi, hogy a visszacsatolt rendszer a stabilitás határán van, gerjedékeny. A bemeneti impedancia a frekvencia növekedésével egyre csökken, tart a zérus felé, ami előnytelen. Ezért általában az 5.84. ábra szerinti módosított differenciáló kapcsolást használjuk. A kiegészítő elemekkel két újabb töréspontot iktatunk be /5.85. ábra/, ami-vel a működést stabilizáljuk és a bemeneti impedanciát is kor-

látozzuk. Az üzemi frekvenciatartomány, amelyben a kapcsolás differenciálóként működik, közelítőleg $1/rC$ frekvenciáig terjed, e fölött az áramkör lineáris /frekvenciafüggetlen/ erősítő üzemű, $1/Rc$ fölött pedig integrátor működésű. A nagyobb



5.84. ábra



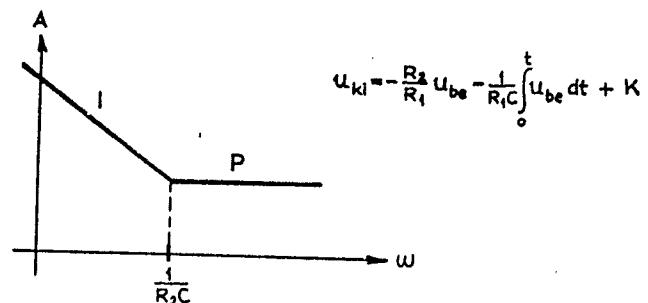
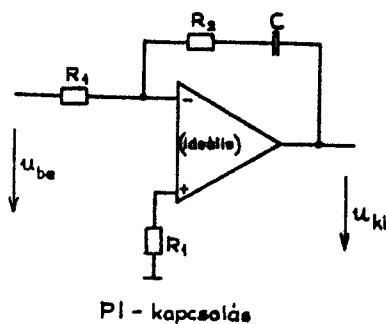
5.85. ábra

frekvenciákon csökkentett erősítés előnyös a nagyfrekvenciás zavarjelek csökkentése szempontjából is /egyébként c-t a stabilitás eléréséhez nem szükséges feltétlenül beépíteni/. Az erősítő DC munkapontbeállítása a visszacsatoló R-en keresztül biztosítva van, DC-re egyszeres erősítéssel, nem úgy, mint az integrátornál. A kapcsolásban a műveleti erősítőt $A_V=1$ -nek megfelelően kell kompenzálnunk, hiszen üres bemenettel /"teljes" visszacsatolással/ is stabilnak kell maradnia.

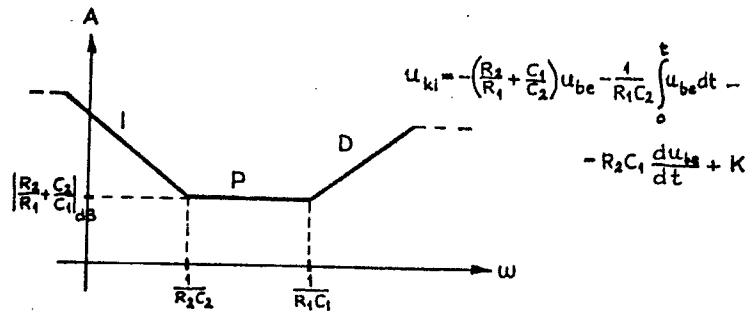
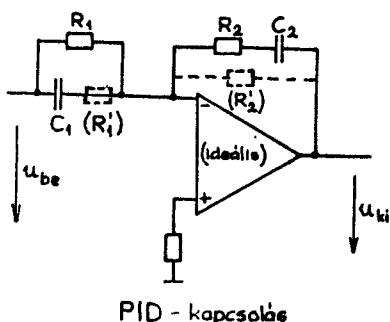
5.6.3. Néhány további példa-kapcsolás

Az analóg integráló és differenciáló kapcsolás a frekvenciafüggő műveleti kapcsolások tipikus példája, de rajtuk kívül még sokféle, hasonló jellegű áramkört használnak a jelfeldolgozásban. Ezek közül az aktiv PI és PID /Proporcionalis, Integráló és Proporcionalis, Integráló, Differenciáló/ tag kapcsolási rajzát, átviteli karakterisztikáját, kimeneti feszültségének

időfüggvényét láthatjuk az 5.86. és 5.87. ábrán:

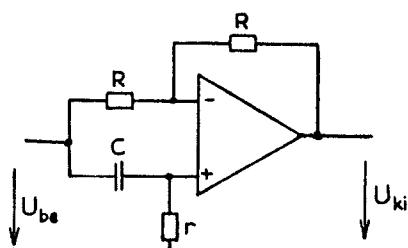


5.86. ábra

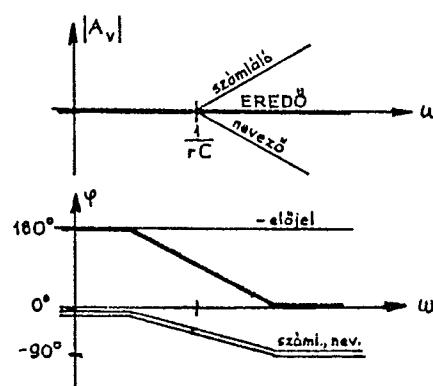


5.87. ábra

Egy "mindentáteresztő" kapcsolást mutat az 5.88. ábra. Az áramkör jellegzetessége, hogy erősítésének abszolút értéke a teljes frekvenciasávban /ameddig az erősítő egyáltalában működik/ egy-



5.88. ábra



5.89. ábra

ségnyi, tehát a jelamplitudót nem befolyásolja, de fázistolása frekvenciafüggő; egy adott tartományban $+180^\circ$ -tól 0° -ig változik. Ezt a tulajdonságot vagy frekvenciafüggő fázis-korrekcióra, vagy egy adott frekvencián r változtatásával a bemeneti és kimeneti feszültség $0\dots 180^\circ$ között tetszés szerint beállítható fázistolására használhatjuk ki. A kimeneti feszültséget szuperpozícióval irhatjuk fel:

$$U_{ki} = \frac{r}{r + \frac{1}{sC}} \cdot 2U_{be} - U_{be}$$

ahonnan

$$A_v = - \frac{1 - \frac{s}{rC}}{1 + \frac{s}{rC}}$$

Az ennek megfelelő BODE-diagramokat az 5.89. ábrán láthatjuk. Hasonló fázisfordító kapcsolást készíthetünk passzív elemekkel is /BOUCHEROT-híd/, csak ebben a kimenetet és a bemenetet nem lehet összeföldelni, és a kimenetet nem szabad terhelni.

Az előirt frekvenciakarakterisztikájú aktív áramkörök egy kis csoportjával foglalkoztunk csak az eddigiekben, a másik nem kevésbé fontos áramkör-családdal, az aktív szűrőkkel a következő pontban ismerkedünk meg.

5.7. Aktív RC szűrők

5.7.1. Szelektív áramkörök

Az analóg technikában igen gyakori feladat adott jel frekvenciatartománybeli vagy időtartománybeli tulajdonságainak módosítása. A frekvenciatartománybeli jellemzők módosítása /természetesen ez az időtartománybeli viselkedés változásával is járhat/ a frekvencia függvényében előirtan változó amplitudós /vagy/ fázis-karakterisztikát megvalósító áramkörökkel, a szűrőkkel lehetséges.

A szűrők hagyományos megoldásai passzív elemekre épülnek fel: általában L-C, ritkábban R-C hálózattal. Az LC áramkörök csak meghatározott frekvenciatartományban és korlátozott sávszélességgel alkalmazhatók. Az önindukciós tekercs kis és nagy értékű megvalósítása nehézkes illetve csak korlátozott elektromos tulajdonságok /pl. kb. 100-as jósági tényező, nem megfelelő stabilitás/ mellett lehetséges. További hátrányt jelent, hogy ez az alkatrész nagyobb méretű, tehát nagyobb helyigényű, nagyobb súlyú egyéb /R, C, tranzisztor, IC/ alkatrészekhez képest. Az induktivitás előállítása is nehézkes, továbbá nem kereskedelmi árú, tehát méretezni kell és elkészíteni. A technológiaiak kényelmetlen megvalósithatóságú induktivitások kiküszöbölése az integrált erősítők megjelenésével vált lehetővé: különösen a kisfrekvenciás tartományban nagy jelentőségük az aktív RC áramkörök - itt hiánypótlók, hiszen segítségükkel a Henry értékű, nagy méretű vasmagos induktivitások helyettesíthetők. Az aktív RC szűrők a DC-től néhányszor 100 kHz tartományban használatosak.

A veszteségmentes LC áramkörökkel előállított tetszőleges szűrőkarakterisztika megvalósítható RC hálózattal, ha a passzív

elemek által okozott veszteséget aktiv áramköri elemekkel kompenzáljuk. Az aktiv elemekből /erősítőkből/ és RC hálózatból felépített áramköröket, amelyek előirt amplitudó és /vagy/ fáziskarakterisztikát valósítanak meg, aktiv RC szűrőknek nevezük.

Az alábbiakban a teljesség igénye nélkül felsorolunk néhány gyakrabban alkalmazott szűrési elvet:

a./ Aktiv RC szűrők /5.7.2.-5.7.6. pontok/

b./ Hangolt erősítők. A szélessávú erősítőkből szelektív csatoló elemekkel alakítható ki a sáváteresztő jellegű erősítő /az alsó és felső határfrekvencia azonos nagyságrendű, az átviteli sávon kívül az erősítés nagyon lecsökken/. A szelektív hálózat párhuzamos rezgőkör /ennek impedanciája csak a rezonancia frekvenca környezetében nagy/, amelyet vagy az erősítő kimenetével vagy bemenetével teszünk párhuzamosan. Az előirt átvitel egyetlen rezgőkörrel nem mindenkor valósítható meg, ekkor több fokozat kell, az egyes fokozatok egymás közötti illetve a lezárások felé létesített csatolását ún. kétkörös sávszűrőkkel végzik. Felhasználásuk a 10 MHz...100 MHz tartományban gyakori /különösen hiradástechnikai alkalmazásokban/.

c./ Mechanikai szűrők. A mechanikai rezgőrendszer, mint miniatűr szűrők diszkrét alkatrészként vásárolhatók. Jósági tényezőjük nagy. Működésük alapja vagy magnetostrikciós /mágnes-mechanikai/ vagy piezoelektronos /elektromos-mechanikai/ hatás. Ez utóbbiak az elterjedtebbek, közülük legismertebbek a kvarc-szűrők /nagy stabilitás, 10^5 jósági tényező/. Az újabban elterjedt kerámia szűrők felépítésükben, elektromos helyettesítő képben hasonlóak a kvarc-szűrőkhöz /ezt lásd "Elektronikus áramkörök II.B."/ , bár rosszabb elektromos tulajdonságúak /pl. 10^3 jósági tényező/, de lényegesen olcsóbbak. Az átviteli tulajdonságok többelemes létraszűrők kaszkád kapcsolásával javíthatók. A kerámiaszűrők átvitele a lezáró ellenállások függvénye.

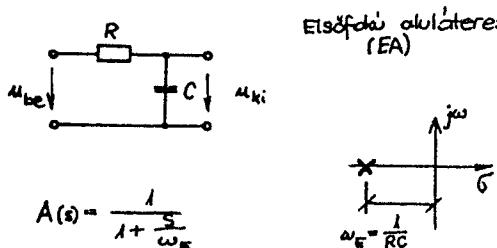
A felületi hullámszűrők is piezoelektronos elven működnek; a piezoelektronos csatolást adó kristály felületére felvitt, egymásba "karoló", U-alakú vezető csikokat elektromosan gerjesztve, a vezető csikok között a felülettel párhuzamosan kialakuló rezgések keletkeznek a kristályban, amelyek hullámként terjednek /1MHz...100MHz tartományban használatosak/.

d./ Frekvencia-követő rendszer: olyan, több egységből álló rendszer /integrált áramkörként gyártják/, amelynél az áramkör oszcillátorának vezérlő feszültsége - ez egyben a kimeneti jel is - pontosan követi a bejövő jel frekvenciáját /pl. FM demodulálásra alkalmas/. A fázis-zárt huroknak /phase locked loop - PLL/ nevezett áramköri rendszert e jegyzetsorozat következő kötete ismerteti.

A továbbiakban csak az aktiv RC szűrőkkel foglalkozunk.

5.7.2. Szűrőkarakteristikák tulajdonságai és közelítései

A legegyszerűbb passzív aluláteresztő szűrő rajza, átviteli függvénye és gyökelrendezése /egy valós pólusa van/ az 5.90.



5.90. ábra

meredekségű szűrők átviteli függvényének fontosabb tulajdonságait a jól ismert LCR áramkör segítségével mutatjuk be.

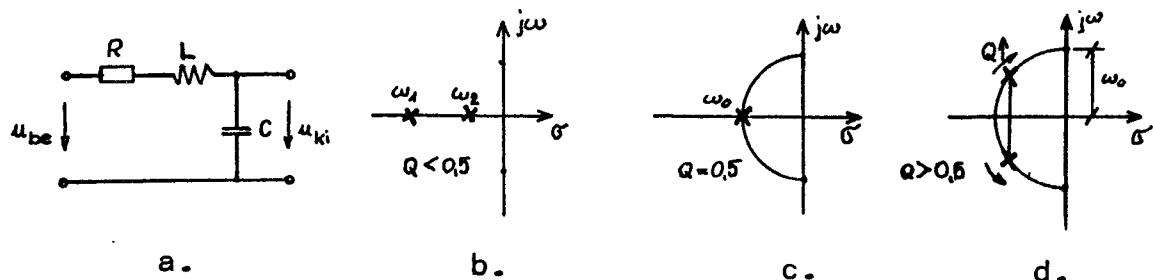
Az 5.91.a. ábrán látható passzív szűrő másodfokú /n=2/ aluláteresztő szűrőként viselkedik. A feszültségesztásból az

ábrán látható. Az átvitelt terheletlen esetre írtuk fel, az $\omega \gg \omega_E$ tartományban -20 dB/D az amplitudókarakterisztika meredeksége. Nagyobb oldalmeredekség eléréseire a passzív hálózatok nem alkalmasak. A nagyobb oldal-

$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ és a $Q = 1/\omega_0 RC$ összefüggések bevezetése után adódik:

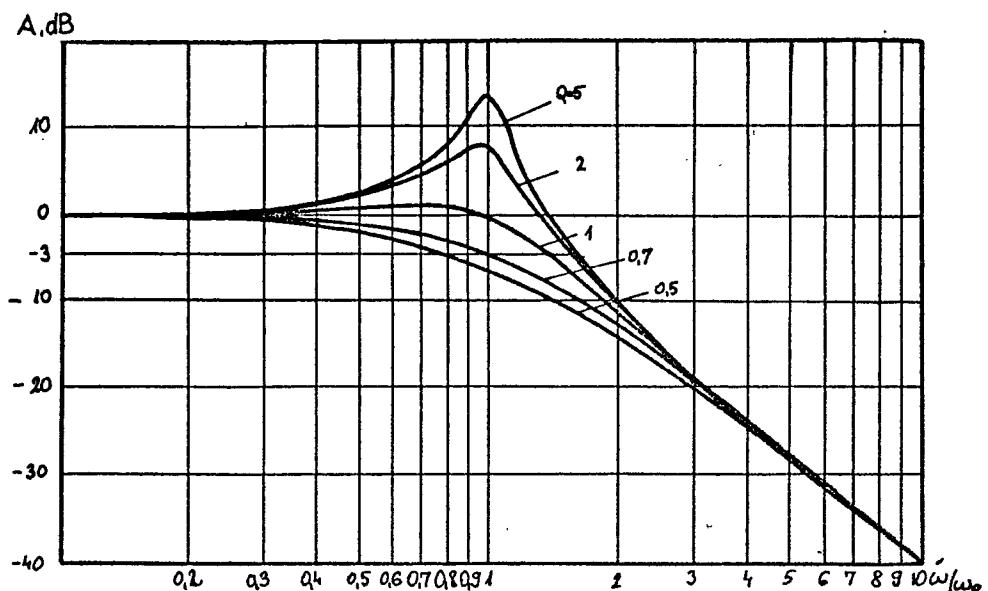
$$A/s/ = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{Q} \frac{s}{\omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0^2}} \quad 5.7.1.$$

Az átvitel pólusai /a nevező gyökhelyei/ a másodfokú egyenlet megoldásából határozhatók meg. A diszkriminánstól és ezen keresztül a jósági tényezőtől, Q-tól függően három eset lehetséges. Az 5.91.b., c., és d. ábrákból látható, hogy $Q > 0,5$ érték esetén konjugált komplex póluspárt kapunk, amelyek ω_0 sugarú körön Q növelésével a $j\omega$ tengely felé csúsznak el. A végtelen jósági tényezőhöz valós rész nélküli gyökök tartoznak /veszteségmentes rezgőkör, amely az ω_0 körfrekvencián csillapítatlan rezgésekre képes/, az átviteli függvényben végtelen nagy kiemelés, szakadás van.



5.91. ábra

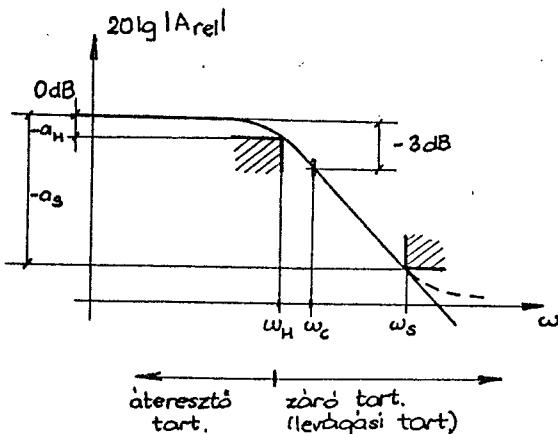
A jól ismert amplitudókarakterisztikát néhány Q értékre az 5.92. ábrán rajzoltuk fel. Megállapítható, hogy a pólusok /és zérusok/ helyzete és az átvitel alakja között egyértelmű kapcsolat van. Az ω_0 környezetében megfelelő átvitel csak konjugált komplex póluspárral, tehát $Q > 0,5$ értékkel lehetséges. Ez RC hálózattal és aktív elemmel megvalósítható.



5.92. ábra

Másodfokú függvények szorzatából magasabb fokszámú szűrőkarakterisztika állítható elő. A szűrő fokszámát /n-et/ az s komplex frekvencia legmagasabb kitevője adja. Az amplitudokarakterisztika meredeksége $-n \cdot 20$ dB/D lesz. A fokszámon és a levágási meredekségen kívül egyéb átviteli tulajdonságokat /pl. tranziens átvitel/ különböző approximáló /közelítő/ hálózatfüggvényekkel irhatunk le, ezek mindegyike visszavezethető az 5.7.1. összefüggésre, csak együtthatókban /tehát Q és ω_0 értékben különböznek/.

E jegyzetben használt jelöléseket /alkalmazkodva az 1. számú irodalom jelöléseihez/ az 5.93. ábrán mutatjuk be, amely egyben egy szűrő átviteli specifikációja is lehet. Megjegyezzük, hogy a szigorúan vett zárótartomány az ω_s körfrekvencia



5.93. ábra

a fontosabb közelítéseket foglaljuk össze, a Bode amplitudókarakterisztikákat $n=2$ és 4 esetén aluláteresztőre rajzoljuk meg.

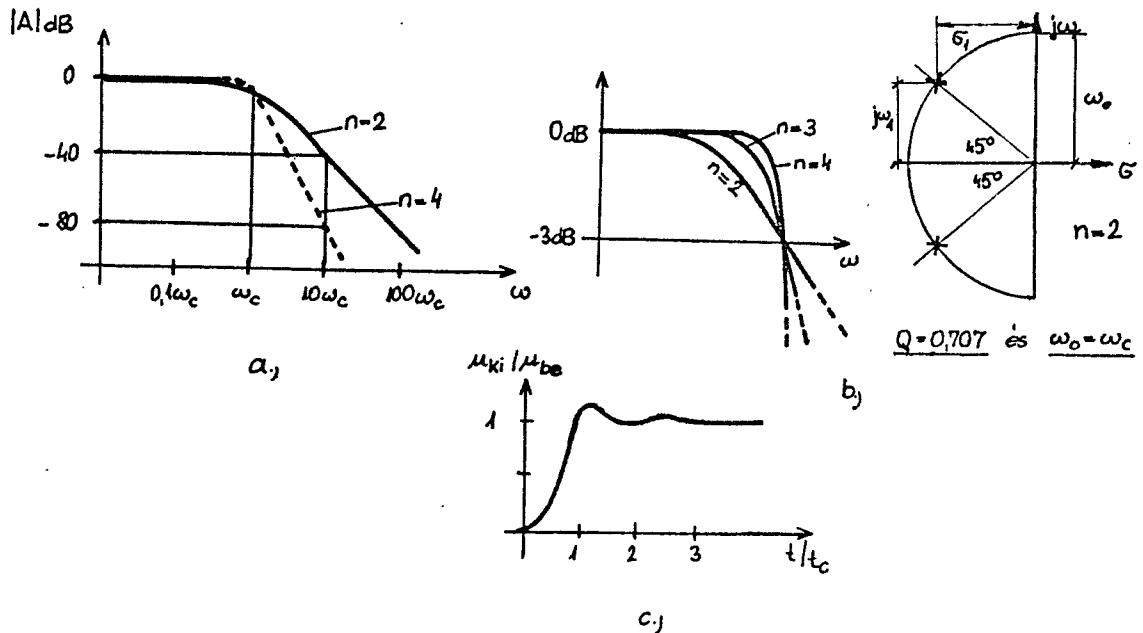
Butterworth /vagy "maximális laposságú/ közelítés: A közelítések közül az áteresztő sávban a legtovább állandó átvitelű, tehát a leglaposabb amplitudó-karakterisztikájú. Ehhez $n=2$ esetén $Q=0,707$ kell /5.92. ábra/, így az átvitel:

$$A /s/ = \frac{A_v}{1 + \frac{1}{0,707} \frac{s}{\omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0^2}}$$

5.7.2.

Az amplitudókarakterisztika a levágási frekvencián n értékétől függetlenül a -3 dB-es ponton halad át, itt a fázistolás $-n\pi/4$. Az $\omega \gg \omega_c$ frekvenciatartományban a levágási oldalmeđekek $-n20$ dB/D. Az amplitudó és fáziskarakterisztika és $n=2$ esetén a gyökelrendezés /egy konjugált komplex póluspár ω_0 sugarú félkörön az n egyenlő részre osztott félkör ivszakaszainak felezőpontjain elhelyezkedve/ az 5.94. ábrán látható. Másodfokú átvitelnél a -3 dB-es frekvencia, ω_c egyezik ω_q

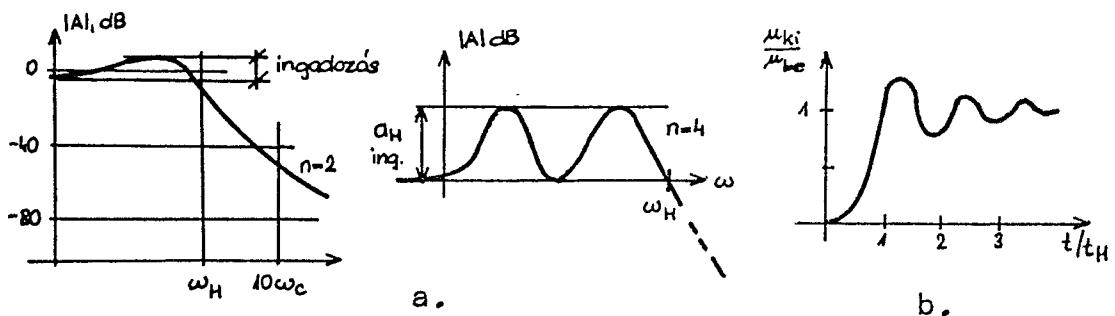
feletti, az áteresztő és a zárótartomány közötti részt nevezhetjük levágási tartománynak. A továbbiakban ez utóbbi kettőt nem különítjük el élesen egymástól. További fontos körfrekvencia az ω_0 , a rezonanciafrekvencia, amely közelítéstől függő viszonyban áll pl. ω_c -vel a -3 dB-es frekvenciával. A következőkben



5.94. ábra

értékével. A Butterworth közelítés egységugrás átvitelében közepes értékű túllövés van, a beállási idő és a felfutási idő közepesen jó. Néhány tranziszor jellemző az 5.1. táblázatban látható /az adatok a Burr Brown cég ATF 76 szűrőjére vonatkoznak/. A kimeneti jel jellege az 5.94.c. ábrán látható.

Csebisev /vagy "egyenletes ingadozású"/ közelítés: az áteresztő sávban egyenletes ingadozású, hullámosságú az amplitudókarakterisztika /5.95.a. ábra/. A hullámosság /ripple/ szoká-



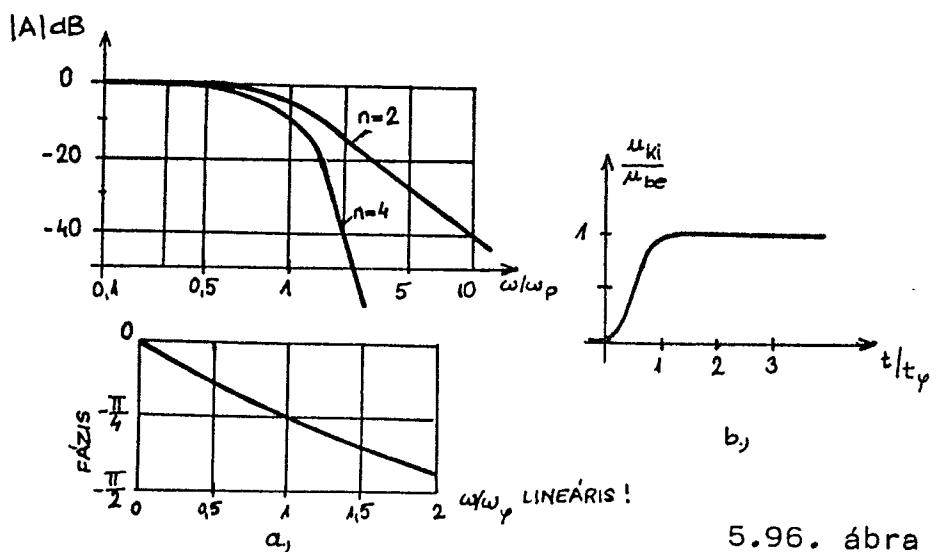
5.95. ábra

sosan megadott értéke néhányszor 0,1 dB és kb. 4 dB között van. A közelítés levágási frekvenciája: ahol az áteresztő tartománybeli amplitudó karakterisztika keresztlühalad a sáv specifikált maximális ingadozásán és belép a zárósávba. Vigyázat: ez legtöbbször nem a -3 dB-es frekvencia! Az $\omega \gg \omega_H$ tartományban a meredekség $-n \cdot 20$ dB/D alatt halad. A fáziskarakterisztika meglehetősen nemlineáris a ω függvényében.

Az átviteli függvény $n=2$ esetén az 5.7.1. összefüggés szerint pl. ± 1 dB_{p-p} hullámosság esetén $Q=1,286$ és $\omega_0 = 0,907 \cdot \omega_H$ helyettesítéssel felirható. A közelítés akkor alkalmazható, ha megengedett valamekkora ingadozás, és az időtartományban nincs előirásunk /az egységugrás átvitelben nagy túllövés, nagy beállási idő: 5.95.c. ábra és 5.1. táblázat/. A közelítések közül a legszelektívebb átvitelt adja, vagyis az áteresztő és zárótartomány között a legélesebb az átmenet.

Megemlíttük, hogy lehetséges olyan átvitel is, amely az áteresztő tartományban max. lapos, a zárótartományban egyenletes ingadozású /inverz Csebisev/ illetve minden az áteresztő, minden a zárótartományban egyenletes ingadozású /elliptikus közelítés/.

A Bessel közelítés a frekvenciával arányos fázistolású /nevezik maximális laposságú futási idő-karakterisztikának is, a futási idő $d\varphi/d\omega$ -val definiált/. Az átviteli karakterisztikák $-nT/4$ fázistoláshoz tartozó határfrekvenciára normálva az 5.96.a. ábrán láthatók. Az átviteli függvény $n=2$ esetén az 5.7.1. összefüggés szerinti, az átvitel -3 dB-hez tartozó frekvenciaértékkel, ω_c -vel kifejezve: $\omega_0 = 1,272 \cdot \omega_c$ és $Q=0,577$ helyettesítéssel felirható. A Bessel szűrő tranzisztrátviteli optimális /5.96.b. ábra/: kis túllövés, jó beállási idő /5.1. táblázat/.



5.96. ábra

A tranzisztrátor átvitel néhány jellemzőjét a -3 dB-es átvitelhez tartozó frekvenciaértékre, f_c -re vonatkoztatva az 5.1. táblázatban foglaltuk össze.

Tipus	n	Túllövés %	Beállási idő $\pm 0,1\%$ -ra	Felfutási idő
Butterworth	2	4	$1,7/f_c$	$0,34/f_c$
Csebisev ± 1 dB ing.	2	18	$2,5/f_c$	$0,3/f_c$
Bessel	2	0,4	$1/f_c$	$0,37/f_c$

5.1. táblázat

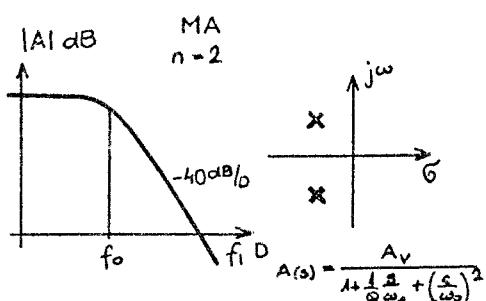
A különböző közelítésű szűrők ugyanazzal az áramköri elrendezéssel, de eltérő elemértékekkel /R és C/ valósíthatók meg.

5.7.3. Szűrőfunkciók

Attól függően, hogy az áteresztősáv és a zárósáv a frekvenciatartományban egymáshoz képest hogyan helyezkedik el, különböző szűrési feladatok teljesíthetők. Az átviteli tulajdonságokat a könnyebb tájékozódás érdekében Butterworth-közeliítésre rajzoljuk meg /persze bármely közeliítésre általánosíthatunk/. További egyszerűsítésként $n=2$ fokszámú átvitellel dolgozunk.

Aluláteresztő szűrő /LOW PASS FILTER/

A gyakorlatban leggyakrabban alkalmazott szűrő: a DC és az f_c -nél kisebb frekvenciájú jeleket átengedi, az f_c felettiet n -től függő meredek séggel csillapítja. Időben változó jelek átlagértékének meghatározásánál alkalmazzák legtöbbször. Másodfokú aluláteresztő /továbbiakban MA/



5.97. ábra

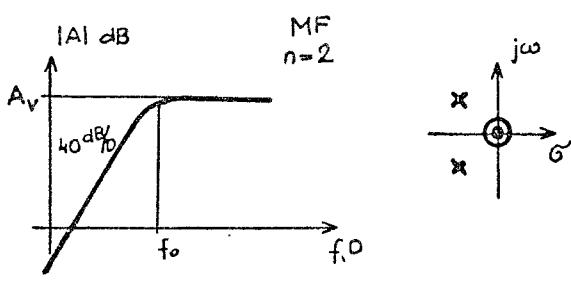
nél kisebb frekvenciájú jeleket átengedi, az f_c felettiet n -től függő meredek séggel csillapítja. Időben változó jelek átlagértékének meghatározásánál alkalmazzák legtöbbször. Másodfokú aluláteresztő /továbbiakban MA/

átviteli és gyökrendezése az 5.97. ábrán látható.

A szürőmérézet szempontjából alapvető jelentőségű az aluláteresztő, minden szűrőátvitel erre visszavezethető.

Felüláteresztő szűrő /HIGH PASS FILTER/

Az aluláteresztő átviteli függvényből $s/\omega_0 \rightarrow \omega_0/s$ helyettesítéssel /transzformációval/ kapjuk a felüláteresztő átvitelét:



5.98. ábra

$$A/s = A_V \frac{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2}{1 + \frac{1}{Q} \frac{s}{\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2}$$

Az átvitel határfrekvencia felett áteresztősávú, az ezt leíró függvény két pólussal /egy konjugált komplex póluspárral/ és két, az origóban lévő /tehát egy kettős/ zérushellyel adható meg másodfukú felüláteresztőnél /továbbiakban MF/ az 5.98. ábra szerint. Az említett transzformáció miatt az aluláteresztő amplitudókarakteristikájának tulajdonságai f/f_0 normalizált frekvencián megegyeznek a felüláteresztő f_0/f frekvencián vett értékeivel, ennek megfelelően a méretezési táblázatokban aluláteresztőre megadott ω_E , ω_0 , stb. helyébe $1/\omega_E$, $1/\omega_0$ értéket kell irni, Q értéke változatlan.

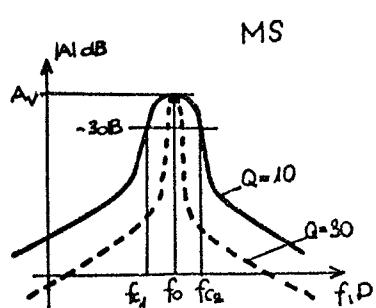
Az áramköri realizálásnál /változatlan aktiv elem, erősítő elrendezés mellett/ az aluláteresztőből a C elemek helyére R elemeket /és R helyett C/ téve kapjuk a felüláteresztőt. Az egymást "helyettesítő" elemek értékének számítása:

$$R_i/\text{felüláteresztő} = 1/\omega_0 C_i/\text{aluláteresztő} \quad 5.7.4.$$

$$\text{és } C_k/\text{felüláteresztő} = 1/\omega_0 R_k/\text{aluláteresztő} \quad 5.7.5.$$

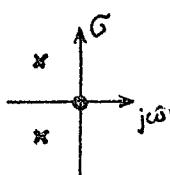
Sáváteresztő szűrő /BAND PASS FILTER/

Az átvitel, a leíró függvény és annak gyökhelyei az 5.99. ábrán láthatók. Az átvitelben kitüntetett frekvencia az f_0 közép



$$A/s = A_V \frac{\frac{s}{\omega_0}}{1 + \frac{1}{Q} \frac{s}{\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2}$$

5.99. ábra



/=center/ frekvencia, ahol az átvitel maximális és egyben valós érték. A középfrekvencia:

$$f_0 = \sqrt{f_{c1} \cdot f_{c2}},$$

ahol f_{c1} és f_{c2} a -3 dB-es átvitelhez tartozó frekvenciaértékek.

A jósági tényező a szelektivitásra jellemző:

$$\begin{aligned} \text{Szelektivitás} &= \\ &= Q = \frac{f_0}{3 \text{ dB-es sávszélesség}} \end{aligned}$$

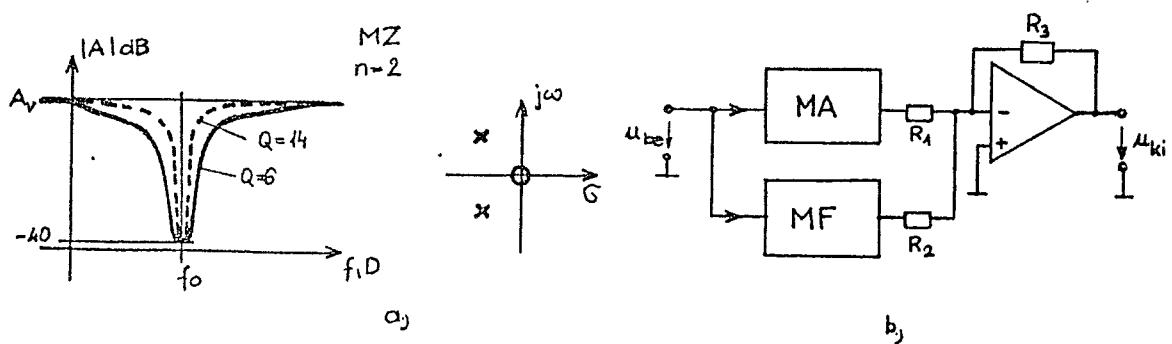
Az átvitel szelektivitástól való függését is bemutatjuk /szaggatott vonal szelektivebb átvitel/. Az egy frekvencián maximális átvitelű sáváteresztőt az angol nyelvű irodalom "single - tuned" /egy-hangolású/ szűrőnek nevezi.

Esetenként szükséges lehet olyan átvitel, amely f_0 frekvencia környezetében szélesebb sávon belül állandó és az áteresztő sávon kívül normál sáváteresztőként viselkedik. Ezt két, rezonanciafrekvenciában kissé eltolt sávszűrő kaszkád kapcsolásával valósíthatjuk meg. Az áramkört széthangolt /staggered-tuned/ szűrőnek nevezzük.

Viszonylag nagyobb relativ sávszélességű / $1/Q$ / szűrő megvalósítható egy aluláteresztő és egy felüláteresztő kaszkád kapcsolásával. Kis relativ sávszélességnél aluláteresztőből komplex függvénytranszformációval származtathatjuk /1. számú irodalom/ a felüláteresztőt.

Sávzáró szűrő /BAND REJECT FILTER/

Az átvitel középfrekvencián előirtan minimális csillapítású, ettől eltérő frekvenciákon specifikált amplitudó /esetleg fázis/ menetet teljesít /5.100.a. ábra/. A középfrekvencia és a szelektivitás a sáváteresztőnél leírtakkal definiálható. A sávzáró szűrő megvalósítható pl. az 5.100.b. ábra szerint.

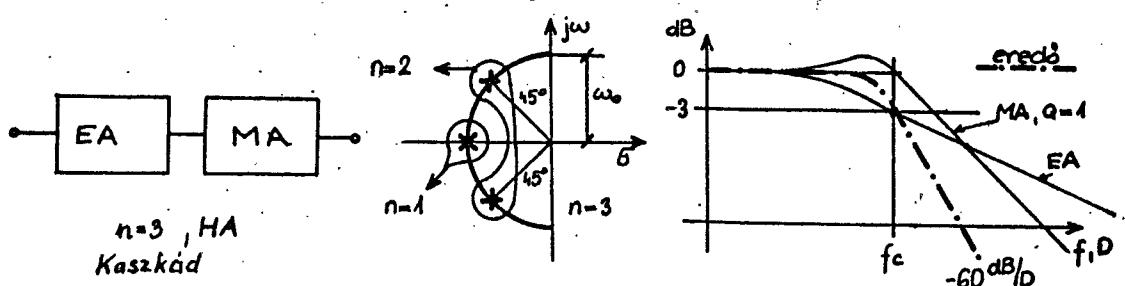


5.100. ábra

5.7.4. Magasabb fokszámú szűrők. Szűrő-alaptagok.

Az $n=3$ és ennél nagyobb fokszámesetén több kisebb fokszámú szűrő kaszkád kapcsolásával, láncba kapcsolásával valósítjuk meg az eredő átvitelt. Az egyes alaptagok nem hatnak egymásra, mert az aktiv elem, a műveleti erősítő kis kimeneti impedanciája megfelelő elválasztást ad.

A továbbiakban harmadfokú aluláteresztre maximális laposságú közelítésnél mutatjuk be az alaptagok megválasztását. Az átvitelt egy EA és egy MA kaszkád kapcsolásával kialakithatjuk /lásd az 5.101. ábrát/. Ez a közelítés a levágási frekvencián f_c -n 3 dB csillapitást ad eredőben, és a levágási meredekség -60 dB/D. Az EA szűrő f_c -n azonban már önmagában 3 dB csillapítású, ezért az MA ezen a frekvencián csak 0 dB-t csillapithat, tehát olyan jósági tényezőt kell választani, amely ezt az átvitelt adja. Az 5.92. ábrából ehhez $Q=1$ kell. /Ennek a másodfokú alaptagnak a -3 dB-es pontja f_o frekvencia felett van./



5.101. ábra

Az alaptagok jellemző paramétereit az 5.2. táblázatban foglaltuk össze Butterworth közelítésű aluláteresztre szűrőre. A táblázat körfrekvencia értékei az átvitel -3 dB-es pontjához tartozó ω_c -vel jelölt, $\omega_c=1$ értékre vonatkoztatva /normalizálva/ adottak.

Egyéb jelölések magyarázata:

ω_M - az alaptag ezen a körfrekvencián maximális átvitelű,

F_M - az alaptag átvitelének maximális értéke dB-ben,

ω_{ci} - az i-edik alaptag -3 dB-es pontjának körfrekvenciája.

n fokszám	Szükséges alaptagok	Alaptag jellemzők			Beállítási paraméterek		
		ω_E	ω_o	Q	ω_M	ω_{ci}	$F_M / \text{dB}/$
2	MA	-	1,0000	0,7071	-	1,000	-
3	EA	1,000	-	-	-	1,000	-
	MA	-	1,0000	1,0000	0,707	1,272	1,25
4	MA	-	1,0000	0,5412	-	0,719	-
	MA	-	1,0000	1,3065	-	1,390	3,01

5.2. táblázat / $\omega_C=1/$

A szükséges fokszám meghatározása segédparaméterek bevezetésével lehetséges. Segédparaméterek az 5.93. ábra jelöléseivel számolva:

$$\epsilon_H = \sqrt{\text{numlg}(a_H/10)} - 1 \quad ; \quad \epsilon_S = \sqrt{\text{numlg}(a_S/10)} - 1$$

Ezekkel a fokszám max. laposságú átvitelnél:

$$n \geq \lg \frac{\epsilon_S}{\epsilon_H} / \lg \frac{\omega_S}{\omega_H} \quad 5.7.6.$$

Az alaptag paraméterek mérése.

Az aktiv szűrők előirt átvitelének ellenőrzését, beállítását alaptagonként, az alaptagok hangolásával kell elvégezni!

A MA alaptag f_o hangolási frekvenciájának mérése oszcilloszkóp segítségével történhet: itt a fázistolás 90° . A levágási meredekség Q-tól függetlenül a $10f_o$ frekvenciához tartozó -40 dB-es átvitel mérésével ellenőrizhető. Q értéke az f_M frekvencián fellépő maximális átvitelből számítással ellenőrizhető $/F_{max} = 2Q^2/\sqrt{4Q^2 - 1}$, max. laposnál/.

A MF alaptagra az előzőeket értelemszerüen kell alkalmaznunk.

Sáváteresztő alaptagnál is fázisméréssel határozható meg az f_o frekvencia: értéke a müveleti erősítő alapkapsolásától függően 0 /nem invertálónál/ vagy π /invertálónál/. A jósági tényezőt f_o és a 3 dB-es csillapítási pontok frekvenciájának mérése után számithatjuk.

Sávzárónál f_o értéke fázisszögméréssel nehezen határozható meg, hiszen itt nagyon kicsi a kimeneti jel. Célszerűbb az átvitel minimumát megmérni a frekvencia függvényében. Q a sáváteresztőnél leírtak szerint számitható.

Minden mérésnél vigyáznunk kell arra, hogy a mérőkör a szűrő kimenetén kapacitív terhelést okoz /mérőzsínörök, műszer/ és ez a müveleti erősítő véges kimeneti ellenállása miatt a hurok-erősítés kedvezőtlen módosításával megváltoztatja a szűrő átvitelét, esetleg gerjedést is okozhat!

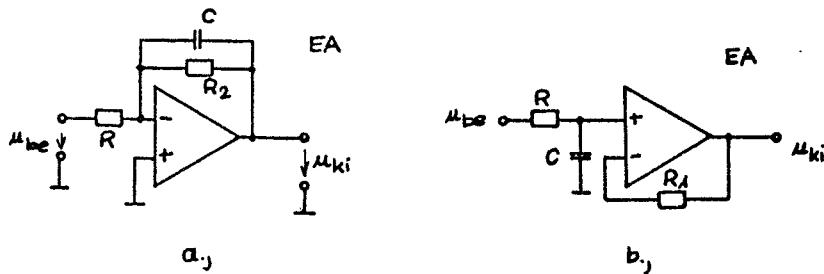
5.7.5. Aktiv RC szűrők realizálása

Az azonos átvitelt megvalósító /realizáló/ áramköri elrendezések száma nagy, ezek közül a legkedvezőbbet a konkrét feladat ismeretében sok egyéb szempont - ár, alkatrészeszám, alkat-

részek beszerezhetősége, stb. - figyelembevételével kell kiválasztanunk. Az ismertetésre kerülő áramkörök alaptagok realizálására alkalmasak, magasabb fokszámú szűrők az 5.7.4. fejezet szerint valósíthatók meg.

Elsőfokú alaptagok realizálása.

Mint önálló elsőfokú aluláteresztő szűrő adott jel egyszerü átlagértékének képzésére alkalmas. A levágási meredekség kicsi /-20 dB/D/. Ennek realizálására gyakran alkalmazzák az integráló kapcsolást /5.102.a. ábra/. A munkapontbeállítás egyszerűsödik, ha R_2 -vel DC-n csökkentjük az erősítést. Az átvitel töréspontja $\omega_E = 1/RC$ körfrekvencián van.



5.102. ábra

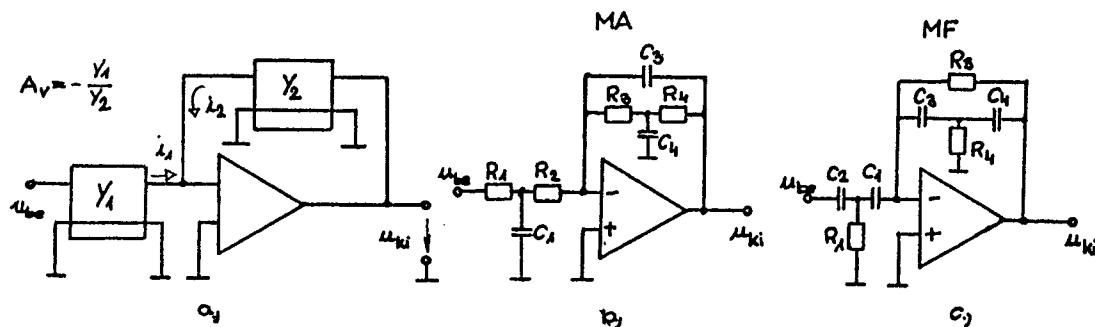
Az egyszerü passzív RC osztó is lehet elsőfokú alaptag. Az átviteli tulajdonságok terheléstől való függetlenségét és így a kaszkád-kapcsolt alaptagok egymásrahatásának megszüntetését /akkor a méretezés is egyszerűbb/ elválasztó erősítővel oldhatjuk meg /5.102.b. ábra/.

Elsőfokú felüláteresztő vagy differenciáló áramkörrel vagy az 5.102.b. ábra R és C elemeinek felcserélésével valósíthatjuk meg.

Másodfokú alaptagok realizálása.

- Végtelen erősítésű technika egyszeres negativ visszacsatolással /5.103.a. ábra/: Az elvileg végtelen erősítésű müveleti erősítőt invertáló erősítőként frekvenciafüggő négpólusokkal visszacsatolva az erősítés a négpólusok rövidzárási /mert a -

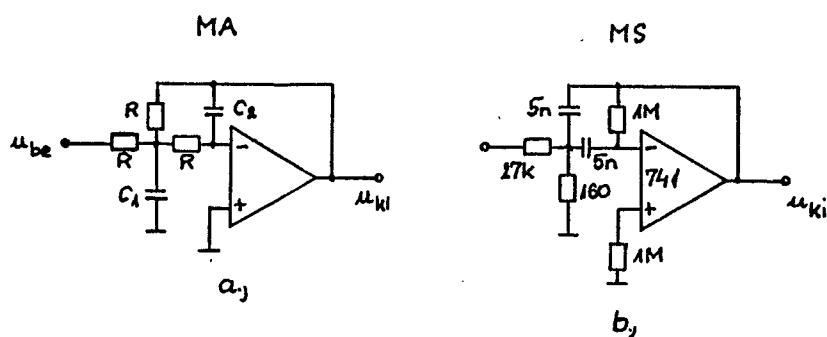
jelű bemenet virtuális föld lesz/ átviteli admittanciának hanyadosa. Az RC négypólusok megfelelő hálózatválasztásával tetszőleges átvitel kialakítható. Az 5.103.b. ábrán látható áramkör a $C_1/R_1 X R_2/ = C_4/R_3 X R_4/$ feltétel teljesülésekor másodfokú aluláteresztő, amelyből az 5.7.3. fejezetben ismertetett módszerrel könnyen másodfokú felüláteresztőt kaphatunk /c. ábra/.



5.103. ábra

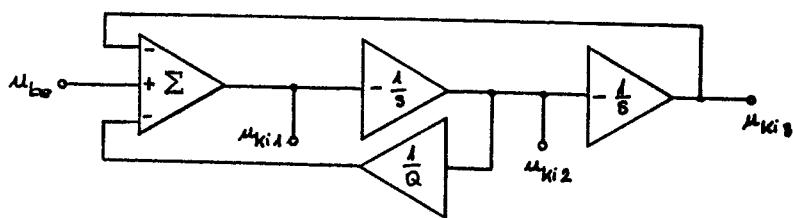
E szűrők működési elve könnyen érhető, mégis ritkán alkalmazzuk őket, mert a passzív elemek száma nagy /pl. a MF négy kondenzátort tartalmaz/.

- Végtelen erősítésű technika többszörös negativ visszacsatolással: Egyszerű, kevés alkatrészből álló szűrőtipus. Az 5.104.a. ábra MA elvi rajzát adja /az átvitel jellege: DC-n -l-szeres az erősítés, növekvő frekvenciával az invertáló bemenetre jutó jel csökken C_1 miatt, másrészt a kimenetről visszacsatolt jel növekszik C_2 miatt, tehát az átvitel csökken/. A b. ábra 3 kHz középfrekvenciájú, itt 26 dB erősítésű, kb. 80 Hz sávszélességű saváteresztőt ábrázol.



5.104. ábra

- Végtelen erősítésű technika állapotváltozós módszerrel vagy nevezik univerzális aktiv szűrőnek /UNIVERSAL ACTIVE FILTER UAF/ is. Az elv az analóg számítógéptechnikában alkalmazott modellezési eljárásokat követi. Integrátorokból, összeg- és különbségképzőkből épül fel a szűrő. Az 5.105. ábrán látható tömb-



5.105. ábra

vázlat alapján a különböző átvitelt megvalósító kimenetek feszültsége számítható. Ismeretes, hogy az időtartományban végzett integrálás a komplex frekvenciatartományban s -sel való osztást jelent. Bevezetve az $S = sRC = s/\omega_0$ jelölést, U_{kil} adódik:

$$U_{kil} = -U_{kil} \frac{1}{S} \frac{1}{Q} - U_{kil} \frac{1}{2} + U_{be} .$$

Átrendezve

$$\frac{U_{kil}}{U_{be}} = \frac{\frac{s^2}{1 + \frac{1}{Q}s + s^2}}{= \frac{\frac{s}{\omega_0}/^2}{1 + \frac{1}{Q}\frac{s}{\omega_0} + \frac{s}{\omega_0}/^2}} ,$$

láthatóan másodfokú felüláteresztő átvitelt kapunk.

Mivel $U_{ki2} = -\frac{1}{S} U_{kil}$, így rendezés és $S = s/\omega_0$ helyettesítés után:

$$\frac{U_{ki2}}{U_{be}} = \frac{-s/\omega_0}{1 + \frac{1}{Q}\frac{s}{\omega_0} + \frac{s}{\omega_0}/^2} ,$$

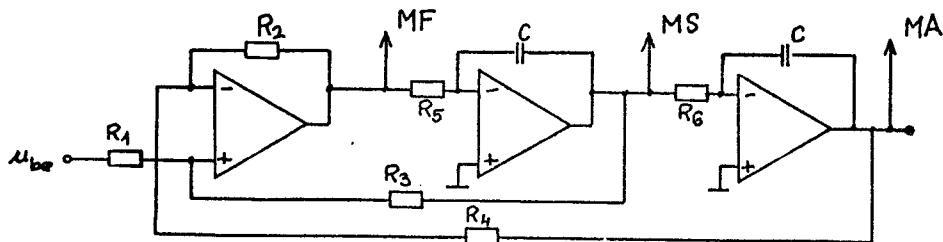
vagyis másodfokú sáváteresztő átvitelt kapunk.

Továbbá írható: $U_{ki3} = -\frac{1}{S} U_{ki2}$, rendezés után

$$\frac{U_{k13}}{U_{be}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{Q} \frac{s}{\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0} \right)^2}$$

ez a kimenet másodfokú aluláteresztő átvitelt ad. Megállapíthatjuk, hogy egyetlen ilyen szűrő háromféle átvitelt egyidejűleg képes megvalósítani /ezért univerzális szűrő/.

Egy lehetséges megvalósítás elvi rajza az 5.106. ábrán látható. Természetesen az áramkörök megfelelő munkapontbeállításáról /ofszet-kompenzáció/ és frekvencia kompenzáciáról gondoskodnunk kell! Az univerzális szűrők hasonló elrendezését hibrid IC kivitelben gyártja a Burr Brown cég. Például az UAF 11 típusú szűrő hangolható f_o frekvenciájú, állítható erősítésű és állítható jósági tényezőjű /0,5...500/. Működési frekvenciatartománya 0,001 Hz...200 kHz.



5.106. ábra

Az univerzális szűrők előnye, hogy minimális számú kondenzátort igényelnek, hátránya esetleg a több aktiv elem illetve ezek frekvenciafüggéséből adódó hiba.

Sávzáró szűrő UAF-fel az 5.100.b. ábra szerint építhető.

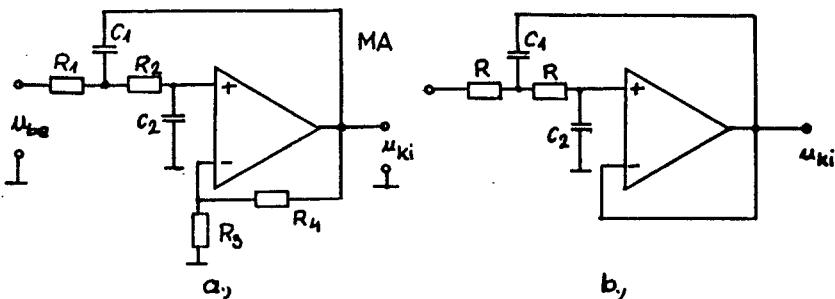
- Vezérelt generátoros technika egyszeres visszacsatolással:
A szűrő aktiv elemének erősítését frekvenciafüggetlen negativ visszacsatolással szigorúan előirt K értékre kell beállítani. Ily módon /általában neminvertálóként/ feszültségvezérelt feszültséggenerátort kapunk, amelyet RC hálózattal és pozitív visszacsatolással teszünk alkalmassá szűrési feladatra. Termé-

szetesen a stabil működés feltétele: a visszacsatolások eredője akkora legyen, hogy oszcilláció ne jöhessen létre!

Az 5.107.a. ábrán másodfokú aluláteresztő látható. Az átviteli függvény szuperpozícióval számítható, és végeredményként írható:

$$\frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{K}{1 + s C_2/R_1 + R_2/ + 1 - K/C_1 R_1 + s^2 C_1 C_2 R_1 R_2}, \quad 5.7.7.$$

ahol $K=1+R_4/R_3$ a vezérelt generátor erősítése.



5.107. ábra

Tervezés. Célszerű néhány egyszerűsítő feltételt tenni. Az egyik lehetséges egyszerűsítést az 5.107.b. ábrán mutatjuk be: $K=1$ és $R_1=R_2=R$. Ekkor az általános MA alaptag jellemzői az 5.7.1. összefüggés jelöléseiivel:

$$A_V = K; \quad \omega_0 = 1/(R\sqrt{C_1 C_2}); \quad Q = \frac{1}{2} \sqrt{C_1/C_2} \quad 5.7.8.$$

A tervezésnél a szükséges fokszám ismeretében /5.7.6. összefüggés/ kiindulási adatok az ω_0 és Q értéke /5.2. táblázat/ valamint az R ellenállás /itt impedancia szint megondolások és R-hez tartozó C érték - megvalósithatóság a szempontok/.

További elemértékek:

$$C_1 = 2Q/(\omega_0 R) \quad \text{és} \quad C_2 = 1/(2Q \omega_0 R) \quad 5.7.9.$$

Az áramkör alkalmazható kis és közepes jósági tényezővel / $Q < 10$ / és $\omega_0 < \omega_1/100 A_V Q$ rezonanciafrekvenciával /ahol az ω_1 az egy-

ségerősítés frekvencia, amelyet sávjóságnak is neveznek/. Ez a realizálás adja a legegyszerűbb, legkevésesebb alkatrészt tartalmazó szűrőt. Kis jósági tényezőnél /ez aluláteresztőnél vagy felüláteresztőnél teljesül/ aktiv elemként egyszerü emitterkövető vagy a be- és kimeneti DC szintek azonosságát biztosító komplementer tranzisztorokkal két FC-ú fokozat is alkalmaszható.

Megjegyzés: a tervezésnél más egyszerüiségi feltételekből is ki-indulhattunk volna. Szokásos pl. a $C_1=C_2$ felvétele is, ekkor az alaptag jellemzők számítása fentiiktől eltérő összefüggésekkel végezhető. Ekkor a Q-tól függő K értéke egynél nagyobb, de vigyáznunk kell, mert helytelenül megválasztott K, C, R_1 , R_2 értékeknél az 5.7.7. összefüggés nevezőjében lévő elsőfokú tag szorzója 0 lesz, és a "szűrő" ω_o körfrekvencián begerjed, oszcillál.

- Impedancia-transzformátoros szűrők: visszacsatolt műveleti erősítőkkel olyan impedancia-transzformátorok építhetők, amelyekkel egységnyi feszültségátvitel mellett ellenállások és kondenzátorok felhasználásával nagy jósági tényezőjű induktivitások és negativ impedanciák állíthatók elő. Ezzel lehetőség van hagyományos LC szűrők induktivitásainak integrált áramköri megvalósítására illetve a veszteségek csökkentésére /-R/. A használatos impedancia-transzformátorok három csoportba oszthatók: negativ imittancia konverterek /NIC/, negativ impedancia inverterek /NIV/ és girátorok. Viszonylag ritkábban alkalmazzuk az ezekkel felépített szűrőket.

Általános megjegyzés a szürőmérétezéshez: a méretezési táblázatok, realizálási lehetőségek általában összegyűjtve adottak szürőmérétezéssel foglalkozó szakkönyvekben. Ezek segitségével nagyon egyszerü számításokkal tervezhető a szűrő. Szigorúbb specifikáció mellett vagy adott aluláteresztő szűrőből pl. sáváteresztő méretezése bonyolultabb számításokat igényel. A szűrő-

tervezés szinte a legjobban számítógépesíthető és talán a legjobban számítógépesített méretezési részterület. Egyes gyártó cégek pl. Burr Brown kész programokat közölnek különböző szűrők méretezésének egyszerü számítására /pl. adott max. lapos aluláteresztső elemeiből indulva a programmal meghatározhatók az elrendezés elemértékei Csebisev közelítésre, stb./. Ezt a tervezést CAD /Computer Aided Design/ számítógéppel támogatott tervezési módszernek nevezzük.

5.7.6. Aktiv RC szűrők áramköri elemei.

A megvalósított RC szűrő átviteli függvénye az áramköri elemek érték-szórásai és külső tényezők /pl. hőmérséklet/ hatására létrejövő érték-változásai miatt eltér a tervezettől. A műveleti erősítő véges erősítőjellemzői is módosítják a tervezett átvitelt. Ezek a hatások a relativ érzékenységgel jellemezhetők; amely az egyes elemértékek toleranciájára vagy megváltozására vonatkoztatott átviteli függvény változást adja. A teljes érzékenységvizsgálat bonyolult és nagymennyiségű számítás elvégzését igényli, amelyet csak számítógéppel érdemes elvégezni. Az érzékenységvizsgálat programja általában része a teljes áramkört kivánt paraméterek szerint méretező programrendszernek.

Műveleti erősítő. A legfontosabb az IC frekvenciafüggéséből adódó hiba. A szűrő alkalmazhatósági frekvenciatartományát a műveleti erősítő egységerősítés frekvenciája szabja meg. Általában $\omega_o < \omega_1/100$ Q A_v feltételt kell betartanunk. Az ω_1 véges értéke miatt az ideális átvitelhez képest mind ω_o , mind Q értéke csökken. A szűrőparaméterek ω_1 -től való függését ronalázálastól függő érzékenységjellemzővel fejezhetjük ki. Minél nagyobb ez az érték, annál inkább módosul az átvitel IC csere

esetén. További átviteli módosulást okozhat az ω_1 hőmérsékletfüggése /tipikusan 5...10 ezrelék/ $^{\circ}\text{C}$. Az IC ofszet feszültsége aluláteresztő szűrőknél okozhat gondot: még az 5.107. ábrán bemutatott realizálás / $A_V = 1$ / sem alkalmas nagypontosságú átlagértékképzésre /pl. digitális feszültségmérőkben/, ezért ilyenkor külön kell gondoskodni a munkapontállításról- $U_{ki} = 0 \text{ V}$ kell, ettől való mV-os eltérés sem engedhető meg!

Impedancia-szintek. Az ellenállások és kapacitások értékét a rendelkezésre álló érték-tartományból kell megválasztani. Kis értékű ellenállásokhoz nagy értékű kondenzátorok kellenek, ezek viszont az IC nagyjelű működését rontják. Nagy ellenállás és kis kondenzátor értékek esetén a zajtulajdonságok romlanak, és a szort kapacitások hatása jobban érvényesül. Az RC elemek a gyakorlatban előirt toleranciaérzékenység biztosítására feltétlenül kis türésük - 0,1...1 % - legyenek!

Ellenállások. Diszkrét elemként fémréteg ellenállás alkalmazható 0,1 és 1 % közötti türéssel. Ezek TK-ja $\pm 50.. \pm 200 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ /ppm = 10^{-6} /, értéktartománya 10 ohm...1 Mohm. Készülnek induciós szegény és kiszajú kiveitelben is.

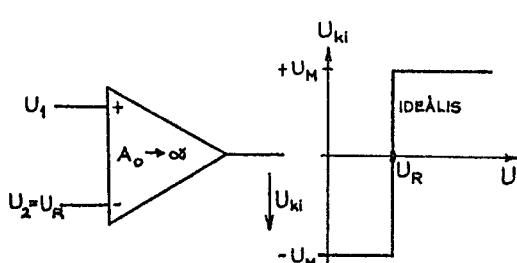
A hibrid IC-k vékonyréteg ellenállásai 2...200 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ hőmérsékletfüggésük, a megvalósítható értéktartomány 30 ohm ... 100 kohm, az elemek pontossága $\pm 1\%$ -nál kisebb. Vastagréteg ellenállások nagyobb TK-júak, nagyobb türéssel és 1 ohm ... 10 Mohm értéktartománnyal készíthetők.

Kondenzátorok. Diszkrét elemként jó minőségű tekercselt polystyren kondenzátorokat alkalmazhatunk, ezek 0,25...1 % türésük, negativ TK-júak /-100 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ / és 100 pF...100 nF értéktartományban vannak. A hőmérsékletfüggés kompenzáálható pozitív és negativ hőfoktényezőjű alkatrészek alkalmazásával./pl. pozitív TK-jú R és negativ TK-jú C elemmel, esetleg ellentétes előjelű TK-val adott kondenzátorokkal megvalósított C elemmel/.

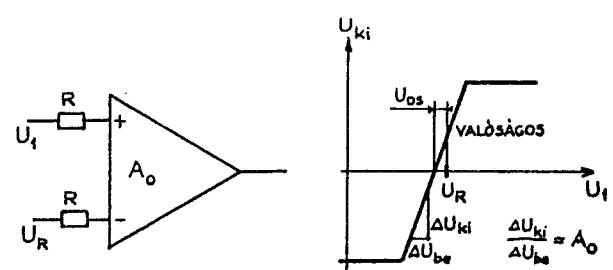
5.8. Komparátorok és limiterek

Eddig a műveleti erősítők lineáris üzemével foglalkoztunk, a következőkben olyan kapcsolásokat tárgyalunk, amelyekben a műveleti erősítőt /akár "normál" típusú, akár kimonottan erre a célra készült/ működés közben túlvezéreljük, "kapcsoló üzemben" működtetjük.

A komparátor alapvető feladata, hogy összehasonlitson két villamos jelet /compare: összehasonlítani/, és eldöntse nagyobb-e a vizsgált jel a másik /referencia/ jelnél, vagy kisebb. A komparátor így módon kétféle kimeneti jelet szolgáltat, hiszen a válasz csak kétféle lehet, vagyis a kimeneti jel digitális. Ezért a komparátort - mivel bemenete analóg, kimenete digitális - olyan "hibrid" áramköri elemek tekintjük, amelynek fő feladata az analóg és digitális jelek találkozásánál a megfelelő jelvizsgálati, jelátalakítási feladatok elvégzése. A bemeneten összehasonlítandó jel lehet feszültség vagy áram /rendszerint feszültségösszehasonlítást feltételezünk, ez a gyakoribb/. A feszültség-komparátor vázlatát és transzfer karakteristikáját /bemeneti feszültség - kimeneti feszültség diagramját/ mutatja ideális esetre az 5.108. ábra. A valóságban a bemenetek-



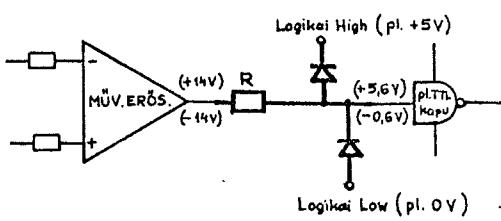
5.108. ábra



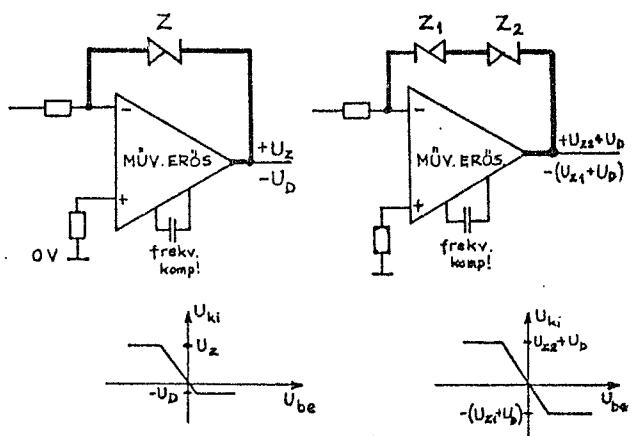
5.109. ábra

kel minden sorbakapcsolódik valamekkora ellenállás /ha más nem, a meghajtó generátor ill. a környező áramkör belső ellenállása/ és az erősítés sem végtelen nagy; a transfer karakterisztikán van egy bemeneti "bizonytalansági", "döntési" tartomány, ahol a komparátor egyik szélső helyzetről a másikra vált /5.109. ábra/, de a metszés sem pontosan U_R -nél van a minden meglévő ofszet hi- ba miatt.

Feszültség-összehasonlításra alkalmazhatunk "normál" műveleti erősítőt, vagy komparátor-típust /pl. 710-es/. A lényeges különbség a két típus-család között az, hogy a műveleti erősítőknek általában precizebb bemeneti DC jellemzőik, nagyobb erősítésük van, a speciálisan komparátor célra készült áramkörök viszont lényegesen gyorsabbak, és kimenetükön közvetlenül a digitális áramkörökhez illeszkedő logikai "0" illetve "1" jelenik meg. A műveleti erősítővel felépített komparátort tehát - amennyiben digitális áramkört hajtunk meg vele - a kimenetén feszültség-határoló, limiter áramkörrel kell ellátnunk /enélkül a + és - tápfeszültséghez közel eső feszültségek jelennek meg, ami valószínűleg káros lenne/. A limitálás egyik szokásos paszszív elemes megoldását az 5.110. ábra mutatja. A diódás limiter



5.110. ábra



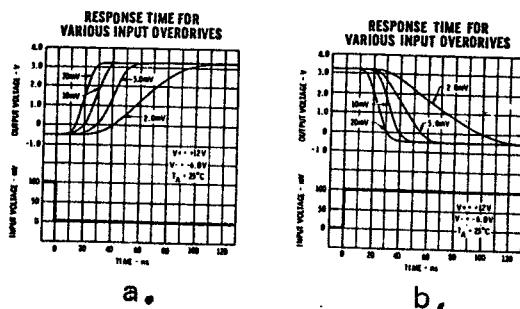
5.111. ábra

működési elve, hogy amikor a műveleti erősítő kimenete negativ, akkor kinyit az alsó dióda és "megfogja" a kimeneti pont feszültségét az "alacsonyabb" /Low/ feszültség alatt kb. 0,6 V-tal; ha pedig az erősítő kimenete pozitív, akkor a felső dióda nyit ki, anódja és ezzel a kimeneti pont feszültsége nem lehet nagyobb, mint a logikai "magasabb" /High/ feszültség és a dióda 0,6 V-os nyitófeszültségének összege. A műveleti erősítő kimenete tehát kb. \pm 14 V, a logikai "megfogott" jel az ábrabeli példán + 5,6 V, ill. -0,6 V. Az áramot a soros R korlátozza /amely nem lehet túl kicsi, mert akkor nagy a kimeneti áram, de nem lehet túl nagy sem, mert akkor esetleg nem tud elegendő áramot szolgáltatni a digitális áramkör számára, és a működést lassítja/. A kimeneti feszültség limitálásának másik, "aktiv" módszerére az 5.111. ábra mutat példát. Ez káló biztonsággal null-komparáláskor /amikor a referencia, U_2 feszültség zérus/ használható. A komparálás pillanatában, amikor a kimenet feszültsége áthalad a 0 V-on, az erősítő nyitott hurokkal, nagy erősítéssel működik, ahogy ez egy komparátornál szükséges. A kimeneti feszültség ezután pl. pozitív irányban tovább változik, de csak addig, amíg eléri a Zener-feszültség értékét; ekkor a Zener-dióda vezetni kezd, zárja a visszacsatolást, ez erősítés gyakorlatilag zérusra csökken. A kimeneti feszültség növekedése tehát $+U_Z$ -nél "megakad" /l. a transzfer karakterisztikát!/. Negatív irányban a kimenet feszültsége U_D nyitóirányú dióda-feszültség lehet maximálisan, mivel ebben a helyzetben a Zener-dióda nyitóirányú előfeszítést kap és ismét zárja a visszacsatoló hurkot. Az 5.111.b. ábra szerint két soros Zener-diódát a visszacsatolásba helyezve tetszés szerinti határolást állíthatunk be; egyik irányban Z_1 működik Zener-diódaként, Z_2 nyitóirányú diódaként, a másik irányban fordítva. A valóságban a transzfer karakterisztika nem "szögletes", fokozatosan megy át telítésbe, mert a diódák is fokozatosan kezdenek vezetni, az e-

rősítés fokozatosan csökken majdnem zérusra. A visszacsatolással történő határolás nagy hátránya, hogy - mivel a két szélső helyzetben "teljes negativ visszacsatolás" létesül - az erősítőt 1-es erősítéshez tartozó kompenzációval kell ellátnunk. Ez viszont éppen a komparálás szempontjából kedvezőtlen, mivel a hurok ezalatt nyitott, amihez nem lenne szükséges kompenzáció, a működés sokkal lassúb lesz. Ez az oka annak, hogy általában a passzív limitereket részesítjük előnyben, kivéve az olyan DC alkalmazásokat, ahol a sebesség nem követelmény. Komparátor célra készült áramkört /IC-t/ nem ajánlatos visszacsatolt limitálással ellátni /nem "tűri" a negatív visszacsatolást/.

A komparátorok hibát okozó tényezői között a bemeneti, analóg oldal DC pontatlanságai valamint a véges működési sebességből következő időkésleltetés a legfontosabbak. A bemeneti DC jellemzők jelentősége hasonló a műveleti erősítőkéhez: ezen múlik a komparálás /statikus/ potossága. Egy komparátoronál ugyanolyan jelentősége van az üzemi ofszet és ofszet drift jellemzőknek, bemeneti áramnak, közös módusú elnyomásnak, stb. mint a műveleti erősítőknél, ha precíz DC működést kívánunk. Ezek hatásával, az ide vonatkozó szabályokkal, ajánlásokkal nem foglalkozunk, mindezt már részletesen megismertük. Az időkésleltetést az ún. válaszidő /RESPONSE-TIME/ jellemzi. Vegyük alapul a 710-es típus katalóguslapján megadott definíciót: a válaszidő egy ugrásfeszültség bemenetre kapcsolásának pillanatától a kimeneti logikai jel 0-1 küszöbszint átlépésének pillanatáig terjedő időintervallum. A bemeneti ugrásfeszültség egy túlvezérlést okozó kiindulási alapszintről indulva vezérli a bemenetet egy olyan másik bemeneti szintig, amely egy kevessel több annál, mint ami ahhoz szükséges, hogy a kimenet a kiindulási logikai feszültségszintről a másik logikai állapot küszöbszintjét átlépje. Az ehhez adott idődiagramokat a kétféle bemeneti ugrásjelre az 5.112. ábra mutatja /RESPONSE TIME FOR VARIOUS INPUT OVER-

DRIVES/: válaszidő különböző bemeneti túlvezérlésre/, amelyek megkönnyítik a definíció értelmezését. A kimeneti 0-1 küszöbszint eléréséhez szükséges bemeneti feszültség valahol 0...100 mV között van, és a bemeneti 100 mV-os ugrás azt jelenti, hogy

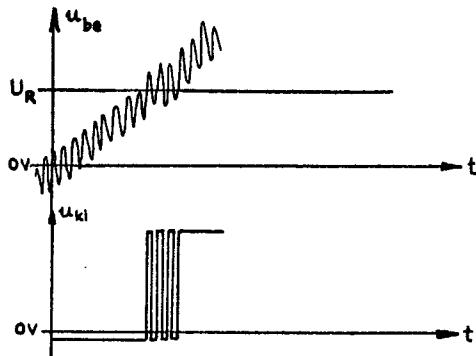


5.112. ábra

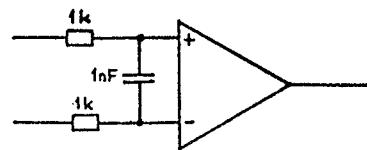
ebből a 100 mV-ból 2. 5. 10. 20 mV az a "többletugrás", amit a "szükségeshez" képest a bemenetre adtunk. Minél nagyobb a többlet, azaz a bemeneti túlvezérlés, annál gyorsabban változik a kimeneti jel /az a. diagramban például 2 mV túlvezérlésnél 65 ns, 5 mV-nál 40 ns, 10 mV-nál 30 ns, 20 mV-nál 20 ns a válaszidő, ami azt jelenti, hogy a 710-es típus meglehetősen gyors működésű/. A műveleti erősítővel felépített komparátorok általában lassúbbak /a slew-rate is korlátoz/, kb. μ s-os válaszidejűek /nyilt hurokkal, nem kompenzálva/.

Sokszor előfordul, hogy a komparálandó jel lassan változik /pl. egy integrátor viszonylag lassú RAMP-feszültsége, vagy egy négyszögesítendő szinusz feszültség/. Szinte minden esetben erre a lassan változó jelre különböző nagyobb frekvenciás zavarjelek is szuperponálódnak /rádió-TV műsor, belső impuluszjelek, stb./. Ha a komparátor gyors, akkor annyiszor ugrik a kimeneti jel az egyik szélső helyzetből a másikba, ahányszor bemeneti, kis meredekségű "hullámos" jel átlépi a komparálási /referencia/ szintet /5.113. ábra/. Egyetlen átmenet helyett tehát a komparátor sok /esetleg több ezer/ átmenetet érzékel,

ami megzavarhatja annak a digitális áramkörnek a működését,

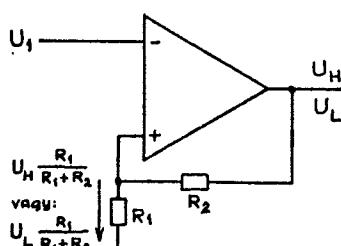


5.113. ábra

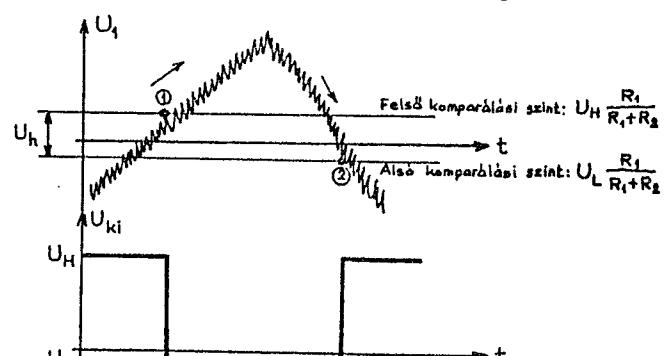


5.114. ábra

amelyet ez a kimeneti jel vezérel. Kis amplitudójú zavarjel esetén bizonyos mértékű szürés segíthet /5.114. ábra/, de nagy zavarjelhez olyan szűrés kellene, ami a működést túlzottan lelassítaná. A szokásos megoldás, hogy hiszterézises komparátort készítünk, úgy hogy bizonyos mértékű, általában nem túl nagy pozitív visszacsatolást létesítünk. A null-komparátor hiszterézises változatát az 5.115.a. ábrán láthatjuk. R_1 - R_2 a kimeneti feszültség egy részét visszavezeti a neminvertáló bemenetre, tehát a komparálási szint nem 0 V, hanem U_{ki} -től függ. Ha a bemeneti feszültség negatív és növekszik pozitív irányban, akkor a kimeneten U_H /magasabb, pozitivabb/ feszültség van, ezért a neminvertáló bemenet is /leosztott/ pozitív feszültségen van.



a.



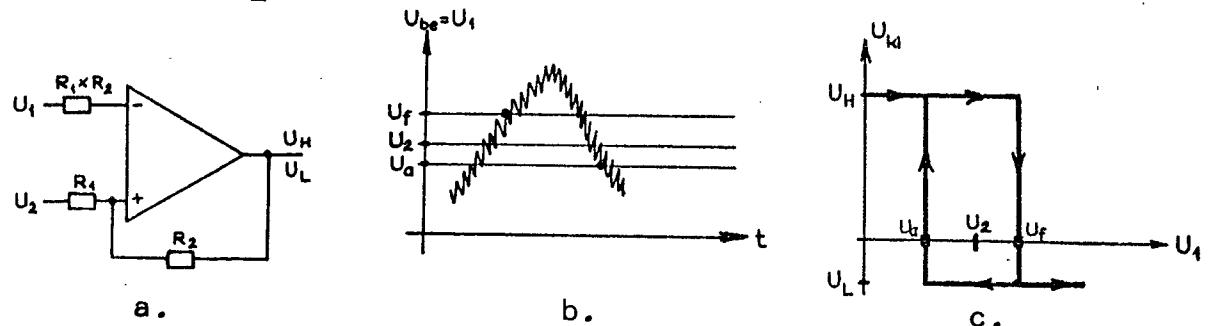
5.115. ábra

Egészen addig, amíg az U_1 bemeneti jel ezt a feszültséget növekedés közben el nem éri, nem történik változás. Amikor U_1 egy kevessel nagyobb lesz ennél a pozitív feszültségnél - lévén most már az invertáló bemenet pozitívabb, mint a neminvertáló - a kimenet feszültsége csökkenni kezd. Emiatt csökken R_1 -en is a feszültség, ami az invertáló bemenetet még pozitívabbá teszi a neminvertálóhoz képest, ez tovább csökkenti a kimeneti feszültséget stb. Ez egy billenés-szerű folyamat, igen hamar végbemegy, eredménye, hogy U_{ki} a lehető legkisebb U_L /alacsony/ értékre csökken. Ahhoz, hogy újra állapotváltozás következzen be, U_1 -nek nem elég az előbbi billenési szintre csökkennie, hanem most a negatívabb, R_1 -re leosztott feszültséget kell elérnie ill. túlhaladnia. Ezek szerint tehát nem egyetlen komparálási szint van, hanem kettő, egy "felső" és egy "alsó". A "felső" a jel pozitív irányban történő változásánál "érvényes", az "alsó" átbillenés után a negatív irányban történő változásnál. Az 5.111.b. ábrából belátható, hogy a "hullámos" jel nem okoz többszörös komparálást, mert amikor a pillanatértéke először eléri a felső komparálási szintet, a kimenet U_L lesz és most már ahhoz, hogy változás álljon be, a jelnek az alsó komparálási szintet kellene elérnie. Ez csak a 2-es pontban következik be, ahol a jel negatív irányba változva először "érinti" az alsó komparálási szintet, ekkor a kimeneten újra U_H lesz, az újabb billenéshez ismét a felső szintig kell a jelnek eljutnia. A két billenési szint közötti távolságot, feszültsékgükönbséget nevezük hiszterézis feszültségnek:

$$U_h = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot (U_H - U_L)$$

Ha a zavarjel csúcstól csúcsig vett amplitudója ennél kisebb, akkor a hiszterézises komparátor mindig csak egyszeres jelátmetet ad a kimenetén,

Hiszterézises komparátort nemcsak null-átmemethető, hanem tetszőleges U_1 és U_2 összehasonlításához készíthetünk az 5.116. ábra



5.116. ábra

szerint. A "felső" $/U_f/$ és az alsó $/U_a/$ billenési feszültség szuperpozíció tételeivel:

$$U_f = U_H \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_2 \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$U_a = U_L \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_2 \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Ebből a bemeneti hiszterézis:

$$U_h = U_f - U_a = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot (U_H - U_L)$$

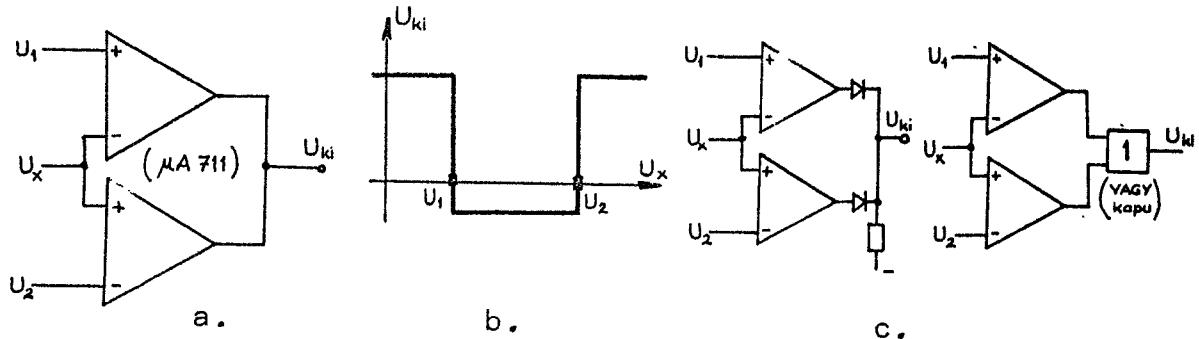
A feszültségszinteket és a transzfer karakterisztikát az 5.116. b. és c. ábra mutatja. Nem szabad figyelmen kívül hagynunk, hogy az U_2 referencia feszültséget szolgáltató forrást:

$$\frac{U_H}{R_1 + R_2} \quad \text{illetve} \quad \frac{U_L}{R_1 + R_2}$$

áram terheli, amely állapottól függően eltérő előjelű is lehet.

Gyakori feladat, hogy el kell döntenünk, valamely U_x feszültség egy előírt határon belül van-e. Ilyen ún. "ablak komparátor"-t mutat az 5.117.a. ábra 711-es kettős komparátorral

felépitve, amely többek között ilyen alkalmazáshoz készült. A kimeneteket az IC-n belül összekötötték, és a belső felépítés olyan, hogy akármelyik kimenet "High" szintű, akkor a közös kimenet is "High" szintű. "Low" szint a közös kimeneten csak akkor áll elő, ha minden kimenetet egyidejűleg "Low"-ba vezérel-

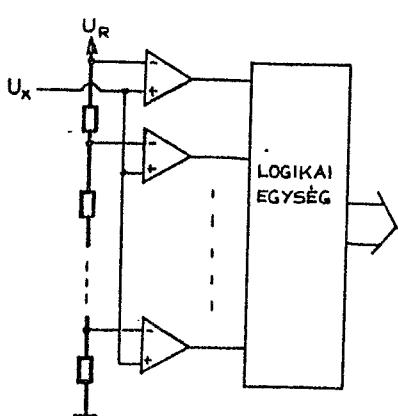


5.117. ábra

jük. Ennek alapján a transzfer karakterisztikát az 5.117.b. ábra mutatja. Egyébként normál körülmények között a komparátorok, műveleti erősítők kimenetét nem szakszerű egymással összekötni; a kimeneti logikai műveleteket diódákkal, vagy egyéb aktív elemes áramkörökkel /tranzisztorokkal, de leginkább logikai kapukkal/ kell megvalósítani /c. ábra/.

Az is lehetséges, hogy nem azt kell eldöntenünk, hogy U_x két határ, U_1 és U_2 között van-e, hanem azt, hogy egy sok részre /általában egyenletesen/ felosztott tartományon belül melyik rész-

tartományban van. A tartományok határait általában egy referencia egyenfeszültségre kapcsolódó osztóláncjal jelöljük ki /5.118. ábra/, és minden osztáspontra egy-egy komparátort teszünk. A komparátorok kimeneti jelét rendszerint egy logikai egység dolgozza fel és ebből állítja elő a számszerű adatot arról, hogy U_x melyik sávba tartozik. Az ilyen áramkört "amplitudo osztályozó"-nak nevezhetjük,



5.118. ábra

de így működnek a "közvetlen analóg-digitál átalakítók" is, és kaphatók ilyen belső felépítéssel integrált feszültségszint-jelzők /amelyek kimeneti jelét egy LED-sorra vezetjük/.

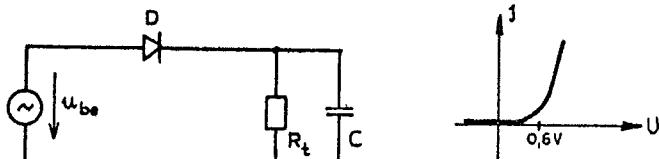
Foglaljuk össze adott komparálási feladatra megfelelő áramkör kiválasztásának szempontjait:

- Egyszerűbb esetben, ha nincs különösebb sebességi és pontosági követelmény, akkor "normál" műveleti erősítők alkalmazása a legolcsóbb /709, 748, 777, stb./.
- Előnyük, hogy meglehetősen jó DC jellemzőket érhetünk el /kis ofszet és ofszet drift, nagy CMRR, elegendően kis bemeneti áram és nagy bemeneti ellenállás, stb./. Ha a kimenet digitális áramkörhöz csatlakozik, akkor limitert kell közbeiktatnunk, ez hátrány. Ezenkívül hátrány az is, hogy ± 12 V ... ± 15 V tápfeszültség szükséges.
- Nagy bemeneti ellenállás igény /kis, engedélyezett bemeneti áram/ esetén FET-bemenetű műveleti erősítőt kell alkalmaznunk /pl. 740, CA 3130, BB 3550, FET komparátor pl. LF 311/, nagypontosságú feszültség-összehasonlításhoz nagyon kis ofszet feszültség-driftű, általában bipoláris erősítőre van szükség /pl. uA 725/ ezek legtöbbször nagyon lassú működésük.
- Ha logikai áramkörhöz csatlakozunk, akkor érdemes kimondottan komparátor célra készült "normál" áramkört használni. Ezek bemeneti DC jellemzői /bemeneti áram, ofszet/ és erősítése /néhány 1000/ általában kedvezőtlenebbek, mint a műveleti erősítőké, viszont általában gyorsabb működésük. Hátrány, hogy a "hagyományos" típusok kétféle tápfeszültséget igényelnek, rendszerint olyanokat, amelyek sem az analóg, sem a digitális áramkörök tápjával nem egyeznek /pl. a 710-es $+12$ V és -6 V-ról működtethető/. Ma már kaphatók olyan újabb típusok, amelyek egyetlen, digitális áramkörökhez is használt tápforrást igényelnek /pl.: National LF311, LM311, LM339 ill. LM3302 quad, stb./.

- Vannak "kiélezettebb" esetek, amikor viszonylag jó DC jellemzőkre, nagy erősítésre és egyidejűleg viszonylag nagybességű működésre is szükség van. Ilyenkor nagy határfrekvenciájú és jó DC jellemzőjű műveleti erősítő típusokat kell felkutatnunk - ebből áll rendelkezésünkre a legkevésesebb típus /szóba jöhets pl. uA 715, de jó DC jellemzőjű a NATIONAL LM 111, 211 komparátor is/.
- Szélsőséges esetben extrém gyors működésre lehet szükség /gyors analóg-digitál konverterekben, "video" jelfeldolgozó egységekben: ns nagyságrendű response time/. Ilyenkor rendszerint nem követelmény a nagy DC pontosság és nagy erősítés. A tipusválaszték ebből a kategóriából sem gazdag /pl. NATIONAL: LM 160...360: 13 ns-os, az LM 161...361: 10 ns-os response time-al!/.

5.9. AC - DC átalakítók

Az AC-DC azaz váltakozó-egyen átalakítók feladata, hogy mérőműszerekben, adatfeldolgozó rendszerekben periódikus váltakozó jelekből valamelyen jellemzőjükkel arányos egyenfeszültséget állítsanak elő. A probléma legtöbbször az, hogy a méréndő váltakozó jel általában kis amplitudójú és ennek középértékét, csúcsértékét, effektív értékét szeretnénk meghatározni nagy pontossággal /sokszor ezrelék vagy még kisebb hibával/. Az egyszerű diódás, passzív egyenirányító /5.119. ábra/ igen nagy hibával végzi az egyenirányítást, ami részletes analízis nélkül is könnyen belátható tudván, hogy egy szilicium dióda 0,6 V környezetében kezd kinyitni, ettől a feszültségtől kezdve folyik csak rajta "észrevehető" áram. Nyilvánvaló, hogy mV-os



5.119. ábra

nagyságrendű váltakozó jelekre a dióda "alig reagál" és, ha a kimeneten / R_t -n/ keletkezik is egyenirányított feszültség, ebből jóformán alig lehet következtetni a mérő váltakozó jelre.

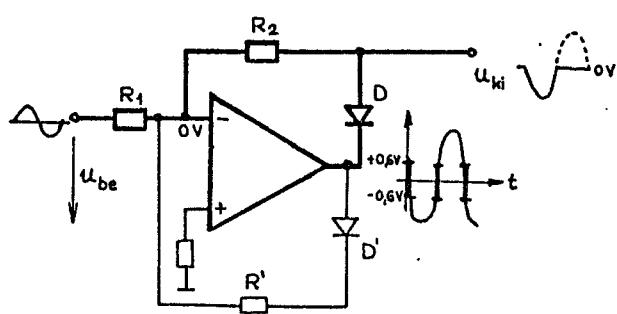
A megoldás, a pontosítás egyik módszere az, hogy a diódás mérőkörbe aktív elemet, rendszerint műveleti erősítőt iktatunk be, amellyel a dióda 0,6 V-ját a hurokerősítés mértékében látszólag lecsökkenthetjük. Fontos az, hogy az aktív elem, műveleti erősítő a mérő jel frekvenciáján megfelelő nagy erősítésű legyen, és ez az, ami a műveleti erősítős jel-egyenirányítók alkalmazásának legfőbb korlátja; a legjobb áramkörök is csak a hangfrekvenciás tartományban, vagy legfeljebb néhány 100 kHz-ig működnek megfelelő pontossággal. Nagyobb frekvenciájú és kis amplitudójú jelek mérésére más módszert alkalmaznak a mérés technikában.

Az alábbiakban a műveleti erősítős egyenirányító kapcsolásokra láthatunk példákat. Célunk az, hogy fizikai működésük vizsgálatával tisztázzuk a visszacsatolásban nemlineáris elemet tartalmazó műveleti erősítős áramkörökkel kapcsolatos alapelveket, amelyek a későbbiek szempontjából fontosak. A részletes analízist a nemlineáris áramkörökkel részletesebben foglalkozó "Elektronikus áramkörök II. B." jegyzetben találjuk meg.

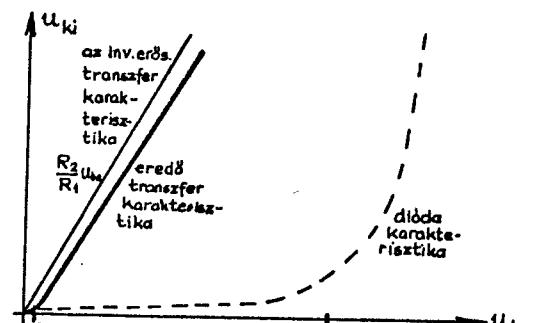
A félhullámú, együttemű átlagérték egyenirányító a jel egyik /vagy pozitív vagy negatív/ félperiódusát engedi át illetve erősíti, a másikat nem engedi át ill. kismértékben erősíti. A teljes hullámú, kétüttemű egyenirányító /abszolut-érték képző/ az egyik félperiódust pozitív, a másikat negatív előjellel erősíti. A mérési célra készült egyenirányítókat legtöbbször úgy

alakítják ki, hogy a kimenetükön kapott jel-félperiódusok átlagértéke tiszta szinusz feszültség esetén az effektív értékkel legyen egyenlő. Szűrés után tehát a szinusz effektív értékkel egyenlő egyenfeszültséget kell kapnunk.

A félhullámú műveleti erősítők átlagérték egyenirányító invertáló alapkapcsolást az 5.120 ábra mutatja. Működésének megértése a többi, nemlineáris elemeket tartalmazó kapcsolás megértése szempontjából kulcsfontosságú. Vizsgáljuk meg mi törté-



5.120. ábra



5.121. ábra

nik a bemeneti feszültség pozitív félperiódusában, amikor az éppen 0 V-on halad át pozitív irányba. Ofszet nélküli erősítőt feltételezve, amikor a bemenet pillanatértéke 0 V, akkor az erősítő kimenete is 0 V-on van, egyik dióda sem vezet, nincs visszacsatolás, a hurok nyitott. Ha a bemeneti feszültség egy egészen kevésbé pozitívvá válik, az erősítő-kimenet feszültsége igen nagy sebességgel negatív irányba változik /hiszen a hurok nyitott, a változás $A_o \cdot u_{be}$ -nek megfelelő/ egészen addig, amíg el nem éri a -0,5...-0,6 V feszültséget, amikor is a D dióda kinyit. Ettől a pillanattól kezdve a hurok R_2 -n keresztül záródik és a kapcsolás pontosan úgy működik, mint egy invertáló erősítő; a visszacsatolás igyekszik fenntartani a virtuális nullát, így a kimeneten, R_2 végén /vigyázat! nem a műveleti erősítő kimenén/ szükségképpen a pozitív félperiódus

$$A_{U_-} = - \frac{R_2}{R_1} - el$$

megszorzott "másolata" kénytelen előállni. Két alapvetően fontos dolgot kell belátnunk:

- Az erősítő nyitott hurkú működése nagyon rövid ideig tart, hiszen kimeneti feszültsége ilyenkor nagyon gyorsan változik, tehát igen hamar kinyit a dióda, a tényleges kimenet igen hamar "másolni kezdi" a bemeneti feszültséget. Ahhoz, hogy a dióda a kimeneti oldalon kinyisson, a bemeneten

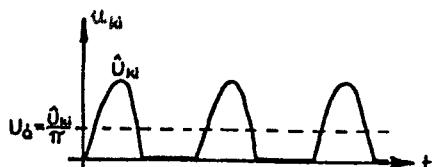
$$\approx \frac{0,6 \text{ V}}{A_0}$$

feszültséget kell a bemeneti jelnek biztosítania, ekkora a dióda által okozott hibajel a bemenetre vonatkoztatva. A bemenet szempontjából tehát a dióda nyitófeszültsége illetve a nyitóirányú karakterisztikája a nyílthurkú erősítésnek megfelelően "összezsugorodik". A kimeneti jel szempontjából a dióda hibája zárthurkú erősítés-szeres, vagyis a dióda feszültsége a kimeneten a hurokerősítés $/A_0 B/$ mértékében csökken le. A viszonyokat /a hibafeszültségeket eltúlozva/ az 5.121. ábra próbálja szemléltetni. Mivel a nemlineáris elem a "hurokban van", az általa okozott hiba hurokerősítés-ed részre csökken.

- Nagyon fontos, hogy ne tévessük szem elől /sem most, sem a későbbieken/, hogy a "tényleges, hasznos" kimeneti jelet nem a műveleti erősítő kimenetéről vesszük le, hiszen ott "hibás" jelet kapunk /éppen olyat, amilyen a negatív visszacsatoláson keresztül a virtuális nulla fenntartásához szükséges/, hanem R_2 végéről, a hibát okozó elem "utáni" pontról, ahol viszont már elhanyagolhatóan kis hibával az invertáló erősítőre megszokott törvényszerűségek szerint alakul a feszültség, és itt már számunkra gyakorlatilag közombös, hogy mi van az erősítő kimenete és az "igazi kimenet" között.

Amikor a bemeneti jel a pozitív félperiódus végén ismét 0 V-ra érkezik, a diódák ismét lezárnak, de amikor a jel egészen kis mértékben negatívba megy, az erősítő kimeneti feszültsége - 0,6 V-ról azonnal + 0,6 V-ra ugrik és a visszacsatolás D' és R' útján ismét záródik, ígyekszik a lehető leg pontosabban tartani a virtuális nulla pontot. Eközben D természetesen lezár, így a "tényleges" kimenet R_2 -n keresztül a virtuális föld feszültségét kapja, azaz 0 V-on van. Az R'-D' lánc alapvetően nem vesz részt a kimeneti jel forma alakításában, feladata az, hogy ellenkező, negatív bemeneti félperiódusban is fenntartsa a virtuális nulla pontot, az erősítő ne vezérlődjön túl.

Kérdés, mekkora legyen $R_1 - R_2$ viszonya ahhoz, hogy a kimeneti egyenirányított feszültség középértéke, vagyis a szűrés után kapott egyenfeszültség éppen a bemeneti szinusz feszültség effektív értéke legyen. Tudjuk, hogy az együttembenen egyenirányított szinusz jelalak átlagértéke a csúcsfeszültséggel ki fejezve /5.122. ábra/:



5.122. ábra

$$U_{\bar{a}} = \frac{\hat{U}_{ki}}{\pi} .$$

Eleget kell tennünk a következő feltételeknek:

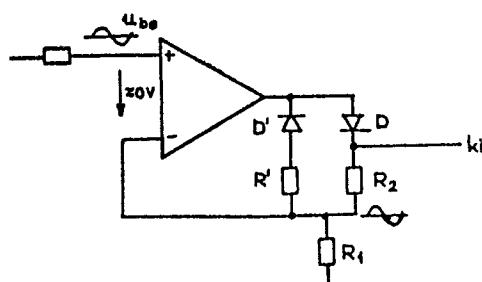
$$\frac{\hat{U}_{ki}}{\pi} = \frac{\hat{U}_{be}}{\sqrt{2}} ,$$

amiből az erősítés:

$$A_v = - \frac{R_2}{R_1} = - \frac{\hat{U}_{ki}}{\hat{U}_{be}} = - \frac{\pi}{\sqrt{2}} = - \underline{\underline{2,22}}$$

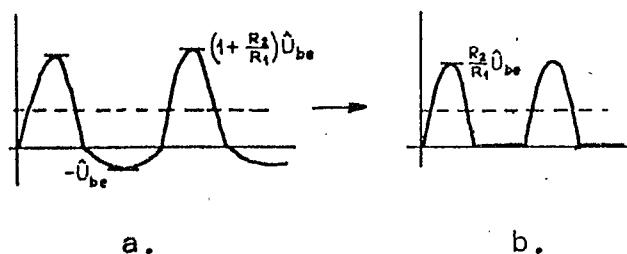
Tehát pl. ha $R_1 = 10$ kohm, akkor $R_2 = 22,2$ kohm kell legyen.

Az eddig tárgyalt invertáló alapkapcsolás neminvertáló megfelelőjét is összeállíthatjuk /5.123. ábra/. A működés elve itt is hasonló, csak a visszacsatolás a virtuális nulla fenntartása helyett a két bemenet közötti feszültség 0 V-on tartására törekszik. Ebből következően az invertáló bemeneten, azaz R_1 felső pontján pontosan a bemeneti feszültségnek kell megjelennie. Pozitív félperiódusban D nyit, és a kimeneten



5.123. ábra

/nem a műveleti erősítő kimenén!/ a felerősített pozitív bemeneti jel jelenik meg. Negatív félperiódusban D lezár, és a visszacsatolást fenntartó D' nyit ki. Fontos a működés szempontjából, hogy R_1 felső végén /az A ponton/ most is a bemeneti jellel egyező feszültségnek kell megjelennie, vagyis az A ponton most a bemeneti jel negatív félperiódusa található. Emiatt a kimeneti feszültség a negatív félperiódusban nem nulla, hanem terheletlenül u_{be} -vel egyezik / R_2 odavezeti/. A kimeneti jelalak tehát különbözik az invertáló kapcsolásétől: pozitív félperiódusban R_1-R_2 által meghatározott /neminvertáló/ erősítéssel felnagyított jel áll elő, negatív félperiódusban az 1-szères bemeneti jel



5.124. ábra

középrték szempontjából megegyezik a b. ábra jelével, vagyis az

$$\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \hat{U}_{be}$$

/5.124.a. ábra/. Ez tisztá szinuszjel esetén a

csúcsértékű jelből levonjuk az 1-szeres U_{be} jelet, így:

$$A_v = \frac{\hat{U}_{ki}}{\hat{U}_{be}} = \frac{\frac{R_2}{R_1} \hat{U}_{be}}{\hat{U}_{be}} = \frac{R_2}{R_1} .$$

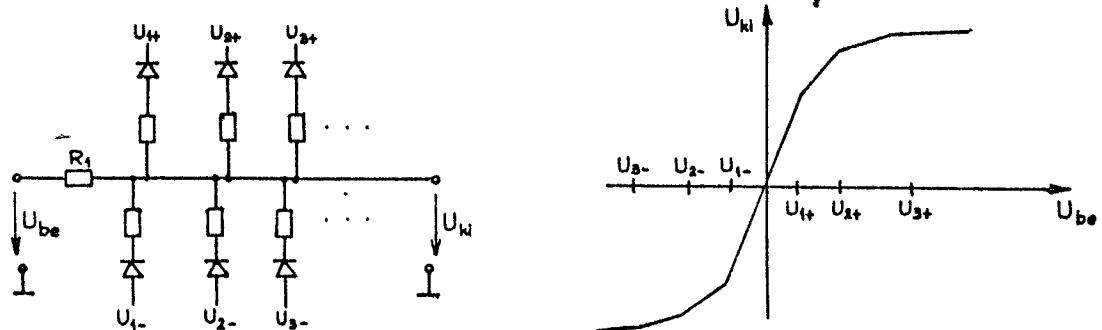
Vagyis ahhoz, hogy szűrés után az effektív értékkal egyező egyenfeszültség jelenjen meg, ebben a kapcsolásban R_2 -nek szintén 2,22-szeresnek kell lennie R_1 -hez képest.

Természetes, hogy nem szinuszos jelalakok mérésekor az egyenkomponens várhatóan nem egyenlő a valódi effektív értékkel. Az eredményt a jelalak ismeretében esetenként korrigálni kell /nem szimmetrikus jelekre a kétféle kapcsolás más DC komponenst szolgáltat!/.

5.10. Nemlineáris karakterisztikájú erősítők

A gyakorlatban sokszor van szükségünk olyan áramkörre, amelynek kimeneti feszültsége a bemenetinek nemlineáris függvénye. Feladatunk lehet valamely előírt transzfer karakterisztika megvalósítása /megközelítése/, valamilyen érzékelő jelének linearizálása, különböző jelek amplitudó határolása vagy kompressziója, aritmetikai műveletek végzése analóg jelekkel, függvénygenerátorokban a kívánt időfüggvény-alak előállítása, stb. Az előírt nemlineáris karakterisztikát rendszerint félvezető elemek beépítésével valósítjuk meg, kihasználva a diódák, Zener-diódák, tranzisztorok nemlineáris feszültség-áram összefüggését /"görbült karakterisztikáját"/.

A kapcsolások egy része passzív, feszültségosztó-szerű, nem tartalmaz erősítőt, csak nemlineáris alkatrészeket és ellenállásokat, ezek egy része különböző feszültségekre csatlakozhat. Ebbe a kategóriába tartozik pl. az 5.110. ábra limiter kapcsolása, vagy emlékezzünk a lineáris erősítők bemenetét véddő kapcsolásokra, amelyek szintén limitereknek tekinthetők.



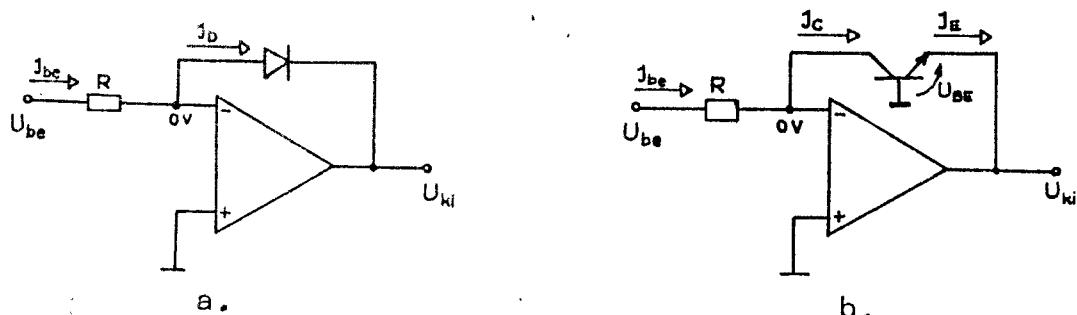
5.125. ábra

Az adott karakterisztikát megvalósító passzív hálózatok már jóval bonyolultabbak. Egy tipikus példa az 5.125. ábra kapcsolása, amelyben a kívánt bemeneti feszültség - kimeneti feszültség karakterisztikát "töréspontosan" állítjuk elő úgy, hogy az előfeszített diódák a megfelelő bemeneti feszültségszint elérésekor egymás után "belépnek" /kinyitnak/, ezáltal a velük soros ellenállás megváltoztatja az osztásviszonyt, vagyis a görbe merekességét. A teljes görbe ezekből a rész-szakaszokból áll össze /a "töréspontok" természetesen nem élesek, hiszen a diódák karakterisztikája sem töréses/. A kialakuló karakterisztikát a diódák nyitókarakterisztikája is befolyásolja /természetesen az ellenállás-arányok és az előfeszültségek mellett/ ezért az ilyen áramköröket utólagosan kell - rendszerint hosszadalmas "iterativ közelítéssel" - precízen beállítani.

Az aktív elemes kapcsolások legtöbbje műveleti erősítőt tartalmaz, és ezekben az erősítő feladata legtöbbször az, hogy feszültség-áram vagy áram-feszültség konverziót hajtson végre.

A műveleti erősítő alkalmazása azt is lehetővé teszi, hogy egy nemlineáris elemekkel létrehozott karakterisztika /művelet/ inverzét valósítsuk meg a visszacsatoló ágba helyezéssel. Egy-szerű műveleti erősítős limiter kapcsolással már találkoztunk a komparátorokkal kapcsolatban /5.111. ábra/. Tipikus és igen gyakran használatos nemlineáris kapcsolás a logaritmikus és az exponenciális /"antilog"/ erősítő. Említtük régebben, hogy a mai, modern technológiával készülő félvezető eszközök valóságos működése nagy pontossággal követi az elméleti alapon meghatározott egyenleteket. Különösen érvényes ez a dióda exponenciális áram-feszültség összefüggésére és a bipoláris tranzisztor szintén exponenciális emitteráram-bázis-emitter feszültség összefüggésére. Ezt a tényt megfelelő kapcsolási elrendezéssel szinte matematikai pontosságú logaritmikus és exponenciális feszültségerősítő megvalósítására használhatjuk fel.

A logaritmikus erősítő /log amplifier/ egy-egy alapvető megvalósítását mutatja az 5.126. ábra. Az a. ábrán egy diódás,



5.126. ábra

a b. ábrán egy tranzisztoros változatot láthatunk. A műveleti erősítő minden kapcsolásban bemeneti feszültség-áram átalakítóként működik: a visszacsatolásban lévő nemlineáris elemen keresztül tartja a 0 V-ot a virtuális földponton, így U_{be} teljes egészében R-en lép fel, azaz U_{be} -vel arányos I_{be} indul meg. Az a. változatban /ha feltételezzük, hogy az erősítő be-

menet nem fogyaszt áramot/ I_{be} egyben a dióda árama is. Az adott áramhoz tartozó dióda feszültség - negatív előjellel - azonos a kimeneti feszültséggel. Mivel

$$I_D \approx I_o e^{\frac{U_D}{U_T}}$$

/ahol I_D a dióda nyitóirányú diffúziós árama - a maradékáramot elhanyagolva - U_D a dióda nyitóirányú feszültsége, U_T pedig a termikus feszültség/, a kimeneti feszültség:

$$\underline{\underline{U_{ki}}} = - U_D = - U_T \ln \frac{I_D}{I_o} = - U_T \ln \frac{U_{be}}{I_o R} = - \frac{kT}{q} \ln \frac{U_{be}}{I_o R}$$

Tehát a kimenet feszültsége arányos a bemeneti feszültség /e-alapú/ logaritmusával. A tranzisztoros, b. változatban is hasonlók a viszonyok: U_{ki} , vagyis U_{BE} úgy áll be, hogy a kollektoráram éppen egyenlő legyen a bemeneti árammal a virtuális nulla fenntartása érdekében. A tranzisztorra közelítőleg igaz /elhanyagolva a drift-áramokat/: *

$$I_C = A I_E = A I_{EO} e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}, \quad A \approx 1$$

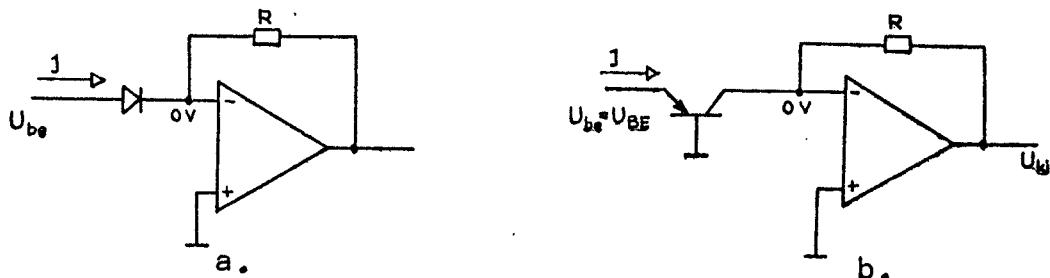
Ebből kell kifejeznünk U_{BE} -t, a bázis-emitter feszültséget, mivel ennek negatív értéke a kimeneti feszültség /bázis 0 V-on!/:

$$\underline{\underline{U_{ki}}} = - U_{BE} = - U_T \ln \frac{I_{be}}{A I_{EO}} = - U_T \ln \frac{U_{be}}{A R I_{EO}} = - \frac{kT}{q} \ln \frac{U_{be}}{A R I_{EO}}$$

A kimeneti feszültség tehát $\ln U_{be}$ -vel arányos. Mindkét esetben az arányossági tényezőben - sajnálatos módon - szerepel a hőmérséklet, illetve az argumentumban hőmérsékletfüggő mennyiség /maradékáram/ van. A logaritmáló kapcsolás ennél fogva erősen

hőmérsékletfüggő, amit megfelelő kapcsolási elrendezéssel és megfelelő kompenzáció elemmel /másik tranzisztorral, termisztorral, stb./ minimalizálnunk kell. A javított változatokat és a pontos analizist a nemlineáris áramkörökkel foglalkozó kötetben megtaláljuk. Érdemes megjegyezni, hogy logaritmikus átvitelű erősítők univerzális célra monolitikusan integrálva is kaphatók /pl. TEXAS SN76502/, de vannak precíziós tipusok is, hibrid kivitelben /pl. BURR-BROWN 4127: 0,5 % pontos, ANALOG DEVICES 755, 759/.

Az exponenciális átvitelű erősítő /"antilog" amplifier/ a dióda vagy tranzisztor áramának exponenciális feszültségfüggését hasznosítja /5.127.a. és b. ábra/.



5.127. ábra

A bemeneti feszültség, amely a nemlineáris elemre jut, exponenciális áramot hoz létre, amely R-en feszültséggé tevődik át. A kimeneti feszültség a diódás áramkörre:

$$U_{ki} = - I \cdot R \approx - I_0 \cdot R \cdot e^{\frac{U_{be}}{U_T}}$$

a tranzisztorosra:

$$U_{ki} = - I \cdot R \approx - A I_{EO} \cdot R \cdot e^{\frac{U_{be}}{U_T}}$$

A hőmérsékletfüggés itt is szükségessé teszi a hőkompenzálist, tehát az alapáramkör csak módosított, kiegészített formában használható. A gyakorlatban azonban inkább az a szokás, hogy

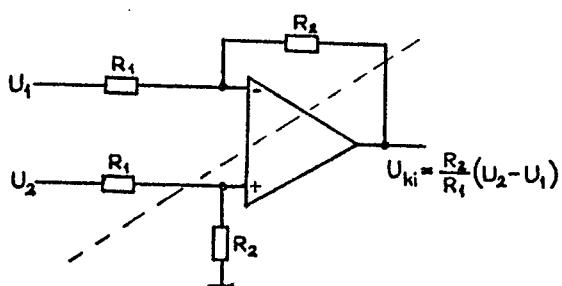
exponenciális, antilog erősítőt nem építenek külön, hanem a meglévő logaritmikus áramkörök felhasználásával /visszacsatoló ágba való helyezésével/ realizálják az exponenciális karakteristikát. A logaritmikus erősítőknél említett hibrid modulok /BB 4127, AD 755/ tartalmazzák minden alkatrészket, amelyek az exponenciális erősítő összeállításához szükségesek, úgyhogy megfelelő előirt huzalozással, láb bekötéssel tetszés szerint építhető logaritmikus vagy exponenciális erősítő. A log. és antilog erősítők jelentősége az analóg áramkörtechnikában azért nagy, mert segítségükkel nemcsak a függvények állíthatók elő, hanem műveletek végezhetők /szorzás, osztás, hatványozás, gyökvonás/ a változók logaritmálásával, a logaritmált mennyiségek súlyozott összegezésével /különbségképzésével/ és az így keletkezett jel inverz-logaritmálásával,

Az eddigiekben megemlített példa áramkörökön kívül sokféle, hasonló elven működő kapcsolás használatos még a gyakorlatban, ezeket is a "Elektronikus áramkörök II.B." jegyzet fogja bemutatni. Jelenlegi feladatunknak azt tekintettük, hogy az alapvető elveket, visszacsatolási módokat ismerjük meg.

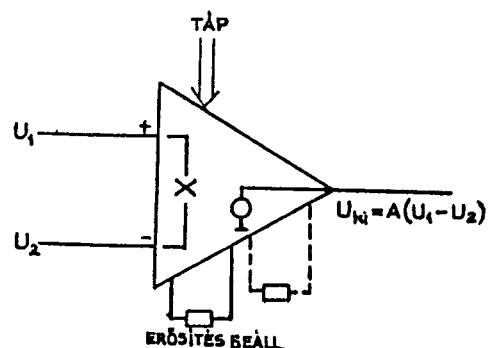
6. Mérőátalakítók jelének erősítése

6.1. Bemeneti, instrumentation erősítők

Az egyenfeszültség-erősítő alapkapcsolások tárgyalásakor említettük, hogy az eredetileg teljesen szimmetrikus, differenciálerősítővel "kezdődő" műveleti erősítőt aszimmetrikussá /egyik végén földelt bemenetűvé/ tettük azáltal, hogy visszacsatoltuk /invertáló vagy nem invertáló visszacsatolt erősítőt hoztunk létre az R_1-R_2 külső ellenállásokkal/. A visszacsatolásra - amely a kapcsolások aszimmetrikussá tételeért "felelős" - viszont szükség van az erősítés előírt, pontos értékre való beállításához. Egyedül az 5.2.2. pontban az 5.26. ábrán bemutatott különbségképző alapkapcsolás volt az eddigiek között olyan visszacsatolt erősítő, amely - legalábbis a feszültségerősítés szempontjából - szimmetrikus; elvileg csak a két bemenet közötti, szimmetrikus vezérlőfeszültség komponenst erősíti, a közös, "egyforma" jelet elnyomja /6.1. ábra: ha $U_1=U_2$, akkor $U_{ki}=0$ /.



6.1. ábra



6.2. ábra

Hiányossága, hogy a két bemenet mégsem egyenértékű: a két oldalon a bemeneti ellenállás nem egyforma $/R_1$ ill. $R_1+R_2/$, a két vezérlő jelre nem egyforma a terhelés, tehát nem teljes a szimmetria.

Az INSTRUMENTATION erősítő általában mérőegységek, készülékek bemenetén elhelyezett olyan szimmetrikus bemenetű, viszszacsatolt erősítő egység, amelynek általában nagyon kis egyenfeszültségeket kell nagyon precizen erősítenie. Alapvető, elsődleges jellemzője a két bemenet közötti /szimmetrikus/ jelre vonatkoztatott feszültségerősítési tényező, amelyet külső ellenállással /vagy ellenállásokkal/ lehet nagyon pontos értékűre beállítani /6.2. ábra/. Instrumentation erősítőt alkalmazunk olyan helyeken, ahol kisszintű "differenciális" /szimmetrikus/ jelet kell pontosan erősítenünk esetleg igen nagy közös módusú feszültség jelenlétében, tehát extrém nagy CMRR-re van szükség, ezenkívül nagy bemeneti ellenállásra, kis zajra, nagyon jó DC jellemzőkre /kis ofszetre és ofszet driftre/ tartunk igényt. Ilyen helyek például: mérőátlakítók jelfeldolgozó áramkörei /nyúlásmérő bélyeg-hidak, erő-érzékelők, hőmér-sékleterzékelők, "lebegő" áram-söntök, biológiai jel-érzékelők, stb., amelyek igen kis "hasznos" jelet adnak/. További jellemző alkalmazási területek: szintíró előerősítők, multiplexer-bufferek /l. később/, szervorendszerök hibaerősítője, nagyérzékenységű áram-érzékelők, univerzális jelfeldolgozó /LSI/ egységek bemeneti erősítője, műszer előerősítők, és általában, ahol kis hasznos jelet kell nagy közös módusú jelről leválasztanunk.

Belátható, hogy ezeket az igen szigorú követelményeket kielégítő erősítőket csak fejlett áramkörtechnikával, rendszerint több erősítő és pontos alkatrészek felhasználásával lehet megvalósítani /az "instrumentation amplifier" a nagypontosságú, precíz működésű áramkörök családjába tartozik, és árban, bo-

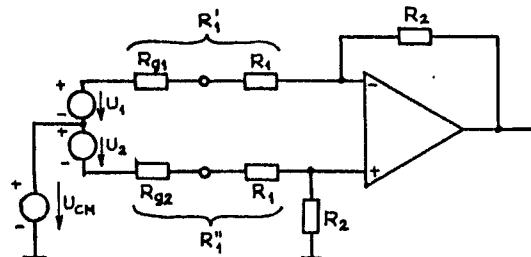
nyolultságban sokszorosan felülmúlja pl. egy hangerő-szabályozós hangfrekvenciás erősítőt/.

Az adott követelményekhez az alább ismertetésre kerülő elvek, megoldások tudatában építhetünk fel különálló erősítőkből, alkatrészektől instrumentation erősítőt, vagy kész, általában hibrid technológiával felépített típust vásárolhatunk: ezzel rendszerint már csak az a dolgunk, hogy megfelelő, nagypontosságú külső erősítésbeállító /gain-setting/ ellenállással egészítsük ki. Természetesen a kész erősítő alkalmazása a célszerűbb, várhatóan jobb eredménnyel járó, korszerűbb megoldás, csak éppen sokkal drágább.. Azt is szem előtt kell tartanunk, hogy a nagy precízitás eléréséhez nem elegendő jó minőségű bemeneti erősítőt építeni ill. beépíteni; a földelésre, árnyékolásra, jelvezetésre is legalább olyan gondot kell fordítani, máskülönben a bemeneti jelre olyan zajok és zavarok szuperponálódhatnak, amelyek a pontosságot nagyságrendekkel leronthatják. Ezek a kérdések tehát fontosságban egyenértékűek magával az erősítővel kapcsolatos kérdésekkel, és ennek megfelelően is fogalkozunk velük.

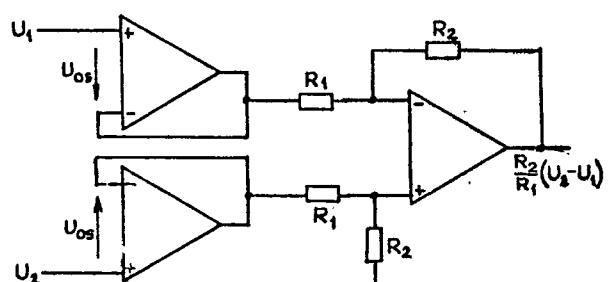
Az ideális instrumentation erősítő olyan egység gyanánt kezelhető /vázlatát a 6.2. ábra mutatja/, amely csak a két bemenet közötti feszültséget erősíti, nagyon pontosan meghatározott A_V -vel, a föld és bármely bemenet közötti feszültséget figyelmen kívül hagyja /közösjel-elnyomása végtelen nagy/, kimenete szimmetrikus, másik pólusa a föld, bemeneti ellenállása végtelen, kimeneti ellenállása zérus, stb. Az ideális instrumentation erősítőre és az ideális műveleti erősítőre formálisan ugyanazok a jellemzők, kivéve a lényeget: az instrumentation erősítő véges, pontos erősítésű; minden bemenete rendelkezésünkre áll, egyiket sem foglalja le a visszacsatolás, szimmetrikusan vezérelhető; az ideális műveleti erősítő viszont elvileg végtelen erősítésű, tehát adott erősítéshez vissza kell csatolnunk, ezáltal elveszítjük a szimmetriát.

6.1.1. Nagy bemeneti ellenállású szimmetrikus erősítők

A mérőátalakítókhöz csatlakozó előerősítőkkel szemben általában követelmény a nagy bemeneti ellenállás, hiszen a jelforrás belső ellenállása általában véges, és így tudjuk elkerülni azt, hogy a bemeneti jel leosztódása erősítés hibát okozzon. A 6.1. ábrán emlékeztetőül felrajzolt különbségképző erősítőnek is nagy hibája, hogy bemeneti ellenállása kicsi. A véges jelgenerátor ellenállás nyilvánvalóan erősítés hibát okoz, de még nagyobb a probléma, amikor az U_1 -et és U_2 -t szolgáltató generátor belső ellenállása nem egyforma / R_{g1} és R_{g2} a 6.3. ábrán/. Ekkor ugyanis /a mindenlévő/ közös módusú jel nem "esik ki"; a szimmetrikus, különbségi jelerősítés feltétele az volt, hogy minden oldali R_1 és minden oldali R_2 .



6.3. ábra

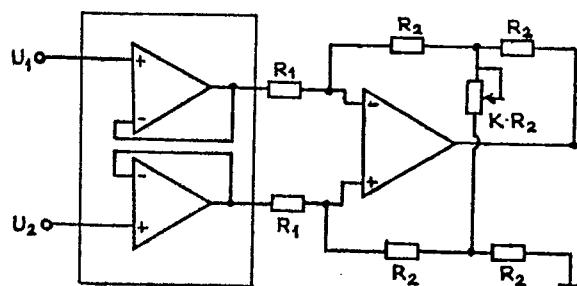


6.4. ábra

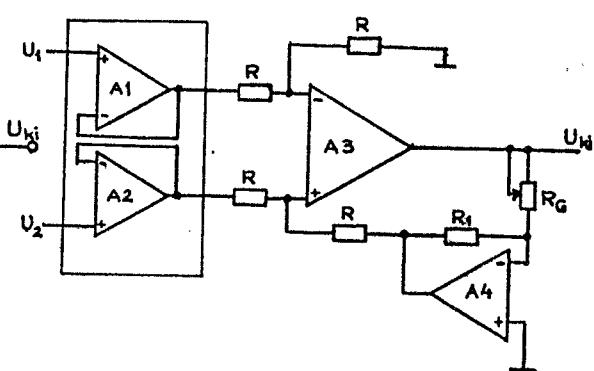
egyforma legyen, most pedig egyik oldalon R_1' , a másik oldalon R_1'' van. Előfordulhat, hogy emiatt a kimeneten nagyobb a fel-erősített közös módusú komponens, mint a "hasznos", szimmetrikus jel.

Legegyszerűbb megoldás, ha különbségképző erősítőket minden oldalon kiegészítjük egy 1-széres neminvertáló követő erősítővel /6.4. ábra/, így a bemeneti ellenállás igen nagy lesz /egyenlő a bemeneti erősítők közös módusú bemeneti ellenállá-

sával/. Ez az elrendezés már alkalmas instrumentation erősítő célra, feltéve, hogy az alkatelemek megfelelően precízek. Tekintve, hogy a bemeneti követő erősítők ofszet feszültsége hozzáadódik U_1 -hez illetve U_2 -höz, erre a helyre vagy nagyon kis ofszetű erősítőket kell beépítenünk, vagy azonos ofszetű és driftű "párba válogatott" erősítőket /a minden oldalon azonos ofszet feszültség, U_{OS} szembekapcsolódik; a kimeneten nem jelenik meg/. Ma már gyártanak ilyen célra egyetlen tokba integrált duál-erősítőket /FET-bemenetűt is/, amelyekre garantálják az ofszet feszültségek pontos együttfutását /1 $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}-on belül/. Tudunk kell viszont, hogy nem minden közös tokban lévő duál- vagy "quad"-/4-es/ erősítő szükségképpen egyforma ofszetű /a 747-es például nem "párosított" két darab erősítő foglal magába/. Előfordul, hogy szükség van a 6.4. ábra alapkapcsolása szerint felépített erősítő erősítésének változtatására. Ez nem könnyű, mert egyszerre 2 db. ellenállás értékét kell egyformán változtatnunk. A 6.5. ábrán a szimmetrikus erősítő olyan "klasszikus" változatát látjuk, amelyben lehetőség van az erősítés folyamatos változtatására egyetlen ellenállással /igaz, hogy ennek ára a 4 darab egyforma R_2 ellenállás szükséglet/.$



6.5. ábra



6.6. ábra

Az erősítés K-tól függ:

$$U_{ki} = 2 \left(1 + \frac{1}{K}\right) \frac{R_2}{R_1} (U_2 - U_1),$$

vagyis az erősítés a változtatható ellenállás nemlineáris függvénye. A 6.6. ábra szerinti kapcsolásban lineárisan változtathatjuk az erősítést a változtatható ellenállással:

$$U_{ki} = \frac{R_G}{R_1} (U_2 - U_1).$$

Előny, hogy kevesebb pontos ellenállásra van szükség, hátrány viszont, hogy a visszacsatolásban még egy erősítő van, amely járulékos öfszetet okoz.

Instrumentation erősítőt építhetünk csupán két műveleti erősítő felhasználásával is a 6.7. ábra szerint. A kimeneti feszültséget legegyszerűbben

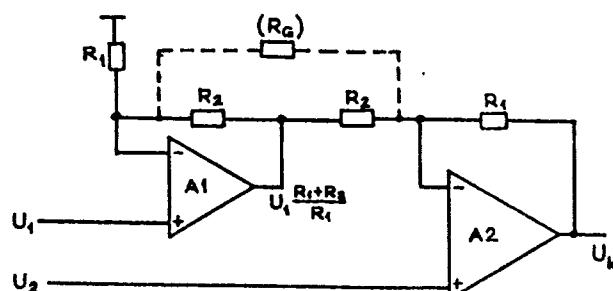
a szokásos szuperpozícióval számíthatjuk ki.

Ha $U_2=0$, akkor:

$$U_{kil} = U_1 \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \left(-\frac{R_1}{R_2}\right),$$

ha $U_1=0$, akkor:

$$U_{ki2} = U_2 \frac{R_1 + R_2}{R_2}.$$



6.7. ábra

Ezekből a kimenet feszültsége /a két kimeneti feszültség-komponenst szuperponálva/:

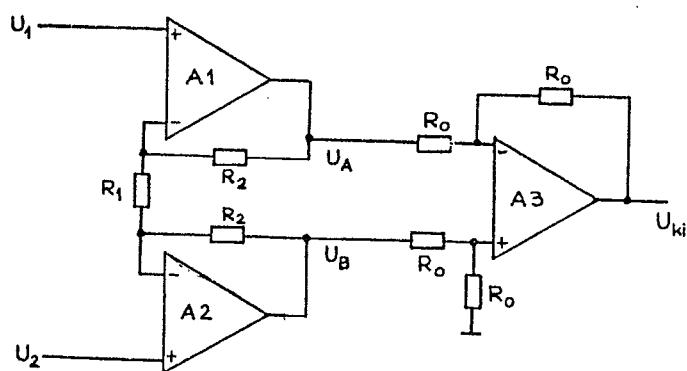
$$U_{ki} = U_{kil} + U_{ki2} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot (U_2 - U_1),$$

vagyis az erősítő elvileg csak a szimmetrikus jelkomponenst $/U_2 - U_1$ -et/ erősíti /ha pontosak az ellenállások/.

Hátrány az eredeti 6.4. ábrán lévő szimmetrikus elrendezéshez képest, hogy - minden két erősítő nem invertáló lévén - szimmetrikus vezérléskor is túlnyomórészt közös módusú jelet kapnak, ezért csak nagy közös jel elnyomású erősítő használható fel. Ezen kívül kis erősítés /kis R_1-R_2 viszony/ esetén a közös módusú bemeneti jelkomponens erősen korlátozott nagyságú lehet, mivel A_1 bemeneti feszültsége / U_1 / nem lehet nagyobb a kimeneti maximális feszültség $\frac{R_1}{R_1+R_2}$ -szörösenél. Az erősítőt a rajz szerint R_G -vel ki lehet - és esetenként ki is szokás - egészíteni, így lehetőség nyílik az erősítés egyetlen ellenállással való beállítására a szimmetria megtartása mellett. A kimeneti feszültség adott R_G -vel:

$$U_{ki} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2} + 2 \frac{R_1}{R_G} \right) (U_2 - U_1).$$

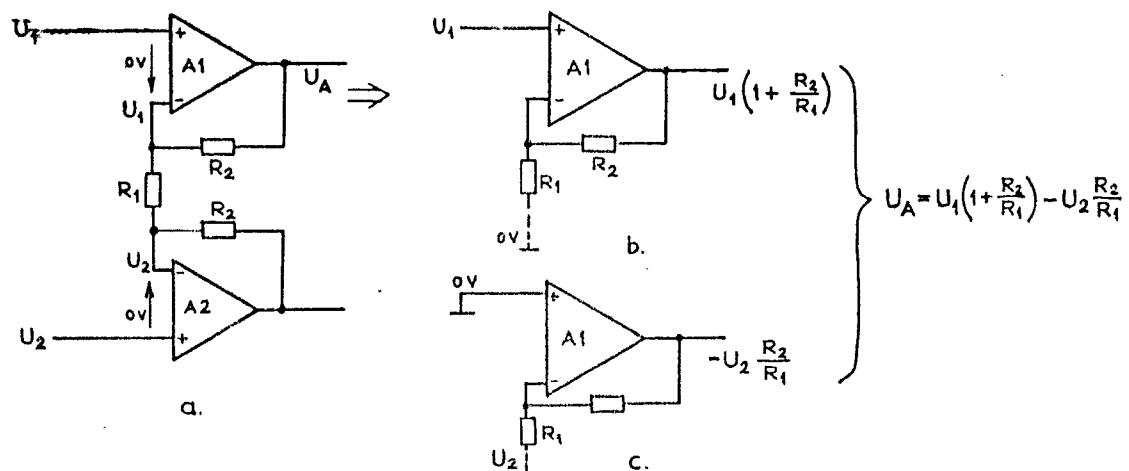
Az említett hátrányok miatt inkább a szimmetrikus elrendezést részesítik előnyben, ezek közül is azt, amelyikhez kevesebb pontos, adott értékarányú ellenállás szükséges /még, ha több azonos értékű "együttfutó" ellenállás kell, akkor is/. Nagyon előnyös, ha az erősítés egyetlen ellenállással beállítható, meghatározható. Ezeknek a feltételeknek tesz eleget a



6.8. ábra

"klasszikus instrumentation amplifier", amelynek egy változatát a 6.8. ábra mutatja. Ebben az első, szimmetrikus bemenetű, szimmetrikus kimenetű fokozat az erősítés, a második fokozat a különbségképzés /"fázis-összegezés"/ szerepét

látja el. A kimeneti feszültség meghatározásához először célzásról a bemeneti erősítők U_A és U_B kimeneti feszültségét felírni, amit szuperpozícióval tehetünk meg. Az U_A kiszámításának menetét szemlélteti a 6.9. ábra. minden esetben abból indulunk



6.9. ábra

ki, azt feltételezzük, hogy az A1 és A2 erősítő invertáló és neminvertáló bemenete között gyakorlatilag zérus feszültség van a negatív visszacsatolás következtében, azaz A1 mindenkorai U_1 -en, A2 mindenkorai U_2 -n van /a. ábra/. Ha először feltételezzük, hogy $U_2=0$, akkor b. ábra szerint R_1 alsó vége 0 V-on van, A1 mint egy neminvertáló erősítő állítja elő kimenetén U_1 felerősített értékét, az

$$U_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

kimeneti feszültség-komponenst. Ha viszont $U_1=0$ és U_2 vezérli az A2 erősítőt, akkor ugyanez a feszültség van A2 invertáló bemenetén, azaz R_1 alsó végén, miközben $U_1=0$ miatt A1 neminvertáló bemenete földnek tekinthető. A1 erősítő kimeneti feszültsége ekkor:

$$-U_2 \frac{R_2}{R_1}$$

mint egy invertáló erősítőé. Az eredő U_A a két feszültség szuperpozíciójából adódik:

$$U_A = U_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - U_2 \frac{R_2}{R_1} .$$

Hasonló módon számolható U_B is /erre külön ábrát nem rajzoltunk, de a fentiek szerint a 6.9.a. ábra alapján jól követhető az elv/. Ha U_1 "működik" és $U_2=0$, akkor U_1 átkerül A1 invertáló bemenetére és R_1 felső végén keresztül vezérli A2-t, mint egy invertáló erősítőt. Az ebből eredő kimeneti U_B -komponens:

$$- U_1 \frac{R_2}{R_1} .$$

Ha viszont $U_1=0$, akkor R_1 felső vége földeltnek tekinthető, A2 mint egy neminvertáló erősítő erősíti U_2 -t, így az ebből eredő kimeneti komponens:

$$U_2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) .$$

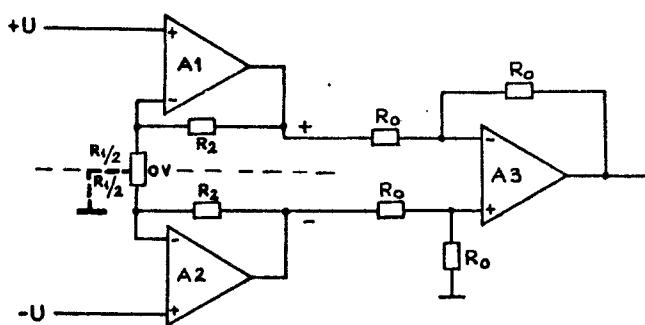
Igy végül is az eredő U_B :

$$U_B = U_2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - U_1 \frac{R_2}{R_1} .$$

A második fokozat A3-mal egy különbséggépző, amely végülis az U_A és U_B feszültség különbségét képezi, ebből állítja elő egyszeres erősítéssel a teljes áramkör kimeneti feszültségét:

$$\begin{aligned} \underline{\underline{U_{ki}}} &= U_B - U_A = U_2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - U_1 \frac{R_2}{R_1} - U_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + U_2 \frac{R_2}{R_1} = \\ &= \underline{\underline{\left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1} \right) (U_2 - U_1)}} \end{aligned}$$

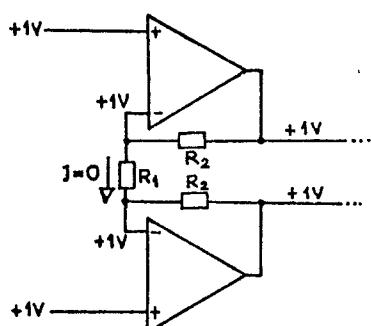
Ebből megállapítható, hogy ideális esetben az erősítő csak a szimmetrikus, differenciális $U_2 - U_1$ jelet erősíti, a közös módusú komponens /amikor $U_1 = U_2$ / a kimeneten zérus feszültséget ad. A szimmetrikus erősítésre kapott eredmény fizikailag belátható, hiszen ha U_1 ugyanakkora pozitív feszültség, mint a mekkora a negatív U_2 , akkor a kapcsolás szimmetria tengelye R_1 közepe, itt nem változik a potenciál /6.10. ábra/. Az A1 és A2 erősítő visszacsatolásának alsó tagja $R_1/2$ és a neminvertáló elrendezés miatt A1 és A2 erősítése is / U_1 -re ill. U_2 -re/:



6.10. ábra

A "klasszikus" elrendezés előnye, hogy különválasztja az erősítés és a precíz különbségképzés /közösjel-elnyomás/ funkcióját. A bemeneti szimmetrikus fokozat csak a szimmetrikus, különbségi jelet erősíti, a közös módusú jelet 1-szeresen "átteszi" a különbségképző bemenetére.

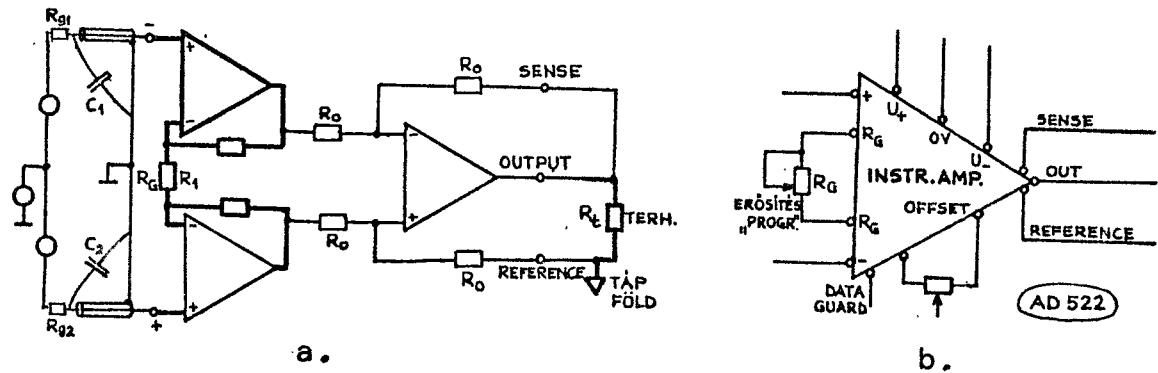
A viszonyokat erre az esetre a 6.11. ábra szemlélteti: ha pl. mindenekre $+1V$ /közös/ jelet adunk, akkor minden erősítő invertáló bemenetén szükségképpen szintén $+1V$ a feszültség, az R_1 -en folyó áram zérus, ezért az R_2 -es ellenállásokon is zérus az áram, amiből következik, hogy minden kimeneten szintén $+1V$



6.11. ábra

van /tehát $A_{UCM} = 1/$. Ezt a közös módusú jelet kell a második fokozatnak elnyölnia, de szimmetrikus jelet már nem kell erősítenie.

Nagypontosságú rendszerekben ahhoz, hogy kihasználhassuk a kapcsolás adta lehetőségeket a jelvezetésre, árnyékolásra is nagy gondot kell fordítanunk. Itt fokozatosan érvényes az az elv, amit az erősítő alapkapsolásoknál is hangsúlyoztunk, hogy a visszacsatolást nem közvetlenül a kimenetről, hanem a kimeneti jel felhasználásának helyéről, vagyis a terhelés két végéről kell visszavezetnünk. A3 visszacsatoló ellenállásának és a földre kapcsolódó ellenállásnak a végét külön kivezetésnek kell tekintenünk a 6.12.a. ábra szerint. A SENSE ponton

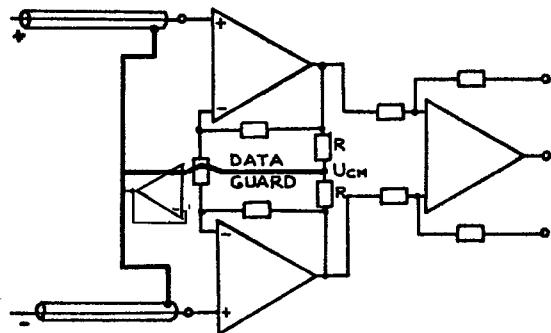


6.12. ábra

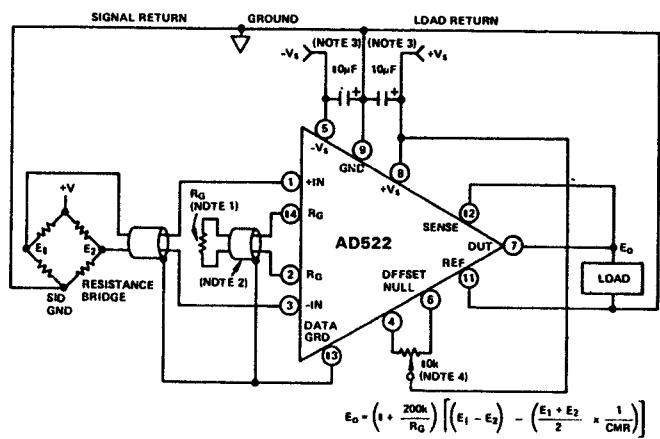
érzékeljük a terhelés melegpontján a feszültséget, a REFERENCE pontról "tudjuk meg", hogy hol van a terhelés null-pontja. Ily módon a terhelésre valóban az "előirt" feszültséget kényszerítjük rá nagyon pontosan /a terhelésnek elvileg nem is kell földeltnek lennie, bizonyos határok között bárhol lehet a hidegpont potenciálja, a kapcsolás mindenkorra törekszik, hogy a SENSE és REFERENCE pontok potenciálkülönbsége az erősítés által meghatározott legyen/. Igy az "igazi" instrumentation erősítő funkcionális vázlata a b. ábra szerinti lesz: R_G -vel, azaz R_1 -gyel "programozzuk" az erősítést, rendelkezésünkre áll-

nak a szabad, szimmetrikus, nagy bemeneti ellenállású, "lebegő /floating/" bemenetek, a kimeneti vezeték, a terhelés tényleges feszültségét érzékelő hozzávezetések és természetesen a táp- és az öfszet állító potenciométer csatlakozásai. Az árnyékolás, földelés kérdéseivel még részletesen foglalkozunk egy következő pontban, de annyit érdemes megjegyeznünk, hogy nagy jelgenerátor belső ellenállás esetén a bemenetre menő vezetéket mindenkorábban árnyékolnunk kell a zavarvédelem érdekében. A két jelvezeték árnyékolását viszont nem célszerű a földre kötni /ahogyan ez első pillanatra logikusnak látszik/, mert lehetőséges, hogy igen nagy közös módusú komponens van a bemeneten és, ha a két oldalon a generátor ellenállások /a 6.12.a. ábrán R_{g1} és R_{g2} / egy kevessel is eltérő értékük, akkor /a rendszerint váltakozó/ közös módusú jelből az erősítők bemenetére nem azonos feszültség fog jutni a különböző R_{g1-C_1} ill. R_{g2-C_2} leosztás miatt, vagyis a CM jel egy részéből vezérlő jel lesz, ami nagy hiba. Célszerű tehát a bemeneti vezetékek árnyékolását - azért, hogy CM leosztódás ne keletkezzen - "utáhnízni", tehát pontosan a közös módusú jelfeszültségre kapcsolni, lehetőleg kis impedancián keresztül. Mivel az A1 és A2 erősítők a CM jelet egy-egy arányban "átteszik", ezért kimeneti jelüket egy-egy egyforma ellenállással összegezve éppen a CM komponenst kapjuk, amivel azután meghajthatjuk az árnyékoló rendszert /esetenként a feszültséggenerátoros utáhnízás érdekében feszültségkövető, buffer erősítő közbeiktatásával, 6.13. ábra/. Az instrumentation erősítőket általában kiegészítik ezzel a kivezetéssel, amelynek szokásos neve DATA GUARD /Data: adat, jel; Guard: védelem/. Ezt is feltüntettük a 6.12.b. ábrán, amely így végülis azonos az ANALOG DEVICES AD 522-es integrált instrumentation erősítőjének vázlatával. Sok félvezető gyár készít nagypontosságú instrumentation erősítőt, amelyben /rendszerint hibrid technológiával elkészítve/ egyetlen tokban benne vannak

a monolitikus erősítők és a nagypontosságú /vékonyréteg/ ellenállások is. Ez utóbbiakat LASER-TRIMMING /lézer-trimmelés/-sel állítják be egészben pontosan; a kiválasztott "változtatható" ellenállásokat - az egész áramkör folyamatos mérése közben -



6.13. ábra

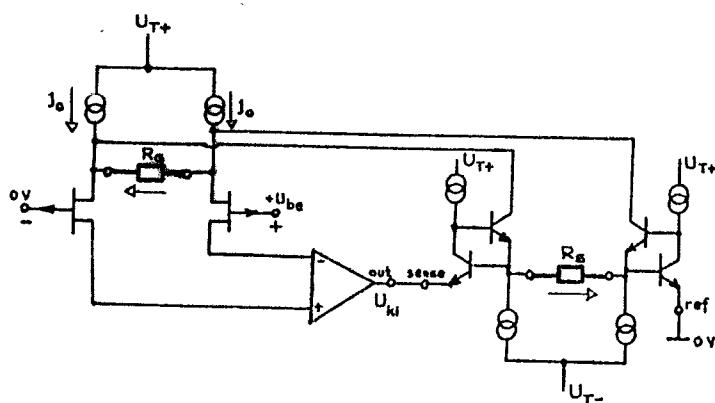


6.14. ábra

addig vágják /csökkentve keresztmetszetüket/ egy precízen irányított, nagyon vékony lézer-sugárral, amig éppen el nem érik a pontos értéket /a mérőrendszer ekkor automatikusan kioltja a sugarat, amely következő pozícióba lép/. A lézer trimmelés segítségével ily módon beállítják az erősítés pontos értékét, a CMRR maximumát, nullázzák az erősítőt, vagyis a felhasználó egy pontosan beállított erősítőt kap/ami nem zárja ki,hogy az egyes paramétereket kívülről utólag állítani lehessen/Az említett AD522-es legfőbb jellemzői a gyári trimmelésnek köszönhetően: az erősítés hiba 0,05%..0,2%, a linearitási hiba 0,001%..0,005%, az ofszt feszültség \pm 100 uV !, az ofszt-drift 2..25 uV/ $^{\circ}$ C, a CMRR 1 kohm generátorellenállás eltérés esetén 100...120 dB! /egyes garantált paraméterek az 1 és 1000 között beállítható erősítéstől függnek, ezért adnak meg két szélsőértéket/. Járulékos külső elemekkel az erősítőt még precizebben nullázni lehet /6.12.b. ábra/, a CMRR-t is maximumra lehet állítani, valamint a külső R_G -vel az erősítést lehet precízen beállítani. Az AD522-es mérőhíd erősítő alkalmazására láthatunk példát a 6.14. ábrán; a kapcsolási rajzon tanulmányozni lehet az előzők-

bén felsorolt elvek gyakorlati megvalósítását: jelvezetést, földelést, árnyékolást. Hasonlóan jó paraméterű instrumentation erősítő a BURR-BROWN 3620, 3626 /ez a 6.7. ábra szerinti elrendezésű/ és pl. a 3630 /0,02 % erősítés-hiba, $\pm 10 \mu\text{V}$ ofszet, $0,75 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ drift, 10 nA bemeneti áram, 1...1000 között beállítható erősítés, 90...110 dB közös módusú elnyomás 10^{10} ohm bemeneti ellenállás, stb./. A NATIONAL LM 0036 erősítője miniatűr TO-8 fémtokban van, és összesen 90 μW tápteljesítményt fogyaszt.

Monolitikus integrálással is gyártanak instrumentation erősítőt, de mivel ezzel a technológiával nem állíthatók elő precíziós ellenállások, nem a klasszikus, több műveleti erősítő kapcsolást építik fel. Kihasználják viszont azt a lehetőséget, hogy monolitikusan szinte teljesen egyforma tranzisztorok, együttfutó ellenállások integrálhatók. Igy olyan kapcsolást alakítanak ki, amely egyrészt követi az instrumentation erősítő alapelvét, tehát az erősítőt belül lehet visszacsatolni, nem kell a bemenetet emiatt lefoglalni, másrészt az erősítést a lehető legkevesebb pontos külső ellenállással /jelen esetben kettővel/ lehet beállítani, "programozni". A NATIONAL monolitikus, FET-bemenetű LF 152, 252, 352 erősítőjének vázlatát mutatja a 6.15. ábra /más gyárák erősítői is hasonló elven működnek/. Az erősítést meghatározó, kívülről csatlakoztatott pontos ellenállás R_G és R_S . A rendszer olyan felépítésű, hogy áramegyensúly fenntartására törekszik. Ha például az invertáló bemenetet 0 V-on hagyjuk, és a neminvertá-



6.15. ábra

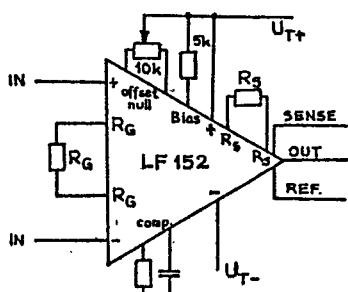
I_{be} lót + U_{be} -vel vezéreljük, akkor R_G jobboldali végén is + U_{be} lép fel, emiatt U_{be}/R_G áram indul meg az ábrán jelzett irányban. Ez hozzáadódik a baloldali FET eredetileg I_o áramához, amit a háromszöggel jelölt második fokozat érzékel és out pontja, vagyis U_{ki} pozitívvá válik. Ha az out pont össze van kötve a sense ponttal, akkor ez is pozitivabbá válik, emiatt - belátható - R_S baloldali pontja is pozitívabb lesz, áram indul meg rajta balról jobbra. Ez az áram levonódik a baloldali FET-et tápláló I_o -ból, míg nem az egyensúly beáll, a két FET árama egyenlő lesz /a háromszöggel jelölt hibaerősítő addig dolgozik/. Az egyensúly tehát akkor következik be, amikor:

$$\frac{U_{be}}{R_G} = \frac{U_{ki}}{R_S},$$

vagyis a feszültségerősítés a precíz áram-egyensúlynak köszönhetően:

$$\frac{U_{ki}}{U_{be}} = \frac{R_S}{R_G}$$

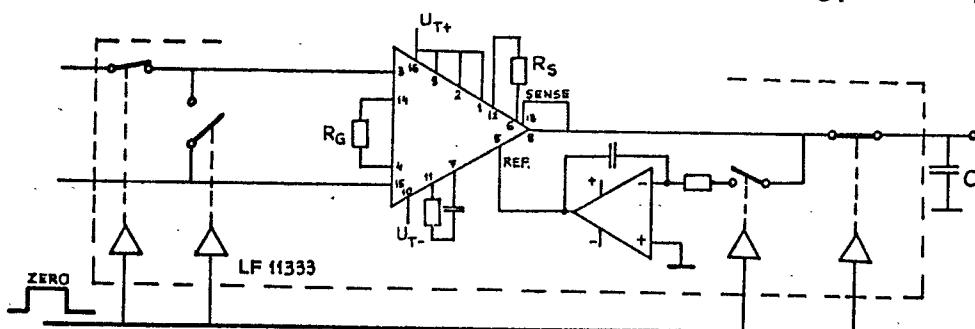
A feszültségerősítés ezek szerint csak a külső ellenállásoktól /azok arányától/ függ. Az erősítő kivezetéseit és külső alkatrészeit a 6.16. ábra mutatja. Nagy előnye ennek a típusnak, hogy a közös módusú elnyomás nem függ az egyes ellenállások



6.16. ábra

pontosságától /mint a három erősítő elrendezésnél/, így minimálisan 110 dB CMRR-t garantálnak /és a FET-bemenetnek köszönhetően $2 \cdot 10^{12}$ ohm bemeneti ellenállást, de a FET-bemenet ellenére 10 uV/ $^{\circ}\text{C}$ bemeneti driftet!/. Hasonló elven működő bipoláris változat az ANALOG DEVICES AD 521 típusa.

Igen nagy pontosságú, kis jelet feldolgozó rendszerekben lehetséges, hogy a gazdaságosan beszerezhető, rendelkezésre álló típus ofszet feszültség és drift jellemzői számunkra nem megfelelők. Kihasználva azt a tényt, hogy az ofszet feszültség időben csak lassan változik, és hogy a mai rendszerek általában mintavételesek, digitálisak, lehetőségünk van két méresi ciklus közötti autozéró beiktatására. Erre mutat példát a 6.17. ábra . Kapcsolóként szintén NATIONAL gyártmányú LF 11333



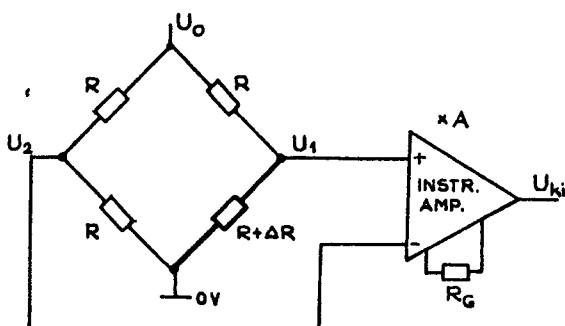
6.17. ábra

típusú használjuk, amely logikai jellel vezérelhető, egy tokban két-két ellenütemben működő J-FET kapcsolót tartalmaz. A nullázás alatt a bemeneti jelet lekapcsoljuk, az erősítő bemenetét rövidrezárjuk és a kimenetre rákapcsolt integrátorral a REF pontot úgy befolyásoljuk, hogy a kimenet 0 V-on legyen. Mérés alatt az integrátor ezt a nullázáshoz szükséges feszültséget tartja a REF ponton. Ha a kimenetre elhelyezzük a C-vel jelölt kondenzátort, akkor a rendszer analóg erősítőként is használható /autozéró alatt C-tartja az előző kimeneti jelfeszültséget, tehát a működés azért valamelyest szaggatott, lépcőzetes/.

6.1.2. Híd-érősítők

Az olyan ellenállás változásra alapuló mérőátalakítókat, amelyeknek ellenállása a névlegeshez képest mérés közben csak nagyon kevésé változik meg, még leggyakrabban hídkapcsolásban működtetik. Ebből következik, hogy a DC erősítők talán legnagyobb részét hid-érősítő célra használják. Ahhoz, hogy számításaink egyszerűbbek legyenek, a hídkapcsolást egyszerűsítük le oly módon, hogy feltételezzük, valamennyi ágban azonos R ellenállás van, ezek közül egyetlen egy aktív, amelynek érték változása nagyon kicsi ΔR /6.18. ábra/. Ha az U_o egyen-

feszültséggel táplált híd kimeneti /kis kitérésnél max. 1-2 mV-os/ feszültségeit egy instrumentation erősítővel erősítjük /gyakorlati kivitelre példa a 6.14. ábra elrendezése/, akkor az aktív tag változásától függő kimeneti feszültség kiszámításához



6.18. ábra

meg kell határoznunk az U_1 és U_2 híd-kimeneti feszültséget:

$$U_2 = \frac{U_o}{2}$$

$$U_1 = U_o \frac{R + \Delta R}{2R + \Delta R} .$$

Az instrumentation erősítő a két feszültség különbségét erősíti /csak/:

$$\underline{\underline{U_1 - U_2}} = U_o \left(\frac{R + \Delta R}{2R + \Delta R} - \frac{1}{2} \right) = U_o \frac{2R + 2\Delta R - 2R - \Delta R}{4R + 2\Delta R} = U_o \frac{\Delta R}{4R + 2\Delta R} \approx \underline{\underline{\frac{U_o}{4} \cdot \frac{\Delta R}{R}}}$$

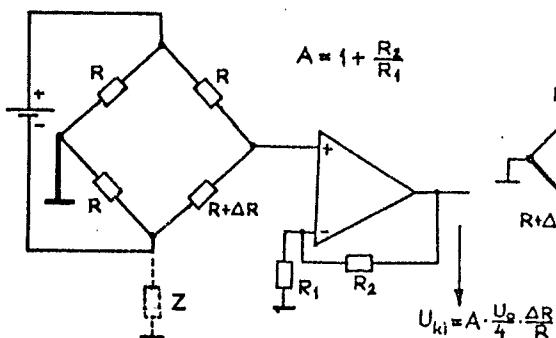
Itt felhasználtuk, hogy a híd-kitérés nagyon kicsi; R -hez képest a ΔR a nevezőben elhanyagolható. A kimeneti feszültség végülis:

$$U_{ki} \approx A \cdot \frac{U_o}{4} \cdot \frac{\Delta R}{R},$$

tehát /kis kitérésnél/ arányos az aktív tag relativ ellenállás értékváltozásával. Amennyiben a kitérés nagy, a pontos formulát kell figyelembe vennünk és az adatfeldolgozó lánc valamely pontján kell /hardware vagy software úton/ linearizálást ill. korrekciót végrehajtani.

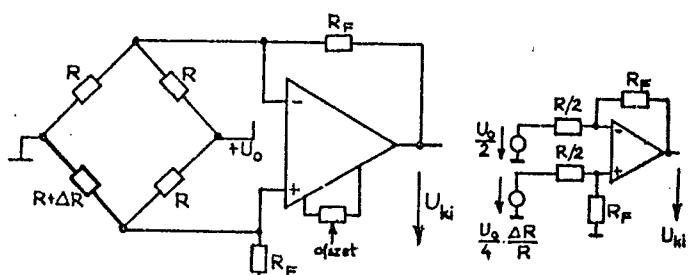
Sok olyan eset van, amikor a pontossági követelmények nem olyan szigorúak, hogy szükséges lenne precíziós, drága instrumentation erősítőt felépíteni ill. beépíteni a híd jelének erősítésére. Megfelelő kapcsolásban egyetlen műveleti erősítővel is célt érhetünk /a felhasznált erősítőnek azért általában jó paraméterekkel kell rendelkeznie: nagy CMRR, kis ofszet, stb. vagyis olyan típus használható legtöbbször, amely instrumentation célra is alkalmas/.

A legegyszerűbb megoldás természetesen az, ha a hidat teljesen földfüggetlen táplálással látjuk el, így az egyik hídkiemet földelhető, a másik, mint jelforrás egy asszimmetrikus visszacsatolt erősítőre vezethető /6.19. ábra/. A probléma az,



a.

6.19. ábra



b.

6.20. ábra

hogy a teljes mértékben földfüggetlen táplálást nagyon nehéz megvalósítani; a tápforrás és a föld között minden van valamilyen kapcsolat, átvezetés /az ábrán Z-vel jelöltük/, és ez - belátható - valamelyik hidellenállással kapcsolódik párhuzamosan. Jelen esetben Z a baloldali alsó R-rel párhuzamos, csökkeneti annak értékét. Ez a csökkenés nem lehet az aktiv ág ellenállás változásával összemérhető, mert akkor 100 % nagyságrendű hiba keletkezik; a Z által okozott változás ΔR -nek legfeljebb százaléka, ezreléke lehet, de mivel a hasznos ΔR is ezreléke vagy még kisebb része az eredeti R-nek, belátható, hogy Z több milliószorosa nagyobb kell legyen R-nél /100...1000...10000 Mohm!/.

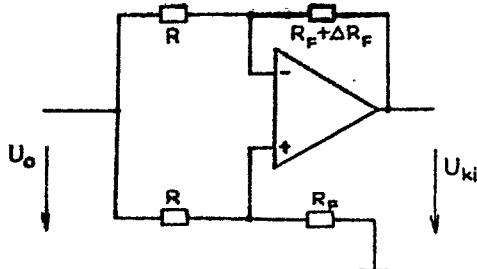
Földelt táplálás esetén legtöbbször a 6.20.a. ábra különbségképző-erősítő változatát használják. A visszacsatoló R_F általábán sokszorosa R-nek, tehát terhelési hatások nem lépnek fel. A híd felső pontján $U_o/2$ jelenik meg $R/2$ belső ellenállással, alsó végén pedig a híd-kimeneti feszültség, amelyet kis kitérésre már kiszámítottunk, szintén $R/2$ belső ellenállással / ΔR ebből a szempontból elhanyagolható/. A helyettesítő kép így jó közelítéssel a b. ábra szerinti, amivel az erősítő kimeneti feszültsége:

$$U_{ki} = \frac{U_o}{2} \cdot \frac{R_F}{R} \cdot \frac{\Delta R}{R}$$

Lényeges, hogy a kimeneti feszültség /az erősítés: $2R_F/R$ / függ a híd ellenállások abszolút értékétől is, tehát ezeknek a kellő pontosság érdekében stabilaknak, és minél kisebb hőmérsékletfüggésüknek kell lenniük.

Nagy ellenállás változások esetében, amikor a hídkapcsolás már nem adna arányos feszültséget, a 6.21. ábra kapcsolását

cél szerű alkalmazni. A nagymér tékben változó ellenállás a viszszacsatoló ágban van. A kimeneti feszültség egyenesen arányos a mérőátalakító ellenállás változással, tetszés szerinti eltéréssel is:



6.21. ábra

$$U_{ki} = - U_o \frac{\Delta R_F}{R + R_F} = - U_o \frac{R_F}{R + R_F} \cdot \frac{\Delta R_F}{R_F},$$

/ez pontos, nem közelítő érték/. Félvezetős érzékelők, termisztorok, amelyek nagy változást adnak, ebben a kapcsolásban működtethetők jól /megjegyzendő, hogy a kész, gyárilag hídba kapcsolt egységeket csak akkor lehet ebbe a kapcsolásba illeszteni, ha az eredeti híd szétválasztható R_F illetve $R_F + \Delta R_F$ találkozási pontján/.

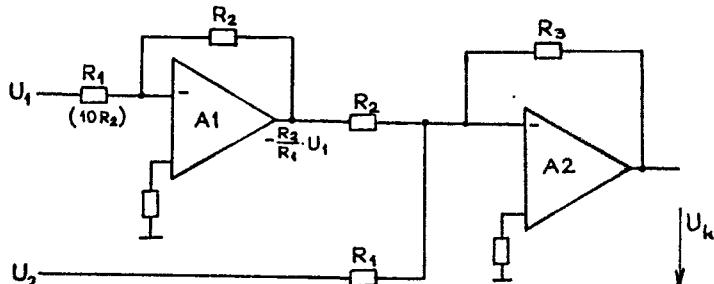
6.1.3. Nagy közös módusú feszültséget tűrő erősítők

Vannak esetek, amikor teljes mértékben földfüggetlen /lebegő/ jelforrások feszültségét kell nagypontossággal erősítennünk sokszor úgy, hogy a hasznos, szimmetrikus, differenciális DC jelük mV nagyságrendű, vagy még kisebb, miközben – minthogy a forrás nincs földelve – esetleg több száz V-os közös módusú feszültség van jelen /hálózati 50 Hz, zavarjelek/. A közös módusú zavarjel csökkenhető lenne, ha a jelforrás egyik pontját jólrosszul földelnénk, de vannak esetek, amikor a földelés nem megengedett. Ilyen példákkal találkozhatunk az ipari méréstechnikában, orvosi elektronikában, stb. Ezekben az esetekben nem

elegendő, ha az erősítő közös módusú elnyomása nagy, mint az eddigi instrumentation erősítőké, hanem a bemenetnek el kell bírnia a több száz V-os közös feszültséget, miközben az erősítőnek kifogástalanul működnie kell precíz szimmetrikus erősítéssel. Vannak olyan digitális táblaműszerek /DPM-ek, Digital Panel Meter-ek/, amelyek például földelt tápról működnek, de bemenetüket 200...300 V közös feszültségre vihetjük, miközben mV-os egyenfeszültségeket mérnek. A megoldás olyan instrumentation erősítő elrendezés, amely a bemenetén "gyengíti" a CM jelet, kiválasztja és erősíti a szimmetrikus komponenst. A másik lehetőséggel a szigetelő erősítővel, isolation amplifierrel a következő pontban foglalkozunk.

A 6.22. ábra kapcsolása megfelelő ellenállás választással alkalmas lehet igen nagy jelek fogadására. Az A1 erősítő kimeneti feszültsége

$\pm 14 \dots 15$ V körüli lehet maximálisan, de ha R_1 -et és R_2 -t úgy választjuk, hogy az erősítés 1-nél jóval kisebb legyen /aktív osztó jöjjön létre/, akkor U_1 jóval nagyobb lehet $10 \dots 15$ V-nál. Ha pl.



6.22. ábra

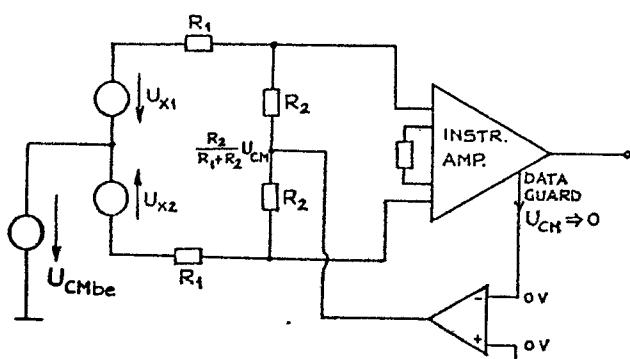
$R_1 = 10R_2$, akkor a bemenetre kb. 140...150 V-ot adhatunk anélkül, hogy az erősítő túlvezérlődne /a kimenet telítésbe menne/. Az A2 összegező-erősítő kapcsolásban működik, bemenetén szintén R_1 /bemenetre menő/, és R_2 /A1-re menő/ ellenállással. /A kapcsolásban azonos indexű ellenállásoknak szigorúan egyformáknak kell lenniük!/

Ezekkel a kimeneti feszültség:

$$\underline{U_{ki}} = -\frac{R_3}{R_2} \cdot \left(-\frac{R_2}{R_1} U_1 \right) - \frac{R_3}{R_1} U_2 = \frac{R_3}{R_1} (U_1 - U_2) ,$$

vagyis a 100 V nagyságrendű közös módusú jel a kimeneten nem hoz létre feszültséget. A kapcsolás hibája, hogy A1 ofszet feszültsége nagymértekben felerősödik /A1 kimenetén kb. egyszeresen jelenik meg, de A2-ön, vagyis a kimeneten R_3/R_2 arányban felerősödve, ami R_1/R_2 -szöröse, példánkban 10-szerese a jelre vonatkozó erősítésnek/. Ehhez adódik A2 ofszetje kb. $1+R_3/R_2$ arányban felerősödve. Előny viszont, hogy az erősítők invertáló üzemben működnek, ami nem támaszt követelményt a közös módusú elnyomásra, így jobban használhatók a FET-bemenetű erősítők, de ha az ofszet követelmény fontos, akkor chopper-stabilizált, igen kis ofszetű erősítők is beépíthetők.

A bemeneti közösjel tartomány növelésének módját instrumentation erősítő felhasználása esetén a 6.23. ábra mutatja. Az



6.23. ábra

az R_2 ellenállások találkozási pontját. Belátható, hogy ehhez ezen a ponton

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_{CMbe}$$

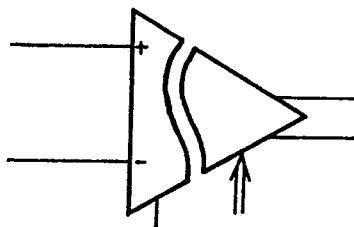
potenciált kell beállítania. Az R_1-R_2 osztót úgy kell méretez-

instrumentation erősítő 6.13. ábra szerint kialakított, bemeneti U_{CM} -et előállító kimenetét egy műveleti erősítőre vezetjük, amely arra törekszik, hogy ezt a feszültséget nullán tartsa, ezért kimenetével ennek megfelelően befolyásolja

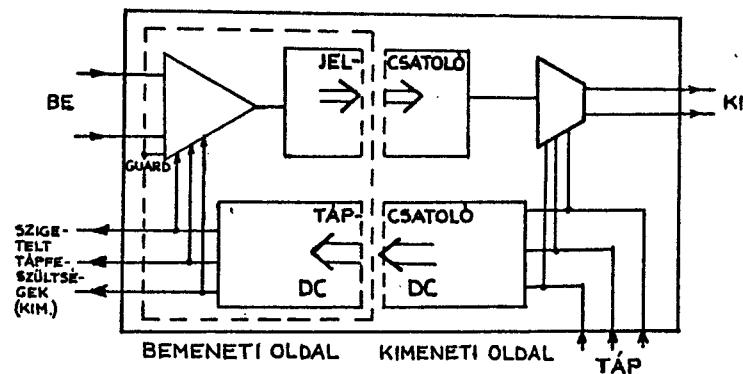
nünk, hogy a műveleti erősítő maximális kivehető kimeneti feszültsége elegendő legyen a /leosztott/ maximális bemeneti közös módusú feszültség kompenzálsára. Problémát okoz, hogy a bemeneti szimmetrikus jel is leosztódik $\frac{R_2}{R_1+R_2}$ mértékben, amit az instrumentation erősítő erősítés-növelésével pótolnunk kell, ami miatt viszont a bemeneti ofszet is jobban felerősödik hasonlóan az előző kapcsoláshoz/.

6.1.4. Izolációs erősítők

Az izolációs erősítők - ahogyan az elnevezés utal rá - bemenete szinte teljesen szigetelt, galvanikusan elválasztott a kimenetüktől és a tápforrástól. Ily módon alkalmasak DC és kisfrekvenciás jelek pontos erősítésére, miközben a jelforrás tetszőlegesen földfüggetlen lehet, a földhöz képest tetszőleges potenciálon /esetleg több 1000 V-on is/ "lebeghet". Ezt jelképezi a szokásos kapcsolási rajzjel is /6.24. ábra/. Szigetelő



6.24. ábra



6.25. ábra

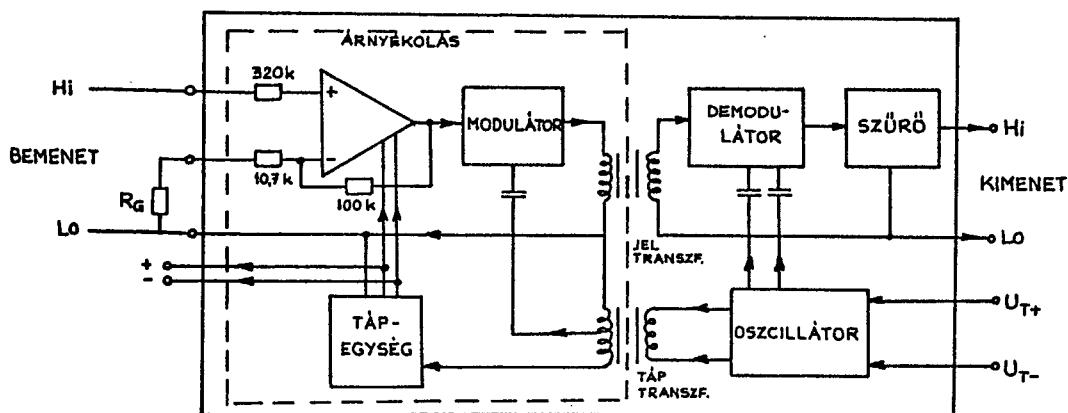
erősítőt használnak pl. az automatikában nem földelhető, esetleg "veszélyes zónában" lévő érzékelők jelének erősítésére, minden olyan esetben, amikor a földhurok létrejöttét minden-képpen meg kell akadályozni /l. később/; erősáramú mérésekhez

sokszor, ha a jelforrás hálózati feszültségen van; de talán leggyakoribb felhasználási területe az orvosi elektronika, ahol követelmény, hogy a közvetlenül a vizsgált egyénnel érintkező érzékelőt - életvédelmi okokból és zavarjel elnyomási célok ból - galvanikusan elválasszuk /elszigeteljük/ mind a mérőkészüléktől mind a tápláló hálózati feszültségforrástól.

Az izolációs erősítők belső felépítése általában a 6.25. ábra szerinti: a bemeneti oldalon egy precíz műveleti, vagy /a drágább kivitelekben/ instrumentation erősítő van, ennek kimeneti jelét - mivel egyenfeszültséget nem lehet leválasztó transzformátorral átvinni - megfelelő átalakítással mágneses, optikai, hő, stb. csatolással /de semmiképpen nem "ohmos összeköttetéssel"/ juttatjuk a kimeneti oldalra, tehát a jelátvitel galvanikus csatolás nélkül történik. A bemeneti oldal független tápellátását szintén szigetelve, a kimeneti oldalra kapcsolt tápfeszültségekből DC-DC átalakítóval biztosítják /a szigetelt tápfeszültségeket a bemeneti oldalon legtöbbször ki vezetik/.

A jel átvitele a bemeneti oldalról a kimenetre hagyományosan mágneses úton, transzformátorral történik, modulációs elven. A 6.26. ábra tipikus példaként AD 248-as típus belső elrendezését mutatja. A kimeneti oldalon a szintén kimeneti oldalra adott tápfeszültségről működő 60 kHz-es alap-oszcillátor van, amely a tápteljesítményt egy transzformátoron keresztül juttatja a bemeneti, árnyékolt oldalra. A transzformátor szekunder tekercséről kapja a feszültséget a bemeneti oldal földfüggetlen tápegysége, amely a bemeneti erősítőt táplálja. Az erősítő kimeneti DC illetve lassan változő jelét egy modulátorra vezetik, amely ezen kívül, mint vivő nagyfrekvenciát, megkapja a 60 kHz-es áttranszformált jelet is. A jellel a modulált nagyfrekvencia transzformátoros csatolással jut át a kimeneti oldalra, ahol demodulálás /egyenirányítás/ és szűrés

után előállt a kimeneti jel /anélkül tehát, hogy galvanikus kapcsolatban lenne a bemeneti jellel/. Az AD 248-as jó tulajdonsá-

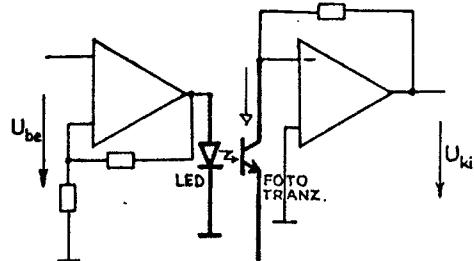


6.26. ábra

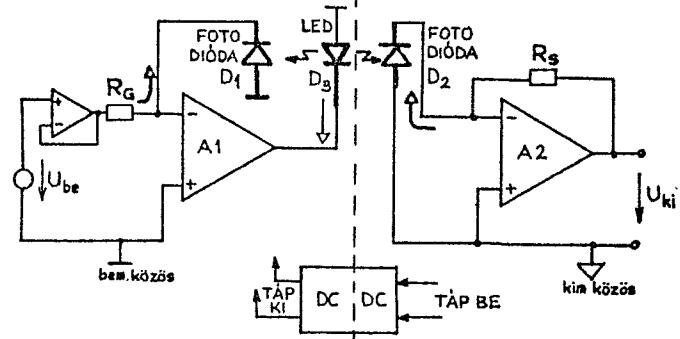
ga, hogy /mivel a demodulátor kondenzátoron keresztül kapja az alaposhcillátor 60 kHz-es vivőjelét/ a kimenet nemcsak a jelbemenettől független, hanem a táp csatlakozásuktól is el van szigetelve, vagyis a kimenet is teljes mértékben földfüggetlen, lebegő. A legfontosabb jellemzők, amiket erre a típusra megadnak: erősítés 1...10 között, pontossága $\pm 3\%$, linearitási hiba $\pm 0,05\%$, legnagyobb szimmetrikus bemeneti feszültség, amely nem teszi tönkre a bemenetet 240 V_{eff}, de 10 ms-ra 6500 V csúcs!, legnagyobb feszültség a bemenet és a kimeneti táp-oldal között: 250 V_{eff}, de 10 ms-ra 5000 V csúcs, CMRR: 114 dB, maximális átfolyó áram a bemeneti és a táp 0 V között 115 V - 60 Hz-nél: 2 uA, bemeneti ofszet ($5+20/A_V$) mV, drift 15 μ V/ $^{\circ}$ C, bemeneti impedancia 10^8 ohm és 150 pF, közös módusú bemeneti impedancia $5 \cdot 10^{10}$ ohm és 20 pF, sávszélesség határa /-3 dB/ kis jelre 1 kHz, $A_V = 10$ -nél 200 Hz, slew-rate 25 mV/ μ s, az elválasztott tápforrás a bemeneti oldalon $\pm 8,5$ V-ot tud szolgáltatni 5 mA terhelésnél, a jelkimeneti ellenállás 1 kohm. Az adatok alapján megállapíthatjuk, hogy az izolációs erősítők nem tartoznak a legnagyobb pontossági kategóriába; különlegességük a

kimenet-bemenet extrém jó és nagyfeszültségre garantált szigetelése. Hasonló felépítésű egységeket gyárt a BURR-BROWN is: pl. BB 3450..51..52, amelyek erősítés pontossága 0,5 % körül tartható, CMRR-jük a bemenet-kimenet között 160 dB!, ± 2000 V léphet fel a bemenet-kimenet között /de az ellenőrzés 5000 V-nál történik /. A BB 3456 igen pontos "isolated instrumentation amplifier".

Az erősítőben a jel-elválasztás másik lehetősége az optoelektronikus csatolás. Első közelítésben, látszólag elegendő a szigetelt bemeneti oldalon az erősítő kimenetére egy LED-et tenni, amely kis jelnél kevésé, nagy jelnél jobban világít, ennek fényét egy fotodiódával vagy fototranzisztorral érzékelni és áramát a kimeneti erősítővel kimeneti feszültséggé alakítani /6.27. ábra/. A kapcsolás működőképes, igénytelen helyre



6.27. ábra



6.28. ábra

megfelelő is, de pontos jelátvitelre nem alkalmas a LED és a fototranzisztor nagyfokú nemlinearitása és a hőmérsékletváltozásra, öregedésre mutatott instabilitása miatt /ezt a fajta opto-csatolást a digitális technikában használják elterjedten, ahol csak kétféle állapotot kell átvinni/. Ahhoz, hogy stabil, pontos, lineáris átvitelt kapjunk, "párosított-visszacsatolt" elven kell a kapcsolást felépíteni. Ezt az elvet illusztrálja

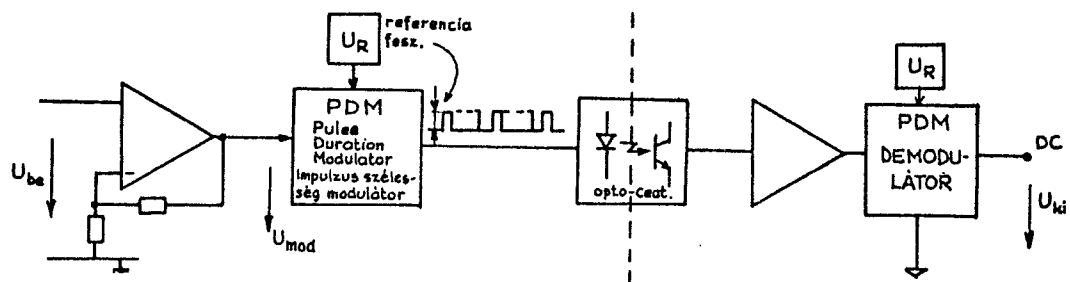
a BB3560 opto-izolációs erősítőjének egyszerűsített kapcsolása a 6.28. ábrán. A D1 és D2 párban lévő, egyforma fotodióda olyan elrendezésben, hogy a D3 LED fénye egyformán érje mindkettőt. Az A1 kimenetére kapcsolt LED D1-et megvilágítva negatív visszacsatolást hoz létre: a LED fényereje addig növekszik, amíg D1 rövidzárási árama egyenlő nem lesz U_{be}/R_G -vel, ahol R_G az erősítést meghatározó ellenállás. Nyilvánvaló, hogy ekkor a U2 fotodiódán is D1-gel egyező áram alakul ki, amely R_S -en átfolyva létrehozza a kimeneti feszültséget:

$$U_{ki} = U_{be} \frac{R_S}{R_G}$$

A bemeneti és kimeneti oldal között csak fény-kapcsolat van /a független táplálásról ugyanúgy DC-DC konverterrel kell gondoskodni/. A rendszer pontossága D1 és D2 egyformaságán múlik. Az említett típus erősítés hibája 0,5 % körüli, a szigetelésre jellemző közösjel elnyomás 140 dB.

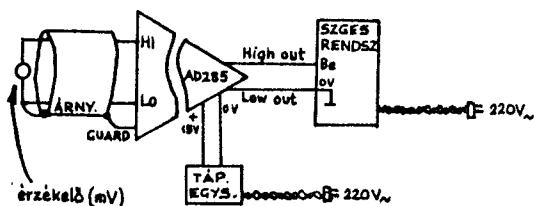
Extrém nagy erősítés-pontosság igény esetében a lineáris üzemű /közel lineáris üzemű/ optocsatolást célszerű kapcsoló-üzeműre változtatni valamilyen modulációs technikával, amellyel adott jelhez ki-be kapcsolási időket, frekvenciákat, stb. rendelünk, így az amplitudó-torzítás nem okoz hibát. Legnagyobb pontosságot az impulzusszélesség modulációval lehet elérni: a bemeneti oldalon olyan, nem túl nagy frekvenciájú négyszögjel állítunk elő, amelynek amplitudója referencia pontosságú, és kitöltési tényezője a bemeneti jel nagyságától függ /ezt egy visszacsatolt rendszer állítja elő: addig vezérli a PDM pulzusszélesség-modulátort, amíg a keletkezett jel DC komponense éppen nem lesz egyenlő az átviendő egyenfeszültséggel/. A kimeneti oldalon az optocsatolóval átvitt négyszög-impulzus jelet pontosan az eredeti referencia amplitudójúra alakítjuk, így középrték képzéssel /szűréssel/ nagyon pontosan az ere-

deti DC komponenst tudjuk visszanyerni /6.29. ábra/. A PDM módszert transzformátoros csatolású izolációs erősítőkben is alkalmazzák.

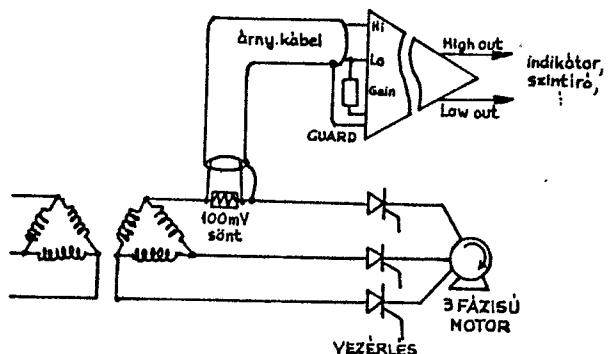


6.29. ábra

A 6.30. és a 6.31. ábra tipikus példaként bemutat két izolációs erősítő alkalmazást: egy érzékelő jelének földfüggetlen erősítését egy számítógépes rendszerben, valamint egy háromfázisú motorszabályozó vizsgálatához felépített áram-figyelő kapcsolást /AD 285-tel/. Mindkét példa közös jellemzője: azzal,



6.30. ábra



6.31. ábra

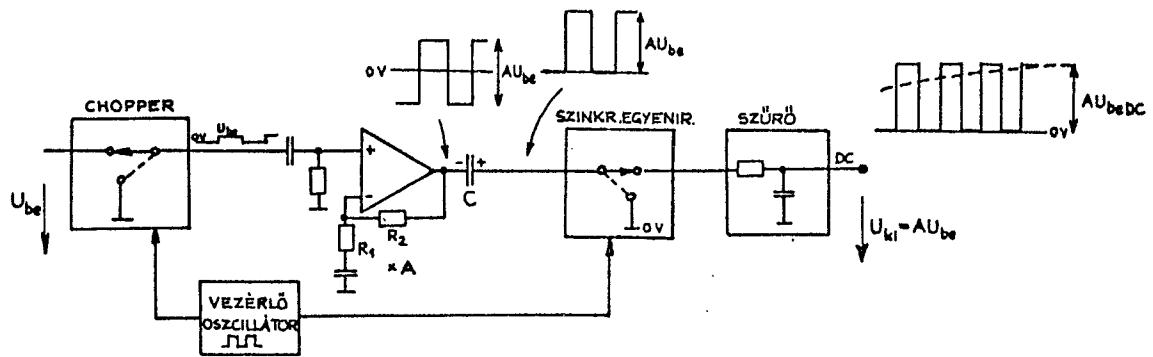
hogy az erősítő bemenete milyen potenciálon lebeg, földelt-e, vagy sem, "nem kell törödnünk"; a bemeneti és a kimeneti pontok teljesen függetlenek egymástól, a szigetelés életvédelmi szempontból is garantált, megbízható.

6.1.5. Igen kis egyenáramú jelek erősítése

Az iparban sok esetben /néhányat már említettünk/ olyan kis egyenfeszültséget vagy áramot kell erősítenünk, amelyhez az eddigiekben megismert legjobb erősítő elrendezések, típusok sem megfelelők. Különösen az ofszet feszültség és áram ill. ezek driftje tekintetében lehet problémánk, és előfordulhat, hogy autozéróval sem érünk el kellő eredményt, vagy esetleg nem is alkalmazhatjuk, mivel folytonos, nem szakaszos működésre van szükség /pl. regisztrálók bemeneti erősítője, analóg μ V-mérők ill. kis áramot mérő és érzékelő erősítők, kémiában, biológiai mérésekben nagyon kis jelek erősítésére, regisztrálására szolgáló bemeneti áramkörök, stb./.

Kis egyenfeszültségek ill. lassan változó feszültségek erősítésére hagyományos módszer a chopperes, szaggatós erősítő alkalmazása /a "hagyományos" technikában 10...100 mV-os jel is kicsinek számított, ma μ V.. μ V nagyságrendről van szó/. A chopperes erősítő az ofszet problémáját úgy kerüli meg, hogy az erősítendő kis egyenfeszültségből egy ki-be kapcsoló folytonos /kHz-es ütemű/ váltogatásával egy vele azonos amplitudójú váltakozó feszültséget állít elő, ezt egy AC erősítővel erősíti /amelynek ofszet beállítása nem kritikus, csak a munkapont aktív tartományban tartásához szükséges/, majd a felerősített AC jelet egyenirányítva előállítja a kimeneti egyenfeszültséget a 6.32. ábra szerint. A működés jól követhető az ábrán feltüntetett jelalakok alapján: A bemeneti chopper U_{be} amplitudójú négyszögfeszültséget állít elő, mivel a vezérlő oszcillátor egyik félperiódusában 0 V-ra, a másikban U_{be} -re kapcsolódik. A chopper után már egy csatolókondenzátor következhet, hiszen itt már váltakozó jel van. Ezt kell a /visszacsatolt/ erősítőnek pontosan felerősítenie, tehát DC komponenst nem kell átvinni.

nie. Jóminőségű AC erősítőt /kis zaj, pontos erősítés, négy-szögátvitelhez kellő sávszélesség/, ha DC előirás nincs, akkor nem nehéz megvalósítani. Az erősítő kimenetén AU_{be} amplitudójú

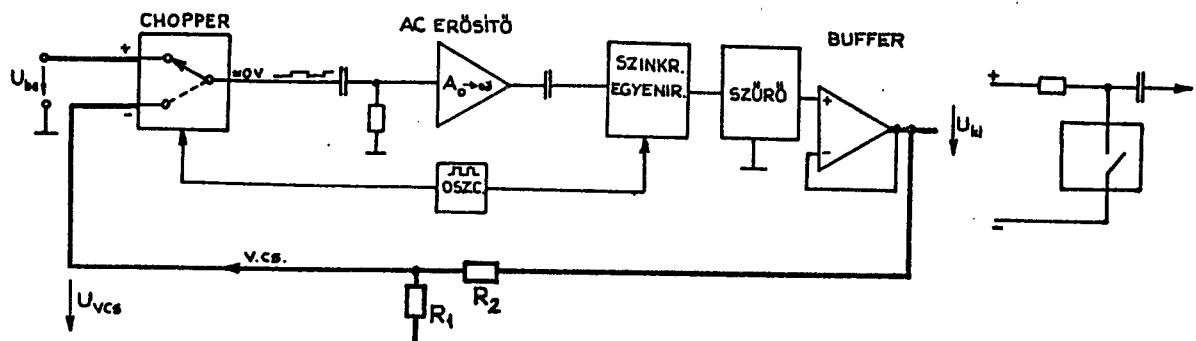


6.32. ábra

- és mivel a DC komponens zérus - szimmetrikus négyzetjel áll elő. Ebből állítja vissza az egyen-komponenst a szinkron egyenirányító, amely rendszerint egy kapcsoló, amely a bemenetihez hasonló és azzal együttemben működik: amikor a bemenet 0 V-ra kapcsolódik, akkor a szinkron kimeneti kapcsoló is 0 V-on van, ezt a szintet rögzíti a kimeneti csatoló kondenzátor jobb oldalán /miközben a bal oldala/ vagyis az erősítő kimenete $-AU_{be}/2$ feszültségen van, tehát a kondenzátor feltöltődik/. Amikor a bemeneti kapcsoló U_{be} -re kapcsolódik, a kimeneti kapcsoló "elengedi" C jobb oldalát, de mivel ugyanekkor az erősítő kimenetén $+AU_{be}$ ugrás jelenik meg, ezt a kondenzátor átviszi, és így C jobb oldali végén pontosan $+AU_{be}$ szint jelenik meg, hiszen az ugrás itt 0 V-hoz képest történik. A kimeneti-szűrő kondenzátorra megfelelő idő eltelté után a csúcsfeszültségre, azaz $+AU_{be}$ egyenfeszültségre töltődik fel /más megoldásokban középpértéket képez/.

A bemutatott megoldás hátránya, hogy a bemeneti chopper legkisebb hibája is /átmeneti ellenállás, maradék áram, jel

leosztódás, stb./ felerősödve nagy hibát okoz a kimeneti feszültségen. Korszerűbb és célszerűbb megoldás, ha a bemeneti choppert a visszacsatoló hurokba helyezzük, és csak azt bizzuk rá, hogy figyelje; a két bemeneti pont között van-e bármily kis hibafeszültség, vagy nincs. Az elvi vázlatot a 6.33. ábra mutatja: a visszacsatolás R_1 -gyel és R_2 -vel a teljes rendszert át-



6.34. ábra

6.33. ábra

fogja. Az AC erősítő nyitott hurokkal a lehető legnagyobb erősítéssel hiba-erősítőként működik; akkora jelet ad a szinkron egyenirányítónak ill. a szűrőkondenzátorának, hogy a kimenet R_1-R_2 által leosztott visszacsatolt feszültsége / U_{VCS} / a lehető legnagyobb pontossággal egyenlő legyen a bemeneti jelfeszültséggel / U_{be} /:

$$U_{ki} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = U_{VCS} = U_{be}$$

tehát:

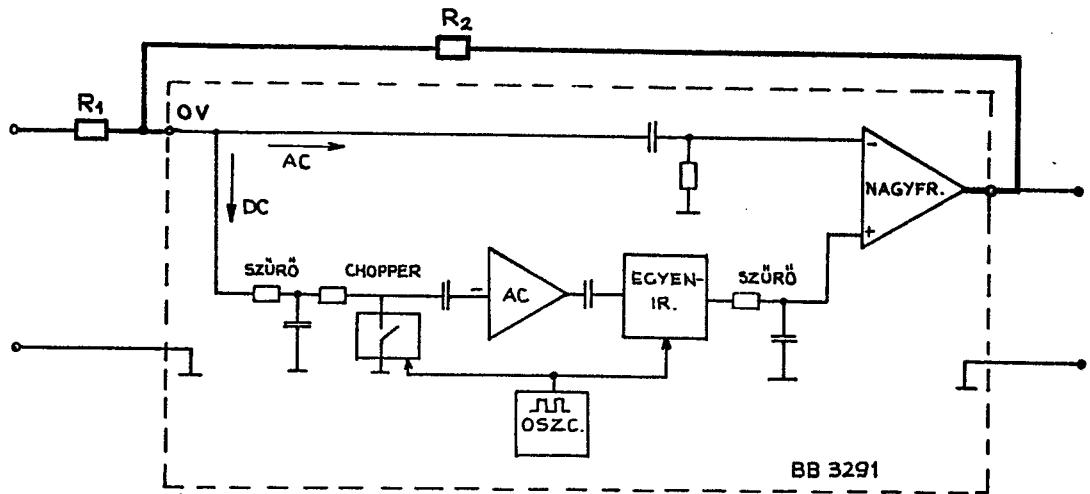
$$\frac{U_{ki}}{U_{be}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

A működés egyezik a neminvertáló visszacsatolt műveleti erősítő működésével, csak most a DC erősítő invertáló ill. neminvertáló bemenete helyett a chopper kapcsoló két állásának megfele-

16 pontok adják a két bemenetet. A rendszer most arra törekszik, hogy a chopper kimenetén, vagyis a végtelen erősítésű AC erősítő bemenetén 0 V legyen a hibajel. Mivel a bemeneti kapcsolónak csak a két bemenet jele közötti egyenlőséget illetve minimális különbséget kell indikálnia, a rendszer pontossága alapvetően nem rajta műlik /hanem a külső R_1 és R_2 ellenálláson/. A chopper természetesen nem mechanikus, hanem félvezető rendszerint MOSFET-es. Mivel a 6.33. ábra chopper-éhez 2 db tranzisztorra van szükség /de mivel csak úgyis null-indikálásra szolgál/ egy egyszerűsített, egy-kapcsolós megoldást szokás használni /6.34. ábra/: egyik ütemben a $/+/-$ bemenet jele jut tovább, másik ütemben rövidrezáródik a $/+/-$ és a $/-/-$ bemenet. Ha a két bemenet feszültsége a visszacsatolásnak köszönhetően egyenlő, akkor nem keletkezik négyszögjel, ha nem egyenlő, akkor a kapcsoló ki és bekapcsolt állásakor eltérő /hiba/ feszültség keletkezik. A kapcsolást értelemszerűen invertálóként is fel lehet építeni. A chopperes erősítők hátránya, hogy csak DC és lassan változó jelek erősítésére alkalmasak, vagyis kicsi a határfrekvenciájuk, mivel a kimeneti jel kHz körüli frekvenciájú négyszögjelből, szűréssel áll elő. Az aluláteresztő szűrőnek alacsony törésponti frekvenciájának kell lennie azért, hogy U_{ki} ne tartalmazzon a szaggatásból származó váltakozó komponenseket, amivel egyszersmind korlátozza az erősíthető jelfrekvenciát is /néhány Hz, néhány 10 Hz-re/.

A chopper-stabilizált /chopper-stabilized/ erősítő lényegesen nagyobb határfrekvenciájú, javított változat, ma szinte kizárolag ezt használják. Ebben egy nagy határfrekvenciájú és kiszajú műveleti erősítő működik, amelynek DC tulajdonságai szükségszerűen nem jók. A kis ofszetet és driftet egy szaggatós segéderősítővel biztosítják, amely "figyeli" a "jó" erősítő bemeneti ofszet feszültségét, és a lehető leg pontosabban / μ V/ zérrusra szabályozza. Az invertáló alapváltozatot a 6.35. ábrán

láthatjuk /a szaggatott vonallal jelölt rész maga az erősítő, R_1 és R_2 a külső visszacsatoló ellenállások/. A szélessávú műveleti erősítő RC csatolással kapcsolódik a bemenetre, tehát csak a bemeneti jel AC komponenseit erősíti. Ahhoz, hogy a

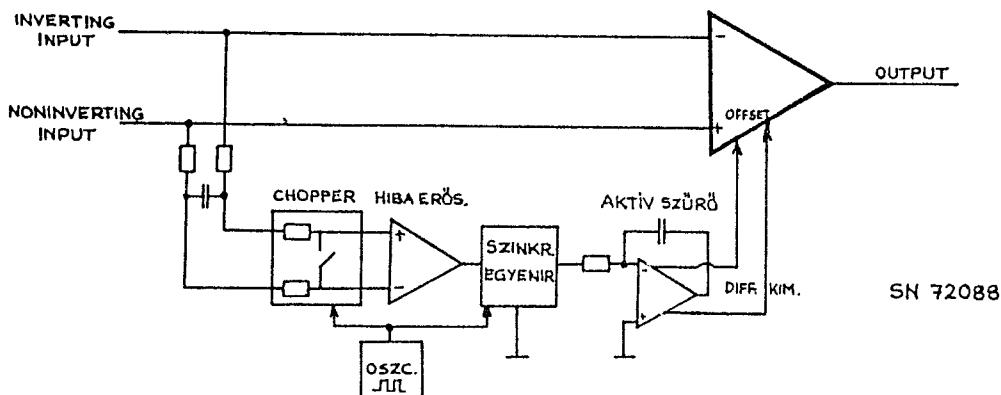


6.35. ábra

teljes kapcsolás ofszet hibája zérus legyen, azaz a DC átvitel is precíz legyen az kell, hogy a virtuális földpont, R_1 és R_2 találkozási pontja nagyon pontosan 0 V DC-n legyen. Ezt figyeli az elvileg végtelen erősítésű DC-ág. A bemeneti pont AC komponenseit szűrjük, majd a már ismert chopperes erősítő láncjal felerősítjük a DC hibajelet és ezt vezetjük a szélessávú erősítő neminvertáló bemenetéhez /a DC-ág erősítése negatív/, ami-vel úgy helyesbítjük kimeneti DC feszültségét, hogy végeredményben a visszacsatolt rendszer virtuális nulla-pontja valóban nagy pontossággal 0 V-on legyen. Ezzel végülis elérünk, hogy a kombinált kapcsolás DC-re is nagyon precíz, extrém kis jelek erősítésére is alkalmas, de amellett szélessávú is, vagyis elmentmondó követelményeket teljesítünk egyetlen egységgel. A 6.35. ábrán bemutatott kapcsolást egyesíti magában pl. a BURR-BROWN 3291-es erősítő-modulja, amelynek ofszet feszültsége

/külső nullázás nélkül max. $20 \mu\text{V}$!, driftje $0,1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$!, az ofszet feszültség időbeni változása $1 \mu\text{V}/\text{hónap}$, bemeneti max. árama 50 pA , driftje $0,5 \text{ pA}/^\circ\text{C}$! - miközben egységnyi erősítés-hez tartozó sávszélessége 3 MHz !, slew-rate-je $6 \text{ V}/\mu\text{s}$!.

Nem szükségszerű egyébként, hogy a chopperes DC hibaerősítő a szélessávú műveleti erősítő neminvertáló bemenetét vezérelje, oda "avatkozzon be", mert ily módon csak invertáló konfigurációt hozhatunk létre külső visszacsatolással. Ha az "AC-csatornát" a 6.33. ábra szerinti differenciál-bemenetűre képezzük ki, és ezzel a szimmetrikus bemenettel a szélessávú műveleti erősítő két bemenete közötti hiba-egyenfeszültséget erősítjük, akkor tetszés szerinti kapcsolásban működtethetjük a chopper-stabilizált erősítő egységet. A tömbvázlat a 6.36. ábra szerinti le-



6.36. ábra

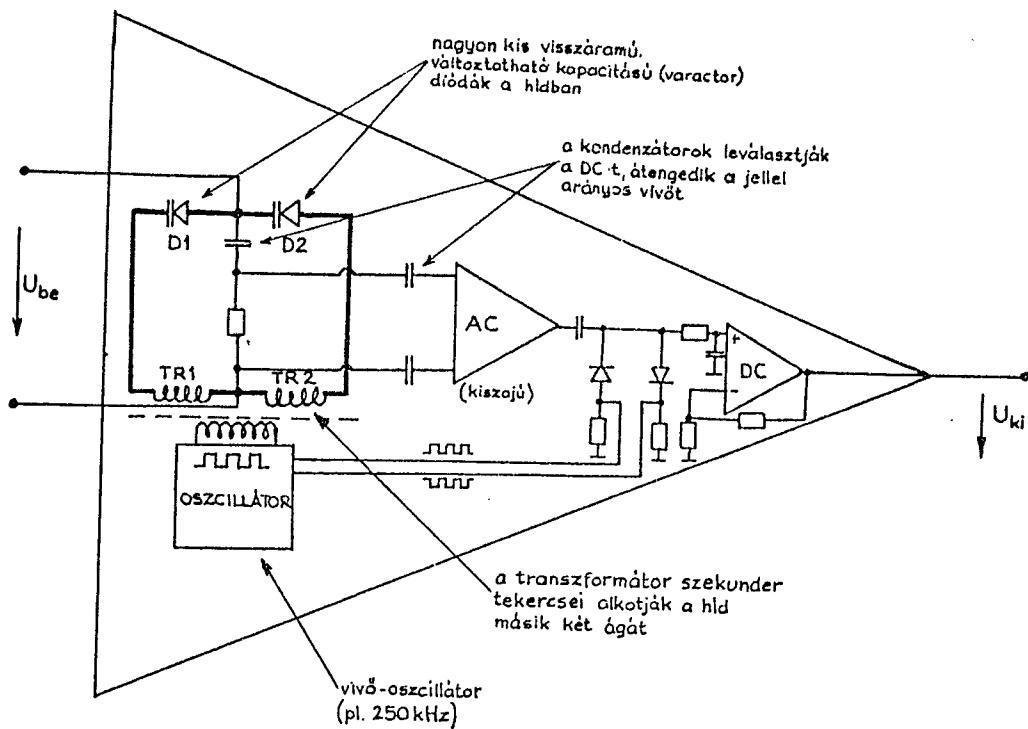
het: a két bemenet közötti DC hibafeszültséget szaggatás, erősítés és egyenirányítás után aktív szűrővel szűrjük, de az aktív szűrő erősítőjének szimmetrikus áramgenerátoros kimenete is van, amelyet a szélessávú erősítő nullázására használunk fel. Ez a nullázás hasonló a műveleti erősítők szokásos külső ofszet állításához, a bemeneti fokozat áram-egyensúlyát befolyásolja. A hibaerősítő rendszer arra törekszik, hogy a fő-

erősítő ofszet feszültsége minden körülmények között nagy pontossággal 0 V legyen. Ezt az elrendezést - egyetlen műveleti erősítőként kezelve - tetszés szerinti invertáló, nem invertáló, követő, differencia-erősítő, stb. kapcsolásban működtethetjük. Az egyetlen erősítőként való kezelés annál is inkább lehetséges, mert a kapcsolást nem szükséges /általában nem is érdemes/ elemenként felépítenünk, az egész egységet modul formában /pl. BB 3354: ofszet 30 uV, drift 0,1 uV/ $^{\circ}$ C / készen megkaphatjuk, de gyártanak már monolitikus chopper-stabilizált erősítőket is /pl. TEXAS SN 72088, ennek egyszerűsített vázlatát rajzoltuk fel a 6.36. ábrán: az aktív szűrő és a bemeneti szűrő elemeit kell csak külső alkatrészként csatlakoztatnunk - legfőbb jellemzők: 0,6...1 uV/ $^{\circ}$ C drift, és 25 V/us slew-rate!/.

A fent ismertetett elvet elterjedten alkalmazzák az erősítőtechnikában sokszor a szélessávú, nagyfrekvenciás erősítők munkapont-stabilizálására is. Példa erre sok oszcilloszkóp bemeneti erősítője /Philips, HP/, ahol fontos a precíz DC átvitel is /ezen múlik a null-vonal helyzetének stabilitása/, ugyanakkor több 100 MHz-ig egyenletes frekvenciamenet szükséges /az ilyen oszcilloszkóp null-vonala a bekapcsolás után közvetlenül és hosszú, több órás üzemelés után is pontosan ugyanott marad, nem kell kézzel időszakosan korrigálnunk/.

Másik szélsőséges eset, amikor extrém kis áramokat mérünk illetve engedünk meg az erősítő bemenetén /erről szó esett az 5.5.4. pontban a "galvanométer kapcsolás" tárgyalásakor: pl. láng figyelő, pH-mérő, sugárzás detektorok, szigetelési ellenállás mérő, stb., de ide tartozik a hosszú idejű integrátor, lassú differenciáló, tartó, fotoelektronoszorozó erősítőjeként való alkalmazás is, stb./. Az ilyen extrém kis bemeneti áramú erősítőket elektrométer erősítőknek szokás nevezni /a katalógusokban nagyon gyakran ilyen címszó alatt szerepelnek/. Azt is említettük, hogy ezek az erősítők általában modul kivi-

telben kaphatók egészen speciális áramköri felépítéssel és olyan jó villamos jellemzőkkel, amelyeket "diszkrét elemes", külön alkatrészektől összeállított kapcsolással nem tudnánk elérni. Ezidő szerint a legkisebb bemeneti áramot, a legjobb ofszet jellemzőket és a legnagyobb bemeneti ellenállást a Varactor dióda-hidas műveleti erősítővel /Varactor Bridge Operational Amplifier-rel/ érik el. Alapjában véve ez is chopperes változat, csak éppen nem ki-be kapcsoló MOSFET-eket alkalmaznak a bemenetén, mert még ezek maradékárama is nagynak számít az extrém követelményekhez /és a kapcsolókat vezérlő négyszögjelből is egy egészen kevés a bemenetre jut, ami itt már feltétlenül zavaró/. A varactor-hidas erősítő működésének lényege az, hogy a bemeneten feszültséggel változtatható kapacitású diódákat tartalmazó kiegyenlített híd van, amelyet egy $n \cdot 10 \text{ kHz} \dots n \cdot 100 \text{ kHz}$ frekvenciájú vivőoszcillátor táplál /6.37. ábra/. Zérus bemeneti



6.37. ábra

feszültségnél a /D1-D2 ill. TR1-TR2-ból álló/ híd kiegyenlített. Vezérléskor, a legkisebb U_{be} hatására ellenkező irányban megváltozik a diódák kapacitása, így megszűnik az egyensúlyi állapot, és kis amplitudójú vivő-négyszögjel kerül a híd-kimenetre. Ezt a négyszögjelet - amelynek amplitudója kis kivezérlésnél arányos U_{be} -vel - egy nagy erősítésű, kiszajú AC erősítő erősíti, majd egyenirányítás következik. Ez egy fázisérzékeny szinkron-egyenirányítóval történik annak érdekében, hogy előjelhegyes DC feszültséget kapjunk. Szűrés után tovább erősítik a DC jelet egy nagyerősítésű normál műveleti erősítővel, úgy, hogy végülis legalább kb. 100000 -szeres nyílthurkú erősítést érjenek el. A bemeneti varactor diódák - minthogy zérus előfeszüjtéssel működnek - nagyon kis /elvileg zérus/ maradékáramot vezetnek el a bemeneti kapcsokról, ennek köszönhető az extrém kis bemeneti /bias/ áram, legalábbis azon a bemeneten, amelyen a diódák vannak. A másik bemenet árama a vivőt betápláló transzformátor szigetelésén múlik, itt általában nagyobb áram folyhat. Éppen emiatt gyártanak külön invertáló és neminvertáló varactor dióda-hidas erősítőket. Tájékozódás céljából célszerű áttekintenünk az AD 310K /invertáló célra készült/ és az AD 311K /neminvertáló célra készült/ elektrométer modul néhány jellemző adatát:

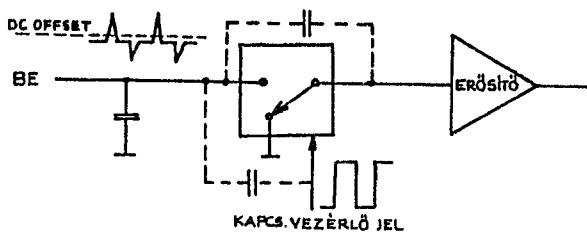
AD 310K AD 311K

Nyílthurkú erősítés /2 kohm terheléssel/:	min 10 ⁵
Kimeneti max. feszültség és áram:	± 10 V ± 1 mA
Bemeneti áram /bias current/	
az invertáló bem.-en:	± 10 fA* ^{max} ± 1 nA max
a neminvertálón:	± 1 nA max ± 10 fA* ^{max}
hőfüggése:	$\times 2/+7^{\circ}\text{C}$
Bemeneti öfszet fesz. kezdeti értéke;	± 10 mV max
külső potenciométerrel:	nullázható
hőfüggése:	± 10 $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$
időfüggése /időbeni változása/:	± 100 $\mu\text{V}/\text{hónap}$
Bemeneti zaj feszültség:	10 μV p-p
áram:	1 fA _{p-p}
Frekvencia átvitel /egységes erősítés,	2 kHz
kis jelre/:	7 Hz min
teljes kivezérlés határa:	
* 1 fA /femtoamper/ = 10^{-15} A	

Természetes, hogy amennyiben ki akarjuk használni az erősítő kis bemeni árama által nyújtott lehetőségeket, a bemenet szigetelésére és általában az egész mechanikai elrendezésre különösen nagy gondot kell fordítanunk /a gyár a modulhoz foglaltat - pl. AC 1017 - és árnyékoló szerelvénnyt - pl. AC 1118 - is ajánl, és a katalógusban elrendezési rajzot is közöl/.

A chopperes és chopper-stabilizált erősítőkkel kapcsolatban felmerülhet a kérdés: adott feladathoz, pl. valamely mérrőtalakító kis jelének erősítéséhez, digitális feszültségmérő, vagy jelfeldolgozó berendezés bemeneti jelének erősítéséhez - amihez, igen jó DC /főleg ofszet/ jellemzőkre van szükség - autozéró áramkörrel ellátott, vagy chopper-stabilizált erősítőt alkalmazzunk? Ez utóbbi jellemzői olyan jók lehetnek, hogy felvehetik a versenyt bármelyik autozéró rendszerrel, és egyszerűbbek is /mivel monolitikus változatok is kaphatók/. Az összehasonlításnál több tényezőt kell figyelembe vennünk:

- A chopperes erősítő is az autozéróval ellátott erősítők egy fajtájának fogható fel, a lényeges különbség az, hogy a chopper-frekvencia több kHz, míg az autozérót a szakaszos üzemű rendszerekben alkalmazva minden mintavétel /mérés/ között egyszer hajtjuk csak végre, vagyis másodpercenként néhányszor, esetleg még ritkábban.
- Számolnunk kell azzal, hogy minden rendszerben a bemeneten lévő /elektronikus/ kapcsoló a ki-be kapcsolást vezérlő nagyszintű ugrásjelből ill. négyszögjelből a belső parazita kapacitásain keresztül egy egészen kis hárnyadot a jel bemenetre juttat. Ha a jelgenerátor impedanciája nagy, akkor ezek a tüskék már észrevehetőkké válnak, és amennyiben /mivel félvezető kapcsolókról van szó/ a pozitív és negatív tüskék nem egyformák, a bemeneten a zérustól eltérő középérték miatt DC ofszet keletkezik /6.38. ábra/, ami komoly hibát okozhat /és hőmérsékletfüggő is/. Ebből a szempontból



6.38. ábra

az autozéró rendszer kedvezőbb, hiszen itt tranzisztorek ritkábban lépnek fel /a mérést úgysem a jelre kapcsolás pillanatában kezdjük el általában, hanem a tranzisztorok "lecsillapodása" után/, a DC eltolódás itt gyakorlatilag észrevehetetlen. A

chopperes változatokban a kHz-es frekvencia miatt minden-képpen keletkezik ofszet, amit legtöbbször trimmer-kondenzátorok elhelyezésével és beállításával minimalizálunk.

- Vannak alkalmazások, ahol az autozéró nem jöhét számításba, mert folyamatos, analóg működésre van szükség /hosszú idejű integrátor, analóg memória, chopper-stabilizált szélessávú - pl. oszcilloszkóp - erősítők, stb./. Az autozéró az erősítő hosszúidejű nullázására alkalmatlan, mert hosszú idő alatt az ofszet már mindenkorban megváltozik.

Összefoglalva: a mintavételeles /digitális/ rendszerekben, digitális feszültségmérőkben az autozéró megoldások a kedvezőbbek, analóg működésű rendszerekben a chopper-stabilizált változat alkalmazására kényszerülünk. Mindenesetre megfontolandó az a gondolat, hogy ha valamely rendszer felépítésekor olyan követelmény adódik, hogy még pl. 0,1 $\mu\text{V}/{}^\circ\text{C}$ -nál is kisebb driftre van szükségünk, akkor lehet, hogy a rendszert inkább más elven kell felépítenünk /esetleg a mérőátlakítót, érzékelőt is bele kell vonni az autozéró rendszerbe; pl. egy mérőhíd táplálását az autozéró alatt lekapcsoljuk és ezalatt nullázzuk a rendszert/. Többek között arra is gondolnunk kell, hogy egy forrasztási helyen vagy csatlakozási ponton fellépő kontakt ill. termopotenciál 0,1 $\mu\text{V}/{}^\circ\text{C}$ -nál sokkal nagyobb driftet okozhat.

6.2. Csatlakozás a jelforráshoz

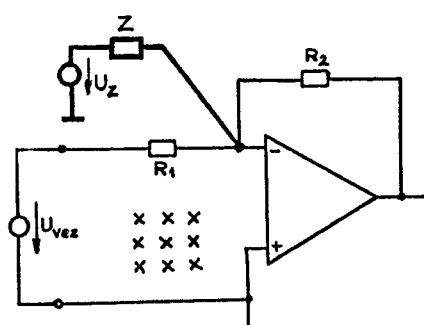
Az eddigiekben az alkalmazási példák tárgyalásakor többször említettük, hogy a jelvezetés, árnyékolás, földelés átgondolt kialakítása legalább annyira fontos, mint az áramköri kapcsolás megtervezése. Hiába a legjobb erősítő, legfontosabb ellenállás, stb., ha egy rosszul vezetett meleg-vezeték ill. földvezeték akár egy rossz nyomtatási elrendezés nagyságrendekkel lerontja a várt pontosságot. Nem véletlen, hogy egyes áramkörök kapcsolási rajzán az árnyékolás bekötését, a földelés elrendezését is megrajzoltuk, enélkül még a működés sem tisztátható /instrumentation erősítők, izolációs erősítők, stb./. Ezzel a fejezettel az a célunk, hogy néhány tipikus példán bemutatva érhetővé tegyük azt, hogy egyáltalán milyen jellegű problémák merülhetnek fel, és hogy ezekre melyek a leggyakoribb megoldások. Azt természetesen nem igérhetjük, hogy egységes szabály-gyűjteményt adunk az olvasó kezébe, amelyben minden alkalmazási esetre megtalálja a választ, csupán az alapelvek megértéséhez szeretnénk hozzájárulni.

6.2.1. Zavarok és zajok bejutása a bemeneti körbe

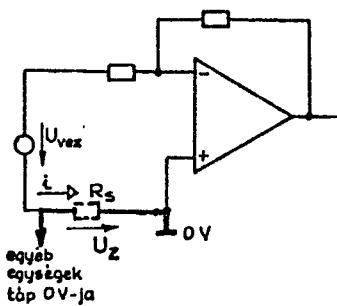
A legtöbb esetben, még ha az erősítendő jel nem kis szintű, akkor is akár az egyszerű invertáló vagy neminvertáló erősítő, feszültség-áram, áram-feszültség konverter, mérőkapcsolások, stb. működését megzavarhatja az olyan idegen forrásból származó jel, amely induktív, kapacitív csatolás, vagy akár "ohmos" átvezetés útján kerül az erősítő bemenetére. A zavaró jel leg-

többször a hálózati 50 Hz-ból származik, de lehet nagyfrekven- ciás eredetű /rádió, TV adók jele/, vagy -.különösen "zajos" ipari környezetben - impulzus zaj, amely különböző nagytelje- sítményü egységek ki-be kapcsolásakor, elektromechanikai készü- lékek működtetésekor keletkezik, és végül lehet DC is pl. az áramkör nem szerencsés nyomtatott huzalozása miatti átvezetés- ből. A zavarjelek annál inkább észrevehetők és annál nagyobb hibát okozhatnak, minél nagyobbak az áramkörben lévő impedan- ciák és minél nagyobb az erősítés.

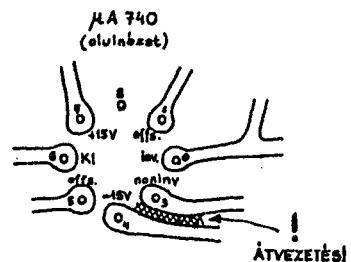
Egy invertáló erősítő műveleti erősítőjének bemenete vagyis virtuális nulla pontja - ha pl. az erősítő FET-bemenetű és na- gyok a visszacsatoló impedanciák - "érzékeny" az odakerülő za- varjelre /6.39. ábra/. Azt, hogy a kimeneten mekkora zavaró



6.39. ábra



6.40. ábra



6.41. ábra

komponens jelenik meg, adott áramkörben, a zavarjelet az erősítő bemenetre csatoló Z impedancia határozza meg:

$$U_{kiZ} = - U_Z \frac{R_2}{Z}$$

Cél, hogy a zavarjel generátor belső impedanciája /amely leg- többször kapacitív/ minél nagyobb legyen - ezt természetesen megfelelő árnyékolással érhettük el. Bejuthat azonban a zavar-

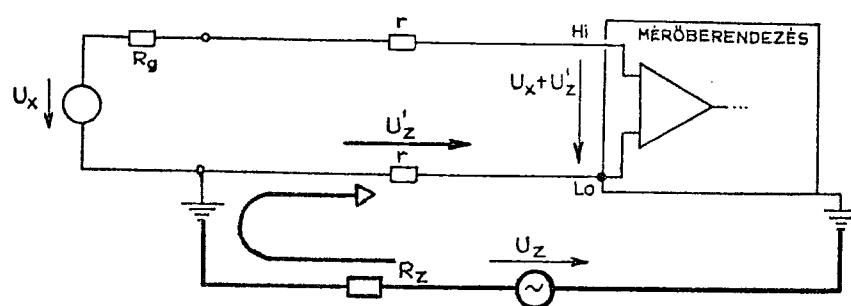
jel induktív csatolás útján is: a 6.39. ábrára tekintve belátható, hogy a vezérlő generátor, R_1 , a földvezeték és az erősítő bemenet a rajznak megfelelően egy huroknak, azaz egymenetű transzformátor-tekercsnek tekinthető. Ha a hurok által közrefogott felületen mágneses térből származó mágneses indukció vonalak haladnak keresztül /pl. az ábrán a papír síkjára merőlegesen/, és \vec{B} időben változik /pl. 50 Hz-cel, a készülékben lévő hálózati transzformátor szórása miatt/, akkor ez feszültséget indukál, amely U_{vez} -zel soros jelnek tekinthető, és felerősödve megjelenik a kimeneten.

Még az 5.1.4. pontban szó volt arról a gyakori huzalozási hibáról, amikor a földvezetéket /nyák-fóliát/ ekvipotenciálisnak tekintjük és ugyanazon a darabon vezetjük a vezérlő generátor földjét, amelyen /esetleg nagy fogyasztású/ egyéb egységek táp 0 V-jának árama is áthalad /6.40. ábra/. Emiatt a földvezeték R_S ellenállásán tekintélyes soros zavarjel jöhет létre, amely esetleg nagyobb, mint az eredeti vezérlőjel /részletesen lásd az említett pontban!/. Az ilyen jellegű hibákat csak megfelelő, átgondolt /nyomtatott/ huzalozással lehet kiküszöbölni; nem elég tehát csak a kapcsolási rajzot megtervezni, részt kell vennünk a huzalozás tervezésében, illetve a tervezőnek megfelelő instrukciókat kell adnunk, a tervezés folyamatát figyelemmel kell kísérnünk, az eredményt ebből a szempontból ellenőriznünk kell!

FET-bemenetű és nagyon kis bemeneti áramú erősítők működését sokszor nagymértékben lerontja az a gyakori, a nyomtatott huzalozás tervezésében elkövetett hiba, hogy az IC valamelyik tápfóliáját a bemenettől túlzottan kis távolságra vezetjük el, és emiatt /mivel a tápfeszültség általában ± 15 V, vagyis a bemeneti feszültséghez képest igen nagy!/ olyan nagy átvezetési áram lép fel, amely többszörösen felülmúlja az eredeti bemeneti áramot vagyis igen nagy DC "zavarjel" kelektkezik. A 6.41.

ábrán egy 740-es erősítő áramkörének hibás nyomtatott huzalozása látható: mivel az IC neminvertáló bemenete és negatív tápfeszültsége a 3-as ill. 4-es, tehát egymás melletti lábhoz van kivezetve, a fóliák, ha nem ügyelünk rá, közel kerülnek egymáshoz. Az idők folyamán /esetleg már a gyártás során/ a két fólia közötti vékony szigetelő zónára szennyeződések rakódnak, amelyek nedvességet szívnak fel, és márás létrejön az átvezetés a bemenet és a - 15 V között. Extrém kis bemeneti áramú, nagy bemeneti ellenállású erősítők, elektrométer erősítők huzalozását különös gonddal kell megtervezni. Szélső esetben még a nyomtatott áramköri lemez szigetelése sem megfelelő, ezért külön /rendszerint teflon/ tartóba, foglalatba kell helyeznünk az erősítőt és közvetlen huzalozással kell a melegpontokra csatlakoznunk. Az "alap" erősítők bemeneti hibaáram védelméről, valamint az AC zavarjelek ellen védő árnyékolás létrehozásának lehetőségeiről a következő pontban lesz szó.

Külön problémát okoz a nagypontosságú, kis jelet feldolgozó rendszerek /mérőrendszerek; digitális feszültségmérők, stb./ esetében az illető készülék bemenete és a jelforrás /mérőátalakító/ összekötésekor fellépő zavarjel, amely - ha nem figyelemünk rá kellő gonddal - az egész rendszer működését, pontosságát lényegesen ronthatja. Ez a jelföldeléssel kapcsolatos kérdés az, amit az elektronikában nagyon sokszor elhanyagolnak, nem szívesen foglalkoznak vele, pedig ez a műszerezésben, auto-



6.42. ábra

matizálásban sokszor kulcsfontosságú. A 6.42. ábra alapján megérhetjük a lényeget. Egyszerűbb esetben

/amikor azt gondoljuk, hogy így egyszerűbb és megfelelő/ a jellet erősítő egységet tartalmazó készülék /nevezzük "mérőberendezésnek"/ egyik, hideg /Lo/ bemeneti vezetékét saját fémházához kötjük. Ennek a fémháznak természetesen életvédelmi okokból a megfelelő védőföldhöz kell csatlakoznia. Ugyanekkor a rendszer más helyén az U_x mérőrendő, feldolgozandó feszültséget adó mérőátalakító is jól-rosszul, egyik végén az ottani földhöz van kötve. A két föld potenciálja szükségképpen nem azonos a földben és a földelő vezetékeken folyó áramok miatt. A potenciálkülönbséget U_z zavarjelfeszültségű és R_z - általában nagyon kis belső ellenállású - generátor hozza létre a helyettesítő képben / U_z esetenként meglehetősen nagy lehet, minthogy javarészben az 50 Hz-es hálózatból származik, de tartalmazhat DC valamint nagyfrekvenciás komponenseket is/. Mint az ábrán láthatjuk, a zavarjel generátor áramköre az egyik bemenet földelése miatt a "hideg" jelvezetéken keresztül záródik, és ennek r el- lenállásán az eredeti U_z zajfeszültségből leosztott

$$U_z' = \frac{r}{r + R_z} U_z$$

zajfeszültség lép fel. Ez a feszültség sorosan iktatódik a bemeneti körbe és az erősítendő U_x -hez hozzáadódik, így a mérőberendezés bemenetére

$$U_x + U_z'$$

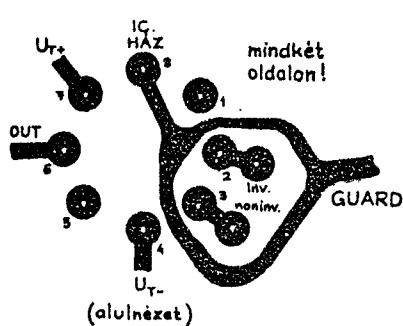
hibás feszültség jut. Mivel a földelés R_z belső ellenállása nagyon kicsi és U_z' viszonylag nagy, a hozzávezetésen létrejövő U_z' a hasznos jelnél sokkal nagyobb is lehet /esetleg túl is vezérelheti a bemenetet/, tehát igen nagy mérési hibát okozhat. Kézenfekvőnek látszik az a megoldás, hogy a mérőátalakítót ne földeljük le, így a föld-áramkör nem záródhat, de ezzel sem lehet lényeges javulást elérni. Ekkor ugyanis nem a két föld kö-

zötti feszültség, hanem rossz esetben a teljes 220 V tekinthető U_Z -nek. Az R_Z ugyan most sokkal nagyobb, de végülis U'_Z nem csökken le olyan mértékben, hogy a végkitérésben mV - tehát felbontásban uV - nagyságrendű hasznos jelhez képest elhangolható legyen, nem beszélve arról, hogy sokszor a mérőátalakítót sem lehet földfüggetlenre készíteni. A soros zavarójel kiiktatása csak a földelést és árnyékolást megoldó megfelelő zavarvédelmi /guard/ rendszerrel valósítható meg.

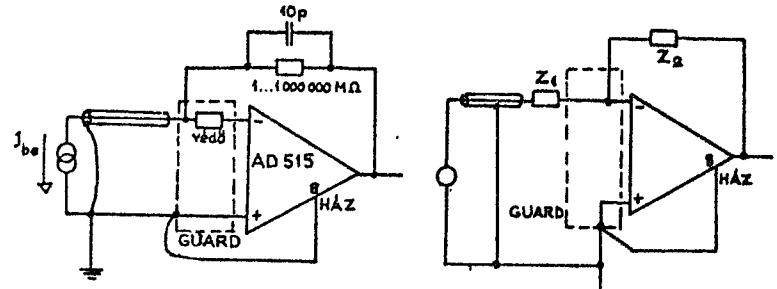
6.2.2. Földelés, árnyékolás, guard rendszer

Az előző pontban megállapítottuk, hogy az egyszerű, egy erősítőt tartalmazó alapáramköröket árnyékolással, megfelelő elválasztással kell védenünk annak érdekében, hogy a zavaró AC és DC jelek minél kevésbé vezéreljék az erősítő bemenetét.

A kis bemeneti áramú, nagy impedanciák között működő erősítők bemenetét megfelelő, gondos nyomtatott áramköri huzalozással kell védenünk a /főleg a tápforrásból eredő/ átvezetési DC áramoktól, A 6.41. ábra rossz huzalozást bemutató példáján okulva tudjuk, hogy a káros átvezetés úgy kerülhető el, hogy a tápvezető fóliát a bemenetektől a lehető legnagyobb távolságra vezetjük. Nagyobb precízitású, igen kis áramot erősítő kapcsolások esetében ez sem megnyugtató: a nagyobb távolság nem oldja meg biztosan a nagyfokú szigetelést. Ezért a gyári javaslat alapján olyan védő nyomtatott huzalozást célszerű kialakítanunk, amellyel a működő /jel-/ bemenet körüli szigetelő zóna potenciálját a bemenettel azonos potenciálra "utánhúzzuk" lehetőleg minél precizebben, minél kisebb impedanciával egy megfelelően elhelyezett, a bemeneteket körülvevő fólia segítségével. Példát erre a 6.43. ábrán láthatunk, amely az AD 515-ös erősítőhöz javasolt nyomtatási rajzot mutatja /en-



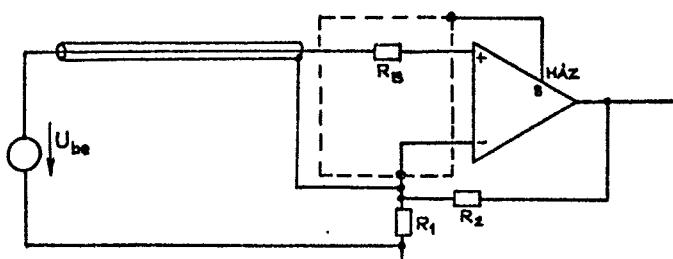
6.43. ábra



6.44. ábra

6.45. ábra

nél a típusnál az IC fémháza nincs belül a negatív táphoz kötve, hanem független, és maga a tok is árnyékolásként használható/. A bemeneteket egy GUARD gyűrűvel vesszük körül /a nyomtatott lemez minden oldalán/, amelyet a bemenetekkel azonos potenciálra kötünk, természetesen az áramkör valamely kisimpedanciás pontjára csatlakozva. Például, ha precíz áram-feszültség átalakítóról van szó, akkor /mivel a neminvertáló bemenet földpotenciálon, az invertáló virtuális földpotenciálon van/, a GUARD-gyűrűt és az IC tokot is a jelföldre kötjük. Igy a bemenetek körüli szigetelő részen nincs potenciálkülönbség, a teljes zóna a bemenetekkel ekvipotenciális, ezért nem folyik parazita áram /6.44. ábra/. Hasonlóan járunk el az invertáló erősítő esetében: a bemeneti GUARD-ot itt is 0 V-ra kötjük /de ugyanezt tesszük minden invertáló jellegű kapcsolásban pl. integrátorban, összegezőben, stb. - 6.45. ábra/. Az ekvipotenciális utánhúzás elvét követjük a neminvertáló, nagy bemeneti ellenállású erősítők esetében is: mivel most minden bemenet az erősítendő jellel azonos potenciálon lebeg, erre a potenciálra kell kötnünk a GUARD-ot is /lehetőleg kisimpedanciás forrásról meghajtva/. Mivel $R_1 = R_2$ visszacsatoló osztó általában



6.46. ábra

tekinthetjük, így ehhez köthetjük a GUARD-ot, ezzel lehet utáhnúzni a bemenetek körüli területet és az IC tokot is /6.46. ábra/.

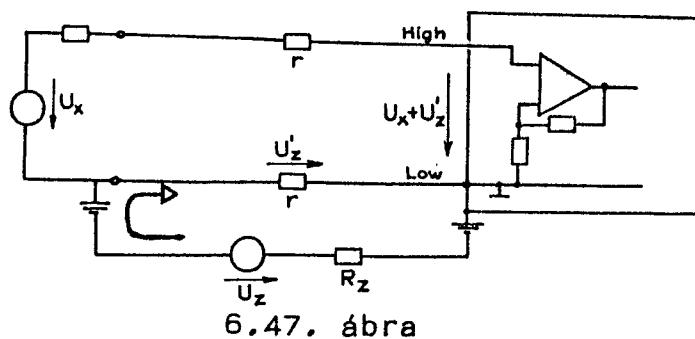
Általános szabály, hogy a jelgenerátort a lehető legrövidebb huzallal kell összekötnünk az erősítővel azért, hogy a jelvezetékre minél kevesebb zaj kerüljön. Legjobb megoldás, ha az erősítő közvetlenül a jelforrás mellett van, akár azzal közös tokban; akkor csak a nagyszintű kimeneti jelet kell elvezetnünk /és a táphozzávezetésről gondoskodnunk/, amivel a zavarérzékenység nagymértékben lecsökkenthető. Ha ez nem tehető meg, akkor a "meleg" jelvezetéket árnyékolnunk kell. Aszimmetrikus invertáló elrendezésnél /6.45. ábra/ az árnyékolást földpotenciálra kell kötnünk, ami által tekintélyesen megnövedhet a bemeneti kapacitás /az árnyékolt huzal kapacitása nF nagyságrendű is lehet/, és ez a működést nagyon lelassíthatja /a bemeneti kapacitás sötöli a nagyobb frekvenciájú jelkomponenseket/. Aszimmetrikus, neminvertáló kapcsolásban szerencsesebb a helyzet: a bemeneti GUARD-ot az ismertetett módszerrel a bemeneti jellel azonos feszültségre kisimpedanciában utánhúzhatjuk, ugyanúgy utáhnúzhatjuk az IC tok potenciálját is, amivel a belső bemeneti kapacitást is nagymértékben lecsökkenthetjük /0,1 pF nagyságrendűre is/. Hasonlóképpen a jelvezeték árnyékolását is erre a pontra köthetjük /6.46. ábra/, amivel

kis ellenállásokból áll /illetve felépíthető kis ellenállásokból/, a neminvertáló bemenetre menő osztáspontot gyakorlatilag a bemeneti feszültséget szolgáltató feszültséggenerátornak

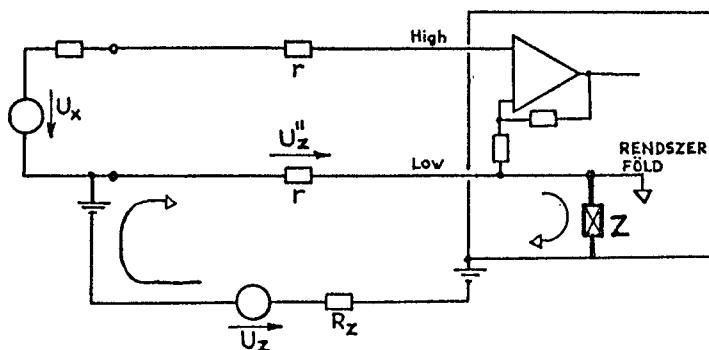
- minthogy a kábel belső vezetéke és az árnyékolás azonos potenciálú - a kábelkapacitás gyakorlatilag észrevehetetlenné csökken, miközben megvalósul a kellő zavarvédelem. /Meg kell jegyeznünk még, hogy hosszú kábel esetén kismértékű pozitív visszacsatolás keletkezhet, ami instabil működéshez vezet, ilyenkor a neminvertáló bemenet és a föld közé egy kis kapacitású kompenzált kondenzátort kell elhelyeznünk/.

Külön részletesen foglalkozunk kell azzal az előző pontban ismertetett esettel, amikor igen kis jeleket erősítünk nagy precizitással, és a forrást, valamint a mérőberendezést a rendszer különböző pontjain földeljük. Kérdés, milyen árnyékolási, födelési rendszerrel iktathatjuk ki a két föld között-

ti zavarjelből származó aszimmetrikus, soros zavarkomponenst /emlékeztetőül ismét felrajzoltuk az eredeti elrendezést a 6.47. ábrán/. A probléma alapvetően abból ered, hogy az egyik jelvezetéken nemcsak a jeláram folyik, hanem ezen keresztül záródik rövidre a két föld közötti feszültség is. Kézenfekvő megoldás: ha a vezérlő-generátor oldalon nem biztosítható a földfüggetlenség, akkor a "vevő-oldalon", a mérőkészülékben szigeteljük



6.47. ábra



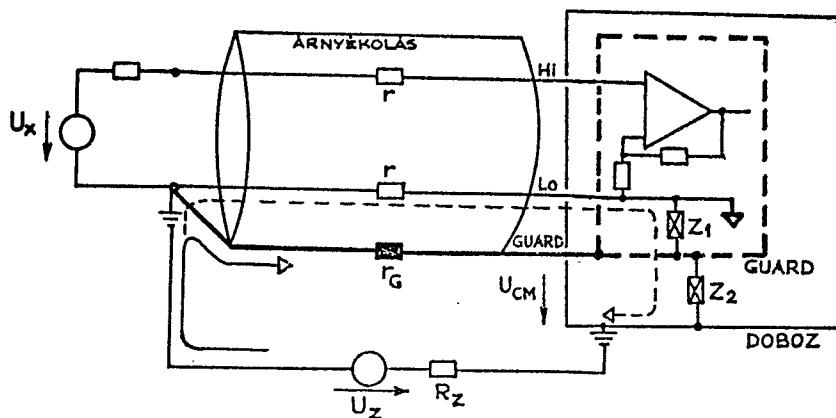
6.48. ábra

el a hideg bemenetet /Low/ az ottani földtől, vagyis a háztól /6.48. ábra/, függetlenítve ezzel a rendszer földként használt Low pontot a külső /doboz/ földtől. Ez jobb, mint az előző, eredeti elrendezés, de nem oldja meg teljesen a zavar kiiktatását. A mérőkészülék rendszer földje egyben összes áramkörének nulla pontja, a táp csatlakoztatási pontja, stb., amelynek /minthogy pl. az alkatrészek testje is ehhez van kötve/ a felülete meglehetősen nagy, így tetemes a kapacitása a dobozhoz képest. Hozzávéve ehhez az átvezetéseket, azt mondhatjuk, hogy a Low pont, vagyis a rendszer föld és a doboz között véges Z /főleg kapacitív/ impedancia van. Ezen keresztül a két föld közötti zavargenerátor árama mégiscsak záródhat. Igaz, hogy ez az áram most sokkal kisebb, de a Low-vezeték r ellenállásán mégis létrejön egy soros zavarjel komponens:

$$U_Z'' = \frac{r}{r + R_Z + Z} U_Z \approx \frac{r}{Z} U_Z$$

Ez jóval kisebb, mint a Low-vezeték földelése esetén fellépő U'_Z / $\approx U_Z \cdot \frac{r}{R_Z}$ /, de még mindig túl nagy ahhoz, hogy a pontosság biztosítható legyen.

A soros zavarjel bemenetre kerülését leginkább hatásosan a rendszer-földet és a műszerdobozt elválasztó GUARD-rendszerrel védhetjük ki. Ez egy belső árnyékoló rendszer, amelyik a bemeneti "érzékeny" áramköröket körülveszi, de a külső földelt doboztól teljes mértékben elszigetelt /"doboz a dobozban"/. A belső árnyékolás, a GUARD egy külön vezetékkal /amelynek a lehető legkisebb r_G ellenállásúnak kell lennie/ a vezérlő generátor földelt pontjára csatlakozik, vagyis innen kap "utánhúzást" /6.49. ábra/. Ezzel lényegében megszakítjuk, megosztjuk a rendszer-föld /Lo/ és a doboz közötti Z impedanciát /főleg annak döntő, kapacitív részét/. Most a rendszer-földből /Lo-ból/ kiinduló impedancia / Z_1 / a GUARD-on záródik, de ez az utánhú-



6.49. ábra

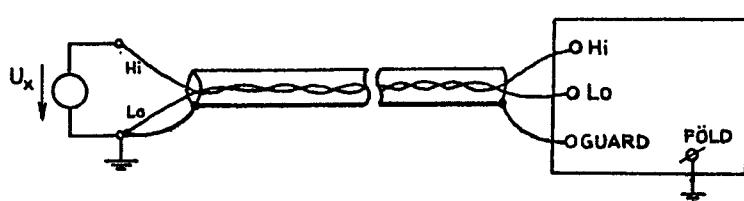
zás következtében a vezérlő generátor földjével és ezzel együtt a Lo ponttal gyakorlatilag ekvipotenciális! Emiatt a Lo vezeték r ellenállásán gyakorlatilag nem keletkezik soros zavarfeszültség /mivel csak egy egészen kis maradó áram folyik át rajta/. A zavar-áram nagy része r_G -n és Z_2 -ön folyik, ami természetesen szintén kicsi az eredeti /6.47. ábrán lévő/ minden oldalon földelt kapcsolásban folyóhoz képest. Végeredményben tehát a Hi és a Lo pont, illetve a teljes GUARD árnyékoláson belüli rendszer /erősítő, stb./ a vezérlő generátor földpotenciálján "lebeg", az "érzékeny" áramkörök velük azonos potenciálú árnyékoló dobozban vannak, a mérőkészülék földje, vagyis a doboz potenciálja nem gyakorol rájuk hatást. A műszerdoboz földjéhez képest a GUARD doboz a benne lévő elektronikával együtt gyakorlatilag U_z közös módusú feszültségen lebeg. A közös módusú feszültség pontos értéke:

$$U_{CM} = U_z \frac{Z_2}{r_G + R_z + Z_2} / \approx U_z /$$

Mivel a Hi és a Lo vezeték kisszintű jelet visz, a kellő zavarvédelem érdekében ezeket közös árnyékolással kell körül-

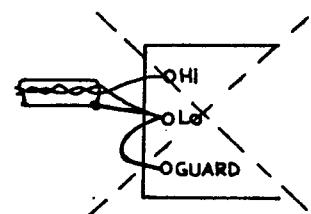
vennünk /6.49. ábra/, amit természetesen szintén GUARD potenciálra kötünk /legtöbbször maga az árnyékoló "harisnya" a generátor földjét és a mérőkészülék GUARD-ját összekötő kis ellenállású vezeték/. A szimmetria kedvéért /azért, hogy a mégis bekerülő zavarjelek közös módusúvá alakuljanak/ az árnyékoláson belül a Hi és Lo vezetéket egyforma ellenállásúra /r/ készítjük és egymáshoz közel, összecsavarva vezetjük. A GUARD-ot meghajthatjuk a jelből kiválasztott közös módusú feszültséggel is a 6.13. ábra szerint, ha instrumentation erősítőt használunk.

Összefoglalva; a GUARD-dal ellátott /guarded/ mérőkészüléken rendszerint három jelbemenetet találunk Hi, Lo és Guard felirattal. Ezt a méréndő forráshoz árnyékolt kábellel kell csatlakoztatnunk, és - ha precíz mérést szeretnénk végezni - mindig be kell tartanunk azt az alapszabályt, hogy a GUARD vezetéket a méréndő jelforrásnál kell összekötnünk annak hidegpontjával /6.50.a. ábra/. Sokszor kényelmi okokból "előre" össze-



a.

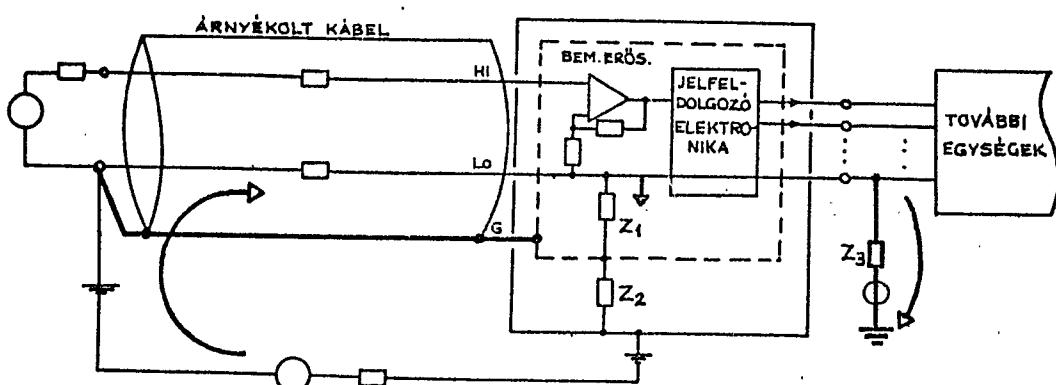
6.50. ábra



b.

szekötik a mérőkészülék bemeneténél a Lo és a Guard pontot, és ehhez kötik a vezeték árnyékolását /6.50.b. ábra/. Belátható, hogy ezzel hatástaranná válik a guard-rendszer, és az elrendezés a 6.48. ábra szerintire alakul vissza. A lényeget minden tisztán kell látnunk; a mérőkészülék belső árnyékolását a vezérlő generátor földpotenciáljára kell utánhúznunk, annak érdekében, hogy a Lo vezetéken ne folyjon olyan földáram, ami soros hibafeszültséget hozhatna létre.

Érdemes még néhány részletkérdéssel foglalkoznunk. Az első és legfontosabb: a 6.49. ábrán megrajzoltuk vázlatosan az áramkör GUARD-on belüli /in-guard/ részét, de nyilvánvaló - hacsak nem elektromechanikus műszerrel, vagy digitális kijelzővel végződik a rendszer - , hogy a mérőegységnak kimenete van ill. kimenetei vannak a további jelfeldolgozó egységekhez történő csatlakoztatáshoz. Ezek a további egységek /printer, vezérlő kalkulátor vagy számítógép/ egyik végükön földeltek. Amikor a kimenetre ilyen további egységet csatlakoztatunk, a rendszer földet, azaz a Lo pontot megintcsak /jól-rosszul/ leföldeljük. miáltal a nagy gonddal felépített guard-rendszer hatástalanítjuk /sőt esetleg újabb zavarjeleket viszünk be/, vagyis tulajdonképpen a 6.49. ábra Z_1 és Z_2 soros impedanciáit "durván" söntöljük egy Z_3 meglehetősen kis impedanciával / Z_3 -mal sorasan akár még egy zajfeszültség generátort is sorbakapcsolhatnánk/ - a viszonyokat a 6.50.cábra mutatja. A Lo vezetéken újra



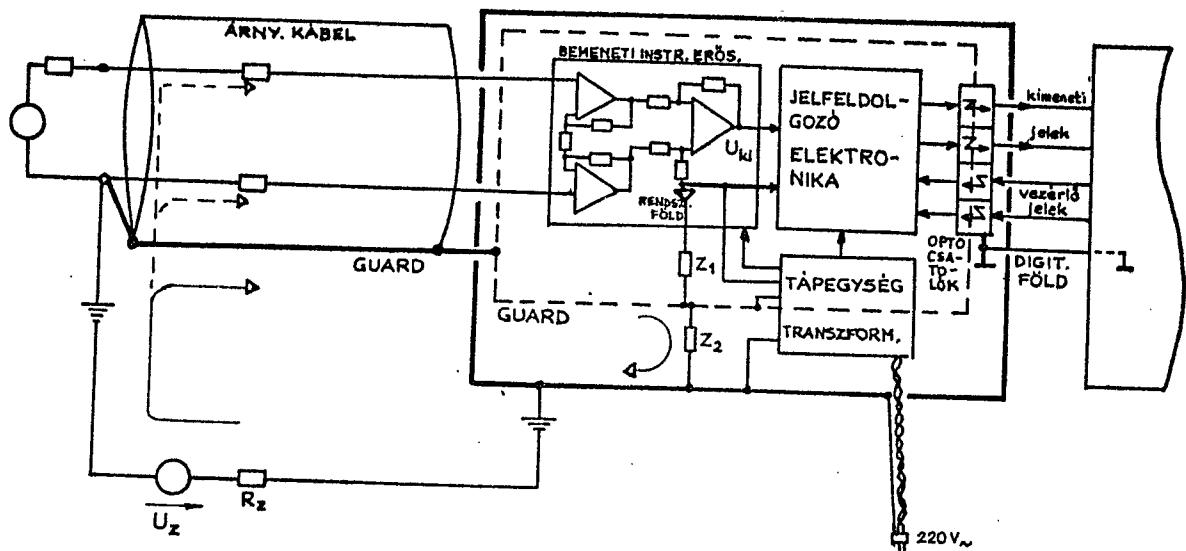
6.50.c. ábra

megindul a földáram, ugyanúgy, mint a 6.47. ábra eredeti kapcsolásán. Egyetlen megoldás van: a kimeneti hidegpontot galvanikusan el kell választanunk a bemeneti Lo vezetéktől /nem haladhat át a rendszer föld a bemenettől a kimenetig/.

Alapvetően ennek két útja van:

- a kimeneti - rendszerint digitális - jeleket galvanikusan elválasztó csatolóval visszük át a további egységekhez /transzformátoros, de ma leggyakrabban optocsatolással/.
- a bemeneti erősítőt nagy bemeneti ellenállásúra, igen nagy közös módusú elnyomásúra képezzük ki: instrumentation erősítőt alkalmazunk /csak akkor, ha a földpontok között lehetkező CM jel nem haladja meg a bemeneten megengedett maximumot!, vagy izolációs erősítőt helyezünk a bemenetre /ezzel nincs kivezérlési probléma, csak ennek az erősítés-pontossága nem mindenkor kielégítő/. Mindkét megoldás közös jó jellemzője, hogy sem a Hi, sem a Lo bemenet nem kerül kapcsolatba a rendszer-földdel, az elválasztás közel van a tökéleteshez.

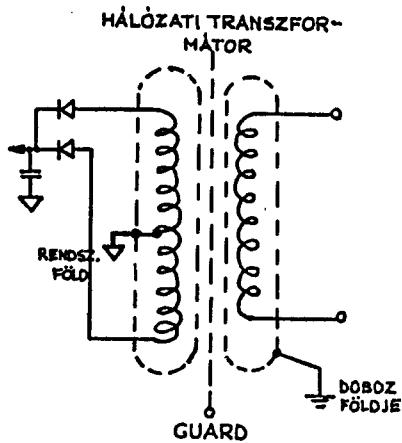
Mai, korszerű, nagypontosságú rendszerekben általában - ha lehet - egyszerre minden két módszert használják: az in-guard rendszert optocsatolókkal választják el az out-of-guard, kimeneti egységtől, ugyanakkor a bemeneten teljesen szimmetrikus instrumentation vagy izolációs erősítőt alkalmaznak /emiatt igazság szerint nincs is Hi és Lo pont, hanem két teljesen egyenértékű szimmetrikus bemeneti pont/. A 6.51. ábrán lévő vázlatról belátható, hogy a szimmetrikus bemenet azért is előnyös, mert a guard vezeték által teljesen rövidre nem zárt közös módusú földáramból megmaradó nagyon kis maradék áram /a 6.49. ábrán szaggatott nyíllal jelölve/ egyenlően oszlik meg a Hi és Lo jelvezetéken, és ha a két jelvezeték egyforma ellenállású, akkor a rajtuk fellépő másodrendűen kicsiny hibafeszültség egyenlő, így a bemeneten elvileg semmilyen hibafeszültség nem jön létre. Csak nagymértékű ellenállás eltérés esetén észlelhető egészen kis maradó hibafeszültség,



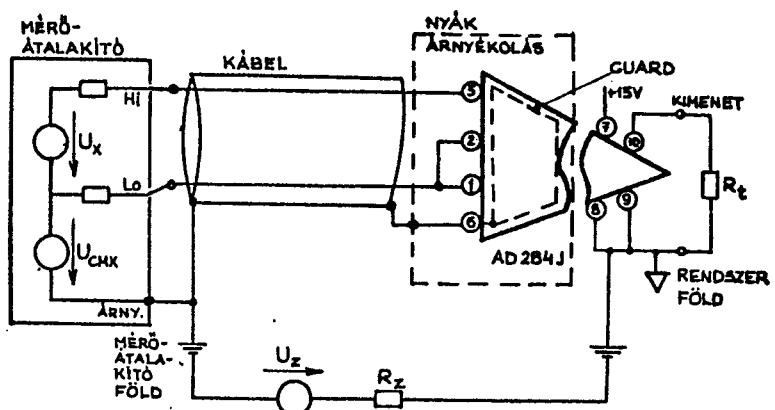
6.51. ábra

Részletkérdésnek látszik, de fontos a hálózati táplálású berendezések tápegeységén keresztül bejutó zavaró földáram minimalizálása. A transzformátor primer és szekunder tekercse között ugyanis tekintélyes kapacitás van. A primer tekercsborlily módon /az egyenirányítón és szűrőn keresztül/ tekintélyes földáram indulhat meg a rendszer föld felé, növelve, sőt észrevehetővé növelve a Lo vezetéken folyó maradékáramot /6.49. ábrán szaggatott nyil/. Ha a primer és szekunder tekercset egy, a GUARD-hoz kötött árnyékolással elválasztjuk egymástól, akkor a helyzet javul, a transzformátor kevesebb hibát tud bevinni az utánhúzott árnyékolás miatt az in-guard rendszerbe, de az alapprobléma megnyugtatásán nem oldódik meg. Legkevesebb zavart akkor okoz a transzformátor, ha a 6.52. ábra szerint a primer tekercset is, a szekunder tekercset is ellátjuk önálló árnyékolással /mindegyik árnyékolást a saját földjéhez kötjük/ és a két árnyékolt részt a GUARD-hoz kötött árnyékolással még el-

is választjuk egymástól.



6.52. ábra



6.53. ábra

Érdemes foglalkoznunk mégazzal az esettel, amikor a mérendő jelforrás, mérőátalakító olyan, hogy egyik kimenete sem földelt illetve földelhető, árnyékolását, tokozását, amelyet viszont földelnünk kell, a mérésben résztvevő közeg szigeteli el az aktív zónától /pl. nyomásmérők/. A közegben a föld /vagyis a mérőátalakító háza, árnyékolása/ és az egyik kivezetés /high-degpont/ között tetemes hibafeszültség jöhet létre. Mivel a GUARD vezetéket az árnyékoláshoz kell kötnünk, ez a hibafeszültség a jelben, mint közös módusú komponens lép fel a GUARD-hoz képest / U_{CMX} , 6.53. ábra/. Kiiktatása csak nagy közös módusú elnyomású és - ha a körülmények megkívánják - nagy közös módusú feszültséget tűrő erősítővel lehetséges. Legegyszerűbben /de nem a leg pontosabban/ a feladat izolációs erősítővel oldható meg. Erre látunk példát a 6.53. ábrán. Ehhez nagyon hasonló a helyzet az orvosi elektronikában és egyes fizikai, kémiai, biológiai jellemzők mérésénél.

A téma befejezéséül egy-két gondolat: A fentiekből belátható, hogy a földelés szinte "külön tudomány", minden esetre alapos körültekintést, tervezést kíván, jelentőségét nem sza-

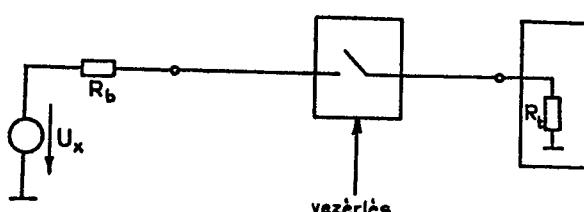
bad lebecsülnünk. Különösen nem szabad előzetes tanulmányok nélkül nagypontosságú rendszerekben földeléseket végrehajtani, és például "biztos, ami biztos" alapon a rendszerben minden hidegpontot leföldelni - mint láttuk, ezzel még nagyobb hibákat idézhetünk elő, mintha semmit sem tennénk. Arra is ügyelnünk kell, hogy az általunk esetleg nagy gonddal megtervezett rendszert szereléskor, üzembehozáskor avatatlannak személy nehogy "rutin-munkával", egyetlen egy - általa helyesnek vélt - összeföldeléssel, egyetlen huzallal hatástalanítsa.

7. Az analóg jelfeldolgozás kiegészítő áramkörei

7.1. Analóg kapcsolók

Az eddigiekben több olyan áramkörrel találkoztunk már /és a továbbiakban is tárgyalunk olyanokat/, amelyek az erősítőn, passzív alkatrészekben kivül vezérelhető analóg kapcsolókat is tartalmaznak, mint például az autozéróval ellátott erősítők, integrátorok, szaggatós erősítők. Az áramkörökben lévő kapcsolókkal nem foglalkoztunk részletesen, működésüket nem kísértük figyelemmel, hibát okozó hatásukat nem vizsgáltuk. Egyszerűen olyan építőelemnek tekintettük az analóg kapcsolókat, amelyek egy külső /rendszerint digitális/ jellet vezérelhetők, és vagy teljes mértékben szakadást, vagy rövidzárt képviselnek - függetlenül a jelszinttől, áramtól, stb. Ebben a fejezetben részletesebben áttekintjük a különböző választható fajtákat, azok fizikai működését ill. működtetésükkel kapcsolatos fontos tudnivalókat.

A vezérelhető kapcsoló feladata általánosságban az, hogy egy adott potenciálú pontot /amely potenciált a 7.1. ábrán



7.1. ábra

jelképesen egy U_x feszültségű és R_b belső ellenállású generátorral hoztunk létre/ a vezérlő jel állapotától függően összekapcsoljon egy másik ponttal vagy válasszon el tőle. A kapcsolónak általá-

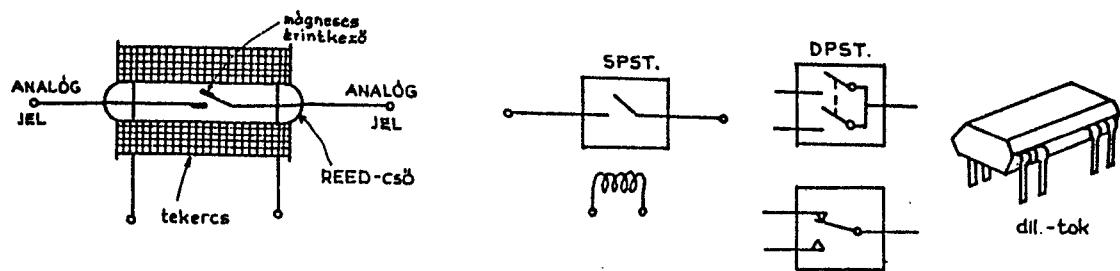
ban "lebegőnek" kell lennie, jelenlétével nem szabad az ott lévő potenciálviszonyokat befolyásolnia /nem szabad a generátorfeszültséget "elhúznia"/, még akkor sem, ha akár több Mohm... több 10 mohm-os R_b és R_t / ellenállások között működik. Lehetőleg a legnagyobb pozitív-negatív analóg jelfeszültség-tartományban kifogástalanul kell működnie; bekapcsolt állapotban a lehető legkisebb ellenállásúnak, kikapcsolt állapotban a lehető legnagyobb ellenállásúnak kell lennie. Sokszor szükséges a gyors működés is. Belátható, hogy az összes felsorolt követelménynek semmilyen valóságos kapcsoló nem tud maradéktalanul megfelelni, a típustól függ, hogy melyik jellemzője előnyös, esetleg egy másik rovására. Éppen azért kell a kapcsolófajtákat megismernünk, hogy az elvárható jellemzők, nagyságrendek ismeretében ki tudjuk választani a feladatnak legjobban megfelelő típust, illetve képesek legyünk a nem ideális működés által okozott hiba számítására. Egyes esetekben a kapcsolást kell úgy módosítanunk, hogy a hibát okozó hatásokat a lehető legteljesebb mértékben kiiktassuk.

7.1.1. Érintkezős kapcsolók

Érintkezős /vezérelhető/ kapcsolókat a mai, korszerű elektronikában is alkalmaznak indokolt esetekben. Tény, hogy ahol csak lehetséges, az elektronikus kapcsolókat részesítik előnyben és a legtöbb területről kiszorultak /pl. chopperes erősítők/, de vannak olyan helyek, ahol új fejlesztésű készülékekben is fontos szerepet töltenek be.

Érintkezős vezérelhető kapcsolók ként ma szinte kizárolagosan REED-jelfogót használnak /itt most természetesen a nagypontosságú rendszerek kis teljesítményszintű, pontos analóg jelkapcsolóiról van szó; az erősáramú, tápegység oldalon eset-

leg megtalálható mágneskapcsolók, elektromechanikus egységek működtetésére szolgáló eszközök nem ide tartoznak/. A REED-jelfogó ferromágneses alapanyagból készült érintkezőket tartalmaz, amelyeket lezárt, semleges védőgázzal töltött üvegcsőben, az ún. REED-csőben helyeznek el. Az érintkezők működteté-



7.2. ábra

se a cső körüli tekercsben folyó árammal történik /7.2. ábra/. Tekintve, hogy a REED-jelfogó érintkezői a külvilágtól elzárt térben vannak, nem lépnek fel olyan fizikai és kémiai hatások, amelyek a működést befolyásolnák, az élettartamot csökkentenék. Bekapcsolt állapotban az érintkezők közötti átmeneti ellenállás nagyon kis értékű /általában legfeljebb 0,1 ohm/, kikapcsolt állapotban átvezetés gyakorlatilag nincs. Nagyon nagy előny, hogy az érintkezők több 100 V-os jelet képesek kapcsolni, megengedett csúcsáramuk Amper nagyságrendű, amely félvezetők esetében ilyen átmeneti ellenállás mellett elképzelhetetlen. Hasonlóan nagy előny, hogy a működtető áramkör /tekercs meghajtó/ és a kapcsoló egymástól teljes mértékben szigetelt, villamosan független, szinte tetszőleges feszültség léphet fel közöttük /a megengedett maximumon belül/ - ez a félvezető kapcsolóknál mindig erősen korlátozott /n•10 V körül/. Ezekből az ideálist megközelítő tulajdonságokból következik, hogy REED-jelfogót alkalmazunk minden olyan helyen, ahol nagy jelfeszültségeket kell kapcsolnunk /pl. méréshatár-váltók 1000 V-ig/, illetve, ahol fontos a vezérlőkör és a jelvezetékek teljes fü-

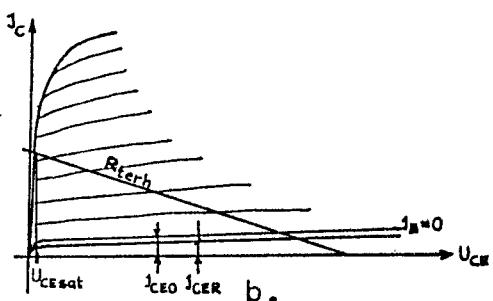
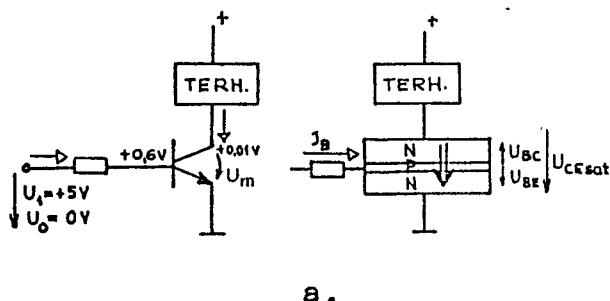
getlensége - vagy a jó szigetelés érdekében, vagy nagy jelfeszültségek jelenléte miatt. Vannak olyan esetek is, amikor bekapcsoláskor nagyon kis átmeneti ellenállás engedélyezett, ilyenkor is REED-jelfogó vagyunk kénytelenek felhasználni. Különösen a higany-nedvesítésű /mercury wetted/ típusok kitűnők ebből a szempontból: átmeneti ellenállásuk 10 mohm alatti is lehet. A higany-nedvesítésű REED-csőben az érintkező felületeket - a nagynyomású hidrogén térben elhelyezett kismennyiségű Hg hatására - vékony higanyréteg vonja be, így az összéréskor a higany "olvad össze" a felületi feszültség hatására, ami egyrészt biztosítja a jó, pergésmentes érintkezést, a kis és állandó értékű átmeneti ellenállást, másrészt a hosszú élettartamot /kevésbé kopnak az érintkezők, és szétkapcsoláskor újra létrejön a higanybevonat, ami védi a felületeket/.

Nagyon jó /és félvezető eszközökkel utánozhatatlan/ kapcsoló tulajdonságai mellett a REED-jelfogó hátránya, hogy mechanikus működésű eszköz, tehát élettartama és megbízhatósága /habár nagy/ nem vetekedhet a félvezetőkével, külső mechanikai hatásokra is érzékenyebb, ezenkívül a félvezető kapcsolóhoz képest lassú működésű /1...10 ms/, vezérlése ill. meghajtása nehézkes a mágnesező áram-igény miatt. A különböző gyárák típusválasztékában a normál, egy záró-érintkezős SPST /Single-Pole-Single-Throw/ változat mellett kaphatók egyszerre működő, több érintkezős pl. DPST /Double-Pole-Single-Throw/, DPDT, ill. "morze" érintkezős jelfogók is. A tekercs működtető feszültsége 3...20 V közötti, árama 10...200 mA körüli lehet típustól függően. A kivitel leggyakoribb formái: a kb. gyufásdoboz méretű "modul" tok /több érintkezős, több tekercses változatok/, legnépszerűbb és ma leggyakoribb alak a /magasított/ dual-in-line IC-tok, de nem ritka a tranzisztor tok sem. Néhány REED-jelfogót is gyártó vállalat: TUNSRAM, CLARE, BOURNS, TELEDYNE, POTTER & BRUMFIELD, HAMLIN, CELDUC

7.1.2. Félvezetős kapcsolók

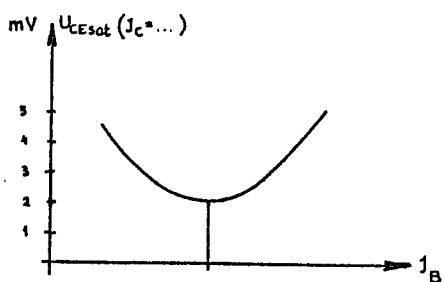
A félvezetős analóg kapcsolók kevésbé jók közelítik meg az ideális modellt, de elektronikusan vezérelhetők, üzembiztosabbak, nagyobb sebességűek, mint a mechanikus változatok, kis méretűek, integrálhatók, sőt "összeintegrálhatók" más áramkörökkel is. Kapcsoló üzemű félvezető alkatrészeket alkalmaznak a digitális áramkörökben is, de lényeges eltérés az, hogy ezekben a cél a két logikai állapot, a "0" és az "1" határozott elkülönítése, amit általában a kapcsolók erőteljes túlvezérlésével biztosítanak, sokszor nagy áramok megszakításával illetve vezetésével. Tisztán kell látnunk, hogy a feladat most más: az ideális kapcsolót minél jobban megközelítve, a 7.1. ábra szerint a kapcsolt analóg jelet a lehető legkevésbé befolyásolva kell azt átengednünk, vagy megszakítanunk. A jelszint mV-os ... 10 V-os lehet /végkitérésben/ pozitív és negatív irányban, amit nagypontossággal kell a pillanatnyi érték-től függetlenül kapcsolunk /sokszor ezredrész, tízezredrész hibát sem engedhetünk meg a kapcsolón/.

A bipoláris tranzisztor, mint kapcsoló minden hibája, hátterénya abból ered, hogy bekapcsolt állapotban a jeláramnak két p-n átmeneten kell áthaladnia /7.3.a. ábra/. Akármennyire is



7.3. ábra

kinyitjuk a tranzisztort a vezérlő bázisárammal, a kollektor-emitter feszültség sohasem lesz 0 V, minden marad rajta valamennyire a U_m / U_{CEsat} maradékfeszültség; a két p-n átmenet feszültsége szembekapcsolódik ugyan, de abszolút értékben nem egyformák, nem közömbösítik egymást ($U_{BE} > U_{BC}$). A 7.3. ábra azt a legegyszerűbb esetet mutatja, amikor egy terhelés /pl. ellenállás-hálózat, osztó/ alsó pontját a megfelelő bázis-vezérlőjel megérkezésekor a lehető leg pontosabban 0 V-ra kellene vinnünk, de ez csak tranzisztor-típustól függő hibával történhet meg. Nagyon jó kapcsoló tranzisztorok U_{CEsat} -ja 10 mV nagyságrendű is lehet / minden képpen függ az átfolyó terhelő jeláramtól is, l. 7.3.b. ábrát/. Inverz üzemben /a kollektor és emitter cseréjével/ tovább csökkenhető a maradék feszültség /csak ilyenkor nagyobb bázisáram szükséges a kisebb értékű inverz B miatt/. Egyébként a jelkapcsoló tranzisztort nagyon túlvezérelni sem célszerű: a maradékfeszültségnek a bázisáram függvényében minimuma van /7.4. ábra/. A tranzisztoron maradó feszültség önmagában nem okozna problémát, hiszen megfelelő nullpont eltolással /ofsztállítással/ kompenzátható lenne, csak hogy a maradékfeszültség hőmérsékletfüggő, ami már nehezen küszöbölni ki /esetleg egy azonos hőmérsékletű komplementer tranzisztorral,

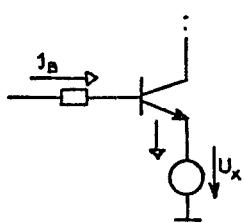


7.4. ábra

de ez sosem lehet tökéletes, valamennyire hőmérsékletfüggés minden marad. Kikapcsolt állapotban, amikor a vezérlő bemenetre $U_o = 0$ V-ot adunk, a tranzisztor elvileg nem képvisel teljes szakadást, a kapcsolt jelfeszültségtől gyakorlatilag független I_{CER} maradékáram folyik rajta. Ez a mai modern szilícium kapcsolótranzisztoroknál a gyakorlatban észrevehetetlen

/hacsak a hőmérséklet nem nagy/.

A bipoláris tranzisztoros kapcsolók másik hátránya, hogy a vezérléshez - bekapcsolt állapotban meglehetősen nagy, kikapcsolt állapotban zérus körüli, tehát változó - bázisáram szükséges. A 7.3.a. ábrán csak 0 V-ra kellett kapcsolnunk a terhelést, de ha az a feszültség nem zérus /föld/, hanem változó, akkor számítanunk kell arra hogy a bázisáram átfolyik az emitteren és igyekszik "elhúzni" ezt a feszültséget /7.5. ábra/.



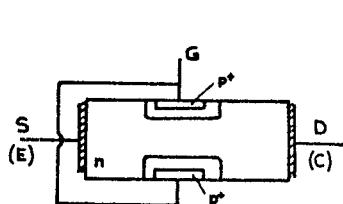
A tranzisztoros kapcsolót "lebegő" üzemben nem használhatjuk a befolyó bázisáram miatt, és ha kellő pontosságot szeretnénk elérni, akkor a kapcsolni kívánt U_x feszültséget lehetőleg minél kisebb belső ellenállású feszültséggenerátorból kell szolgáltatnunk.

7.5. ábra Nehézkes a vezérlés is, hiszen a bemeneti nyitófeszültséget mindig az emitterhez képest /vagyis az esetleg változó U_x -hez képest/ kell a tranzisztorra adnunk.

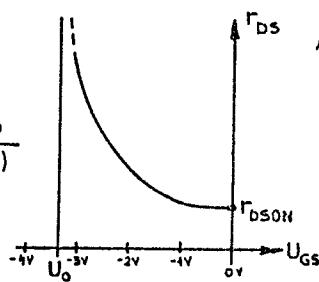
A hátrányok mellett a bipoláris tranzisztorral felépített analóg kapcsolók nagy előnye a gyors működés. Nem ritka az olyan típus, amelynek a vezérléstől a ki-be kapcsolásig számított késleltetési ideje ns tartományban van. Ezért olyan áram-köri egységekben, ahol extrém nagy sebességű kapcsolás szükséges, még ma is bipoláris tranzisztorokat alkalmaznak /pl. a nagysebességű digitál-analóg és analóg-digitál átalakítók ellenállás-hálózatához csatlakozó kapcsolói//. Szintén előny, hogy bekapcsolt állapotban - a kapcsolón maradó U_{CEsat} ellenére - a dinamikus ellenállás nagyon kis értékű /tized ohm...néhány ohm/ is lehet, ami pl. váltakozó jelek kapcsolásakor nagy előny.

A JFET nagyon előnyös analóg kapcsoló célra, mivel árama, a csatorna-áram nem p-n átmeneteken keresztül folyik, hanem egy homogén félvezetőben, ami egy változtatható ellenállásként

fogható fel /7.6.a. ábra/. Az ellenállást a GATE-feszültséggel befolyásolhatjuk; zérus feszültségnél az n-csatornás tranzisztorban az erősen szennyezett p⁺ GATE-et egészen vékony kiürített réteg veszi körül, a csatorna keresztmetszete a lehető legnagyobb, a csatorna ellenállás a legkisebb. Negativ, záró-

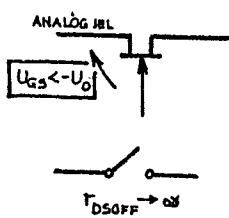


a.



b.

a.



b.

7.6. ábra

7.7. ábra

irányú előfeszítés esetén a kiürített réteg vastagabb lesz, csökkenti a csatorna keresztmetszetét, növeli ellenállását. Egy adott U_o nagyságú zárófeszültségnél a két oldali kiürített réteg összeér, és elzárja a csatornát / U_o a tranzisztor példányra jellemző elzáródási feszültség/. A GATE-feszültség és a csatorna-ellenállás összefüggésének jellegét a 7.6.b. ábra diagramja szemlélteti. Analóg kapcsolóként a JFET-et kétféle szélsőséges vezérléssel működtetjük:

- Bekapcsoláshoz a GATE-csatorna /GATE-SOURCE/ feszültséget 0 V-on tartjuk, biztosítjuk az analóg jel és a GATE azonos potenciálját /7.7.a. ábra/. Ekkor a csatorna-ellenállás az előbbieknél értelmében a lehető legkisebb: $r_{DS(on)}$. Ez jobb, kapcsoló célra készült típusok esetén néhány ohm, 10 ohm nagysárgrendű, rosszabb esetben 100-200 ohm. A vezérléskor mindenkor kerülnünk kell a GATE-csatorna nyitóirányú előfeszítését /hiszen ekkor az analóg jeláram a GATE felé folyna el és nem a csatorna egyik végétől a másikig/. Arra viszont mindenkor törekednünk kell, hogy a 0 V-os előfeszültséget pontosan beállitsuk a minimális r_{DS} elérése érdeké-

ben. Belátható, hogy a 0 V-os előfeszültség biztosítása nem magától értetődően könnyű feladat, mivel a csatorna /SOURCE/ potenciálja az analóg jel potenciáljával azonos, azzal együtt változik /és a GATE-et mindig ehhez képest kell 0 V-on tartanunk!/.

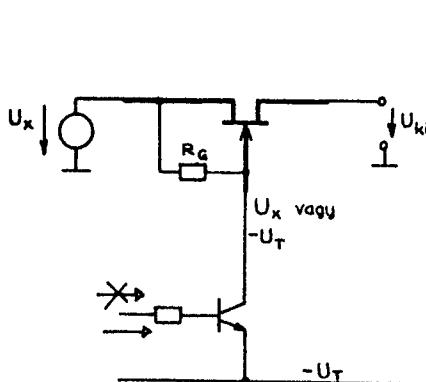
A bekapcsolt FET, mint egy "ohmos" ellenállás viselkedik /minél kisebb az r_{DS0N} , annál jobb/. Nincs szükségszerű maradékfeszültség, mint a bipoláris tranzisztornál. A bekapcsolt FET-kapcsolón maradó feszültség a jeláramtól függ; ha ezt kis értéken tartjuk /a kapcsolót nem terheljük/, akkor a feszültségesés tetszőlegesen kicsi lehet. Ez a FET-kapcsolók legnagyobb előnye: a kapcsoló által okozott hiba a környező áramkörök körültekintő felépítésével tetszőlegesen kis értékűre csökkenthető.

- A kikapcsolás úgy történik, hogy a GATE-re /n-csatornát felfelezve/ nagy negatív feszültséget adunk, rendszerint akkorát, amekkorát a negatív tápfeszültség lehetővé tesz, de a lezáráshoz szükséges U_o -nál mindenkorán nagyobbat $/U_{GS} < -U_o/$. Ebben az esetben vigyáznunk kell arra, hogy ez a vezérlő feszültség az analóg jelvezetékekhez /DRAIN-hez vagy SOURCE-hoz/ képest értendő. Ha a megszakítani kívánt analóg jel negatív, akkor a GATE-nek ehhez képest kell U_o elzáródási feszültségnyivel negatívabbnak lenni, lehetőleg némi tartalékkal /2...4 V/. A FET ekkor a DRAIN és a SOURCE között gyakorlatilag szakadásként viselkedik / $r_{DSOFF} \rightarrow \infty$ /, legfeljebb pA szivárgási áram léphet fel szobahőmérsékleten. Hasonló a helyzet a GATE-csatorna átmenettel is: a negatív GATE és a csatorna között gyakorlatilag észrevehetetlen áram folyik.

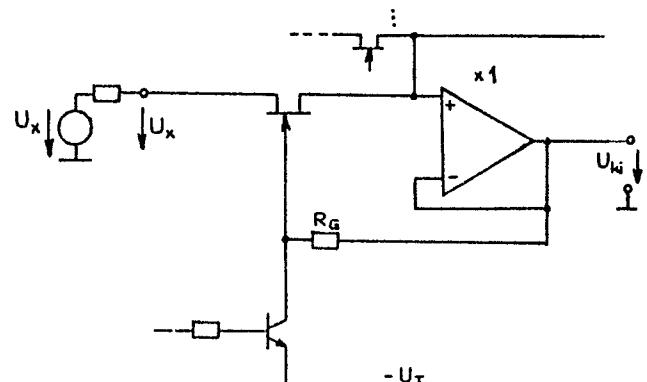
Összefoglalva: A JFET-kapcsoló bekapcsolása úgy történik, hogy a GATE potenciálját az analóg jel potenciáljával azonosra viszszük, azaz $U_{GS}=0$ V-os vezérlést adunk. A kikapcsoláshoz a GATE-re

elegendően nagy $/U_o$ -nál nagyobb/ lezáró feszültséget adunk a DRAIN-hez vagy a SOURCE-hoz képest /amelyik negatívabb, ahhoz képest, n-csatornás FET esetén/. Érdemes megjegyeznünk, hogy a FET szimmetrikus, tehát nincs külön analóg bemenet és kimenet, és a DRAIN-t és a SOURCE-ot nem kell megkülönböztetnünk, a jeláram irása tetszőleges lehet /tetszőlegesnek tekinthető/.

A fenti szabályok szerinti GATE vezérléshez külön vezérlő áramkörre van szükség, amelyet diszkrét elemekből is felépíthetünk, de integrált formában készen is kaphatunk. A működés jó megértése érdekében érdemes foglalkoznunk a diszkrét elemes változatokkal is. A vezérlő áramkörök alapelve a 7.8. ábrán látható áramkör működésének alapelvérre vezethető vissza. N-csatornás kapcsoló JFET-et választva /ez a gyakoribb és olcsóbb/



7.8. ábra



7.9. ábra

a kikapcsoláshoz egy, a negatív tápfeszültségre csatlakozó földelt emitteres NPN "lehúzó" tranzisztor alkalmazunk. Ha ennek bázisára nyitóáramot adunk, akkor a kollektor kis impedanciával gyakorlatilag az emitter potenciáljára kerül, lehúzza a GATE-et $-U_T$ -re, a kapcsoló kikapcsol. Bekapcsoláshoz lezárjuk a vezérlő tranzisztor, miáltal az gyakorlatilag szakadássá válik, kollektora gyakorlatilag független lesz az emittertől, a tranzisztor úgy tekinthetjük, mintha jelen sem lenne.

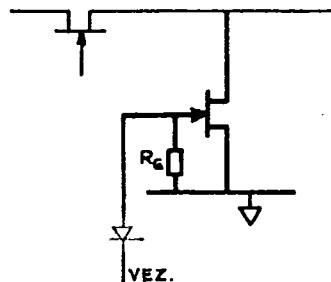
A "lebegő" GATE-et R_G húzza fel pontosan U_X potenciálra. Az R_G GATE-levezető ellenállást éppen azért építjük be, hogy ilyenkor összekösse a GATE-et az U_X jelgenerátorral, vagyis $U_{GS} = 0$ V legyen. Bármekkora is U_X - mivel nem folyik GATE-áram - a GATE potenciál mindenkorban eggyezni fog a jelfeszültséggel, automatikusan létrejön a bekapcsolás feltételeként előírt $U_{GS} = 0$ V. Az R_G ellenállás szokásos értéke 10 kohm...100 kohm körüli. Az alapáramkörnek előnyös egyszerűsége mellett hibája az, hogy amikor a kapcsoló megszakítása, a FET letárása érdekében a bipoláris vezérlő tranzisztor kinyitjuk, a $-U_T$ -re kerülő kollektorral együtt R_G vége is negatív feszültségre kerül, így az ellenálláson keresztül az U_X generátort terhelő áram indul meg. Ez befolyásolhatja a jelforrás feszültségét. Igaz, hogy mindenkor a kapcsoló szakadt és éppen nem hasznosítjuk az U_X feszültséget, vagyis nem vesszük észre U_X terhelés miatti változását, de ez csak erre a felvázolt egyszerű esetre igaz. Egy nagyobb rendszerben lehet, hogy U_X -et másról is elvezetjük, és nem engedhető meg, hogy a kapcsoló működése befolyásolja az értékét. A kapcsolás ebben a formában csak akkor alkalmazható, ha a jelgenerátor belső ellenállása kicsi /feszültséggenerátor: pl. egy visszacsatolt erősítő kimenete/ és R_G elhúzó hatása nem érvényesül. A gyakorlatban sok esetben ez a feltétel teljesül is.

Amennyiben a jelforrást nem szabad terhelnünk, és nagy beemeneti ellenállásra van szükségünk, más módon kell gondoskodnunk a bekapcsoláshoz szükséges zérus előfeszítésről. /Arra nem szabad gondolnunk, hogy a 7.8. ábra kapcsolásában az R_G ellenállást a másik oldalra, a kimenetre helyezzük át, mert evvel még rontanánk a helyzeten: amikor a kapcsolót megszakítanánk, a kimenet feszültségét negatív irányban elhúznánk./ A szokásos megoldás mindenkor, hogy a kapcsoló után egy egyszeres erősítésű buffer erősítőt teszünk, amelynek kimenete a kap-

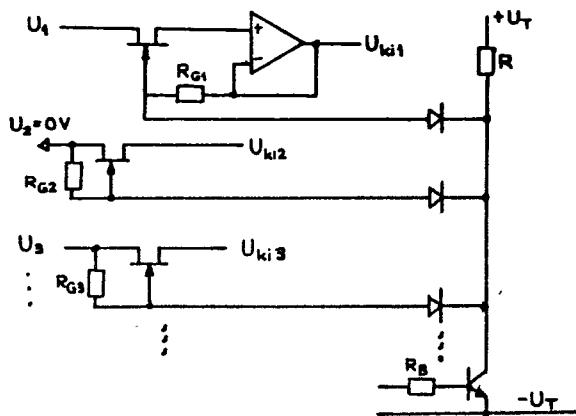
csoló bekapcsolásakor pontosan U_x potenciálján van. Erről a kimenetről - minthogy ez kisimpedanciás és terhelhető - már utánhúzhatjuk a GATE feszültségét /7.9. ábra/, ami-vel ismét "automatikusan" beállítjuk a mindenkorai U_x feszültséget R_G másik végén, így $U_{GS}=0$ lesz. A buffer kimenetét jelkimenetnek használva szintén előnyös a terhelhetőség, az eredeti, elválasztó erősítő nélküli áramkörben ugyanis kapcsolót a kimenetén nem szabad terhelnünk, mert a zérustól különböző $r_{DS(on)}$ miatt a feszültség leosztódik. A buffer viszont a kapcsolót nem terheli, így bekapcsoláskor U_{ki} pontosan egyenlő lehet U_x -szel tetszőleges /megengedett/ terhelésnél. Az erősítő ofszetje viszont ebben az esetben a jelhez adódik, ami pontatlanságot okoz. Ha a kapcsolót terhelő ellenállás nagy így nincs szükség impedancia-illesztésre, meggondolandó, hogy a jelet közvetlenül a kapcsolóról vezessük el, és az erősítőt csak R_G utánhúzására használjuk - ebben az esetben az erősítő paraméterei nem kritikusak. Természetesen a jelen esetben is - mint minden analóg kapcsoló esetében - feltételezzük, hogy az éppen vizsgált kapcsoló kikapcsolásakor egy másikat bekapcsolunk, így egy másik forrás feszültsége lép az előző helyébe, az analóg jelvezetéket nem hagyjuk üresen. Sok esetben a kapcsolandó feszültség 0 V, ilyenkor R_G bekötése a legegyszerűbb: egyik vége a GATE-re, a másik a földvezetékre csatlakozik /7.10. ábra/. Ez a helyzet pl. az autozéróval ellátott áramkörök 0 V-ra csatlakozó kapcsolói esetében, a chopperes erősítők kapcsolói esetében, stb.

A GATE-vezérlő áramkör kialakítása módosulhat abban a gyakorlatban sokszor előforduló esetben, amikor egyetlen meghajtó áramkör több, eltérő analóg feszültségen lévő kapcsolót vezérel egyszerre. A kapcsolók bekapcsolásakor /a vezérlő bipoláris tranzisztor 'elengedésekor'/ minden egyik GATE-et különböző feszültségre kell vinni annak érdekében, hogy mindenekre telje-

sülhessen az $U_{GS}=0$ feltétel. Szokásos megoldás, hogy a közös meghajtó tranzisztor kollektorát egy-egy diódával kötjük a GATE-ekre oly módon, hogy a tranzisztor csak negatív irányba legyen képes feszültségüket lehúzni, és az $U_{GS} = 0$ V-ot biztosító GATE ellenállásokat saját jelfeszültségükkel utánhúzott pontra kötjük. A meghajtó tranzisztort rendszerint egy pozitív tápfeszültségre kötött munkaellenállással is ellátjuk. Ily mó-



7.10. ábra

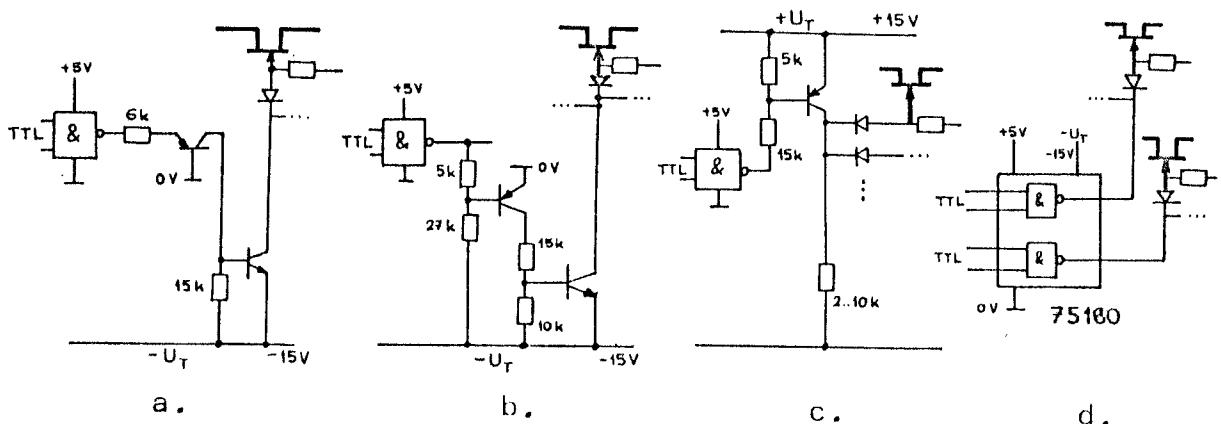


7.11. ábra

don, amikor a vezérlő tranzisztort kinyitjuk, kollektora kb. $-U_T$ potenciálú lesz, a diódák kinyitnak, és lehúzzák a GATE-ket is $-U_T$ közelébe; amikor lezárjuk, akkor a kollektor $+U_T$ feszültségű lesz, a diódák lezárnak és minden egyik GATE beáll a saját R_G -je által meghatározott feszültségre. /A diódáknak természetesen kis visszáramúaknak kell lenniük./ A $+U_T$ -re kötött felhúzó munkaellenállásnak működést gyorsító szerepe is van; ha értékét viszonylag kicsire választjuk, akkor sietteti a kollektorpont pozitívba ugrását /gyorsabban tölti fel a terhelő kapacitásokat/, nem az R_G ellenállásokra vár ez a feldat, ezért ez utóbbiak nagyobb értékűek lehetnek, ami általában előnyös, hiszen kevésbé terheljük az analóg oldalt.

A kapcsolók vezérléséhez legtöbbször szabványos digitális jel áll rendelkezésünkre; vegyük alapul pl. TTL logikai jel-

szinteket. Mivel a GATE-meghajtó tranzisztor a $-U_T$ -hez képest kell vezérelnünk /az R_B bázisellenállásra vagy $-U_T$ -vel egyező feszültséget ill. zérus áramot kell adnunk a lezáráshoz, vagy $-U_T$ -nél pozitívabb feszültséget illetve pozitív nyitóáramot a kinyitáshoz/ ezért megfelelő szint áttevő fokozatot kell közbeiktatnunk. Néhány tipikus szint áttevőt mutat a 7.12. ábra.



7.12. ábra

Az a. kapcsolásban, ha a TTL kapu kimenete "0", akkor a PNP tranzisztor lezár, így lezár az NPN meghajtó is; a kapcsoló FET-ek átengednek. A TTL kimenet "1" értékénél /+2...3 V/ a 6 kohm által meghatározott emitteráram indul meg a földelt bázisú PNP tranzisztoron. Hozzávetőleg ekkora áram vezérli telítésbe az NPN tranzisztor, így kollektora kb. - 15 V-on lesz, a kapcsoló kikapcsol. A b. ábra hasonlóan működik, csak a PNP tranzisztor földelt emitterű. A TTL kimenet "1" értékénél minden tranzisztor zár, a kapcsoló átenged, "0" értéknél minden tranzisztor nyit, a kapcsoló kikapcsol. Open-collectoros, nyitott kollektoros TTL kapuhoz egyetlen PNP tranzisztorral készíthető szint áttevő: logikai "0" kimenet esetén a tranzisztor kinyit, kollektora kb. + 15 V-ra kerül, a GATE-ekre vezető diódák lezárnak, mindegyik R_G beállítja az $U_{GS} = 0$ V-ot, a kapcsolók vezetnek. Logikai "1", vagyis "szakadt" kime-

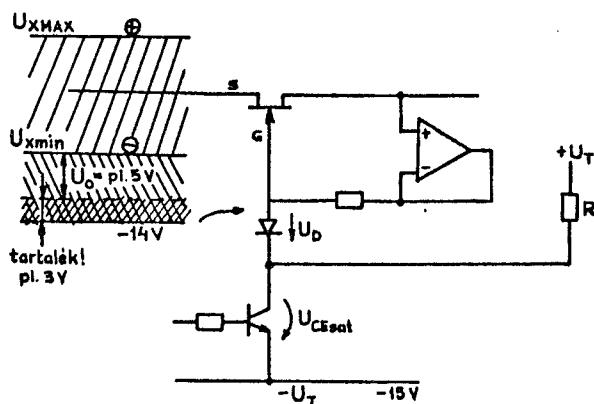
net esetén /+15 V-ot tűrő TTL open-collectoros típust kell használnunk!/ a PNP tranzisztor lezár, a munkaellenállás -15 V közelébe húzza le a kollektorpontot és a GATE-ét. Gondolnunk kell arra, hogy most a létrejövő negatív feszültség -15 V-nál magasabb, a GATE-ellenállások felhúzó hatása miatt; méretezéskor és a kapcsolható /negatív/ jeltartomány megállapításakor ezt figyelembe kell vennünk. A szint áttétel feladatát megoldhatjuk integrált áramkörrel is, pl. a TEXAS INSTRUMENTS 75180-as típusával, amelyik kiválóan alkalmas n-csatornás kapcsolók meghajtására. Az áramkörre a +5 V-os logikai tápfeszültséget és a negatív lezáráshoz szükséges $-U_T$ tápfeszültséget kell ráadni /a 0 V-tal együtt/. A bemenetre TTL jelszinteket kell adnunk /az áramkörben lévő kapuk NAND kapcsolatot valósítanak meg két-két bemeneti jel között/, a két, egymástól független kimenet vagy $-U_T$ körüli feszültséget szolgáltat /ha a hozzá tartozó minden két kapubemenet 1-es/, vagy szakadás /ha a hozzá tartozó valamely kapubemenet vagy mindenkető 0 állapotú/, ilyenkor itt is a GATE ellenállásoknak kell automatikusan beállítaniuk a jelhez szükséges zérus előfeszültséget /vigyázat! az SN 75180 áramkör - katalógusban is megtalálható - vázlatos rajzába csupán 2 darab NAND kaput rajzolnak bele, nem jelölik külön a szint áttevő fokozatot, de ebből nem szabad azt a következtetést levonnunk, hogy a kapcsolók vezérléséhez általában megfelelő bármely "normál" - pl. SN 7400 - NAND áramkör!/. Egyéb integrált szintáttevőkkel is találkozhatunk; ajánljuk a gyárok INTERFACE áramkörököt tartalmazó katalógusainak tanulmányozását.

A fentiekből is látszik, hogy a JFET analóg kapcsolóként történő működtetéséhez átgondoltan tervezett kiegészítő áramkörök szükségesek. Nem lehet elégge hangsúlyozni, hogy a JFET kapcsolók vezérlő és analóg jelszint-határainak előzetes vizsgálata, tervezése kulcsfontosságú. Ehhez viszont a fizikai mű-

ködést a legapróbb részletekig ismernünk kell. Foglaljuk össze a vezérléssel és az analóg jelszintekkel kapcsolatos legfontosabb tudnivalókat /ezek ismerete akkor is fontos, ha egyetlen tokba integrált szintáttevő-kapcsoló komplet áramköröket alkalmazunk, a megadott jellemzőket, korlátokat csak így értelmezhetjük tudatosan/:

A kapcsolható analóg jeltartomány határait a GATE-meghajtó áramkör, annak tápfeszültségei, valamint a kapcsolóként használatos FET lezárási feszültsége határozza meg alapvetően. Indézzük fel a 7.11. ábra általános célú n-csatornás kapcsolóját, $-U_T$ -re lehúzó földelt emitterű vezérlő tranzisztorral illetve U_x -re utánhúzott R_G ellenállással. Amikor a kapcsolót meg

szeretnénk szakítani, a vezérlő tranzisztort kinyitjuk, amelynek kollektora a $-U_T$ -hez képest U_{CEsat} -tal pozitívabb /max 0,1..0,4 V/, A GATE íly módon az általában ott lévő dióda miatt - ennél kb. 0,6 V-tal pozitívabb, vagyis összesen kb. 1 V-tal pozitívabb a negatív



7.12. ábra

tápfeszültségnél, jelen példánkban kb. -14 V-on van. A működés szempontjából kikapcsoláskor a negatív jelfeszültség lehet kritikus: U_x nem közelítheti meg annyira a GATE feszültséget, hogy "elfogyjon" a FET-re szükséges $U_{GS} = -U_o$ lezárófeszültség, mert akkor a zárás feltétele nem teljesül, a kapcsoló nagy ellenállással ugyan, de átenged. Éppen azért, hogy a lezárásban biztosak lehessünk /és mert az egyes FET példányok szórása nagy/ bizonyos tartalékot is kell hagynunk. Tegyük fel például, hogy a rendelkezésre álló FET U_o lezárási feszültsége 5 V-nál

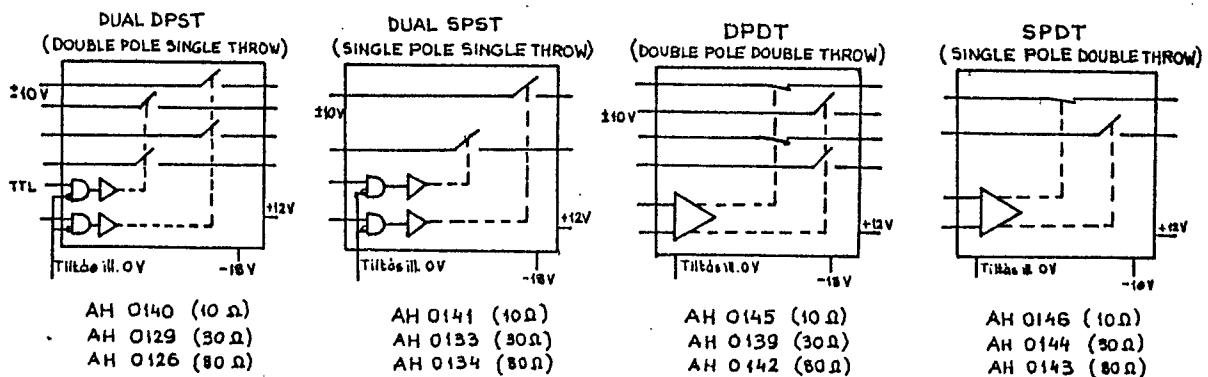
nem nagyobb /a katalógus szerint/, és tartaléknak kb. 3 V-ot hagyunk, akkor a legnegativabb kapcsolható analóg feszültség:

$$U_{x\min} = -(|-U_T| - U_{CEsat} - U_D - U_{tartalék} - U_0) \approx \\ \approx -(14 - 3 - 5) = \underline{\underline{-6 \text{ V}}}$$

Ezt szemlélteti a 7.12. ábra sávdiagramja. Belátható, hogy a helyzet annál kedvezőbb, minél kisebb a FET lezáró feszültsége /és a katalógusban minél kisebb tűrést adnak meg, mert annál kisebb tartaléket kell hagynunk/. Kaphatók egészen kis lezáró feszültségű típusok /van amikor a gyár a különböző lezáró feszültség-tartományú példányokat A, B, C... kategóriába sorolja, illyenkor általában az A típus a legkedvezőbb, pl. BF 244A, BF 246A/. Gondolnunk kell arra is /pl. a tartalék megválasztásakor/, hogy az U_0 lezáró feszültség hőmérsékletfüggő: a réteghőmérséklet növekedésével egyre nagyobb abszolút értékű zárófeszültség szükséges /a drift kb: $2 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$. Jó típus-kiválasztással, -15 V-os negatív tápfeszültséggel kb. -10 V-os negatív jeltartomány-határ érhető el. Nem szabad figyelmen kívül hagynunk azt sem, hogy kikapcsoláskor a "másik oldal" lekapcsolódik az U_x jelről és a fentiekben meghatározott korlátot az itt fellépő feszültség sem lépheti túl, negatív irányban. Egyébként kikapcsolt állapotban a pozitív jeltartományt a FET GATE-csatorna letörési feszültsége korlátozza /általában 30 V körüli/.

Bekapcsoláskor /amikor a vezérlő tranzisztor elenged, kollektorát a munkaellenállás $+U_T$ -re húzza fel/ korlátozást a pozitív kapcsolható jelre gyakorlatilag csak a pozitív tápfeszültség jelent /itt figyelembe kell vennünk, hogy lezáráskor nem léphetjük túl a megengedett max. zárófeszültséget/. Műveleti erősítős GATE utánhúzás esetén a jelhatár a pozitív kivezérléshatárral egyezik. Negatív irányban elvileg szintén csak a kivezérléshatár korlátoz, ezért itt a szigorúbb, kikapcsoláshoz tartozó szélsőértéket kell határnak tekintenünk /a 7.12. ábrának megfelelően/.

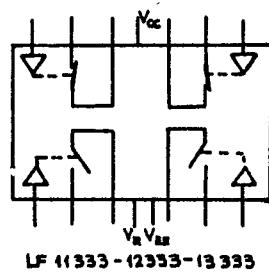
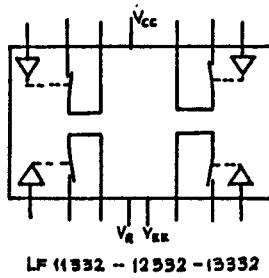
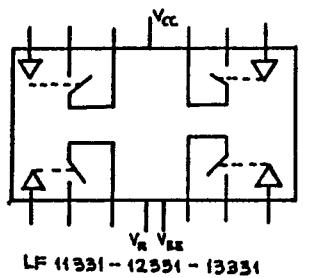
Említtettük már, hogy nemcsak szintáttevők, hanem a JFET-ét is tartalmazó komplett kapcsoló elrendezések is kaphatók integrált formában /hibrid és ma már egyre több típus monolitikus, Bi-FET technológiával elkészítve/. Igy mentesülhetünk a kapcsoló és meghajtó áramkörök tervezésétől, építésétől, csupán az általában TTL szintű digitális vezérlő jelet kell a bemenetekre adnunk, amivel /az egyetlen tokban általában több/ csatornát működtetni tudjuk. A JFET kapcsolók jó tulajdonságaik folytán /kis $r_{DS(on)}$ bekapcsolási ellenállás, gyors működés/ és viszonylag bonyolult belső meghajtó áramkörei miatt "speciális" kapcsolóknak számítanak, így ezek az integrált áramkörök általában meglehetősen drágák. Több gyár készít integrált kapcsolókat, a legrégebben és a legnagyobb típusválasztékkal talán a SILICONIX jelent meg a piacon a DG... sorozattal / minden más gyártmányt SILICONIX megfelelőjéhez viszonyítanak/. A mi példánkban a NATIONAL SEMICONDUCTOR típusválasztékát vesszük alapul, mivel ez a gyár gyűjtötte össze a legjobb típusokat, amelyeket "másodkézből" /second sourcing/ gyárt, illetve forgalmaz, termésszesesen saját fejlesztésű készítményei mellett. Jellemző hibrid változat pl. az AH 0100-as sorozat, néhány tagjának vázlatát és legfontosabb jellemzőit a 7.13. ábra mutatja be /a hib-



7.13. ábra

rid JFET változatok tűnnek ki a legjobb kapcsoló jellemzőkkel, mivel a FET-et és a meghajtót külön lemezén, SUBSTRATE-en helyezik el, mindenkor a lehető legjobb lehet, nincsenek korlátozások, nem kell kompromisszumokat kötni/. A GATE-utánhúzás az áramkörben benne van, nem kell kívülről gondoskodni róla. A láb-elrendezés megegyezik a SILICONIX DG 100-as sorozatbeli típusok láb-elrendezésével.

Hasonlóan jó jellemzőjű az AH 2114 DPST kapcsoló, és külön előny, hogy a műveleti erősítőknél szokásos ± 15 V tápfeszültségről üzemeltethető, ± 10 V-os megengedett analóg jeltartománnal /de a vezérlő jelnek 0 V ill. + 15 V logikai szintűnek kell lennie/. Kapható nagysebességű /4 MHz kapcsolási frekvenciájú, 100 MHz-es jelet kapcsoló/ típus is pl. a monolitikus AM 1000 - ehhez azonban külön meghajtó szükséges /pl. DM 7800/, de nem szükséges GATE utánhúzás. Az LF 11000, 12000, 13000-es sorozat tipusai monolitikus Bi-FET technológiával készülnek, egyetlen tokban 4 db, függetlenül vezérelhető kapcsolót tartalmaznak /7.14. ábra; a rajzok logikai "0" vezérlésre mutatják a kapcsolók állásait/. A működtető tápfeszültségek: $V_{CC} = +15$ V,



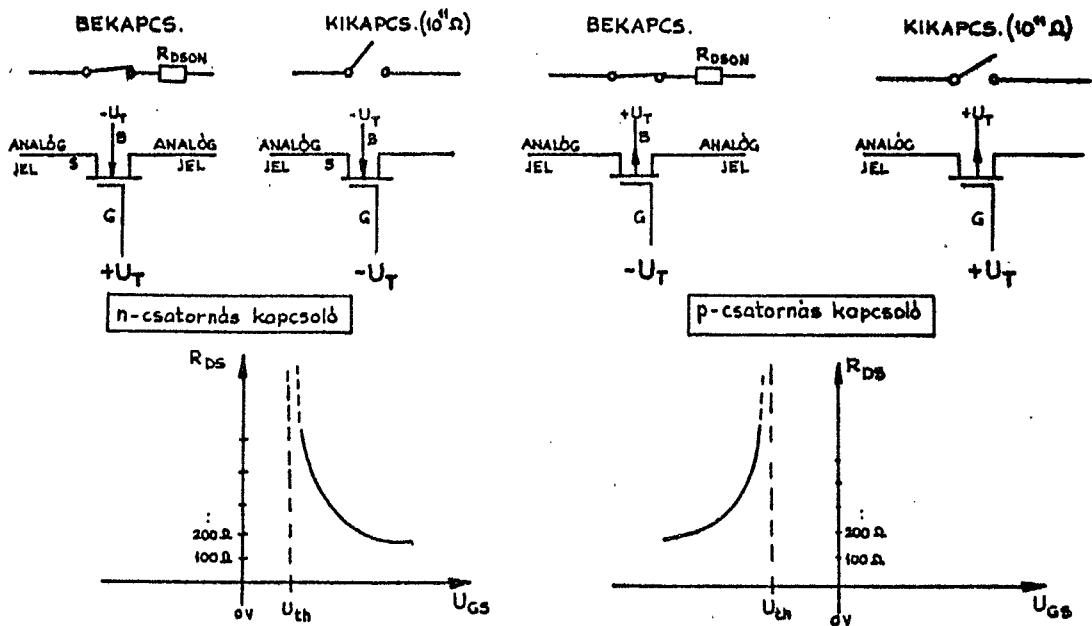
7.14. ábra

$V_{EE} = -15$ V, V_R tiltó bemenet /ha nem tiltunk: 0 V/, a kapcsolható jeltartomány: ± 10 V, $r_{DS(on)} \approx 200$ ohm /a már említett kompromisszumok miatt/. Az LF 11333 alkalmazására már láttunk példát az autozéróval ellátott instrumentation erősítő lehetséges felépítését bemutató 6.17. ábrán.

Érdemes megjegyeznünk, hogy az n-csatornás FET-hez bemutatott kapcsolások polaritás /és rétegsorrend/ cserével érvényesek p-csatornás esetre is. Azt mondhatjuk, hogy általánosabb és olcsóbb az n-csatornás FET /az integrált változatok is legtöbbször ilyenek/, p-csatornás FET-et csak "különleges" esetben használunk fel /ez utóbbi típusból a választék is szerényebb/.

A MOSFET-es analóg kapcsolók nagy előnye az egyszerű integrálhatóság, és az egyszerű vezérlés /mivel a vezérlő elektród szigetelt/. A gyakorlatban p-csatornás és n-csatornás változatokkal egyaránt találkozhatunk /p-csatornás a "hagyományos" - legalábbis az integrált típusokban, az n-csatornás újabb keletű/. Leggyakrabban növekményes tranzisztor használnak, vagyis olyat, amely 0 V GATE előfeszültségnél nem vezet. Ahhoz, hogy "kinyisson", a GATE feszültségnek nagyobbnak kell lennie a típusra specifikált küszöbfeszültségnél /threshold, U_{th} /, amelyik n-csatornás tranzisztoránál pozitív, p-csatornásnál negatív előjelű.

Mivel GATE-nyitóáram nem indul meg, a vezérlést általában egyszerűen úgy oldjuk meg, hogy a lehető legjobb kinyitás illetve lezárás érdekében vagy a pozitív vagy a negatív tápfeszültséget adjuk a GATE-re. A 7.15. ábra az n-csatornás, a 7.16. ábra a p-csatornás MOS bekapcsolásakor ill. kikapcsolásakor a potenciál viszonyokat, valamint a csatorna ellenállás vezérlő feszültségtől / U_{GS} -től/ való függésének jellegét mutatja. A nyíllal jelölt elektródot, a SUBSTRATE-et /B: Body vagy Bulk, vagyis a félvezető test, tömb/ a csatornához képest zárófeszültségre kell kapcsolnunk; legegyszerűbb, ha az n-csatornás tranzisztor SUBSTRATE-jét a legnegatívabb, a p-csatornásét a legpozitívabb potenciálra /tehát a megfelelő tápfeszültségre/ kötjük. A MOS kapcsoló első ránézésre tökéletes, "lebegő" analóg jelkapcsolónak tűnik, hiszen a vezérlő elektród



7.15. ábra

7.16. ábra

teljesen szigetelt a jelet vezető csatornától /éppen ezért hajtjuk meg a GATE-eket kétféle szélső feszültséggel, és nem bajlódunk az utánhúzással, ami pl. kiürítéses típusnál elvileg alkalmazható lenne, növekményesnél némi módosítással szintén/. A problémát a MOS kapcsoló esetében az okozza, hogy a csatorna és a SUBSTRATE záróirányú előfeszítése nem jelent teljes szigetelést, hanem egészen kis értékű visszáram folynak. Ez természetesen csak egészen precíz, nagy impedanciák között, vagy igen kis jelszinteken működő kapcsolóknál okoz gondot. A szivárgási áram ilyenkor a SUBSTRATE jelfeszültségre történő utánhúzásával /zérus feszültség miatt zérus áram/ kiküszöbölhető. A kinyitáshoz ill. lezáráshoz a kapcsolható analóg jeltartomány határait az elektródok között kellő tartalékkal biztosítandó feszültségek határozzák meg. Az n-csatornás típust alapul véve:

- Bekapcsoláskor, vagyis amikor a GATE-re a pozitív tápfeszültséget adjuk, a SOURCE és a DRAIN, vagyis az analóg jel potenciálját nem növelhetjük pozitív irányban tetszés szerint, mert a nyitáshoz maradnia kell valamekkora, U_{th} -nál nagyobb pozitív GATE-előfeszültségnek. A bemeneti jelfeszültségtartomány "abszolut" határa tehát pozitív irányban: $+U_T - U_{th}$. A valóságban eddig az értékig sohasem növeljük a bemeneti feszültséget, mivel - a 7.15. ábra $R_{DS(on)} - U_{GS}$ összefüggéséből láthatóan - a csatorna-ellenállás rohamosan növekedni kezd, amint az előfeszültség "fogy" és U_{th} értékét megközelíti. A diagram alapján azt is beláthatjuk, hogy ez a csatorna-ellenállás növekedés már hamarabb bekövetkezik és észrevehetővé válik. Megállapíthatjuk: a MOS kapcsolók kedvezőtlen tulajdonsága, hogy a bekapcsolt csatorna-ellenállásuk függ az analóg jel pillanatnyi értékétől /csatorna moduláció következik be/, és - n-csatornás tranzisztor esetében - minél pozitívabb a jelfeszültség, annál nagyobb a kapcsoló ellenállása. A kapcsolható jeltartomány célszerű pozitív határának hozzávetőleg azt a legnagyobb szintet tekintjük, amelynél a csatorna-ellenállás nem növekszik egy /az alkalmazástól függő/ megengedett határ fölé /tipikusan 1...2 kohm-ot szokás határnak tekinteni/. Nyilvánvaló, hogy a gyárok minél kisebb küszöbfeszültségű típusok előállítására törekednek. Ma már nem ritka az 1...2 V-os U_{th} sem, de általában 8...10 V tartaléket kell hagynunk a pozitív tápfeszültséghez képest. A kedvező - pl. +10 V-os - maximális jelhatár elérése érdekében a tápfeszültséget gyakran aszimmetrikusra választják, pl. +20 V és -10 V, ha n-csatornás és -20 V és +10 V, ha p-csatornás a kapcsoló.
- Kikapcsoláskor az n-csatornás tranzisztor GATE-jén $-U_T$ van, így ha növekményes a MOS, akkor a bemeneti jel akár $-U_T$ is lehet, nem léphet fel nyitófeszültség /sőt még $-U_T$ alá is me-

hetnénk, de ennek csak elvi jelentősége van, hiszen a SUBSTRATE - U_T feszültségen van, így kinyitna a SUBSTR.-csatorna /Pontosabban a SUBSTR.-SOURCE vagy a SUBSTR.-DRAIN/ átmenet. Ha a kapcsoló tranzisztor kiürítéses, akkor a negatív tápfeszültséget csak lezáró-feszültségnyivel közelíthetjük meg. A p-csatornás kapcsolókra szintén érvényes minden eddigi megállapítás, csak a polaritást kell mindenütt megcserélnünk.

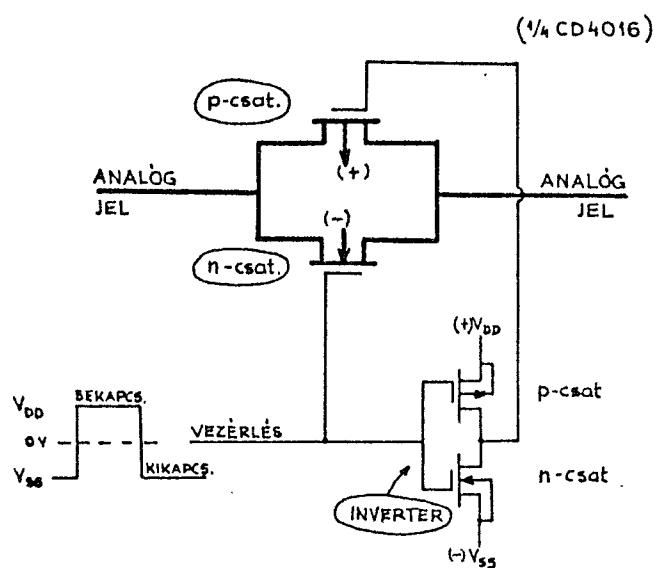
Diszkrét elemes, egyedi MOS tranzisztorokat és külön meghajtót tartalmazó áramköröket ma már ritkán építünk, előnyben részesítjük a könnyebben kezelhető integrált változatokat. Vannak olyan típusok, amelyek egyetlen tokban a szokásos igényeknek megfelelő elrendezésben több MOS kapcsoló tranzisztort tartalmaznak, de a vezérlésükről külön kell gondoskodnunk /lehetőleg IC-vel/. Ezek az olcsóbb, monolitikus változatok: ilyen például a NATIONAL AM 2009 hatcsatornás kapcsoló-elrendezése /védett GATE, 150 ohm minimális csatorna-ellenállás, ± 10 V analóg jeltartomány/, vagy 452, 552 /amely egyetlen tokban négy darab MOS kapcsolót tartalmaz/ - mindkét típus p-csatornás. A hibrid, meghajtót is tartalmazó, logikai jellel vezérelhető drágább változatok szintén nagy választékkal kaphatók pl. az AH 0015 /4-es kapcsoló, 4 független bemenettel és kimenettel/, de monolitikus az AM 3705 nyolccsatornás multiplexer kapcsoló, a vezérlő logikával együtt. Érdemes megjegyeznünk, hogy nem kimondottan a lineáris áramkörök kategóriájába tartozó sok olyan MOS-LSI IC van, amelyek egy teljes funkcionális egységet /D-A konvertert, A-D konvertert, méréspontváltót, stb./ tartalmaznak, és amelynek a kapcsoló csak egy része, ezért a típusválaszték szinte áttekinthetetlen.

Mivel a MOS kapcsolók átmeneti ellenállása a jelszinttől nagymértékben függ, ezt a fajtát legjobban olyan áramkörökben használhatjuk, a legkisebb hibát ott okozzák, ahol a kapcso-

landó jel állandó /legjobb, ha 0 V közelében van/, vagy legalábbis kevéssé változik. Földfüggetlen, "lebegő", nagyszintű jel-kapcsolóként kevésbé célszerű az alkalmazása. Kapcsolási sebességük is általában kisebb, mint a bipoláris és JFET-ös analóg kapcsolóké. Figyelnünk kell arra is, hogy ha a GATE nem védett, az áramkör érintés hatására is tönkremehet.

A komplementer MOS, CMOS elrendezéssel nagymértékben csökkenhető a csatorna-ellenállás jelszinttől való függése /modulációja/. A kapcsoló két párhuzamos, komplementer MOS tranzisztorból áll, egy n-csatornásból és egy p-csatornásból /7.17. ábra/. A kapcsoló bekapcsolásakor a vezérlő bemenetre a pozitív $+V_{DD}$ tápfeszültséget adjuk, amitől kinyit az n-csatornás tranzisztor - ugyanúgy, mint a "normál" N-MOS kapcsolóban. Ugyanez a vezérlőjel egy fázisfordító inverterre jut /amely lé-

nyegében egy digitális áramkör, és ugyanúgy komplementer-párral működik, mint a kapcsoló/. A vezérlő bemenetre adott pozitív feszültség hatására az inverter alsó, n-csatornás tranzisztorra kinyit, a felső p-csatornás vizont ugyanerre a pozitív feszültségre lezár, az inverter kimenetén a negatív tápfeszültség $-V_{SS}$ jelenik meg. Ez vezérli a p-csatornás párhuzamos kapcsoló-tranzisztort, miáltal ez is kinyit. Vég eredményben tehát a beme-



7.17. ábra

neti pozitív vezérlő jel hatására minden két kapcsoló tranzisztor vezetni fog, hiszen minden minden kettő nyitófeszültséget kap /az n-csatornás közvetlenül, a p-csatornás az inverteren keresztül/, az analóg jel áthaladhat a kapcsolón /mindegy, hogy milyen irányban, vagyis mindegy, hogy melyik oldalt tekintjük bemenetnek, és melyiket kimenetnek; ez egy "bilateral switch", a katalógusban szokásos elnevezéssel - a működés hasonló a jelfogó érintkezők működéséhez/. Az analóg jel a pozitív V_{DD} és a negatív V_{SS} tápfeszültség közötti tetszőleges lehet, az eredő átvezetési ellenállás nem változik meg lényegesen. Ugyanis, amikor a jel negatív, akkor az n-csatornás kapcsoló tranzisztor /mint-hogy GATE-je $+V_{DD}$ feszültségen van/ teljes mértékben nyitott, ilyenkor a p-csatornás nagyobb ellenállású /hiszen nyitó GATE-feszültsége negatív, de most a többi elektródja is negatív/. Pozitív jelfeszültségeknél az n-csatornás tranzisztor ellenállása növekszik meg /"elfogy" a pozitív GATE-előfeszültsége/, viszont a p-csatornás nyit ki teljesen. Végeredményben a teljes $V_{DD} \dots V_{SS}$ tartományban a két tranzisztor közül az egyik egészben biztosan /közepes feszültségeknél párhuzamosan minden kettő/ vezet, az eredő ellenállás viszonylag kicsi és kevésbé függ a jelfeszültségtől. A 7.17. ábrán látható kapcsolás megegyezik a CD 4016 "klasszikus" monolitikus CMOS típus belső kapcsolásával /egy tokban 4 darab ilyen áramkör van/. Az áramkör $V_{DD} \dots V_{SS}$ közötti teljes tápfeszültsége 3...15 V lehet, de a fentiek szerinti állandó és kis értékű bekapcsolási ellenállást 15 V-ra szavatolják, tipikus érték 130 ohm. /Javitott változat a CD 4066, ennek bekapcsolási ellenállása 80 ohm./ Figyelnünk kell arra, hogy a logikai vezérlőjel két szintjének egyenlőnek kell lennie a két tápfeszültséggel / V_{DD} -vel ill. V_{SS} -sel/, és ugyanúgy, a kapcsolható analóg jelfeszültség is V_{DD} és V_{SS} határok között lehet. A teljes tápfeszültséggel a 15 V-ot nem szabad túllépnünk. Például, ha $V_{DD} = +7,5$ V-ot, $V_{SS} = -7,5$ V-ot vá-

lasztunk /a tápfeszültségek előállítása nem nehéz, akár egy kohm belső ellenállású feszültségosztó is megfelel, mert az áramkör 10 μW (!) körüli fogyasztású/, akkor az analóg jel $\pm 7,5\text{V}$ közötti lehet, a vezérlő bemenetre "1"-et, vagyis $+7,5\text{ V}$ -ot adva a kapcsoló átenged, "0"-át, vagyis $-7,5\text{ V}$ -ot a bemenetre adva, kikapcsol. A CD 4016-ost használhatjuk pl. $V_{SS} = 0\text{ V}$ és $V_{DD} = +15\text{ V}$ tápfeszültségekkel is, ekkor az analóg jel $0..+15\text{ V}$ közötti lehet, bekapcsoláshoz $+15\text{ V}$ -os, kikapcsoláshoz 0 V -os vezérlőjel szükséges. Ennek a típusnak a használatát kényelmetlenebben teszi az, hogy a vezérlőjel-szinteknek az analóg jeltartomány határfeszültségeivel illetve az áramkör tápfeszültségeivel kell egyenlőnek lennie, így logikai jelről /pl. TTL-ről/ történő vezérléshez szintáttevőre van szükség. Vannak javított monolitikus CMOS változatok is, amelyek szintáttevő nélkül vezérelhetők /sőt a vezérlő logikai kombinációs áramkörököt is tartalmazzák/. Ilyenek pl. a 8-csatornás multiplexer kapcsolók: CD 4051, CD 4052 és a 3x2-csatornás multiplexer: CD 4053. Találkozhatunk ezeken kívül sokféle hibrid változattal is - célszerű pl. a SILICONIX katalógusok tanulmányozása. A CMOS IC-k általában a bemenetükön a sztatikus töltődésből eredő túlfeszültség ellen védettek.

Foglaljuk össze a félvezető kapcsoló családok legfőbb /pozitív és negatív/ tulajdonságait:

- A bipoláris tranzisztoros kapcsolók
 - kis jelszinteken a maradékfeszültség /ill. annak hőmérsékletfüggése/ miatt nem pontosak
 - bázisáram folyik, ami terheli /"elhúzza"/ az analóg jelforrást
 - változó analóg jel esetén nehézkes a vezérlés
 - + az összes kapcsoló közül ma is ezek a leggyorsabbak.
- A JFET-es kapcsolók
 - + az analóg jelenek nem kell PN-átmeneteken áthaladnia, a maradékfeszültség csak a terheléstől függ

- + kis átmeneti ellenállás /speciális típusokkal 1 ohm-nál kisebb R_{DSON} érték érhető el/
- nehézkes a vezérlés a GATE utánhúzás szükségessége miatt /kivéve a földelő kapcsolókat/
- + az R_{DSON} nem függ a vezérlő jelről /éppen a GATE-utánhúzás miatt/, csak a típustól
- + működési sebességük a bipoláris kapcsolók után következik
 - integrált típusok drágák
- A MOS kapcsolók
 - nagyobb csatorna-ellenállás, és ez függ a jelfeszültségtől is /200 ohm...5 kohm/
 - + egyszerű meghajtás, nem kell GATE-utánhúzás
 - + könnyű integrálhatóság /MOS-LSI-ben/, olcsó
 - nem túlzottan nagy működési sebesség / μ s nagyságrendű kapcs. idők/
 - túlfeszültségre, érintésre érzékenyek, ha nincs beépített védelem
- CMOS kapcsolók
 - + kis csatorna-ellenállás, amelynek értéke gyakorlatilag nem függ a jelszinttől
 - általában korlátozott /max. 15 V/ jeltartomány
 - bonyolultabb technológia, magasabb ár
 - + MOS-nál nagyobb működési sebesség
 - + extrém kis tápteljesítmény szükséglet egy IC-re /ami tellepről működtetett készülékeknél nagy előny!/.

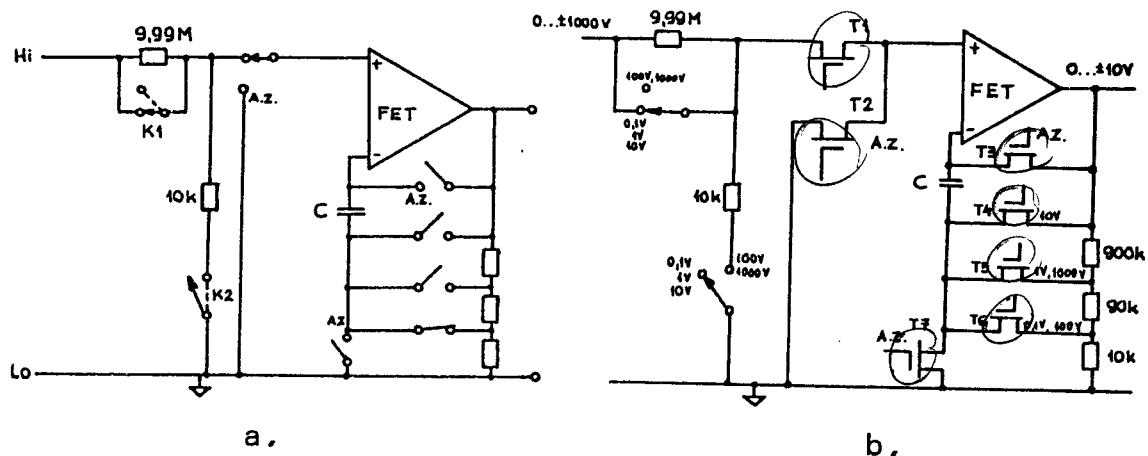
7.1.3. Az analóg kapcsolók alkalmazásának alapjai

Olyan áramkörökkel, amelyek kulcsfontosságú alkatrészként analóg kapcsolókat tartalmaznak, további fejezetekben is foglalkozunk, most inkább azt vizsgáljuk, hogy a kapcsolók alapvetően milyen hibát, pontatlanságot okoznak egyes esetekben. Ennek kapcsán megismerkedünk néhány módozattal, alapelvvel, amelynek segítségével ezt a hibát csökkenthetjük illetve gyakorlatilag kiiktathatjuk. Példának az elektronikusan vezérelhető, "programozható" osztót illetve erősítőt választjuk, mert ez jellemző alkalmazási terület, és itt szinte minden fontos elv, megoldási mód tanulmányozható. Az alap-áramköröket az 5.5.1. pontban "Az egyenfeszültség mérés alapáramkörei, autozéró alapelvezeték" címmel lényegében tárgyaltuk, csak ott a kapcsolókat egy-egy rajzzel jelöltük és ideálisnak tekintettük azokat.

Például egy feszültségmérőben, amelyben automatikus mérés-határváltás /auto-range/ van, a bemeneti fokozatban feltétlenül lennie kell egy olyan programozható osztónak illetve erősítőnek, amelynek osztásviszonya illetve erősítése elektronikusan vezérelt kapcsolók segítségével változtatható.

Vegyük példának az említett fejezetben bemutatott /nagyfontosságú, digitális feszültségmérőben szokásos/ $0,1 V_{fs}$ -tól $1000 V_{fs}$ -ig / fs = full scale, végkitérés/ dekádonként változtatható mérés-határú bemeneti áramkört. Az alapkapsolást az 5.52. ábrán, az autozéróval kiegészített változatot az 5.55. ábrán láthattuk, most emlékeztetőül a 7.18.a. ábrán újra felrajzoltuk. Tekintve, hogy a bemeneten lévő "durva" osztót a 100 V-os és 1000 V-os méréshatárban iktattuk be /K1 kikapsolásával és K2 bekapsolásával/, a K1-re szélső esetben 1000 V feszültség is juthat, így erre a helyre csak mechanikus kapcsolót /REED-jelfogót/ tehetünk. Ez ennek az elrendezésnek kétségtelen hibája; a kapcsoló

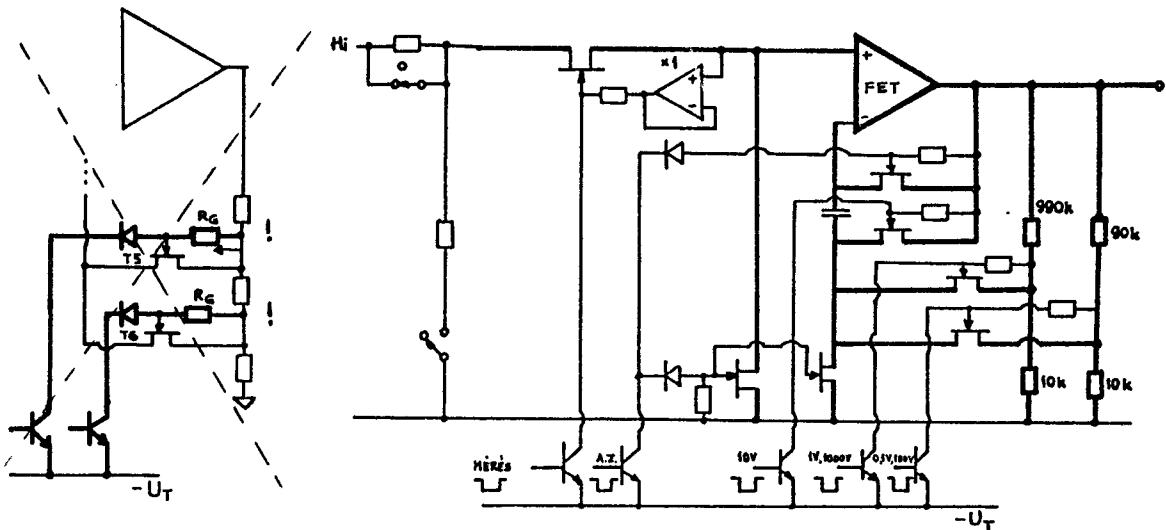
lón nagyfeszültség is felléphet. Hasonlóképpen K2 helyére is REED-jelfogót érdemes tennünk, mert ezen ugyan nem lép fel üzemszerűen nagy feszültség, de az átmeneti ellenállásnak a 10 kohm-hoz képest nagyon kis értékűnek kell lennie /nem okozhatunk kb. 0,001 %-nál nagyobb hibát, ehhez kb. 0,1 ohm ellenállás-bizonytalanság tartozik, amit félvezető alapú kapcsolóval nehéz elérni/. Az osztó utáni pontra normál üzemben /védelemről gondoskodni kell/ már csak legfeljebb 10 V körüli legnagyobb feszültség kerülhet, ezért az erősítő bemeneteihez csatlakozó kapcsolók már félvezetősek lehetnek. A soros bekap-



7.18. ábra

csolási ellenállás egyik kapcsoló esetében sem játszik szerepet: a neminvertáló bemeneten lévő jel és autozéró-kapcsoló, valamint az invertáló bemeneten lévő autozéró és méréshatárváltó /erősítés-váltó/ kapcsolók a FET erősítő bemeneteivel sorosan kapcsolódnak, így a nagy bemeneti ellenállás miatt nem keletkezhet feszültségesztás. /Autozéró állásban a C kondenzátor törököt töltenünk az AZ kapcsolókon keresztül, tehát látszólag nem engedhető meg a nagy ellenállás, Arra kell azonban gondolnunk, hogy üzem közben az öfszet feszültség csak igen lassan változik, egy-egy ciklusban jóformán csak C töltésveszte-

séget kell pótoltunk, ezért közömbös az AZ kapcsolók T3 és T4 soros ellenállása. Bekapcsoláskor okoz csak néhány ütemidő késedelmet a kondenzátor ofszet-feszültségre való feltöltése. Mivel a kapcsolók ellenállása és ezzel együtt az ellenállás szintfüggése nem okoz hibát, MOS kapcsolót használhatunk ebben az áramkörben - felteve, hogy a tápfeszültség, amelyről a MOS tranzisztorok a vezérlésüket kapják, elegendően nagy a legnagyobb pozitív illetve negatív jelfeszültségek biztonságos kapcsolásához. JFET kapcsolót is alkalmazhatunk, de akkor a GATE-utánhúzás nehézkes: a bemeneti pontot az erősítő neminvertáló bemenetével összekötő T1 kapcsolónak teljes mértékben "lebegőnek" kell lennie a megkívánt nagy bemeneti impedancia miatt, így külön utánhúzó buffert kellene beépíteni. Az ugyanide csatlakozó T2 AZ kapcsoló GATE ellenállása földelhető, hiszen ez a FET 0 V-ot visz a bemenetre. A visszacsatoló ágban is meg kell gondolnunk a GATE ellenállások elhelyezését, hiszen még T3 és T4 GATE-jét utánhúzhatjuk az erősítő kisimpedanciás kimenetőről, de T5 és T6 R_G-jét nem köthetjük a visszacsatoló osztóra, hiszen bárminelyik FET kikapcsolásakor R_G befolyásolna /elhúzná/ az osztó potenciálját, ami belátható a 7.19. ábra hibás kapcsolásáról.

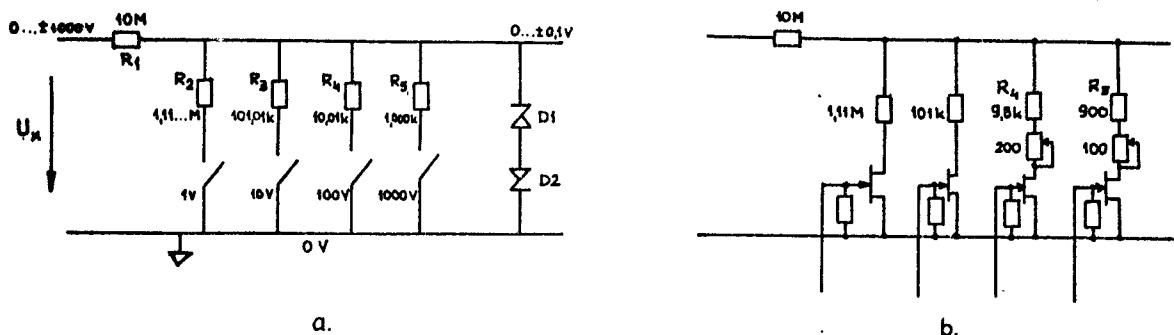


7.19. ábra

7.20. ábra

Egy elközelhető megoldás a 7.20. ábra szerinti lehet, ahol a 10-szères és 100-szoros erősítéshez két külön visszacsatoló osztót építünk be /eggyel több pontos ellenállás szükséges, de az egyik tranzisztor kikapcsolása nem befolyásolja a másik visszacsatoló ágat és bonyolult utánhúzás sem kell/. Az ábrán a kapcsoló FET-ek GATE-vezérlő NPN tranzisztorait is megrajzoltuk /kikapcsoláskor a tranzisztor $-U_T$ -re viszi a GATE-et/. Az ábra arról is meggyőz bennünket, hogy a JFET-ek vezérlése menetivel nehézkesebb, mint a MOSFET-eké. MOS kapcsolók alkalmasára esetén a 7.18.b. ábra érvényes, semmilyen járulékos alkatrész nem szükséges, csupán a kiválasztott kapcsolót $+U_T$ -vel, a megszakítandó kapcsolót $-U_T$ -vel kell vezérelnünk. A kapcsolásnak tehát előnye, hogy nincs követelmény a félvezető kapcsolók ellenállására, de a bemeneti durva osztón nagyfeszültség léphet fel és kis átmeneti ellenállás engedélyezett, amiatt mechanikus eszközt vagyunk kénytelenek használni, ami viszont hátrány.

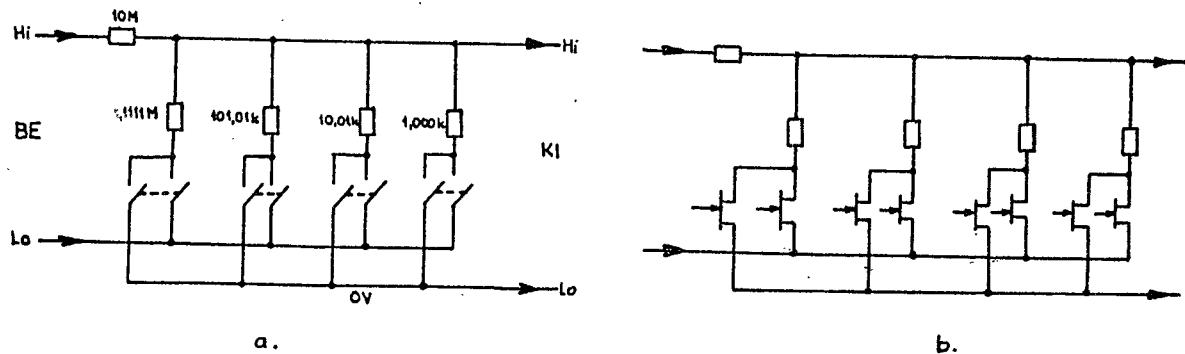
Felépíthető egy feszültségmérő bemeneti dekádikus osztója úgy is, hogy a bemeneti U_x 0 V és 1000 V között bármekkora lehet, mégis az összes méréshatárt félvezetős kapcsolóval iktathatjuk be /egyetlen feltétel, hogy az osztót nem szabad terhelnünk, ami a szokásos FET-bemenetű erősítőkre ill. nagy bemeneti ellenállású analóg-digitál konverterekre teljesül is/. Az elvi rajzot a 7.21.a. ábra mutatja arra az esetre, amikor a mérőegység végkitérésben $\pm 0,1$ V-os jelet dolgoz fel. Az osztó felső tagja állandó 10 Mohm-os ellenállás, az alsó tagot a megfelelő méréshatár-kapcsoló /automatikus/ bekapsolásával iktathatjuk be mindig úgy, hogy a kimeneti jel $\pm 0,1$ V-nál ne legyen nagyobb. /Mivel az automatikus méréshatárváltó előre "nem tudja", hogy mekkora U_x -et kapcsolunk a bemenetre, megfelelő védelemről gondoskodnunk kell pl. D1-D2-vel./ A legalsó 0,1 V-os méréshatárban valamennyi kapcsolót kikapcsoljuk, 1 V-os méréshatárban



7.21. ábra

földeljük R_2 alsó végét, amivel 1:10-es osztót képezünk ki, 10 V-os méréshatárban R_3 -mal 1:100 osztót hozunk létre és így tovább. Mivel a méréshatár-váltót minden úgy állítjuk be /automatikusan/, hogy a melegpont feszültsége $\pm 0,1$ V-nál / $\pm 0,1999..$ V-nál/ nem nagyobb, belátható, hogy a kapcsolókon sem léphet fel megszakított állapotban ennél nagyobb feszültség, legfeljebb csak pillanatnyilag, a méréshatárváltó működése alatt, /túlfeszültség esetén/, vagyis minden kapcsoló félvezetős lehet, célszerűen JFET-es a lehető legkisebb átmeneti ellenállás érdekében /pl. a 7.21.b. ábra szerint/. A bekapcsolt FET csa-torna-ellenállása láthatóan sorbakapcsolódik a beiktatott osztóellenállással, ami pontatlanságot okoz. Az 1,11 Mohm, 101 kohm értékét a 10 ohm nagyságrendű csatornaellenállás nem változtatja meg észrevehetően, de 10 kohm-nál és 1 kohm-nál erősen befolyásolja az eredő ellenállás értéket. Olcsó, pontatlanabb berendezésekben ezen legegyszerűbben úgy segítenek, hogy ezeket az osztóellenállásokat a névlegesnél kisebbre készítik, és egy soros, változtatható ellenállással egészítik ki. Beméréskor a soros trimmereket úgy állítják be, hogy a FET ellenállásának közbeiktatásával pontos legyen az osztásviszony. Természetes, hogy nagypontosságú berendezések /0,1 %...0,01 %.../ osztóját ilyen elven nem működtethetjük, mert egrészt a trim-

mer-potenciometerek alkalmazása nem célszerű, mivel újabb járulékos hibák forrása, másrészt, mert a FET ellenállása sem állandó: időben változhat az öregedés miatt, de főleg a hőmérsékletváltozás hatása jelentős / 10^{-5} C hőmérsékletváltozás néhány ohm-os csatorna-ellenállás-változást okozhat/. Olyan megoldást kell választanunk, amellyel a FET soros ellenállásának hatása teljesen kiiktatható, "nem számít bele az osztóellenállások értékébe". A megoldás elve az, hogy a kimenet számára a 0 V-ot nem onnan vesszük le, ahol már "hibásan jelenik meg" /a FET közbeiktatásával/, hanem onnan, ahol a leosztott feszültség hidegpontja, 0 V-ja ténylegesen jelen van, vagyis az éppen bekapcsolt osztó-ellenállás alsó pontjáról. Az elv megvalósítását a 7.22.a. és b. ábra mutatja: egy-egy méréshatár kiválasztásakor két kapcsoló működik egyszerre, egyik a bemenet

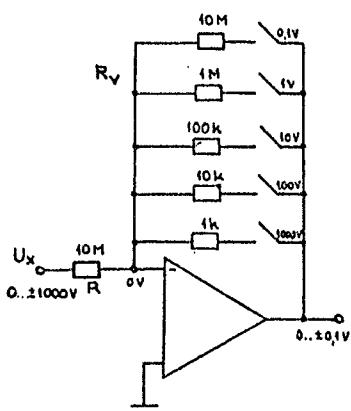


7.22. ábra

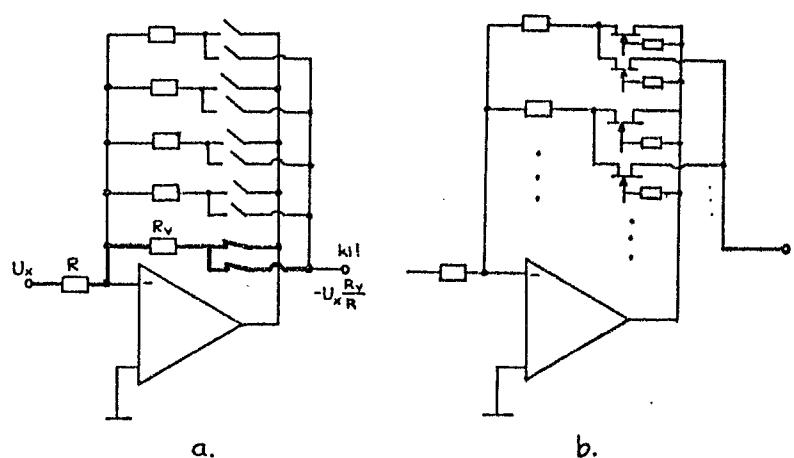
földpontjához köti a megfelelő osztóellenállást /úgy, ahogy az előző, egyszerű változatban/, a másik a kimenetre vezeti az ellenállás alsó végén /és nem az ellenállás-kapcsoló kombináció végén/ lévő null-potenciált. A kimenetre így minden egészen pontosan a feszültségesztő alsó, R_2 vagy R_3 vagy ... stb. ellenállása két végén fellépő feszültséget vezetjük, ezért ha az ellenállások pontosak, akkor a kimenetre jutó leosztott feszültség is pontos lesz, gyakorlatilag függetlenül a kapcsolók ellenál-

lásától. Ebben az elrendezésben már nem kritikus a kapcsoló ellenállása, így akár MOS típust is alkalmazhatunk. A kapcsolás hibátlan működésének természetesen alapfeltétele, hogy a bemenet és a kimenet Lo pontja egymástól független, szigetelt legyen, ami - ahogy az előzőkből már tudjuk - legtöbbször teljesíthető.

Az említett 5.5.1. pontban a szokásos feszültségmérő bemeneti alapáramkörök közül foglalkoztunk azzal a változattal, amelyben a bementi erősítő invertáló feszültségerősítő ill. aktív osztó üzemben működik, az erősítést /osztást/ azaz a mérés-határt a negatív visszacsatoló ágban elhelyezett dekádikus ellenállás sorozat valamelyik tagjának beiktatásával állíthatjuk be. Automatikus méréshatár-váltás esetén, ahhoz, hogy az erősítő elektronikusan programozható legyen, a visszacsatoló ellenállásokat beiktató kapcsolóknak elektronikusan vezérelhetőknek kell lenniük. Ez az áramkör is előnyös abból a szempontból, hogy a kapcsolókon nem léphet fel nagy feszültség. A soros ellenállás azonban ugyanúgy mint a passzív osztó esetében erősítéshibát okoz /különösen, amikor a kapcsoló 1 kohm-mal,



7.23. ábra

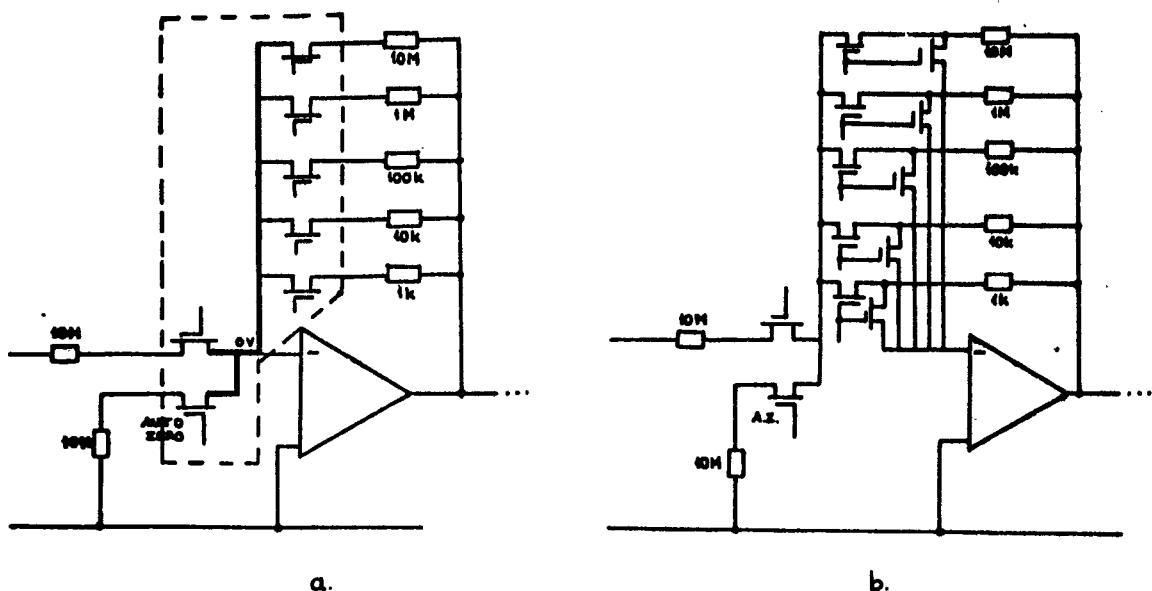


7.24. ábra

10 kohm-mal kapcsolódik sorba/. Itt is olyan megoldást kell találnunk, ámellyel a hiba kiküszöbölhető. A kérdéssel azért is érdemes részletesen foglalkoznunk, mert gyakori eset, hogy a visszacsatoló ágban hibát okozó elem van, ezért a hiba-kiiktatás módszereinek, alapelveinek tisztázása sok hasonló kapcsolás működésének megértéséhez nagyon fontos. Érdemes visszagon-dolni /a jegyzetben visszalapozni/ pl. a mérőegyenirányítókkal, AC-DC átalakítókkal kapcsolatos 5.9.1. pontban ismertetett alapelvre: annak ellenére, hogy a visszacsatolásban hibát okozó dióda van, hatása nem érvényesül, ha a kimeneti jelet nem a műveleti erősítő kimeneti pontjáról, hanem a pontos visszacsatoló ellenállás végpontjáról vezetjük el /5.120.ábra/. Ugyanezt az elvet kell a jelen esetben is követnünk /csak most a hibát okozó dióda helyett FET van jelen/: a pontos kimeneti feszültséget a /beiktatott/ R_V visszacsatoló ellenállásról lehetjük le közvetlenül, hiszen az U_x/R bemenetről folyó áram a visszacsatoló ellenállással /mondjuk R_V -vel/ szorozva hozza létre a pontos feszültséget. A megoldás tehát itt is az egyszerre működő kettős kapcsolók beépítése; ha egy visszacsatoló ellenállást bekapcsoltunk, akkor egy külön kapcsolóval annak végpontjáról kell elvezetnünk a $-U_x \frac{R_V}{R}$ pontos kimeneti feszültséget /7.24.a. ábra/, így a soros kapcsoló FET ellenállását "nem vesszük figyelembe". /A kimenetet viszont most nem szabad nagyon terhelnünk, mert a terhelőáram a kapcsoló ellenállásán kis hibafeszültséget hozhat létre, éppen emiatt ezen a helyen célszerű JFET-eket felhasználni./ A GATE-utánhúzás megoldása egyszerű: az erősítő bemeneti impedanciája kicsi és a nyitott FET GATE-jének éppen az erősítő-kimenethez képest kell 0 V-on lennie, így a GATE ellenállásokat ide köthetjük /7.24. b. ábra/. Természetesen MOS kapcsolót is alkalmazhatunk, ha a kimenetet nem terheljük észrevehetően /a visszacsatoló ellenállásokkal soros kapcsoló-ellenállás nem játszik szerepet, így

egyszerűbb a vezérlés. Nem szabad figyelmen kívül hagynunk viszont, hogy nagyobb kimeneti jelszinteknél /jelenlegi példánkban $0... \pm 0,1$ V-ot feltételeztünk, de lehet akár ± 10 V-os kivitel is/ a bekapcsolt MOS tranzisztor nyitó, GATE feszültsége "elfogyhat", erősen megnőhet az ellenállása és ekkor már a kapcsolás működésképtelenné válik. A problémák fő oka, hogy a kapcsolók az erősítő mindenkorai kimeneti feszültségén "lebegnek", vagyis változó potenciálon vannak.

Érdemes meggondolnunk, hogy a könnyebb vezérelhetőség, biztosabb működés érdekében - különösen MOS kapcsolók alkalmazása esetén - nem célszerűbb-e a kapcsolókat oda helyeznünk, ahol 0 V körüli, gyakorlatilag állandó feszültségen üzemelnek. Az invertáló kapcsolásban az erősítő invertáló bemenete, a virtuális nulla pont ez a megfelelő hely, vagyis a kapcsolósor célszerűen az erősítő bemeneti oldalára helyezhetjük. Ebben az esetben is gondolnunk kell arra, hogy a kapcsolók soros ellenállásának hatását - különösen kis értékű beiktatott ellenállásokkal sorbakapcsolódó kapcsoló-ellenállások hatását - kiiktassuk, minimálisra csökkentsük. Az alapelrendezésben ugyanis /a 7.25.a. ábrán, amelyen autózérós megoldást feltételeztünk/ az első feltétel teljesül, a kapcsolók 0 V körüli potenciálon vannak, de soros ellenállásuk számottevő /1 kohm-/os visszacsatoló ellenállás esetén kb. 100 %-os/ hibát okoz. A megoldás itt is a kettős kapcsolók alkalmazása; külön-külön kapcsolóval ikatjuk be a visszacsatoló ellenállásokat, és minden egyes visszacsatoló ellenállásról külön kapcsolóval visszük a jelet az erősítő invertáló bemenetéhez a 7.25.b. ábrán látható módon. Igy elérjük, hogy az erősítő kimenete és bemenete között ténylegesen csak maga a visszacsatoló ellenállás van /az erősítő bemenettel soros kapcsoló-ellenállás nem játszik szerepet/, és az ezen létrejövő pontos feszültség hozza létre a kimeneti feszültséget. Egyedül az okoz egészen kis mértékű hibát, hogy



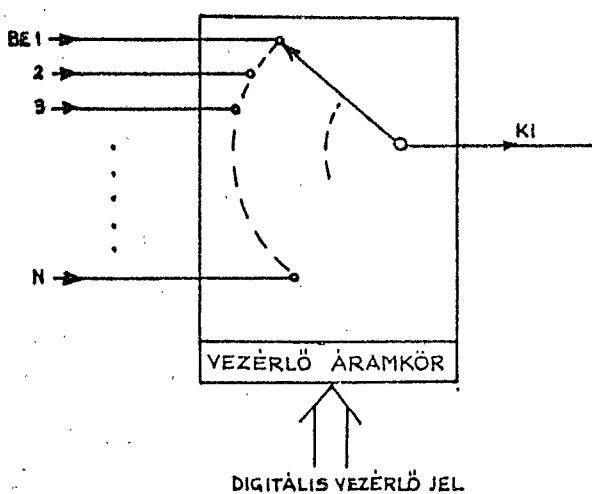
7.25. ábra

most a bemeneti 10 Mohm-os ellenállással kapcsolódik sorba /kétszeres/ csatorna-ellenállás, de ez megfelelő "trimmerreléssel" még nagypontosságú berendezésben is kompenzálható. A bemenetre helyezett kapcsolókkal felépített áramkör előnye az is, hogy mivel zérus feszültségen működnek a tranzisztorok, így a nagypontosságú mérőkörökben sem kell SUBSTRATE utánhúzást létrehozni, hanem elegendő állandó jelleggel a közös SUBSTRATE-ot 0 V-re kötni, valamint, hogy a teljes kapcsolósor egyik elektródja /DRAIN vagy SOURCE/ egy közös vezetékhez csatlakozik /nem kell minden kapcsoló minden elektródját kivezetni/, mindenek megkönnyíti az integrált sokcsatornás kapcsolók felhasználását. Virtuális nulla-ponthoz csatlakozó kapcsolóként JFET-et viszont csak akkor alkalmazzunk, ha az áramkörben lévő impedanciák kicsik /nem 10 Mohm-osak/, mert a legkisebb GATE szivárgási áram is elhúzhatja az érzékeny bemeneti pontot.

A gyakorlatban még nagyon sokféle elektronikusan vezérelhető, "programozható" analóg áramkörrel találkozhatunk, amelyben a fentiek szerinti, vagy hasonló elven alkalmazunk analóg kapcsolókat - remélhető, hogy az alapelvek ismeretében a felmerülő feladatok megoldása már nem ütközik nagyobb nehézségbe. A további fejezetekben az áramkörökben lévő analóg kapcsolókat ismét csak az egyszerűsített kapcsoló-rajzzal fogjuk jelölni, a részleteket illetően minden törjünk vissza erre a fejezetre /és természetesen tanulmányozzuk a szakirodalmat, pl. [5] és [6]-ot/.

7.2. Analóg multiplexerek

A multiplexer /pontváltó/ feladata alapvetően az, hogy több jel közül - külső parancsnak, vezérlésnek megfelelően - egyet kiválasszon és továbbítsa a kimenetre. Vázlatát a 7.26. ábra

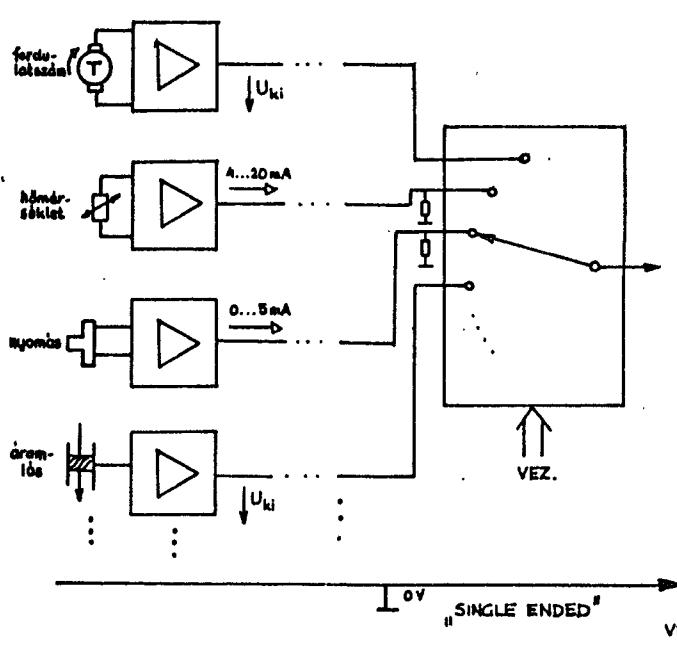


7.26. ábra

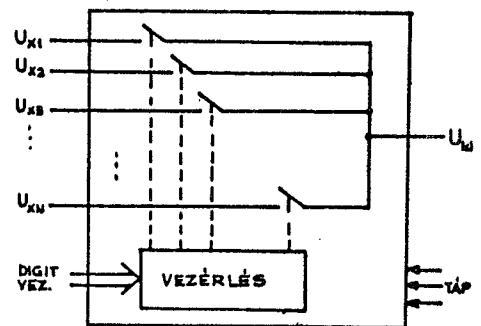
mutatja, amely az analóg és a digitális multiplexerekre egyaránt érvényes. Az analóg multiplexer abban különbözik a digitális-tól, hogy jelbemeneteire adott határok között lévő tetszős szintű analóg jel /feszültséget/ adhatunk, amelyik az adott - digitális ve-

zérő jellel kiválasztott - bemenetről minimális hibával, torzulással a kimenetre jut. A digitális vezérlő jel rendszerint valamilyen kód szerinti szám-jel, amely azt jelöli ki, hogy hányas számú bemenetről jusson az analóg jel a kimenetre. Az analóg multiplexer a jelfeldolgozó rendszerek fontos építőeleme; egy rendszerben általában több jelforrás, mérendő jel van, de egyszerre csak egygel tudunk "foglalkozni" /pl. digitálissá alakítjuk egy analóg-digitál átalakítóval/, ezért szükségünk van egy "pontváltóra", amely a digitális vezérlőegység /számítógép/ által kijelölt sorrendben "letapogatja" ezeket a csatornákat. Ily módon nem kell az összes jelcsatornára párhuzamosan kiépíteni a teljes rendszert, hanem csak egyetlen csatornára, és a feldolgozás csatornánként időben egymás után történhet /igaz, hogy ebben az esetben a feldolgozó egységnek nagyobb sebességűnek kell lennie/.

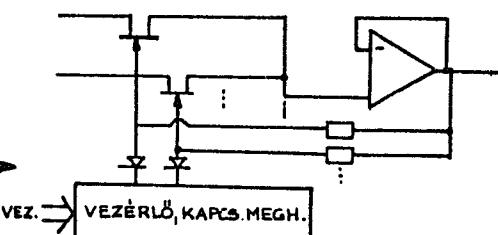
Az analóg multiplexert a /digitális/ mérő, adatfeldolgozó, szabályozó rendszerek különböző szakaszába iktathatjuk. Egyik szokásos megoldás, hogy valamennyi érzékelőhöz, mérőátalakítóhoz közvetlenül csatlakozik saját erősítője, hídáplálása /egyenirányítója, szűrője, stb., összefoglaló nevén "jelkondicionáló" áramköre/ és nekünk az erősítők kimenetén megjelenő - rendszerint egységes - nagyszintű jeleket /feszültségeket, vagy áramból átalakított feszültségeket/ kell fogadnunk, a megfelelő csatornát. Kiválasztanunk, multiplexelnünk /7.27. ábra/. A nagy jelszintek /pl. 4...20 mA, 0...±5 V/ nem teszik szükségesé "különleges intézkedések" megtételét, különleges árnyékoltást, földelést, stb., vagyis feltételezzük, hogy a rendszernek egyetlen közös földje, hidegpontja van, nekünk a megpontokat kell váltanunk. Ehhez az ábra szerinti "egyoldalas", aszimmetrikus ún. SINGLE ENDED multiplexert használhatjuk. Kivitelezése rendszerint félvezetős kapcsolókkal történik /törtenhet REED-jelfogókkal is, de most csak a félvezetős változa-



7.27. ábra



a.



b.

7.28. ábra

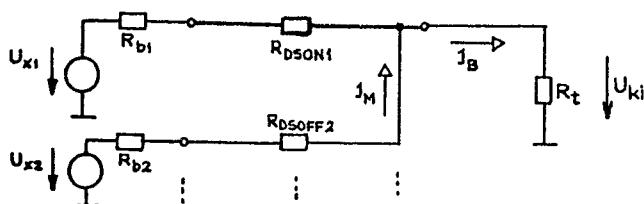
tokkal foglalkozunk/. Az elrendezési vázlatot a 7.28. a. ábra mutatja, a b. ábrán egy /már ismert/ JFET-es elrendezést rajzoltunk fel; a megfelelő csatorna bekapcsolásakor a vezérlő, kapcsoló-meghajtó áramkör "elengedi" a GATE vezetéket, és a bekapcsoláshoz szükséges zérus előfeszültséget a követő erősítő kis-impedanciás kimenetére kötött, vagyis a jelfeszültséggel azonos feszültségre húzó GATE ellenállás biztosítja. Többcsatornás /rendszerint 8/ multiplexerek MOS - és, amit ma már szívesebben használunk - CMOS változatban kaphatók, monolitikus IC kivitelben, amelyek tartalmazzák a megfelelő csatorna kiválasztásához szükséges digitális vezérlő jel-dekódoló egységet, a szintáttevő-meghajtó áramkört és természetesen magukat a CMOS kapcsoló tranzisztorokat. Vázlatunk pontosan egyezik a 7.28.a. ábra áramköri vázlatával. Ilyen pl. a félvezető kap-

csolók között már említett CD 4051-es típus /korlátozás a max 15 V_{p-p} analóg jel tartománya/. Modernebb, javított változat például a BURR-BROWN MPC 8S típusa, amely ± 30 V-os jelet tud feldolgozni /+15 V és -15 V a tápfeszültsége/, és a bemeneti túlfeszültség ellen védettek /a védelem mindig nagyon fontos: a MOS és CMOS eszközök túlfeszültségre nagyon érzékenyek, ha az áramkör belül nem tartalmaz védőáramkört, akkor kívül mindenkorban célszerű kiegészítenünk/. A működés szempontjából fontos az ún. "break-before-make" sorrendű átkapcsolás, amit a meghajtó áramkörrel kell biztosítani. Ez azt jelenti, hogy mielőtt a következő megcímzett csatornát a kimenetre kapcsolnánk, feltétlenül le kell választani az előzőt, nem lehet olyan pilanat amikor egyszerre két csatorna is a kimenetre csatlakozik, vagyis egymással összekapcsolódik.

A multiplexerek statikus, DC potossága több tényezőtől függ, amelyeket a felhasználónak figyelembe kell vennie, ezek közül a legfontosabbak:

- A terhelés miatt keletkező hiba /a helyettesítő képet a

7.29. ábra mutatja/.



7.29. ábra

Látható, hogy a kimeneti feszültség nem egyenlő a méréndő U_{x1} feszültséggel, hanem leosztódik az R_t -ból illetve R_{DS0N} bekapcsolt csatorna-ellenállásból és az R_{g1} generátor-ellenállásból kialakuló feszültségesosztón. A hiba úgy csökkenthető, hogy a terhelő ellenállásra lehetőleg csak nagy értéket engedjünk meg, vagy ha ez nem teljesíthető, egyszeres buffer erősítőt iktatunk a kimeneti vezetékbe /bár ekkor az ofszet okoz hibát/. Célszerű ezen kívül a lehető legkisebb R_{DS0N}

kialakuló feszültségesosztón. A hiba úgy csökkenthető, hogy a terhelő ellenállásra lehetőleg csak nagy értéket engedjünk meg, vagy ha ez nem teljesíthető, egyszeres buffer erősítőt iktatunk a kimeneti vezetékbe /bár ekkor az ofszet okoz hibát/. Célszerű ezen kívül a lehető legkisebb R_{DS0N}

bekapcsolt csatornaellenállású kapcsolót alkalmazni, valamint törekedni kell arra, hogy a mérendő forrás belső ellenállása minimális legyen /ez utóbbi általában teljesül, mert a távadó vagy feszültséggenerátoros kimenetű, vagy ha áramgenerátoros, akkor a multiplexer bemenetén a feszültséggé való visszaalakítás érdekében kis lezáró ellenállást helyezünk el/.

- Ofszet hiba, amelyet a kikapcsolt kapcsolók maradékárama és a terhelés bemeneti /bias/ árama hoz létre. Az R_{DSOFF2} , R_{DSOFF3} ... stb. kikapcsolt csatorna-ellenállások nem végig telen nagyok, ezért U_{x2} , $U_{x3} \dots$ -tól függően egy egészen kis értékű és változó - tehát kiegyenlíthetetlen - szivárgási áram /leakage current/ jön létre. Ha a kimenetre erősítő csatlakozik, akkor ennek bemeneti árama is hozzájárul az ofszethez, de ez a komponens alapjában véve kiegyenlithető, csak a hőmérséklet-drift nem. A keletkező ofszet feszültség végülis:

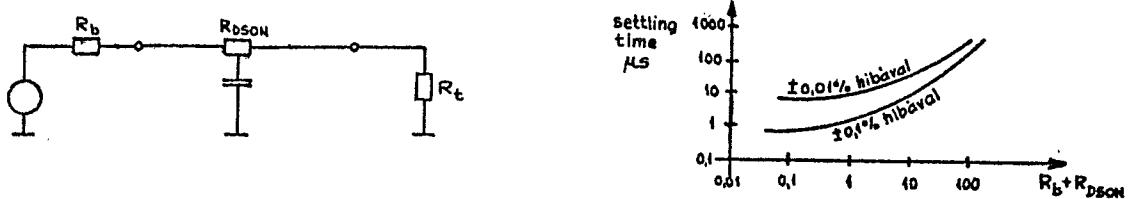
$$U_{os} = (I_M + I_B)(R_{DSON1} + R_{bi}),$$

ahol i a bekapcsolt csatorna sorszáma. Az ofszet feszültség csökkentéséhez kis bekapcsolási ellenállású, lehetőleg nagyobb kikapcsolási ellenállású kapcsolóra, kis belső ellenállású generátorokra és a kimeneti terhelő áram minimális értéken tartására van szükség.

A dinamikus jellemzők közül a legfontosabbak:

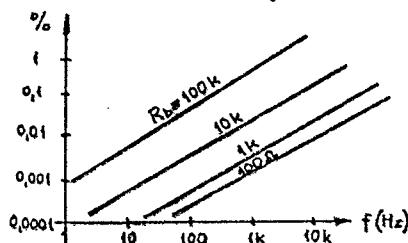
- A beállási idő /settling time/ arra ad felvilágosítást, hogy egy bekapcsolt csatorna-bemenetre adott, meghatározott /pl. 20 V/ amplitudójú ugrásfeszültség mennyi idő elteltével jelenik meg a kimeneten - adott pontossággal. A jelet a csatorna és a GATE közötti kapacitás lassítja: minél nagyobb a generátor és a bekapcsolt csatorna ellenállása, annál hossz-

szabb a beállási idő /7.30. ábra/.



7.30. ábra

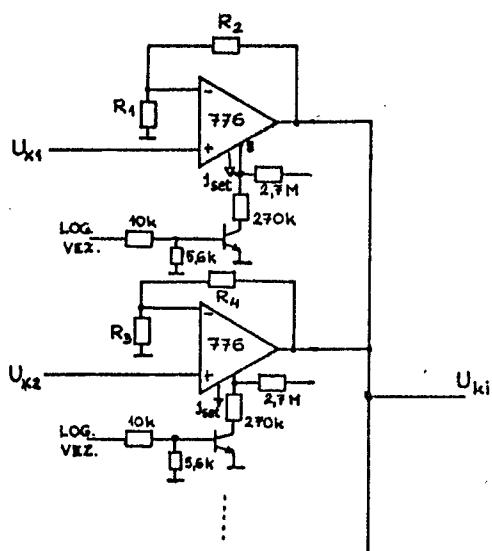
- A kapcsolási idő /switching time/ azon idő, amely az adott csatornát kiválasztó logikai jel bemenetre adásától addig telik el, amíg a kimeneten megjelenik ennek a csatornának a jelfeszültsége - adott pontossággal, adott amplitúdóval. Nemcsak a bekapcsolási, hanem a kikapcsolási időt is általában megadják /jó kapcsolókra mindenkorral alatti értékű/.
- Áthallás /crosstalk/ azt adja meg, hogy a kikapcsolt csatorna bemeneti jeléből mekkora rész jut a kimenetre. Mivel a jel főként kapacitív úton /a kikapcsolt csatorna kapacitásán keresztül/ jut át, az áthallás a jelfrekvenciával általában lineárisan növekszik /7.31. ábra/.



7.31. ábra

Érdekes és egyszerű multiplexer kapcsolás hozható létre analóg /FET/ kapcsolók nélkül is. Léteznek olyan műveleti erősítők, amelynek munkapontja, fokozatainak árama egy kivezetett pontra adott árammal beállítható különböző értékre, egészen nullaig. Ilyen pl. a uA 776-os "programozható" típus. Ennek 8-as kivezetésére adott I_{set} áramtól függ az erősítő bemeneti árama, erősítése, kimeneti impedanciája, stb. Ha $I_{set} = 0$, ak-

kor az erősítő "kikapcsol", kimenet nagyimpedanciás, szakadás lesz. Ezt a tulajdonságát multiplexer célra használhatjuk ki a 7.32. ábra szerint. A logikai bemeneteket 0 V-on tartva a tranzisztor az erősítőnek zérus



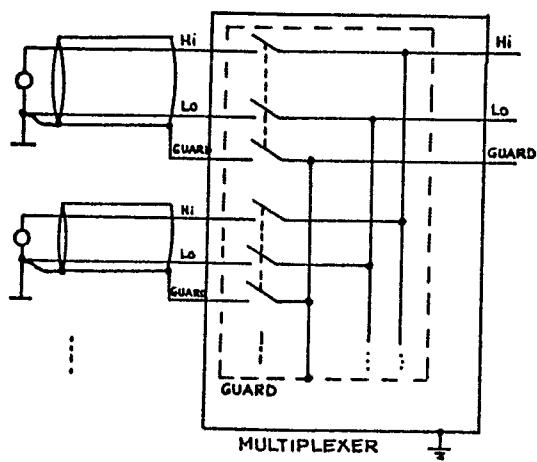
7.32. ábra

tal meghatározott - erősítéssel a közös kimenetre juttatja. A vezérlő körnek olyannak kell lennie, hogy egyszerre csak egy erősítőt /csatornát/ engedélyezzen.

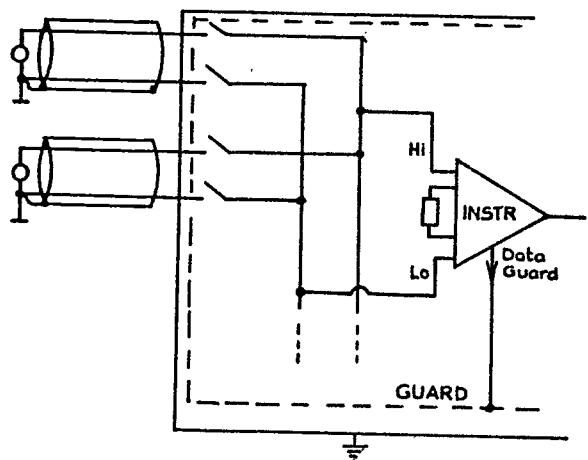
Az analóg multiplexer az adatfeldolgozó rendszerben nem-csak a nagyjelű oldalon lehet, hanem közvetlenül a jelforrásokhoz, mérőátalakítókhöz csatlakozhat, és akkor kis jelszinteket /mV/ kell nagypontossággal kapcsolnia. Kis jelek vezetésekor általában árnyékolt, guarded rendszert alakítunk ki a 6.2.2. pontban ismertetett elvek alapján. Ennek fő jellegzetessége a szimmetrikus jelvezetés; a jelforrás melegpontját és hidegpontját, azaz jól-rosszul földelt pontját külön-külön vezetékkel kötjük össze a mérőberendezés két bemenetével. Ezen kívül a jelvezetékeket árnyékolással vesszük körül, amelyet a jelforrás földelt pontjához kell kötnünk a közös módusú zavar-

I_{set} áramot ad, miáltal annak kimenete gyakorlatilag végtelesen impedanciájú lesz, leválasztódik a közös kimeneti vezetékről /a leválasztás 80 dB-nél jobb 50 kHz-en/. Amelyik csatornát be kívánjuk kapcsolni, annak a munkapont-beállító tranzisztor-bázisára TTL "1" szintű jelet kell adnunk, akkor az erősítő, mint neminvertáló fokozat az illető U_{xi} bemeneti feszültséget megfelelvisszacsatoló ellenállások által meghatározott - erősítéssel a közös kimenetre juttatja. A vezérlő körnek olyannak kell lennie, hogy egyszerre csak egy erősítőt /csatornát/ engedélyezzen.

jelre történő utánhúzás érdekében /l. a 6.51. ábrát!/. Ebből következik, hogy ha ebbe a rendszerbe iktatjuk a multiplexert akkor csatornánként nem elég egyetlen kapcsoló, mint a single ended elrendezésnél, hiszen most minden egyes jelforráshoz két szimmetrikus jelvezeték tartozik. Ehhez járul még a GUARD, ami szintén nem lehet minden jelgenerátorra közös. A megoldás nyilvánvaló: kapcsolunk kell minden csatornában a Hi, a Lo és a GUARD vezetéket, ez az ún. 3-vezetékes rendszer, vázlatát a 7.33. ábra mutatja. Ebben az esetben minden csatornába 3 kapcsoló szükséges, ami nem gazdaságos, de ezzel a megoldással a



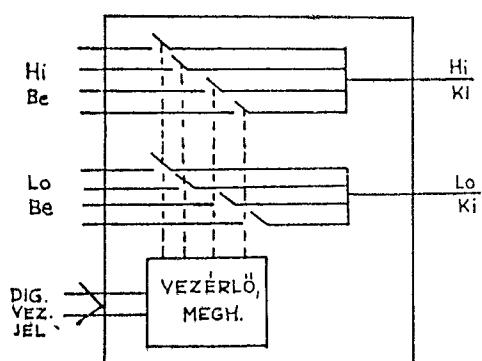
7.33. ábra



7.34. ábra

kiépített GUARD-rendszert nem befolyásoljuk, nem rontjuk el jellemzőit. Arra természetesen ügyelnünk kell, hogy a kapcsolóra megadott határértéken belül maradjon a jelgenerátor-földpontok potenciálkülönbsége. A másik módszer a 2-vezetékes, "guard szétválasztással" működő rendszer felépítése a 7.34. ábra szerint. Ebben minden csatornához csak két multiplexer bemenet és kapcsoló tartozik; csak a Hi és Lo vezetékeket multiplexeljük. A jelforrástól a multiplexerig menő vezetékeket úgyanúgy árnyékoljuk, és ezt az árnyékolást ugyanúgy legrövidebb vezetékkel a generátor-föld és a Lo találkozási pontjára

kötjük, mint a szokásos guard rendszerekben. A különbség az, hogy ennek az árnyékoló vezetéknek a multiplexer felőli végét nem kötjük be. A multiplexer és az utána következő egységek belső árnyékolását, GUARD-ját nem váltogatva, a generátorokról látjuk el utánhúzással, mint a 3-vezetékes rendszerben, hanem a multiplexer kimenetére csatlakozó instrumentation erősítő segítségével választjuk ki a jelben lévő közös módusú komponenst, és ezt használjuk GUARD meghajtó jelként. Amennyiben az instrumentation erősítőt külön "diszkrét" erősítőkből és ellenállásokból építjük fel, akkor a közös jel komponenst a 6.1.1. fejezetben tanult módszerrel például 6.13. ábra kapcsolása szerint állíthatjuk elő, de - ahogy ott említettük - a kész egységeket legtöbbször ellátják a GUARD-ot meghajtó DATA GUARD kimenettel /példának említettük az ANALOG DEVICES AD 522-es típust/. A 2-vezetékes rendszer kétségtelenül egyszerűbb huzalozású, kevesebb multiplexer bemeneti pontot és kapcsolót igényel, ezért szivesen alkalmazzák. Ugyanazokban az említett típuscsaládokban, amelyekben pl. 8-csatornás, egyoldalas multiplexerek meghajtóval, szintáttevővel együtt integrálva kaphatók, vannak kétszer 4-csatornás, ún. differenciál-multiplexerek is, kis jelek 2-vezetékes rendszerben történő kapcsolására /CMOS-nál maradvány: CD 4052, MPC 4D, elrendezési vázlatukat



7.35. ábra

a 7.35. ábra mutatja/. Jellemzői is alapjában véve megegyeznek 8-csatornás megfelelőik jellemzőivel. Kivétel, hogy a vezérlőkör páronként iktatja be a kapcsolókat. A differenciál típusokra ezen kívül rendszerint megadják a kapcsolópárok legnagyobb RDSON eltérését /szimmetrikus rendszerben - mint

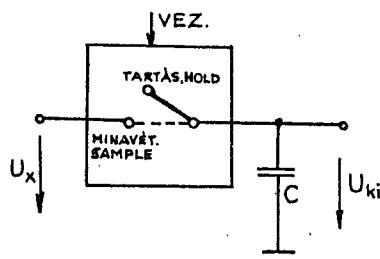
ahogy ezzel már foglalkoztunk - ennek jelentősége van/, és megadják a multiplexerre vonatkozó CMRR értéket is adott /általában 10 V nagyságrendű/ közös komponenst feltételezve.

Az eddigiekben félvezetős multiplexerekkel foglalkoztunk, ezeknek is azzal a csoportjával, amely DC és kisfrekvenciás célra készült /nem foglalkoztunk viszont a nagyfrekvenciás kapcsolókkal pl. kapcsoládiódákkal stb. felépített multiplexerekkel, amelyek tervezésénél, felhasználásánál egészen mások a szempontok, követelmények/. Érdemes megjegyeznünk, hogy vannak helyek, ahol a félvezetős kapcsolót nem alkalmazhatjuk multiplexer célra, mivel ezek 10-20 V feszültségekig működhetnek biztonságosan. Ennél nagyobb feszültségek /pl. közös módusú feszültségek/ jelenlétében mechanikus /főleg REED/ kapcsolókat vagyunk kénytelenek beépíteni, számolva ezek lassúbb működésével, nagyobb működtető teljesítményigényével, korlátozott élettartamával. Ajánlatos tehát egy rendszer összeállítása előtt alaposan felmérni a várható viszonyokat /ami rendszerint nem könnyű feladat/ és ezután dönteni a típust illetően.

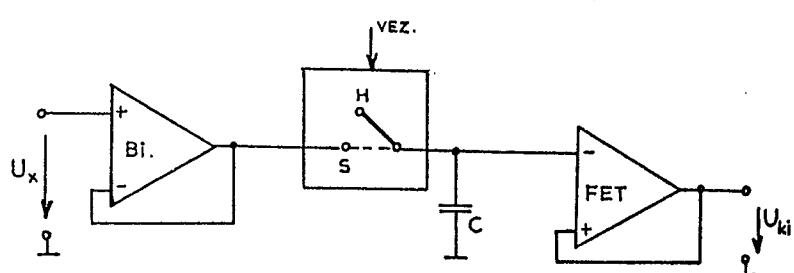
7.3. Mintavező-tartó /Sample-and-Hold, S & H/ alapáramkörök

A - már többször említett - digitális /számítógépes/ mérő ill. szabályozó rendszerekben, valamint egyes laboratóriumi műszerekben gyakran szükségünk van olyan egységre, amely egy adott pillanatban egy méréndő jelből mintát vesz, és ezt a mintavett jelértéket /feszültségértéket/ megfelelően hosszú ideig kellő pontossággal a kimenetén tartja /mint egyenfeszültséget/. A tartás ideje alatt elvégezhetjük a jel ezen pillanatértékének feldolgozását /pl. analóg-digitál átalakítását/, ezután következhet az újabb mintavétel. A mintavező-tartó tehát egy

olyan áramkori egység, amely adott /logikai jelszintű/ parancsra mintát vesz, azaz a bemeneti jellel azonos feszültséget állít elő a kimenetén, ellenkező /logikai jelszintű/ parancs-jelre tartja a legutolsó értéket. A tartáshoz, az "analóg memória" létrehozásához nyilvánvalóan kondenzátorra van szükség, a mintavételhez pedig kapcsolóra, amely a jelet a kondenzátorra kapcsolja. A leegyszerűsített elvi vázlatot a 7.36. ábra mutatja: a vezérelhető kapcsoló MINTAVÉTEL /SAMPLE/ állásában a bemeneti U_x jelre töltődik a kondenzátor, TARTÁS /HOLD/ állásban



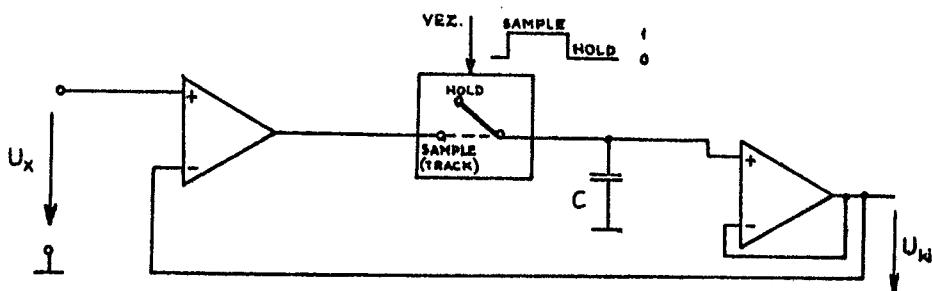
7.36. ábra



7.37. ábra

a bemenet leválasztódik, C tárolja a legutolsó U_x értéket, ezzel egyenlő a kimeneti feszültség. Az alapáramkör a fizikai működés szempontjából maradéktalanul teljesíti funkcióját, de ahhoz, hogy a gyakorlatban használható legyen, ki kell egészítenünk aktív elemekkel is. Mintavételkor ugyanis, ha a kondenzátort előzőleg U_x -től eltérő feszültségre töltöttük, hirtelen nagy áram indul meg, mivel a kondenzátor a bekapcsolás pillanatában elvileg zérus belső ellenállású telepként viselkedik; az áramot a kapcsoló soros ellenállása és a generátor belső ellenállása korlátozza. Az új feszültségre töltődéshez az áramot a jelgenerátornak kell szolgáltatnia, ami hátrányos. A bemeneti áramterhelést legegyszerűbben 1-szeres buffer erősítő beiktatásával szüntethetjük meg /a feszültség nem változik, de a bemeneti ellenállás nagy lesz/. Az eredeti alapáramkörnek az is hibája, hogy a kimeneti oldal, tehát a kondenzátor nem terhelhető, ezen egy újabb buffer erősítővel segithetünk; az így

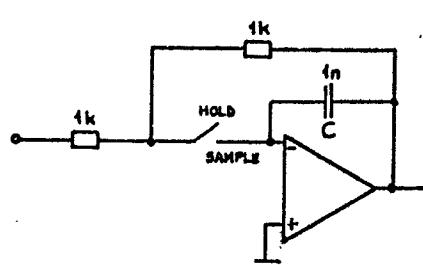
kialakult kapcsolást a 7.37. ábra mutatja. Bemeneti erősítőnek a kondenzátor lehető legnagyobb sebességű töltése érdekében minél nagyobb kimeneti áramterhelhetőségű bipoláris típust célszerű alkalmazni, a kimeneti erősítőnél viszont fő szempont, hogy tartáskor ne terhelje a kondenzátort, ezért ide legjobb a FET-bemenetű erősítő, nagyon hosszú tartási idő esetén esetleg elektrométer-erősítő. mindenéppen DC hibát okoz az erősítők ofszet feszültsége illetve driftet az ofszet feszültségek driftje. Ebből a szempontból a FET-bemenetű erősítő a kritikus, nehéz $n \cdot 10 \text{ uV}/^{\circ}\text{C}$ -nál kisebb driftű típust találni. Hibát okoz ezen kívül az elektronikus kapcsoló is: soros bekapsolási ellenállása lassítja /elvileg végtelen idejűvé teszi/ a kondenzátor töltését, átvezetése a vezérlőkör felé pedig statikus hibát okoz. Gyorsitható a SAMPLE AND HOLD áramkör működése, kiiktatható a második erősítő ofszet hibája a 7.38. ábra szerinti kapcsolással. Ebben is két - az előzőkben ismertetett jellemzőjű - erősítő működik, de a visszacsatolás



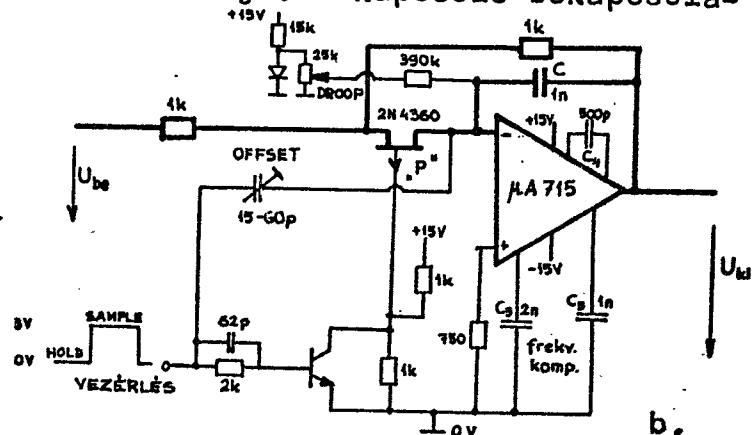
7.38. ábra

a teljes rendszert átfogja. Mintavételkor - függetlenül a kapcsolótól, kondenzátortól, kimeneti erősítőtől - a visszacsatolás a kimeneti feszültséget a bemenettel azonosra állítja be, hibát csupán a bemeneti erősítő ofszet feszültsége okoz /ezért ide kis ofszet feszültségű és driftű típus szükséges/. Éppen a teljes visszacsatolásnak köszönhető nagy pontosság miatt alkal-

mazzák legtöbbször ezt a kapcsolási elrendezést. A készen kapható hibrid modulok és a ma már megjelenő monolitikus integrált áramkörök belső kapcsolása is legtöbbször ilyen. A kondenzátort természetesen külső alkatrészként kell az áramkör-höz kapcsolnunk /a katalógusok javaslatot tesznek az optimális kapacitás értékre/. Követelmény, hogy átvezetése, töltésvesztése a lehető legkisebb legyen. Gondolni kell a szigetelő anyag polarizációjának változtatásakor bekövetkező hiszterézisre is, ennek minimálisnak kell lennie, mértékéről sokszor csak alapos vizsgálattal, mérésekkel tájékozódhatunk - hasonlóan ahhoz, ahogy a precíziós integrátorok kondenzátorának kiválasztásakor kell eljárnunk. Más, egy műveleti erősítős alapkapcsolásban is felépíthető mintavező-tartó áramkör. A 7.39. ábra invertáló erősítős, gyors működésű változatot mutat, amely pl. μA 715 áramkörrel építhető fel. Az elvi vázlatot az a. ábra, a teljes kapcsolást a b. ábra mutatja. A kapcsoló bekapsolá-



7.39. ábra



sakor /SAMPLE/ egyszeres, gyors / 1 kohm / invertáló erősítőként működik a kapcsolás, C feltöltődik a kimeneti feszültség értékére. A kapcsoló kikapcsolásakor HOLD állásban C , mint egy integrátor-kondenzátor tartja a feszültséget /természetesen a töltésvesztés miatt bizonyos időbeni csökkenéssel, "droop" - pal/. A bázisáram hatását a kondenzátor töltésére külön a bemenetre vezetett beállítható árammal kompenzáljuk.

Foglaljuk össze azokat az adatokat, amelyek a felhasználó szempontjából egy mintavező-tartó áramkörre a legfontosabbak, amelyeket a kész tipusokra a katalógusok is közölnek. A nagyságrendek érzékelhetésére például a BURR-BROWN SHC 298 AM monolitikus, 7.38. ábra szerinti belső felépítésű univerzális célra készült modern áramkörének adatait soroljuk fel:

- Bemeneti jellemzők:

Analóg bemeneti jeltartomány	$\pm(v_{CC}-2,5 \text{ V})$
Bemeneti ellenállás /szim. R_{be} /	10^{10} ohm
Bias áram /bemeneti áram/	10 nA
Digitális vezérlő bemenet adatai, feszültségek:	7. láb: 8. láb: Állapot: 0 V 2,4 V SAMPLE-TRACK 0 V 0,8 V HOLD +2,4 V 2,8 V HOLD +0,8 V 2,8 V SAMPLE-TRACK
Áram:	10 uA

- Pontossági adatok:

Linearitási hiba /eltérés az ideális egyenes karakterisztikától a legna- gyobb feszültséghez viszonyítva/	$\pm 0,01 \% /20 \text{ V max.}/$
Erősítés	$\pm 1,0 \text{ V/V}$
Erősítés-hiba	$\pm 0,004 \% /2 \text{ mV}$
Bemeneti ofszet fesz. /nullázható/ Droop-rate /Hold üzemben a kimeneti feszültség időbeni csökkenése C töltésvesztesége miatt/	$\pm 25 \text{ } \mu\text{V/ms}$
Töltés-ofszet /a FET átkapcsolásakor a GATE kapacitáson C-re a tartókon- denzátorra kerülő hibafeszültség/	$\pm 15 \text{ mV}$
Zaj	$10 \mu\text{V}_{\text{RMS}} (10\text{Hz}-100\text{kHz})$
SVRR	$\pm 25 \text{ } \mu\text{V/V}$

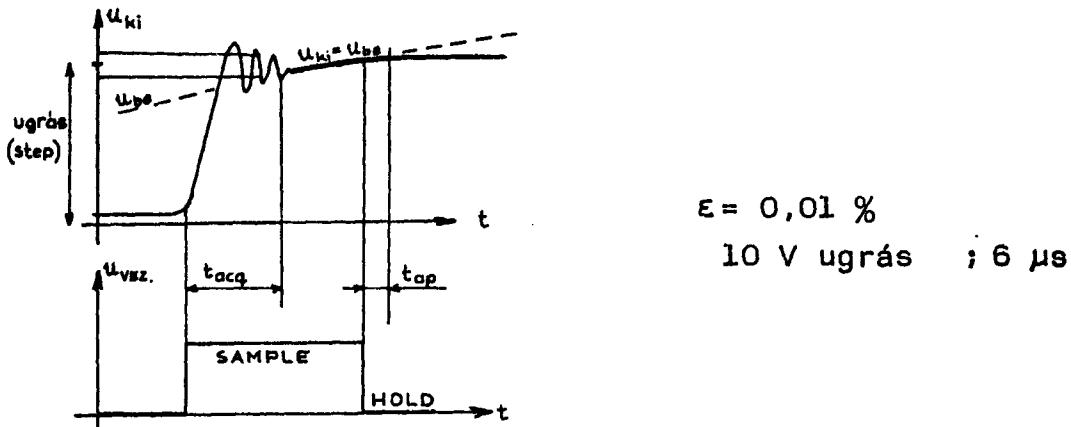
- Drift adatai:

Erősítés drift	$3 \text{ ppm/}^{\circ}\text{C}$
Bemeneti ofszet feszültség drift	$15 \mu\text{V/}^{\circ}\text{C}$
Töltés-ofszet drift	$50 \mu\text{V/}^{\circ}\text{C} \quad C=1 \text{ nF}$

- Dinamikus jellemzők:

Sávszélesség /teljes kivezérelhetőség- gel, SAMPLE üzemben/	125 kHz $C=1 \text{ nF}$ 16 kHz $C=10 \text{ nF}$ 10 V/ μ s $C=1 \text{ nF}$ 2 V/ μ s $C=10 \text{ nF}$
Kimeneti slew-rate	

Acquisition Time, "beállási idő", t_{acq} /az a maximális idő, amely a SAMPLE parancs kezdetétől addig telik el, amíg a kimeneti jel adott hibán belül megközelíti a bemenetit, adott ugrásfeszültség esetében - l. a 7.40. ábrát !/



7.40. ábra

Aperture Time, aperture-idő, t_{ap}

/a SAMPLE-ból a HOLD-ba váltás ideje: az a max. idő, amely a HOLD parancs kezdetétől eltelik addig, amíg a kimenet "abba hagyja a bemeneti feszültség követését", és állan- dósul - 7.40. ábra/.

30 ns

- Kimeneti adatok:

Kimeneti feszültségtartomány /torzi-
tatlan jelhez/ $\pm(V_{CC}-2,5V)$

Max. áram $\pm 2 \text{ mA}$
Kimeneti ellenállás $0,5 \text{ ohm}$

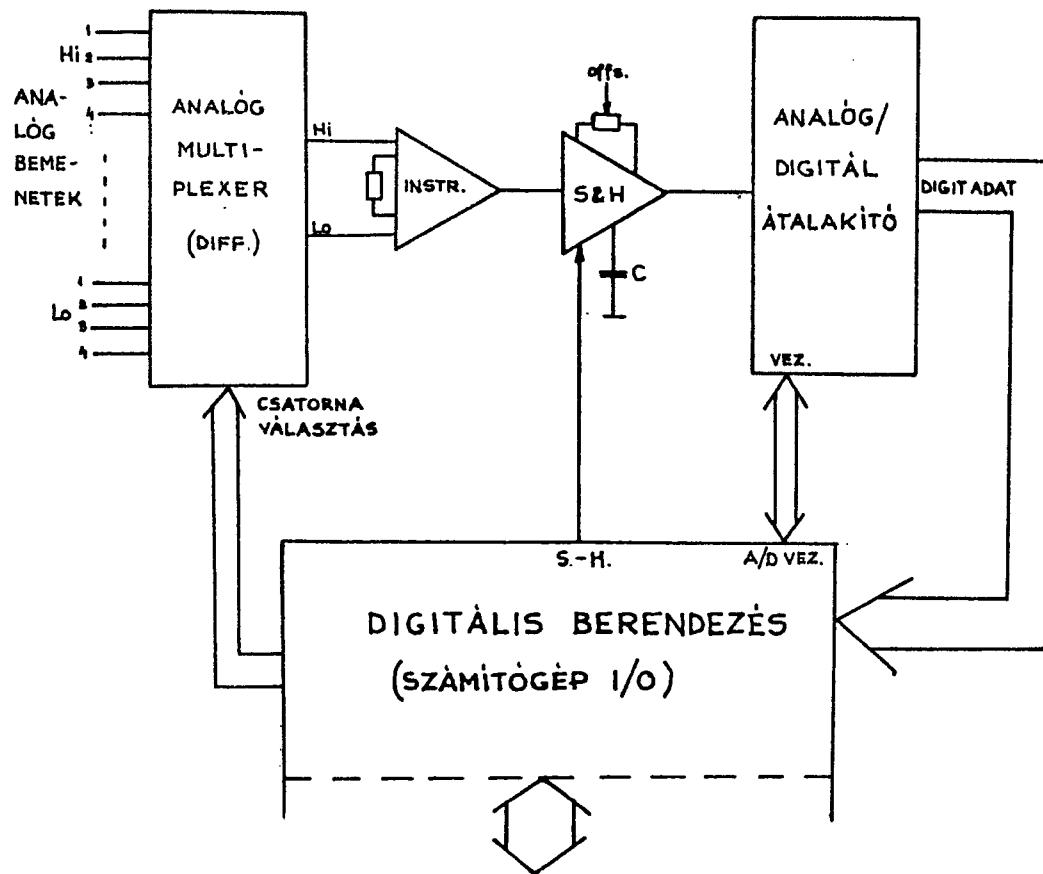
- Táplálás:

Előírt /javasolt/
Lehetséges tartomány $\pm 15 \text{ V}$
áramfelvétel $\pm 4,75 \text{ V} \dots \pm 18 \text{ V}$
 $\pm 4,5 \text{ mA}$

A típusválaszték meglehetősen gazdag a kész áramkörökkel, szinte minden félvezetőgyár készít hibrid és monolitikus S & H áramköröket. A hibrid változatok /pl. BB SHC 80, SHC 85, ANALOG DEVICES SHA-1A...SHA-6/ előnye, hogy tartalmazzák a tartó kondenzátort, ezért erre nincs gondunk, valamint, hogy speciális célokra is találunk megfelelő tipust /pl. nagysebes- ségű az AD SHA-2A: 500 ns acquisition time-al, kis droop-rate-ű

az SHA-3, SHA-4, nagypontosságú: $\pm 0,00075\%$ az SHA-6-os típus/. Hátrány a nagyobb méret és nagyobb ár, ezért általános célra egyszerűbb kivitelű hibrid, de méginkább monolitikus tipust célszerű választani /pl. az említett BB SHC 298 AM-et, vagy pl. a NATIONAL LF 198-298-398 sorozatát, stb./.

Befejezésül - visszatérve az ismertetés elején említett kérdéshez, hogy hol szükséges mintavező-tartó áramkör - tipikus alkalmazási példaként felrajzoljuk egy analóg adatokat fel-dolgozó digitális vezérlésű rendszer egy lehetséges és szoká-sos kiépítésének vázlatát /7.41. ábra/. Kisszintű bemeneti je-



7.41. ábra

leket feltételezve a megfelelő csatornát egy differenciál analóg multiplexerrel választjuk ki, a kiválasztott csatorna jelenet erősíti a szimmetrikus instrumentation erősítőt. A megfelelő csatorna kiválasztása után, amikor az erősítő kimenetén a tranzisztorok lezajlottak, a mintavező-tartó parancsot kap, és "rögzíti" a jelértéket egészen addig, amíg az analóg-digitál átalakító be nem fejezi a konverziót. Közben már megtörténhet a következő analóg bemeneti csatorna "behívása" és amint befejeződött az előző csatorna jelének digitálissá alakítása, a mintavező-tartó újra mintát vesz és tartja a jelet az A/D konverter bemenetén.

Természetesen más elrendezések is szokásosak, sokszor előnyösebb /ahogyan erről már említést tettünk/ a mérőátalakítók jelének helyszínén történő előerősítése, majd a nagyszintű jelek egyoldalas /single ended/ multiplexelése. Ilyenkor nem kell a multiplexer után instrumentation erősítőt elhelyeznünk, legfeljebb csak kisebb-nagyobb "utánerősítés" céljára. Vannak esetek, amikor a mintavező-tartót sem építik be, mivel az analóg-digitál átalakító integráló típusú /és nem érzékeny konverzió közben a jel kisebb mértékű megváltozásaira, átlagot képez/ - ez a helyzet általában a lassú rendszereknél.

Belátható, hogy a teljes rendszert sokféleképpen alakíthatjuk ki a követelményektől /főleg sebesség, pontosság, rendelkezésre álló jelszintek, földelési rendszer, stb./ függően, de az első és legfontosabb, hogy ismerjük a rendszer elemeit alkotó egységeket, fizikai működésüket, és tudjuk, hogy milyen feladat teljesítésére képesek, "mit várhatunk tőlük", milyen adatokat kell megadnunk ill. teljesítenünk, ismerjük ezek nagyságrendjét. Reméljük, hogy a 6. és 7. fejezet az ehhez szükséges ismeretek megszerzésében segítette Olvasónkat és, hogy az előző fejezetek az alapáramkörök bemutatásával kellő alapot adtak az anyag megértéséhez és további tanulmányok végzéséhez.

Irodalomjegyzék

1. HERPY Miklós: Analóg integrált áramkörök
Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1973.
2. TIETZE, V. - SCHENK, Ch: Analóg és digitális áramkörök
Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1973.
3. TEXAS: Analóg és illesztő integrált áramkörök
Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1979.
4. MARKUS, John: Electronics Circuits Manual
McGraw-Hill, New York, 1971.
5. BURR-BROWN /Graeme, Tobey, Huelsman/: Operational Amplifiers
McGraw-Hill
6. Katalógusok, kiadványok pl. a következő gyártól:
BURR-BROWN /GENERAL CATALOG 1979./
ANALOG DEVICES /DATA ACQUISITION PRODUCTS CATALOG, . . . /
FAIRCHILD /BOOK ONE, . . . /
NATIONAL SEMICONDUCTOR /LINEAR CATALOG 1976, . . . /
RCA /LINEAR INTEGRATED CIRCUITS AND DMOS DEVICES, . . . /
TEXAS /THE INTERFACE CIRCUITS DATA BOOK FOR DESIGN ENGINEERS, . . . /
SILICONIX /VMOS POWER FETS DESIGN CATALOG, Jan. 1979, . . . /
:

