

Mgr. Burány Nándor

# AZ ELEKTRONIKA ALAPJAI

*jegyzet*

Szabadkai Műszaki Főiskola, 2001

<b>1. AZ ELEKTRONIKAI ALKATRÉSZEK .....</b>	<b>5</b>
1.1. A PASSZÍV ALKATRÉSZEK .....	6
1.1.1. Az ellenállások .....	6
1.1.2. A kondenzátorok .....	9
1.1.3. A tekercsek .....	12
1.1.4. A transzformátorok .....	14
1.1.5. A vegyi áramforrások .....	15
1.1.6. A hűtők .....	17
1.1.7. A kapcsolók .....	17
1.1.8. A csatlakozók .....	18
1.1.9. A biztosítékok .....	19
1.1.10. Az érzékelők (szenzorok) .....	21
1.1.11. A vezetékek és kábelek .....	22
1.1.12. A készülék doboza .....	22
1.2. AZ AKTÍV ALKATRÉSZEK .....	23
1.2.1. A diódák .....	23
1.2.2. A bipoláris tranzisztorok .....	26
1.2.3. A JFET-ek .....	31
1.2.4. A MOSFET-ek .....	33
1.2.5. A tirisztorok .....	36
1.2.6. Az IGBT-k .....	40
1.2.7. Az optoelektronikai alkatrészek .....	42
<b>2. ALAPÁRAMKÖRÖK AZ ELEKTRONIKÁBAN .....</b>	<b>44</b>
2.1. A PASSZÍV ÁRAMKÖRÖK .....	45
2.1.1. Az RC aluláteresztő .....	45
2.1.2. Az RC felüláteresztő .....	47
2.1.3. A feszültségosztók .....	48
2.1.4. Az RC sávszűrő .....	50
2.1.5. Az LC szűrők .....	50
2.1.6. A Wien-híd .....	51
2.1.7. Soros RLC rezgőkör .....	52
2.1.8. A párhuzamos RLC rezgőkör .....	53
2.2. A LOGIKAI ÁRAMKÖRÖK .....	54
2.2.1. A logikai áramkörök általános jellemzői .....	54
2.2.2. Logikai kapcsolások diódákkal .....	55
2.2.3. A tranzisztoros logikai inverter .....	57
2.2.4. A DTL és TTL áramkörök .....	58
2.2.5. Az ECL áramkörök .....	59
2.2.6. Az $I^2L$ áramkörök .....	60
2.2.7. A MOS logikai áramkörök .....	61
2.3. AZ ERŐSÍTŐ ÁRAMKÖRÖK .....	64
2.3.1. Erősítő modellek .....	65
2.3.2. A visszacsatolt erősítők .....	66
2.3.2. A műveleti erősítők .....	68
2.3.4. Áramkörök műveleti erősítővel .....	69
2.3.5. A közös emitterű erősítő .....	74
2.3.6. A közös kollektorú kapcsolat .....	78
2.3.7. Közös bázisú kapcsolat .....	79
2.3.8. A tranzisztoros differenciálerősítő .....	80
2.3.9. Áramforrások, aktív terhelések, áramtükrök .....	82
2.3.10. A műveleti erősítők belső felépítése és valós paraméterei .....	85
2.4. A NEMLINEÁRIS KAPCSOLÁSOK .....	89
2.4.1. Vágó- és védő kapcsolások .....	89
2.4.2. A modulátorok és a demodulátorok .....	91
2.4.3. Az egyenirányítók .....	94

2.4.4. Feszültség-többszöröző kapcsolások.....	99
2.4.5. Nemlineáris erősítők.....	100

## ELŐSZÓ

Ez a jegyzet a Szabadkai Műszaki Főiskola hallgatói részére készült és az Elektronika alapjai tantárgy előadásainak anyagát tartalmazza. Igyekeztem összefoglalni mindazokat az ismereteket, amelyek szükségesek az elektronikára épülő tantárgyak elsajátításához valamint a későbbi mérnöki munkához.

Bárki hasonló munkába fog, az alapvető nehézség, amivel szemben találja magát, az a bőség zavara. Habár az elektronika mindössze százéves múltra tekint vissza, a tudományos és technikai ismeretek nagyon felhalmozódtak. A gyors fejlődés folyamán újabb és újabb alkatrészek kerültek forgalomba, ami újabb alkalmazásokat tett lehetővé, ugyanakkor gyakran a korábbi eszközök és elvek sem váltak feleslegessé.

A hallgatók számára ez a gond úgy fogalmazódik meg, hogy az elektronikában rengeteg új fogalommal kell megismerkedni. Határozottan állítható, hogy az itt felmerülő új fogalmak száma a többszöröse az egyes más tárgyakban fellelhetőeknek. Ráadásul ezeket a fogalmakat összefüggéseikben kell ismerni.

A szerteágazó összefüggések jelentik a másik nehézséget. Hogyan kell megszerezni a terjedelmes anyagot, hogy a dolgok logikusan következzenek egymásból, s ne kelljen folyton a későbbi fejezetekre hivatkozni? Az elektronika tanításában az utóbbi két évtized kivételével, a történelmi sorrend volt az uralkodó. Az alkatrészeket és a kapcsolásokat olyan sorrendben ismertették, ahogyan azok bekerültek az elektronikába. A nyolcvanas évektől kezdődően több klasszikus tankönyv jelent meg, amelyek hátat fordítanak a történelmi szemléletnek. Általánosan elfogadott új megszerezési elv azonban nem alakult ki. Egyes szerzők fontossági sorrendet állítanak fel: így kerül a digitális technika a lineáris kapcsolások elé. Mások a hasonló sorrendet pedagógiai szempontokból látják indokoltnak: könnyebb megérteni az alkatrészek kapcsolóüzemű viselkedését, mint a folyamatos (analóg) jelek feldolgozását.

Ez a jegyzet igyekszik figyelembe venni az új elgondolásokat, ugyanakkor illeszkedik a főiskolai oktatás időbeli korlátaihoz. Csak a lényeges és gyakorlatban is használható ismereteket tárom a hallgatók elé, azt is tömören.

Mivel az alapokat az alkatrészek képezik, először azokkal ismerkedünk meg (1. rész). Néhány alkatrész összekapcsolásával kapjuk a különböző alapkapsolásokat (2. rész). A legbonyolultabb alkalmazások is ezekre az alapkapsolásokra vezethetők vissza. A 3. rész célja, hogy áttekintést adjon az összes ma ismert elektronikai alkalmazásról, funkcionális blokkokról. Általában csak a működési elvek rövid leírására szorítkoztam. Bizonyos elméleti háttérrel a 4. részben vagy a felsorolt szakirodalomban találhat a hallgató. A bonyolultabb számításokat mindenhol mellőztem, mivel az ma a számítógépek és a szimulációs szoftverek dolga.

Kívánom, hogy a hallgatók eredményesen használják munkámat, és, leendő jó szakemberekként, tudásukból és munkájukból meg tudjanak élni.

A szerző

## 1. AZ ELEKTRONIKAI ALKATRÉSZEK

Mint a műszaki élet bármely területe, az elektronika is bizonyos alkatrészekre, eszközökre épül. A könnyebb, jobb áttekintés kedvéért ezeket két csoportba osztják: passzív és aktív alkatrészeket különböztetünk meg. Az aktív jelző azért honosodott meg, mivel az ebbe a csoportba sorolt alkatrészek általában képesek a jelek erősítésére és kapcsolására, míg a passzív alkatrészeknek más szerepük van (csillapítás, szűrés, korlátozás, beállítás stb.). A gyakorlat valamelyest eltér ettől az elvtől. Az aktív alkatrészeket korábban az elektroncsövekkel azonosították, ma viszont a félvezető alapú eszközöket sorolják ide, még akkor is, ha sem kapcsolásra sem erősítésre nem képesek. Ugyanakkor van ellenpélda is.

A hasonló rendeltetésű tankönyvek általában nem foglalkoznak a passzív alkatrészekkel. Mivel a főiskolai tanterv nem irányoz elő más tantárgyat erre a célra, fontosnak tartottam bizonyos alapvető ismereteket előadni a passzív alkatrészek tárgyköréből is. A mérnöki gyakorlatban a passzív alkatrészek méretezése, kiválasztása, beszerzése, beépítése nem tekinthető másodrendű feladatnak. Ebben kíván segítséget nyújtani az 1. fejezet.

A 2. fejezet a félvezető alkatrészeket tárgyalja. Általánosan elfogadott elv, hogy a mai elektronika tankönyvek nem foglalkoznak az elektroncsövekkel. Az elektroncsövek alkalmazása nem szűnt meg teljesen, de olyannyira beszűkült, hogy a bevezető jellegű irodalomban nem helytálló velük foglalkozni. A félvezető alapú alkatrészek leírása másutt általában sokkal részletesebb, nagyobb elméleti megalapozottságú. A gyakorlat azt mutatja, hogy a végzett hallgatók ennek nem veszik hasznát. Képletesen szólva, ha valakit varmi akarunk tanítani, ne a tú vegyi összetételére fektessük a hangsúlyt.

Ilyen értelemben a félvezető eszközök rövid leírására szorítkoztam, ugyanazokat a gyakorlati szempontokat figyelembe véve mindegyiknél (rajzjel, felépítés, jelleggörbék, modellek, típusok, tokozás). Úgy tekintem, ennyi elég a későbbi részek megértéséhez.

## 1.1. A PASSZÍV ALKATRÉSZEK

Amint azt a fenti bevezetőben leírtuk, a passzív alkatrészek közé soroljuk az összes nem félvezető alapú elektronikai alkatrészt. Fontosságukat és sokféleségüket legkésebben bizonyítja a tény, hogy a teljességre törekvő kereskedői katalógusok nagyobb részt szentelnek nekik, mint a félvezető elemeknek. A passzív alkatrészek általában egy-két paraméterrel egyértelműen jellemezhetők. Egyszerűségük ellenére kellő figyelmet kell fordítani a velük kapcsolatos számításokra és a kiválasztásukra, mert a készülékek használhatósága, megbízhatósága múlhat rajtuk.

A következőkben sorra vesszük a fontosabb passzív alkatrészeket, megadva rajzjelüket, fontosabb paramétereiket, felhasználási területeiket stb.

### 1.1.1. Az ellenállások

Ellenállásnak nevezhető minden olyan alkatrész, amelynél egyértelmű összefüggés van a rajta mért feszültség és rajta átfolyó áram között, függetlenül a feszültség és az áram időbeli lefolyásától. Tehát minden ellenállásra adott a  $v=f(i)$  összefüggés, amely az esetek többségében a  $v=Ri$  lineáris alakra egyszerűsödik, ahol  $v$  a feszültség,  $R$  az ellenállásérték,  $i$  az áram. A gyakorlatban előforduló sokféle ellenállást három csoportra osztjuk:

a) Közönséges ellenállásoknak nevezzük azokat a lineáris ellenállásokat, amelyeknél az  $R$  ellenállásérték gyárilag rögzített. Az ellenállás aktív részének anyaga szénréteg, fémréteg, vagy ellenálláshuzal. Az aktív anyagot kerámiatartóra viszik fel, kivezetéseket csatlakoztatnak hozzá, és a szabad felületeket festéssel védik.

Az ellenállás fő jellemzői az ellenállásérték, a névleges teljesítmény és a tűrés (tolerancia). Az ellenállás értéke széles határok között változhat; jó gyakorlatnak számít, ha a  $10\Omega$ - $1M\Omega$  tartományon belül maradunk, de vannak esetek amikor az említett öt dekád helyett hét dekád szélességű tartományból választjuk az ellenállásokat.

Az egy dekádon belüli skálán a gyártók az ellenállásértékeket mértani sor szerint határozzák meg. Ilyen skálák, illetve sorok az  $E6$ ,  $E12$ ,  $E24$  stb. A sor nevében szereplő szám mindig az egy dekádon belüli értékek számát adja meg. A sorban az egymás után következő értékeket úgy kapjuk, hogy az előző értéket a  $(10)^{1/n}$  számmal szorozzuk (ahol  $n$  a sor nevében szereplő szám), majd a megfelelő számú számjegyre (2-3) kerekítjük. Az egyes sorozatokban szereplő számértékek a következők:

$E6$ -os sorozat: 1,0; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8.

$E12$ -es sorozat: 1,0; 1,2; 1,5; 1,8; 2,2; 2,7; 3,3; 3,9; 4,7; 5,6; 6,8; 8,2.

$E24$ -es sorozat: 1,0; 1,1; 1,2; 1,3; 1,5; 1,6; 1,8; 2,0; 2,2; 2,4; 2,7; 3,0; 3,3; 3,6; 3,9; 4,3; 4,7; 5,1; 5,6; 6,2; 6,8; 7,5; 8,2; 9,1.

Az ellenállásban a villamos teljesítmény hővé alakul, és melegekedést okoz. A névleges teljesítmény azt a villamos teljesítményt adja meg, amely mellett az ellenállás nem melegszik bizonyos fokon túl. Az erősebb melegeedés az ellenállás élettartamának rohamos csökkenéséhez vezet. Évtizedekig az  $\frac{1}{4}W$  névleges teljesítményű ellenállások voltak a legelterjedtebbek. Ma, a méretek csökkentése végett, mind gyakrabban alkalmaznak  $\frac{1}{8}W$ -os és ennél kisebb névleges teljesítményű ellenállásokat.

Az ellenállások tűrése a névleges ellenállásérték körüli várható szórást határozza meg. Mint minden sorozatterméknél, az ellenállásnál is kisebb-nagyobb eltérések jelentkeznek a paraméterekben. A tűrést százalékokban adják meg, jelentése a lehetséges eltérés határa mindkét irányban.

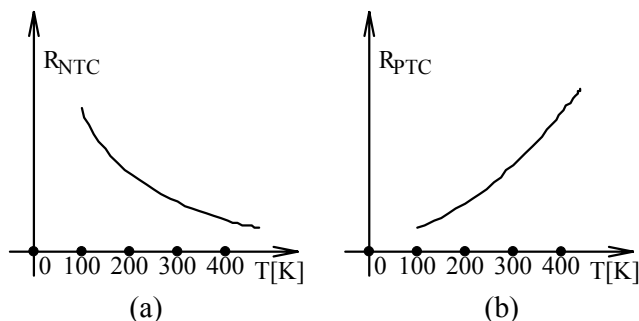
Az ellenállásértéket és a tűrést általában színekkel tüntetik fel az ellenállásokon, feliratozást ritkán alkalmaznak (a nagyteljesítményű és a felületre szerelhető ellenállások kivételt képeznek). Az ellenállásértéket úgy kapjuk meg, hogy az első két vagy három színek megfelelő számokat egymás mellé írjuk, majd megszorozzuk a következő csíknak megfelelő kitevőjű tízes alapú hatvánnyal. Az utolsó csík a tűrést határozza meg. Az egyes színek jelentését a számérték, a kitevő és a tűrés esetére az 1.1. táblázat adja meg.

1.1. táblázat. Az ellenállásoknál alkalmazott színek jelentése.

szín	számérték	szorzó	tűrés
fekete	0	1	
barna	1	10	1%
piros	2	100	2%
narancs	3	1000	-
sárga	4	10 000	-
zöld	5	100 000	-
kék	6	1000 000	-
ibolya	7	-	-
szürke	8	-	-
fehér	9	-	-
arany	-	0,1	±5%
ezüst	-	0,01	±10%

b) A közönséges ellenállásokat úgy szerkesztik meg, hogy a hőmérsékletfüggésük minimális legyen. Ezzel ellentétben vannak hőre jelentősen érzékeny ellenállások. Ilyenek az NTC ellenállások, amelyeknél az ellenállásérték csökken a hőmérséklet emelkedésekor, valamint a PTC ellenállások, amelyeknél fordított az eset (1.1. ábra).

1.1. ábra. (a) Az NTC és (b) PTC ellenállások hőmérsékletfüggése.

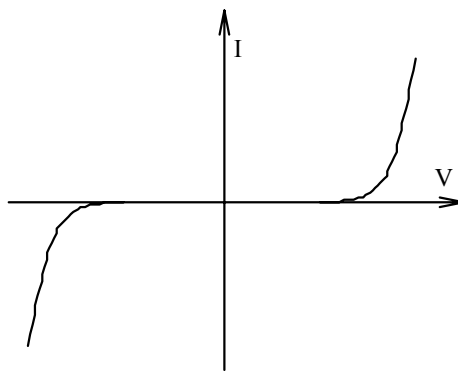


Az NTC ellenállásoknak két alkalmazási területe van: a hőmérsékletmérés, valamint a készülékek indításakor fellépő túláramok korlátozása. Indításkor az NTC ellenállás hideg, ellenállása jelentős, jól korlátozza a túláramokat, ezzel védve a készülék bemeneti fokozatát, illetve a hálózati biztosítékot. Üzem közben az ellenállás hőmérséklete emelkedik, csökken az ellenállásérték és csökken a hőfejlődés, illetve a veszteségek. Fontos adatok, a méretek mellett, a névleges ellenállás (hideg állapotban) és a legnagyobb effektív áram, amelyiken még alkalmazhatók.

A PTC ellenállásokat szintén egyrészt hőmérsékletmérésre használják; újabb fejlesztésnek számítanak a túlterhelés ellen védő PTC ellenállások. Ez utóbbiakat sorba kötik a fogyasztóval.

Hideg állapotban viszonylag kicsi az ellenállásuk, de az átfolyó áram hatására melegszenek, majd egy bizonyos hőmérsékletnél ugrásszerűen megnövekszik az ellenállásuk, ami által gyakorlatilag kikapcsolják a fogyasztót. Lehűlve újra kisebb ellenállásértékre kapcsolnak vissza, és bekapcsolják a fogyasztót. Fontosabb adatok a névleges ellenállás, a névleges áram és a kapcsolási áram.

A varisztorok esetében a  $v=f(i)$  nem lineáris, de pozitív és negatív feszültségre szimmetrikus. Tipikus varisztor jelleggörbét a 1.2. ábra mutat be. A jelleggörbe lényege, hogy a



1.2. ábra. A varisztorokra jellemző nemlineáris feszültség/áram jelleggörbe.

névleges feszültségig a varisztoron átfolyó áram elenyésző, bizonyos küszöbfeszültségen túl pedig az áram hirtelen növekszik. Általában a fogyasztók túlfeszültség elleni védelmére alkalmazzák őket, oly módon, hogy párhuzamosan kötik a fogyasztó bemenetére.

Fontosabb adataik a névleges (üzemi) feszültség, a letörési feszültség és a terhelhetőség (rövid időre, valamint állandósult üzemben).

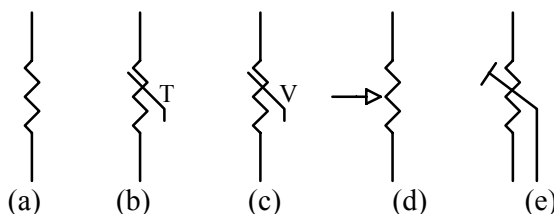
c) A potenciométerek olyan ellenállások amelyeknél az ellenállás két végpontja mellett egy csúszóérintkezőt is létesítenek. Az aktív rész itt is szénréteg, fémréteg vagy huzal. Ez a csúszóérintkező a két végpont között a csúszófelületen tetszőlegesen elmozdítható. Ilyen módon változtatható az ellenállást, illetve változtatható feszültségosztót hozhatunk létre. Az elmozdítás történhet egy tengely elforgatásával, vagy egy csúszka egyenesvonalú mozgásával.

Az ellenállásérték változása általában arányos az elmozdítás nagyságával (lineáris potenciométer), de lehet logaritmikus összefüggés is (logaritmikus potenciométer). Ha a mozgítás valamilyen szerszámmal történik, akkor trimmer potenciométerről beszélünk.

A potenciométerek fő adatai az ellenállásérték, a maximális teljesítmény, valamint az elfordíthatóság szögtartománya. A potenciométerek többsége a teljes körnél valamivel kevesebbet fordítható (pl.  $330^\circ$ ). Vannak viszont többmenetes kivitelek, amelyeknél a tengely pl. három vagy tíz teljes körrel fordítható. A többmenetes potenciométerek viszonylag drágák, és csak különösen pontos beállításoknál használatosak.

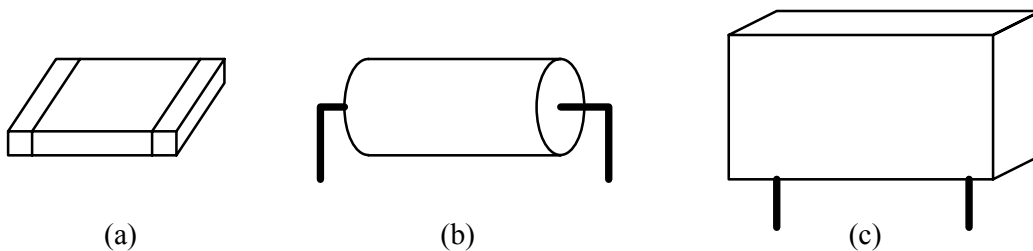
Az ellenállásokra használatos rajzjeleket az 1.3. ábrán láthatjuk.

1.3. ábra. A különböző ellenállások rajzjelei: a) közönséges ellenállás, b) hőmérsékletfüggő ellenállás (NTC, PTC), c) varisztor, d) potenciométer, e) trimmer potenciométer.





A közönséges ellenállások mechanikai kivitele rendszerint axiális: az ellenállás teste hengeres, a kivezetést képező huzalokat a henger tengelye mentén képezik ki. A felületre szerelhető ellenállások téglatest alakúak. Kétoldalt fémsapkával látják el őket, ezek képezik a kivezetéseket. Az NTC és PTC ellenállások, valamint a varisztorok mechanikai kivitele rendszerint radiális: az ellenállás teste tárcsa alakú, a kivezetést képező huzalok egymással párhuzamosak. Az egyes mechanikai kiviteleteket az 1.4. ábrán láthatjuk.



1.4. ábra. Különböző alakú ellenállások: a) felületre szerelhető kivitel b) axiális kivitel, c) radiális kivitel.

### 1.1.2. A kondenzátorok

A kondenzátorok olyan elektronikai alkatrészek, amelyek belső villamos térükben jelentős energiát képesek felhalmozni. Az energia tárolása a fémrétegek (fegyverzetek) közötti szigetelőrétegben (dielektrikum) történik, ha a fémfelületeken ellenkező előjelű töltéseket halmozunk fel. Eközben feszültségkülönbség jelentkezik a fémfelületek között, amit a hozzájuk csatlakozó kivezetéseken mérhetünk.

Általában egyenes arányosság áll fenn a felhalmozott töltésmennyiség ( $Q$ ) és a feszültség ( $V$ ) között:  $Q=CV$ , ahol  $C$  (egysége Farad) az arányossági tényező, amit a kondenzátor kapacitásának nevezünk. A felhalmozott energia a:

$$W = \frac{CV^2}{2} \dots\dots\dots(1.1.)$$

képlettel számítható. A kondenzátor kapacitása általában a síkkondenzátorokra érvényes:

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r S}{d} \dots\dots\dots(1.2.)$$

képlettel számítható, ahol:

- $\epsilon_0$  - a vákuum dielektromos állandója,
- $\epsilon_r$  - a szigetelőanyag relatív dielektromos állandója,
- $S$  - a fémfelületek területe,
- $d$  - a fémfelületek közötti távolság, (ami egyenlő a szigetelőréteg vastagságával).

A kondenzátorok gyártásánál az a cél, hogy minél kisebb térfogatban minél nagyobb kapacitást, illetve energiatelítőképességet érjenek el. Ebből következik, hogy előnyös minél vékonyabb szigetelőréteget alkalmazni. A méretek csökkentésének a szigetelőréteg mechanikai sérülékenységére és esetleges átütése szab határt.

Felépítésük szerint a kondenzátorokat négy csoportba osztjuk: vannak elektrolit kondenzátorok, tömbkondenzátorok, kerámia kondenzátorok és változtatható kondenzátorok.

c) Az elektrolitkondenzátorok négyrétegű szerkezetek. A fegyverzetek anyaga fémfólia (alumínium, tantál, arany). Az egyik fémfólia (anód) felületét oxidálják, ez képezi a szigetelőréteget (dielektrikumot). A másik fólia nem közvetlenül fekszik az oxidrétegre, hanem egy jól vezető elektrolittal átítatott papírt iktatnak közbe.

A leírt szerkezet egyenirányító tulajdonsággal rendelkezik, mivel az elektronok a fémoxidon keresztül el tudnak jutni az anódból az elektrolitba, viszont az elektrolit ionjai nem tudnak eljutni az oxidon keresztül az anódhoz. Az egyenirányító tulajdonság miatt az elektrolitkondenzátorokat csak adott irányú egyenfeszültséggel terhelhetjük, ezért használatos rájuk a polarizált kondenzátor elnevezés. Kisebb mennyiségben készítenek bipoláris kondenzátorokat is oly módon, hogy mindkét fegyverzetet oxidréteggel vonják be. Hátránya, hogy az elérhető kapacitás így megfeleződik.

Tekintettel arra, hogy az oxidréteg nagyon vékony ( $1\text{nm}-10\text{nm}$  tartományba esik), kis térfogatban nagy kapacitások érhetők el az elektrolitkondenzátoroknál. Élettartamuk viszonylag rövid az elektrolit kiszáradása miatt. A hőmérséklet emelkedésével a kiszáradás fokozódik, az élettartam  $7-10\text{K}$  hőemelkedésnél feleződik.

Az elektrolitkondenzátorok fő adatai a kapacitás, a névleges feszültség, az ekvivalens soros ellenállás ( $ESR$ , a veszteségeket veszi figyelembe), a maximális üzemi hőmérséklet, a tűrés és a várható élettartam.

Általában a kapacitás számértékét az  $E6$ -os sor szerint választják (lásd az ellenállásoknál az 1.1.1 pont alatt). A tűrés rendszerint  $\pm 20\%$ , vagy még ennél is rosszabb. Az alumínium elektrolitkondenzátorok kapacitása általában az  $1\mu\text{F}-100\text{mF}$  tartományba esik.

Feszültség szerint megkülönböztetünk alacsony- ( $6,3\text{V}-100\text{V}$ ) és magasfeszültségű elektrolitkondenzátorokat ( $100\text{V}-400\text{V}$ ). A mai elektrolitkondenzátorok általában radiális kivitelben készülnek, maga a kondenzátor teste hengeres alakú. Régebben az axiális kivitel volt a jellemző, szintén hengeres testtel. Kisebb kapacitásra és feszültségre készítenek elektrolit-kondenzátorokat felületre szerelhető kivitelben is. Az említett mechanikai kiviteket az ellenállásoknál mutattuk be (1.4. ábra).

A tantál elektrolitkondenzátorok általában száraz (elektrolit nélküli) kivitelben készülnek, ezért náluk nem jelentkezik a kiszáradás. A technológia sajnos csak viszonylag kis kapacitású és feszültségű tantálkondenzátorok gyártását teszi lehetővé. Általában professzionális készülékekben alkalmazzák őket szűrésre, egyenszintválasztásra.

Az aranykondenzátorok rendkívül nagy kapacitásúak ( $IF$  nagyságrend), de üzemi feszültségük mindössze néhány  $\text{Volt}$ . A soros helyettesítő ellenállásuk ( $ESR$ ) rendkívül nagy. Szünetmentes táplálás biztosítására használják őket kisfogyasztású áramköröknél (pl. memóriák).

b) A tömbkondenzátorok tekercseléssel készülnek. Korábban általában váltakozva egymásra helyezett fém- és szigetelőcsíkokat tekercseltek fel. Ma ehelyett a fémezett műanyag fóliák terjedtek el. A kivezetések elkészítése után a kondenzátor aktív részét műanyag tokba helyezik, és műgyantával beöntik.

Fő adataik a kapacitás, a névleges feszültség, a tűrés és a veszteségi tényező ( $tgd$ ). A kapacitásértékek általában  $100\text{pF}-10\mu\text{F}$  tartományba esnek, rendszerint az  $E6$ -os esetleg az  $E12$ -es sort követik a névértékek. Az üzemi feszültségek  $50\text{V}$  és több  $\text{kV}$  között változnak. A tűrés lényegesen jobb, mint az elektrolit kondenzátoroknál ( $\pm 10\%$ ,  $\pm 5\%$ ). A veszteségi tényező adott frekvencián a veszteségi teljesítmény és a reaktív teljesítmény aránya:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{P}{Q} \dots \dots \dots (1.3.)$$

A tömbkondenzátorok veszteségeit modellezés során soros vagy párhuzamos ellenállással veszik figyelembe ( $R_S, R_P$ ).

Nagyon magas frekvencián kifejezésre jut a kondenzátor soros induktivitása ( $L_S$ ). A tömbkondenzátorok alkalmazásának az:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_S C}} \dots \dots \dots (1.4.)$$

képlet szerint számítható rezonáns frekvencia szab határt. Adott kondenzátor csak ez alatt viselkedik kondenzátorként, felette viszont tekercsként.

A tömbkondenzátorok rendszerint radiális kivitelben készülnek, a kondenzátortest téglalatest alakú (lásd az 1.4. ábrán). Régebben az axiális kivitel volt jellemző.

A tömbkondenzátorokat, stabil viselkedésüknek köszönhetően, pontos időzítő- és szűrőáramkörökben használják.

A tömbkondenzátorok egy külön alkalmazási területe a hálózati zavarcsűrítés. Az itt alkalmazott kondenzátorok legfontosabb jellemzője, a kapacitás és a feszültség mellett, a rezonáns frekvencia, mivel a szűrőhatás csak a rezonáns frekvencia alatt érvényesül.

A zavarcsűrítő kondenzátorokat két csoportba osztjuk: vannak  $X$  kondenzátorok, amelyeket a tápvezetékek közé kötnek, és vannak  $Y$  kondenzátorok, amelyeket a tápvezetékektől a földelés felé kötnek. Szerkezetük hasonló, de az  $Y$  kondenzátorok szigetelőanyaga lényegesen vastagabb, mivel átütés esetén a földelés feszültség alá kerülhet, és veszélyeztetheti a felhasználót.

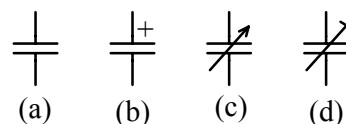
c) A kerámiakondenzátorok kétoldalt fémezett kerámialapocskából állnak. Viszonylag kis kapacitás érhető el ilyen módon:  $1\text{pF}-100\text{nF}$ , azzal, hogy a nagyobb értékeknél többrétegű megoldáshoz folyamodnak. Jól építhetők magasfeszültségű kondenzátorok ilyen módon. Rezonáns frekvenciájuk rendkívül magas, ezért jól használhatók magasfrekvenciás jelek szűrésére, csatolására. Kapacitásértéküket rendszerint az  $E6$ -os sor szerint választják meg. Tűrésük viszonylag rossz ( $\pm 20\%$ ), hőmérsékletfüggésük is kifejezett. Mechanikai kivitelük általában radiális, a kondenzátortest tárcsa alakú, esetleg sarkosítják (lásd az 1.4. ábrán).

d) A változtatható (beállító) kondenzátorokat rezgőkörök, szűrők hangolására használják. A kapacitásváltozást két lemez vagy lemezrendszer egymáshoz történő elmozgatásával érhetjük el. A kapacitás nagyságrendje  $1\text{pF}-100\text{pF}$ , azzal, hogy ugyanannál a kondenzátornál a maximális és minimális kapacitás aránya rendszerint nem több mint tíz.

Ha a kondenzátor üzemszerű beállításra szolgál, forgókondenzátorról beszélünk, ha pedig egyszeri beállítás a szerepe, akkor trimmerkondenzátorról van szó. A forgókondenzátorokat megfelelő tengellyel és beállító gombbal látják el, míg a trimmerkondenzátorok állítása szerszámmal történik.

A különböző típusú kondenzátorok rajzjeleit az 1.5. ábrán láthatjuk.

1.5. ábra. A különböző kondenzátorok rajzjelei: a) általános jelölés, b) polarizált (elektrolit) kondenzátor, c) forgókondenzátor, d) trimmerkondenzátor.



### 1.1.3. A tekercsek

A tekercsek olyan elektronikai alkatrészek, amelyek mágneses térükben jelentős elektromos energiát képesek felhalmozni. A mágneses tér a tekercset alkotó vezetőken átfolyó áram hatására alakul ki, mértéke a mágneses fluxus ( $\Phi$ ). Lineáris esetben a:

$$\Phi = LI \dots\dots\dots(1.5.)$$

összefüggés érvényes, ahol:

$L$  - a tekercs induktivitása,

$I$  - a tekercs árama.

A tárolt energia mennyisége a:

$$W = \frac{LI^2}{2} \dots\dots\dots(1.6.)$$

képlettel számítható.

A tekercset alkotó vezeték általában rézhuzal, lakk szigeteléssel.

Attól függően, hogy a tekercs mágneses terében van-e valamilyen ferromágneses anyag vagy nincs, a tekercsek két csoportját különböztetjük meg.

a) A légmagos tekercsek vagy öntartók, vagy mágneses szempontból közömbös (papír, műanyag stb.) hordozón készülnek. Rájuk valóban érvényes a lineáris,  $\Phi=LI$  összefüggés, sajnos, csak viszonylag kis induktivitasokat gazdaságos ilyen módon megvalósítani.

Ilyen tekercsek általában nincsennek előregyártva, hanem a felhasználó készíti őket.

Induktivitásuk szolenoid elrendezésű tekercseknél a következő tapasztalati képlettel számítható:

$$L = \frac{(\pi ND)^2}{l + 0,45D} 10^{-7} \dots\dots\dots(1.7.)$$

ahol:

$N$  - a menetszám,

$D$  - a belső átmérő,

$l$  - a tekercs hossza.

A megadott képlet viszonylag hosszú tekercsekre érvényes ( $l > 0,3 D$ ). Rövid (lapos) tekercs esetén a módosított képlet a következő:

$$L = \frac{(\pi ND)^2}{(l + 0,45D - 0,01 \frac{D^2}{l})} 10^{-7} \dots\dots\dots(1.8.)$$

Légmagos tekercseket leginkább a rádiótechnikában alkalmazunk de energetikai áramkörökben is előfordulnak, főleg azért, mert náluk nem jelentkezik telítődés.

b) Ferromágneses mag beiktatásával csökken a szórás, a fluxus egy szűk belső térre korlátozódik, de ott jelentősen megnő a mágneses indukció ( $B$ ) és növekszik a tekercs energiátároló képessége.

Fontos megemlíteni, hogy általában nem előnyös, ha a mag teljesen körülzárja a tekercset, valamekkora légrésre szükség van. A mag szerepe, hogy összegyűjtse a teret, de az energiafelhalmozás jórészt a légrésben történik.

A mag beiktatása hátrányokkal is jár: járulékos veszteségek jelentkeznek a ferromágneses anyagokra jellemző hiszterézis miatt; ha ugyanakkor a mag jó elektromos vezető is, örvényáramok keletkeznek benne, ami szintén veszteséggel jár.

Jelentős gondokat okozhat a telítés is, ami abból ered, hogy a ferromágneses anyag nem mágnesezhető bizonyos szinten túl. Telítés közelében az induktivitás rohamosan csökken, a tekercs nem látja el szerepét.

Ipari frekvenciákon (50Hz-400Hz) a tekercs magját megfelelő összetételű acéllemezekből készítik az örvényáramok csökkentése végett. Tömör vasmag csak nagyon kis frekvencián, illetve egyenáramon használható.

Magasabb frekvenciákon különböző összetételű ferritmagokat alkalmaznak. A ferritek alapanyaga vasoxid, amely egyrészt rendelkezik a vas mágneses tulajdonságaival, de ugyanakkor nem vezeti az áramot, így nem alakulhatnak ki örvényáramok.

Tekercsmagokat készítenek ragasztóanyaggal kevert vasporból is. Az ilyen alapanyagú toroid alakú tekercsek úgy viselkednek, mintha a kerület mentén elosztott légréssel rendelkeznének.

A maggal rendelkező tekercseket is többnyire a felhasználó tervezi és készíti. A vasmagokból és a ferritmagokból sok különböző méret és alak áll rendelkezésre. A maggal rendelkező tekercsek induktivitása az:

$$L = N^2 A_L = N^2 \mu_0 \frac{A_e}{l_0} \dots\dots\dots(1.9.)$$

közelítő képlettel számítható, ahol:

- $N$  - a menetszám,
- $A_L$  - az induktivitási tényező,
- $\mu_0$  - a vákuum permeabilitása [  $4\pi 10^{-7} H/m$  ],
- $A_e$  - a mag keresztmetszete,
- $l_0$  - a légrés magassága.

A légrést úgy kell megválasztani, hogy az áram csúcsértékénél sem jusson telítésbe a mag:

$$l_0 = \frac{\mu_0 N I_m}{B_m}, \dots\dots\dots(1.10.)$$

ahol:

- $I_m$  - az áram csúcsértéke,
- $B_m$  - a legnagyobb megengedett indukció.

A telítés mellett a másik tervezési korlát a melegedés. A tekercs melegedésének oka a vezetőekben és a magban jelentkező veszteségek. Ezek számítása viszonylag bonyolult. Gyakran csak a megvalósított tekercsen végzett mérések adnak valós képet a melegedésről.

Kisjelű alkalmazásoknál nem a melegedés a lényeges, hanem a tekercs jóságai tényezője, amely a:

$$Q = \frac{\omega L}{R_s} \dots\dots\dots(1.11.)$$

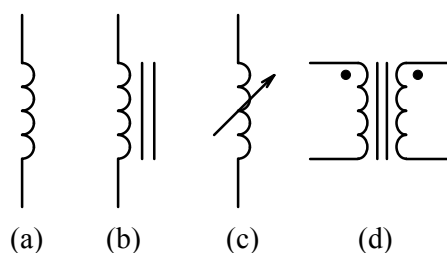
képlet szerint számítható, ahol  $R_S$  a tekercs veszteségeit figyelembe vevő soros helyettesítő ellenállás.

A kondenzátorokhoz hasonlóan a tekercseknél is van rezonáns frekvencia, amelyen túl a tekercs már inkább kondenzátorként viselkedik a menetek közötti kapacitás, illetve a rétegkapacitás miatt.

Egy magon több tekercset is létrehozhatunk, ilyenkor figyelembe kell venni, hogy az egyes tekercsek áramaiból eredő terek algebrailag összeadódnak. Fontos alkalmazásnak számítanak az áramkompenzált fojtótekercsek, amelyeknél két azonos tekercs van egy zárt ferritmagon. Az ilyen tekercseket a készülékek tápvezetékeinek egy-egy ágába illesztjük be. A bekötést úgy kell végezni, hogy az üzemi áramok okozta terek megsemmisítsék egymást, ezzel szemben a zavaráramok jelentős csillapítást szenvedjenek.

A maggal rendelkező tekercsek fő alkalmazási területe a jelek szűrése, simítása, késleltetése, de vannak rádiótechnikai alkalmazások is. A tekercsek rajzjelei az 1.6. ábrán láthatók.

1.6. ábra. A tekercsek rajzjelei: a) általános jelölés, b) ferromágneses maggal rendelkező tekercs, c) változtatható inductivitású tekercs, d) mágnesesen csatolt tekercsek a kezdetek megjelölésével.



#### 1.1.4. A transzformátorok

A transzformátorok kevés kivétellel ferromágneses anyagból készült maggal rendelkeznek. A magon általában kettő, vagy több tekercs helyezkedik el. A tekercseket körülfogó közös mágneses térnek köszönhetően jelek, illetve energia vihető át egyik tekercsből a másikba.

A mag ugyanazokból az anyagokból készül, amelyeket a tekercseknél említettünk (1.1.3. pont) azzal, hogy rendszerint zárt magot alkalmaznak. Elvértve, pl. indukciós hevítésnél találkozunk mag nélküli (légmagos) transzformátorral. A tekercsek anyaga rendszerint lakkszigetelésű rézhuzal, kivételes esetekben lemez vagy cső.

Adott transzformátor fő adatai a névleges teljesítmény, az üzemi frekvencia, az átviteli arány és a csatolási tényező. A teljesítményt a telítési és a melegedési korlátok határozzák meg. Az üzemi frekvencia főleg a mag anyagától függ, de magas frekvencián a tekercsek elrendezése is lényeges tényező.

Az átviteli arány az egyes tekercseken mért feszültség és áram aránya, ami nagyjából megegyezik a menetszámok arányával. Két tekercs esetén például érvényes:

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{V_1}{V_2} = \frac{I_2}{I_1}, \dots\dots\dots(1.12.)$$

ahol:

- $N_1, N_2$  - a tekercsek menetszáma,
- $V_1, V_2$  - a megfelelő tekercseken mérhető feszültségek,
- $I_1, I_2$  - a megfelelő tekercseken átfolyó áramok.

A csatolási tényező a szórt térrel kapcsolatos jellemzője a transzformátornak. Ha az egész fluxus áthaladna mindkét tekercsen, a csatolási tényező értéke egységnyi, illetve 100% lenne. Valós

esetben létezik szórt tér, a csatolási tényező kisebb egynél. Ennek következménye, hogy az átvitel aránya terhelés közben változik.

Közel 100%-os csatolási tényezőjű transzformátorokat tápegységekben, erősítőkben stb. alkalmaznak. A laza csatolású transzformátorok fő alkalmazási területei az akkumulátortöltők, a hegesztők és az indukciós hevítők.

A transzformátorok fő alkalmazási területe a jelek, illetve az energia jó hatásfokú átvitele, galvanikus csatolás nélkül. Az átvitel közben a jelszintek tetszőlegesen változtathatók, impedancia-illesztés érhető el.

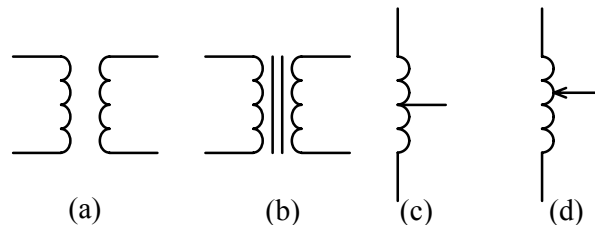
A transzformátorok egy különleges csoportját alkotják az autotranszformátorok és a forgótanszformátorok. Ezeknél egyetlen tekercs két pontja közé csatolják a bemenetet, a kimenetet pedig a tekercs egy másik pontjáról csatolják le. A másik tekercs elhagyásával a transzformátor névleges teljesítménye adott magnál megnövelhető. Sajnos ilyenkor galvanikus csatolás van a kimenet és a bemenet között.

A forgótanszformátorok olyan autotranszformátorok, amelyeknél a kimenet csatlakozási pontja egy csúszka elmozgatásával, folyamatosan változtatható, ezzel állítható a kimeneti feszültség.

A transzformátorok egy része előregyártott alkatrész (pl: hálózati transzformátorok), míg másokat a felhasználóknak kell méretezni és tekercselni a megfelelő vasmagra illetve ferritmagra.

A különböző típusú transzformátorok rajzjelei a 1.7. ábrán láthatók.

1.7. ábra. A transzformátorok rajzjelei:  
a) ferromágneses mag nélküli transzformátor, b) maggal rendelkező transzformátor, c) autotranszformátor, d) forgótanszformátor.



### 1.1.5. A vegyi áramforrások

Az elektronikai berendezések nagy részét a városi hálózatról táplálják, de hordozható készülékeknél, vagy szünetmentes tápoknál alternatív áramforrások (energiaforrások) szükségesek. Ilyen alternatív energiaforrások lehetnek a vegyi áramforrások, amelyekben az energia vegyületek formájában van jelen. Vegyi úton nagyságrendekkel több energia tárolható, mint azonos térfogatú kondenzátorban (villamos tér segítségével). Hátrány viszont a vegyi áramforrásoknál, hogy az energia visszanyerésének sebessége nagyságrendekkel kisebb.

A vegyi áramforrások lemezekből és a közöttük elhelyezkedő elektrolitból állnak. Az energiatárolást végző aktív anyagok a lemezek felületén találhatóak.

A vegyi áramforrásokat két csoportra osztják: akkumulátorokra és szárazelemekre. Az akkumulátorok fő jellemzői, hogy a bennük tárolt energia felhasználása után újra tölthetők, a szárazelemek viszont nem tölthetők újra.

Az akkumulátorok között, alapanyaguk szerint, megkülönböztetünk ólomakkumulátorokat, nikkel-kadmium (NiCd) akkumulátorokat, NiMH akkumulátorokat, Li-ion akkumulátorokat stb. Az alapanyag főként az élettartamra és az adott térfogatban tárolható energiamennyiségre (energia-sűrűség) van kihatással.

Az akkumulátorok fő műszaki adatai a névleges feszültség és a kapacitás. Egy cella névleges feszültsége ( $1V-2V$ ) általában nem elegendő, ezért a cellák soros kapcsolásával telepeket

készítenek. A kapacitás alatt itt az akkumulátorból ürítés közben kiáramló össz töltésmennyiséget ( $J_{idt}$ ) értjük. A tényleges kapacitás lényegesen eltérhet a névlegestől az ürítési áramtól függően: nagy ürítőáramnál erősen csökken.

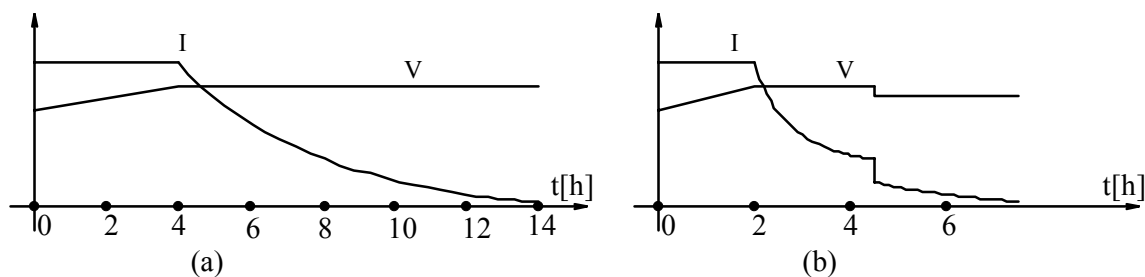
Az akkumulátorok élettartamát vagy években adják meg (stand-by üzemnél ez a célszerű) vagy a töltési-ürítési ciklusok várható számán keresztül. A ciklusok száma általában több száztól több ezerig változhat, az alapanyagoktól és a technológiától függően. Jelentős kihatással van az élettartamra a töltés és az ürítés időbeli lefolyása is.

Korábban az akkumulátorok folyékony elektrolittal készültek, újabban viszont teret hódítanak a kocsonyás elektrolittal rendelkező akkumulátorok. Ezek előnye, hogy nem folynak ki, tetszőleges helyzetbe fordíthatók, beépíthetők.

Felhasználási területük szerint megkülönböztethetünk *stand by*, indító és vontató akkumulátorokat. *Stand by* alkalmazásnál a leglényegesebb a csekély önürülés és a hosszú élettartam. Indító akkumulátoroknál fontos, hogy jól tűrjék a nagy ürítési áramokat. A vontató akkumulátorokat mérsékelt árammal ürítik, de nagy számú töltési-ürítési ciklusra kell őket optimalizálni.

Az akkumulátorok töltése kellő szakértelmet és megfelelő töltőt igénylő eljárás. Az ólom-akkumulátorokat úgynevezett *IV* vagy *IVV* módszerrel töltik. Az *IV* módszer lényege, hogy a töltés elején állandó árammal táplálják az akkumulátort, amikor viszont a töltési feszültség eléri a megfelelő szintet, a továbbiakban a feszültséget tartják állandó értéken, miközben a töltőáram csökken.

Az *IVV* módszernél a töltés hasonlóan indul, mint az *IV* módszernél, azzal, hogy a beállított feszültség szint kezdetben magasabb, majd amikor a töltőáram bizonyos szint alá csökken, lecsökkentik a töltési feszültséget az *IV* módszernél alkalmazott értékre. Az eljárás bonyolítása a töltési idő rövidítése végett célszerű. Az 1.8. ábrán a két módszert jellemző diagramokat adtuk meg.



1.8. ábra. Ólomakkumulátorok töltési jelleggörbéi: a) *IV* módszer, b) *IVV* módszer.

A NiCd és NiMH akkumulátoroknál szintén alkalmazható az állandó árammal való töltés, viszont gondok vannak a töltés befejezésének meghatározása körül. Korábban az előre kiszámított ideig való töltést javasolták, feltételezve, hogy a töltés elején az akkumulátor teljesen üres volt. Ma az úgynevezett  $dv/dt$  módszert alkalmazzák, amit arra alapoznak, hogy a töltés végén a kedvező vegyi folyamatok leállnak, ezért leáll az akkumulátor töltési feszültségének növekedése is. Amikor a  $dv/dt \leq 0$  feltétel teljesül, a töltő automatikusan kikapcsol.

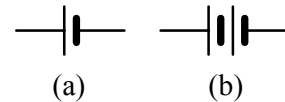
A szárazelemek, mint mondtuk, nem tölthetők. Legfontosabb műszaki adataik a névleges feszültség, a kapacitás (csak részletes adatlapokon adják meg) és a méretek. Egy részüket rövid ideig tartó, de nagy terhelésre optimalizálják. Ezek az úgynevezett *heavy duty* típusok, amelyeket hordozható rádiókban, magnókban alkalmazzák. A *long life* típusoknál viszont a kis terhelés



melletti nagyon hosszú élettartam (több év) a lényeges. Ezeket pl. órákban, tv-távírányítókbán alkalmazzák.

A vegyi áramforrások rajzjeleit az 1.9. ábrán adtuk meg.

1.9. ábra. a) Egy cellából álló szárazelem vagy akkumulátor, b) szárazelemekből vagy akkumulátorcellákból felépített telep (soros kötés).



### 1.1.6. A hűtők

A hűtők elektromechanikai alkatrészek. Feladatuk a nagyteljesítményű alkatrészek (főleg félvezetők) védelme a túlmelegedéstől. A keletkezett hőt a környezetbe (általában a levegőbe) bocsájtják ki. Anyaguk rendszerint alumínium, megfelelő nagy felületűre kiképezve (bordázott profilok).

A hűtők legfontosabb műszaki adatai a hőellenállás és a méretek. A hőellenállást az:

$$R_r = \frac{\Delta T}{P} \dots\dots\dots(1.13.)$$

képlet szerint számoljuk, ahol

$\Delta T$  - a hűtő hőemelkedése,

$P$  - a teljesítmény.

A hűtőt úgy kell méretezni, hogy a legrosszabb esetben sem emelkedjen a hűtött alkatrész hőmérséklete a megengedett fölé. A legmagasabb lehetséges környezeti hőmérsékletből kell kiindulni és figyelembe kell venni az alkatrészek belső hőemelkedését is. Szükség esetén a hűtést ventilátor bépítésével, vagy folyadék keringtetésével tudjuk fokozni.

Az esetek többségében a hűtött alkatrész nem lehet galvanikus kapcsolatban a hűtővel. Korábban a megfelelő szigetelést csillámlemezekkel oldották meg, mivel a csillám jó villamos szigetelőanyag, de egyben jó hővezető is.

Kedvezőtlen mechanikai tulajdonságai miatt (törékeny), ma a csillámról mindinkább áttérnek a szilikongumira. Rugalmassága révén a szilikongumi viszonylag kis szorítóerő mellett is kitölti a hűtő és a hűtött alkatrész közötti hézagot. Úgyszintén kedvező, hogy a hűtés nem romlik nagyszámú melegedési és hülési ciklus után sem (a csillámról ez nem mondható el).

A hűtőt, ha lehet, a készülék dobozán kívül kell elhelyezni (pl. alkothatja a doboz egyik falát), egyébként várható, hogy az egész készülék túl fog melegedni. Alternatív megoldás, hogy a hűtőlevegő áramlására csatornát biztosítunk a dobozon keresztül (megfelelő nyílásokat vágva).

A hűtőket általában nem ábrázolják a kapcsolási rajzokon.

### 1.1.7. A kapcsolók

A kapcsolók szerepe az áramkör szükség szerinti módosítása (bizonyos pontok összekötése illetve szétválasztása). Működtetésük lehet mechanikus módon (nyomás, húzás, billentés...), elektromágnessel (saját áram, vagy külső áram hatására), hőhatásra (külső melegítés, vagy saját melegedés) vagy elektronikusan (szilárdtest kapcsolók).

A kapcsolókra vonatkozó legfontosabb adatok a pólusok és állások száma, a terhelhetőség, valamint a vezérlés módja. A pólus a kapcsoló mozgó része, amely a kapcsoló egyes kivezetéseit

össze tudja kötni. Egyszerű kapcsolóknál csak egy van belőle, de bonyolultabb kapcsolási feladatok egyidejű elvégzésére készítenek többpólusú kapcsolókat is.

Az állások száma arra vonatkozik, hogy a pólus hány különböző helyzetbe mozdítható el. Az elmozdítás után a kapcsolók többsége az új állásban marad, ellenkező esetben nyomógombról beszélünk.

A terhelhetőségre vonatkozóan általában bizonyos feszültségeket és áramokat tüntetnek fel. A feszültséget illetően lényeges, hogy mekkora feszültséget tűr a kapcsoló kikapcsolás közben, illetve kikapcsolt állapotban. Az áram esetében két értéket kell tudni: a bekapcsolt állapotban elviselhető érték a termikus áram, a kikapcsolás közben illetve előtte fennálló áram a kapcsolási áram.

Mind az áram, mind a feszültség tekintetében tudni kell, hogy merőben más adatok érvényesek váltóáram és egyenáram esetén ugyanarra a kapcsolóra. Sokkal könnyebb megszakítani a váltóáramot, mint az egyenáramot, mert a megszakítás közben az érintkezők között jelentkező villamos ív az áram nullaátmeneténél természetes módon kialszik, ugyanez egyenáramnál nagyon nehezen történik meg. Így a kapcsolók terhelhetősége váltóáramnál mindig lényegesen nagyobb.

A vezérlést illetően a mechanikus kapcsolók működtethetők billentéssel, eltolással (húzással), forgatással, nyomással stb.

Az elektromágneses kapcsolóknál (jelfogók azaz relék, kontaktorok, védőkapcsolók) a vezérlőtekercs áramát, feszültségét és ellenállását adják meg. Tudni kell, hogy egyenárammal, vagy váltóárammal történik-e a vezérlés.

A váltóárammal vezérelt kapcsolók tekercse lényegesen kisebb. A kapcsolási folyamat elején nagy áram indul meg a tekercsben a tekercs kis impedanciája miatt. Bekapcsolás közben a tekercs vasmagja bezáródik, ekkor a tekercs impedanciája megnövekszik és a meghajtó áram kis értékre esik vissza (amelyet a tekercs tartós üzemben el tud viselni).

Egyenáramú vezérlésnél az áram értéke állandó, a tekercset úgy méretezik, hogy tartósan el tudja viselni a behúzáshoz szükséges viszonylag nagy áramot.

Minden elektromágneses kapcsolónál létezik bizonyos fokú hiszterézis a vezérlésben: a behúzáshoz lényegesen nagyobb jelet igényelnek, mint a tartáshoz. Ebből főleg kikapcsoláskor adódhatnak gondok: ha a vezérlőjel nem esik vissza teljesen nulla értékre, a kapcsoló (tévesen) bekapcsolva maradhat.

Az elektronikus vezérlésű kapcsolóknál az áramot nem mechanikus érintkezők vezetik illetve szakítják meg, hanem félvezető csatornát nyitunk/zárunk. Mivel igény van a galvanikus csatlakozás megszüntetésére, általában optikailag csatolják a vezérlőjelet a csatornához.

Tekintettel a kapcsolók sokféleségére, nagyszámú különböző rajzzel van forgalomban. Az 1.10. ábrán ezek közül mutatunk be néhányat.

### 1.1.8. A csatlakozók

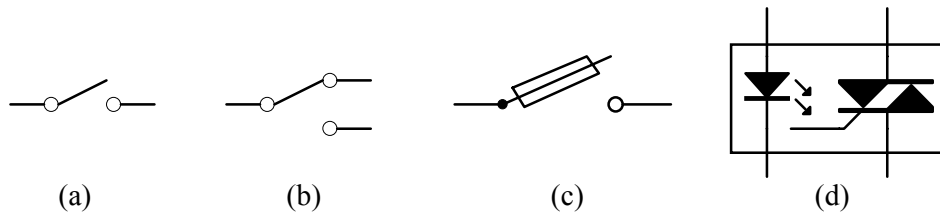
A csatlakozók alatt többféle elektronikai alkatrészt értünk, amelyek célja, hogy a berendezés különböző egységei között bontható villamos kapcsolatot teremtsenek. Ide tartoznak a sorkapcsok, konnektorok, dugaszok stb.

A sorkapcsok műanyagba beöntött csavarozható fém érintkezők. Vannak beforrasztható és nem forrasztható kivitelek. A készülékek belső huzalozását teszik könnyebbé és megbízhatóbbá, bontható kötést biztosítva az áramkörök egyes pontjai között.

A konnektorok műanyag hordozóba beöntött fém tüskékből, vagy hüvelyekből állnak. Az így kialakított alkatrészeket nyomtatott áramkörbe forrasztják vagy kábelre szerelik. A tüskés és a hüvelyes rész egymásba illesztésével nyomtatott áramköröket tudunk egymáshoz csatlakoztatni, vagy kábelt nyomtatott áramkörhöz stb.

A dugaszok egyedi csatlakozási pontokat biztosítanak. Szintén fémtüskéből és hüvelyből állnak, de masszívabb kivitelben. Általában műszerek csatlakoztatására használják őket.

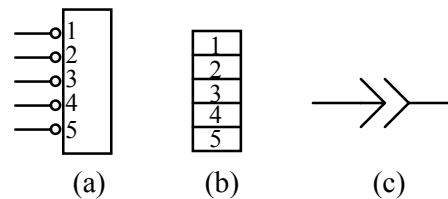
A csatlakozók fő műszaki adatai az érintkezők (tüskék illetve hüvelyek) száma, a méretek, valamint a terhelhetőség áram és feszültség szempontjából. Az áramnak az átmeneti ellenállás következtében fellépő melegedés szab határt, a feszültségnél viszont a műanyag hordozó átütési szilárdsága a döntő.



1.10. ábra. A kapcsolók rajzjelei: a) egypólusú zárókapcsoló, b) egypólusú kétállású kapcsoló (váltókapcsoló), c) elektromágneses kapcsoló (biztosíték), d) szilárdtest relé.

A csatlakozóknál használatos különböző rajzjeleket az 1.11. ábrán adtuk meg.

1.11. ábra. A csatlakozók rajzjelei: a) konnektor, b) sorkapocs, c) dugasz.



### 1.1.9. A biztosítékok

Az elektronikai készülékekben, rendkívüli esetekben (túlterhelés, zárlat), a megengedettnél jóval nagyobb áramok alakulnak ki. A túláramok jelentős gondokat okozhatnak a készülékben, sőt tűzveszély is felléphet.

A túláramok ellen a biztosítékok nyújtanak hatékony védelmet. A védelem abból áll, hogy az energiaforrás a biztosíték kioldásával leválasztódik a fogyasztóról. Mindjárt meg kell jegyezni, hogy a biztosítékok nem használhatók pontos áram- illetve teljesítménykolározásra, mivel jelleggörbéjük jelentős szórást mutat. Úgyis fontos tudni, hogy a biztosítékok kioldása viszonylag lassú, kivéve ha a túláram nem sokszorososa a névlegesnek (zárlat).

A lassú kioldásból következik, hogy a biztosítékok általában nem használhatók félvezető alkatrészek védelmére, de hatékonyak bizonyulnak a nyomtatott áramkörök, vezetékek, kapcsolók, konnektorok és más elektromechanikai alkatrészek védelmében.

A működési elv szerint megkülönböztetünk olvadó-, elektromágneses- és hőbiztosítékokat.

Az olvadóbiztosítékoknál az aktív rész egy vékony vezető szál, amely túláram esetén túlmelegszik és elolvad, ezzel megszakítja az áramkört. Az olvadás (kioldás) sebességét szabályozni tudják a gyártók, így megkülönböztetünk gyors, közepes és lassú biztosítékokat, amelyeket rendre F, M és T betűkkel szoktak megjelölni. A gyors biztosítékok hatékonyabb védelmet nyújtanak, de

olyan fogyasztóknál (motor, transzformátor, kapcsolóüzemű táp), amelyeknél indulási túláramok léphetnek fel, kénytelenek vagyunk lassú biztosítékokat alkalmazni.

A mechanikai kivitelűtől az olvadóbiztosítékoknál megkülönböztetünk üveg-, porcelán- és laposbiztosítékokat. Az üvegbiztosítékoknál a vezető szálát az üvegcső tengelye mentén helyezik el, majd két fémsapkával lezárják a cső két végét. Hasonló kivitelűek a felületi szerelésre gyártott biztosítékok is, azzal, hogy kerámiatesteket alkalmaznak és lényegesen kisebbek. Az üvegbiztosítékokat vagy nyomtatott áramkörökbe építik rugalmas fémtartókra, vagy megfelelő műanyag tokba szerelik, melyet a készülék dobozának falához erősítenek.

A porcelánbiztosítékok teste orsó alakú, az aktív rész a tengely mentén helyezkedik el, szintén két fémsapkával van lezárva a végük. Általában az energetikában alkalmazzák őket, mivel ilyen módon készíthetők nagy áramú és nagy feszültségű biztosítékok.

Laposbiztosítékkal főleg a gépkocsiparban találkozunk. Két fémlapot, amelyet egyben kivezetésként is használnak, egy olvadó vezetőcsikkal kötnek össze, majd az egészet műanyag házba öntik be. Az így kapott biztosítékok lassú kioldásúak, viszonylag kis feszültségre és nagy áramra készíthetők.

Az elektromágneses biztosítékok tulajdonképpen saját áramuk következtében kikapcsoló kapcsolók. Népszerűségüket annak köszönhetik, hogy többször hasznosíthatók (védelem közben nem mennek tönkre), valamint, hogy a készülék ki-be kapcsolására is szolgálhatnak (ha nem is tűrnek annyi ki-be kapcsolást, mint a valódi kapcsolók).

A hőbiztosítékok két csoportját különböztetjük meg: olvadó és ikerfémek kivitel. Az olvadó hőbiztosítékok olyan különleges ötvözetet tartalmaznak, amely pontos hőmérsékleten olvad és megszakítja az áramkört. Transzformátorok, motorok tekercsei közé, vagy fűtőszálak közelébe építik be őket, túlmelegedés elleni védelem végett.

Az ikerfémek hőbiztosítékok hőérzékeny részét két különböző anyagból összesajtolt lemez képezi. A különböző hőtágulási együtthatók következtében a hőmérséklet változásakor a lemez görbül. Megfelelő hőmérsékleten a görbülés olyan méretű, hogy a lemezhez csatolt fémérintkezők szétkapcsolódnak, megszakad az áramkör. A lemezek melegekedhetnek a rajtuk átfolyó áram hatására (motorok védelme), vagy a környezet hatására (fűtőszálak védelme).

A többi biztosítéktól eltérően a hőbiztosítékok viszonylag pontos értéknél (hőmérséklet, áram) kapcsolnak ki. Az ikerfémek megoldásnál rendszerint állítható is a kapcsolási küszöb.

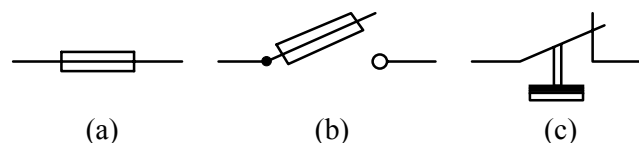
A biztosítékok fő műszaki adatai a méretek mellett a névleges áram és feszültség (hőbiztosítékoknál a hőmérséklet is). A névleges áramot a biztosítékok tartósan el tudják viselni, a kioldás ez az áram fölött történik. A kioldási idő a túláram függvénye, amit diagram formájában adnak meg.

A névleges feszültség arra vonatkozik, mekkora feszültség léphet fel a biztosítékon a kioldási folyamat közben. Téves méretezés esetén a biztosítékban, a vezető szál kioldása közben, a keletkező ív nem alszik ki biztonságosan. Ilyenkor roncsolódik a biztosíték teste, illetve a környezet.

A biztosítékokra is érvényesek a kapcsolóknál elmondottak: sokkal könnyebb megszakítani a váltóáramú áramkört, mivel a váltóáram nullaátmeneteinél a villamos ív önmagától kialszik. Következésképpen, a nagyobb egyenfeszültségre gyártott biztosítékok mérete aránytalanul nagy.

A különböző típusú biztosítékok rajzjeleit az 1.12. ábrán láthatjuk.

1.12. ábra. A biztosítékok rajzjelei: a) olvadóbiztosíték, b) terheléskapcsoló (pl. elektromágneses) biztosíték, c) ikerfémek biztosíték (kapcsoló).



### 1.1.10. Az érzékelők (szenzorok)

Az érzékelők a környezet nem villamos jeleinek fogadására, feldolgozására szolgáló alkatrészek. Az érzékelendő hatás lehet hőmérséklet, elmozdulás (eltolás, fordulás, nyúlás), nyomás, fény vagy egyéb elektromágneses sugárzás, mágneses tér stb.

A hőmérséklet talán a leggyakrabban mért mennyiség, így nagyon sok érzékelőt fejlesztettek ki erre a célra. Ide tartoznak egyes NTC és PTC ellenállások (lásd 1.1.1. pont) és a hőelemek. A hőelemek két különböző fémhuzalból állnak. Amikor egy-egy végüket összehegesztjük, a szabad végek között feszültség mérhető, amely arányos a két vég közötti hőmérsékletkülönbséggel. A hőelemek jelének feldolgozása nagy körültekintést igényel, mivel a kapott feszültség igen kicsi.

Egy hőmérsékleti pont elérésére és tartására alkalmaznak ikerfémes szerkezeteket is.

Az elmozdulás érzékelése történhet folytonos, vagy diszkrét (digitális) kimenetű eszközökkel. A potenciométerek folytonos jelet (ellenállásváltozás) adnak. Hasonló a helyzet egyes induktív érzékelőkkel is. Az érzékelő tekercs vagy valamilyen fémrész folyamatos elmozdulása közben folyamatosan változik valamely villamos mennyiség (frekvencia, feszültség) a tekercs áramkörében. Szükség szerint az induktív érzékelő kimenete digitalizálható (bizonyos határnál ki-be kapcsol).

A mérőbéllyegek vékony vezetőcsíkokból álló szerkezetek, amelyeket szorosan adott fémfelületre ragasztanak. A fémalkatrész erő hatására történő rugalmas alakváltozása közben a vezetőcsík ellenállása változik. A változás mértéke viszonylag kicsi, ezért a kapott jel feldolgozása nagyon precíz áramköröket igényel. A mérőbéllyegek fő alkalmazási területe az elektronikus mérlegek.

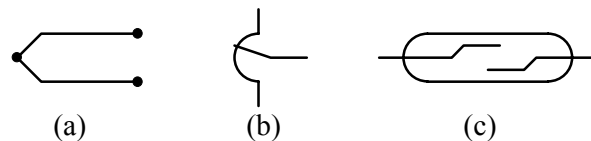
Az enkóderek digitális kimenetű elmozdulásérzékelők. Fénysugár tapogatja le az optikai tárcsán elhelyezett vonalakat, sötét felületeket, s az eredményt megfelelő számkóddá alakítják. Fő alkalmazási területük a szerszámgépek pozicionáló részei és a digitális kijelzésű gépészeti mérőeszközök.

A fényérzékelők általában félvezető alapúak. A fény a félvezetőben befolyásolja a szabad töltések számát, illetve módosítja a belső teret, ami külsőleg szemlélve ellenállás-, áram- és feszültségváltozással jár. Nagyszámú és sokféle fényérzékelőt használnak a riasztástechnikában, de vannak más alkalmazásai is, mint például az közvilágítás automatikus ki-be kapcsolása, a kezelő védelme fénysorompókkal veszélyes gépeknél stb.

Mágneses tér hatására működnek a reed-kapcsolók és a Hall-féle érzékelők. A reed-kapcsolók üvegcsőbe forrasztott, mágneses anyagból készült fémérintkezők. Mágneses térbe jutva a fémérintkezők egymás felé elmozdulnak és zárják a külső áramkört. A mágneses teret általában állandó mágnes szolgáltatja. Ilyen érintkezőkkel működnek a kerékpárok sebességmérői, egyes végkapcsolók, forgásdetektorok stb.

A Hall-féle érzékelőknél áramot bocsátanak át egy félvezető lapocskán. Mágneses térbe helyezve a lap két szélé között feszültség mérhető. Ezen az alapon mérhető a villamos gépek mágneses tere, de árammérést is végezhetünk galvanikus csatolás nélkül. Néhány érzékelő rajzjelét az 1.13. ábrán láthatjuk.

1.13. ábra. Különböző érzékelő alkatrészek rajzjelei: a) hőelem, b) potenciométeres elmozdulás érzékelő, c) reed-kapcsoló.



### 1.1.11. A vezeték és kábelek

A készülékek belső huzalozására, tekercselésére és a külső bekötésekre különböző vezetékeket és kábeleket használunk. Az áramvezető rész szinte kizárólag rézből készül, esetleg a felületet horganyozzák (Zn) vagy ezüstözik (Ag). Szigetelőanyagként lakkot, PVC-t, polietilént, gumit és ritkán selymet és papírt használnak.

Lakkszigetelésű vezetékeket (huzalokat) leginkább villamos gépek tekercselésére használunk. A lakk viszonylag jó villamos szigetelő, elég nagy hőmérsékletet el tud viselni, sajnos mechanikailag sérülékeny, mert igen vékony rétegben viszik fel a rézfelületre. Tekercselésre mégis ezek a vezeték a legmegfelelőbbek, mivel jó térkihasználást biztosítanak (a szigetelőréteg a keresztmetszetnek tört részét foglalja csak el), és a hőterjedés is a tekercsek belsejéből rajtuk keresztül a legjobb.

A PVC szigetelés olcsó, rugalmas, nagy átütési szilárdságú. Hátránya, hogy  $70^{\circ}\text{C}$  körül már meglágyul, fagypontra körül viszont már nagyon kemény, törékeny. Szintén hiányosság, hogy magas frekvencián nagyok a dielektromos veszteségei, ezért a rádiótechnikában nem alkalmazható. A polietilén veszteségei kisebbek ezért például az antennakábelek szigeteléseit készítik belőle.

A gumiszigetelés előnye a magas hőmérséklet-tűrőse, valamint, hogy rugalmasságát megőrzi széles hőmérséklet-tartományban.

A kábelek fő műszaki adatai a vezeték (erek) száma, a vezeték keresztmetszete és a szigetelőrendszer felépítése, anyaga. A vezeték készülhetnek tömör vagy sodronyszerű kivitelben. Ez utóbbi sokkal könnyebben hajlítható, alakítható és nem törékeny. A kábelek keresztmetszete lehet kerek, vagy lapos (szalagkábel). Érzékeny jelek átvitelére árnyékolat kábeleket készítenek. Ezeknél a külső szigetelőréteg alatt egy fémpalást található, amely fojtja a különböző zavaró jeleket.

### 1.1.12. A készülék doboza

Az esetek többségében az elektronikai készülékeket dobozba építik, amely egyrészt hordozza, rögzíti az egyes egységeket, alkatrészeket, másrészt védelmet biztosít a mechanikai hatások, por, vegyszerek, külső terek ellen. A doboz anyaga lehet műanyag, vagy fém. A műanyag előnye az ingyenes szigetelés, amely szükségtelenné teszi az érintésvédelem másfajta megoldását. Hátránya viszont, hogy a műanyagok többsége hőre lágyul, rosszul vezeti el a készülékben keletkező hőt és tűzveszélyes.

A fémdobozok (acél vagy alumínium) jobban bírják a mechanikai terheléseket és a hőt. Esetükben a védőföldelés kötelező. Úgyszintén vigyázni kell a szerelésnél, hogy a készülékek veszélyes feszültségen lévő pontjai ne kerüljenek fémrészek közelébe.

A dobozbaépítés során a készülék egységei szerelhetők közvetlenül a doboz falára, vagy belső vázra, sínekre stb. Tanácsos tiszteletben tartani a szabályt, hogy a dobozon kívülről csak azok a csavarok legyenek hozzáférhetők, amelyek a doboz felnyitására szolgálnak.

Nagysorozatú termékekhez a gyártók saját dobozt terveznek, illetve terveztetnek. Egyedi vagy kissorozatú termékek részére viszont nagy választék áll rendelkezésre különböző előregyártott típusdobozokból. Szerényebb igények esetén, megfelelő vágó- és hajlítószerző birtokában, fémlapból házilag is készíthető tetszőleges alakú és méretű doboz.

## 1.2. AZ AKTÍV ALKATRÉSZEK

Az elektronika kifejlődését az aktív alkatrészek megjelenése tette lehetővé. Elsőként az elektroncsövek kerültek forgalomba, és uralták az elektronikát a XX. század első felében. Használatuknak a viszonylag nagy méretek és a jelentős fogyasztás szabott határt.

Időközben eredmények születtek a félvezetők fejlesztése területén is, sajnos vezérelt kapcsoló- illetve erősítő alkatrész kifejlesztésére csak a második világháborút követő években (1946) került sor. Ez volt a bipoláris tranzisztor néven ismert alkatrész, amely a mai napig használatban van. Ezután egymást követték az újabb fejlesztések, amelyből megszülettek a tirisztorok és a térvezérelt tranzisztorok különböző fajtái.

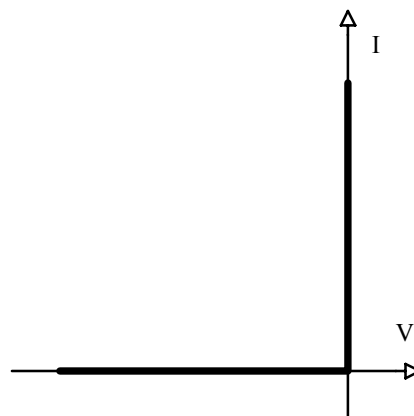
A diszkrét alkatrészek mellett hamarosan tért hódított az integrált technika (1958-tól kezdve), ahol egy félvezető lapkán számos alkatrészt tudnak létrehozni és megfelelő módon összekapcsolni. Az integrált technikának köszönhetően jelentős helymegtakarítást értek el, ami új, bonyolult áramkörök kifejlesztését és alkalmazását tette lehetővé. A továbbiakban röviden áttekintjük a fontosabb diszkrét félvezető alkatrészeket.

### 1.2.1. A diódák

A félvezető diódák nevüket az elektroncsövek világából örökölték, ahol a hasonló rendeltetésű, két kivezetésű alkatrészt jelölték ezzel a névvel. A diódák nem képesek a jelek (áram, feszültség) erősítésére, de kapcsolási feladatok ellátására korlátozott értelemben alkalmasak. Pontosabban, az áramkörök azon ágait amelyekbe diódát építünk egyirányúvá teszik. Számos alkalmazás (egyenirányítók, feszültségkorlátozók, demodulátorok) éppen erre a tulajdonságra épül.

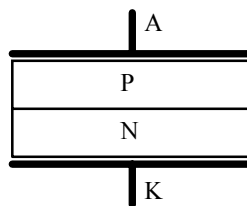
Ideális esetben a dióda jelleggörbéje két félegyenesből áll (1.14. ábra). A két lehetséges áramirány közül az egyiket (a direkt irányút) engedélyezi a dióda, ilyenkor elhanyagolható a feszültségesés rajta. A másik irányba (inverz irányba) említésre méltó áram nem folyhat, függetlenül az alkalmazott feszültségtől.

*1.14. ábra. Az ideális dióda áram/feszültség jelleggörbéje.*



A félvezető dióda kétrétegű alkatrész (1.15. ábra), amelyet úgy kapnak, hogy a félvezető lapka egyik részét (P réteg) olyan atomokkal szennyezik, amelyek vegyértéke kisebb a félvezető vegyértékénél, míg másik részét (N réteg) nagyobb vegyértékű atomokkal szennyezik. A P rétegben a vegyérték elektronok helyén pozitív töltésnek megfelelő elektronhiány lép fel (lyuk), amely villamos tér hatására el is mozdulhat, így részt vehet az áram vezetésében. Az N rétegben szabad elektronok vannak jelen, amelyek szintén áramot vezethetnek.

1.15. ábra. A félvezető dióda felépítése.



A diódát külső áramkörbe kapcsolva a P rétegtől az N réteg felé megindulhat az áram, ellenkező irányba viszont nem. Ennek magyarázata, hogy a P rétegtől az N réteg felé mutató villamos tér a lyukakat átjuttatja az N rétegbe, az elektronokat pedig a P rétegbe, ellenkező irányú előfeszítésnél viszont nincsenek töltéshordozók, amelyek a határfelületen (PN átmenet) át áramot hoznának létre. Az egyébként jelenlevő töltéshordozók is a külső tér hatására eltávolodnak a határfelülettől. Ennek köszönhető a dióda egyenirányító hatása.

A szennyezést követően a félvezető lapkát megfelelő kivezetésekkel látják el (a P réteg kivezetése az anód - A, az N réteg kivezetése a katód - K), majd tokba építik.

A félvezető dióda áram-feszültség összefüggése exponenciális és a következő egyenlettel írható le:

$$I = I_S (e^{\frac{V}{\eta V_T}} - 1) = I_S (e^{\frac{qV}{\eta kT}} - 1) \dots\dots\dots(1.14.)$$

ahol:

- $I_S$  - a telítési áram,
- $\eta$  - a félvezető típusától függő tényező (állandó),
- $V_T$  - a termikus feszültség,
- $q$  - az elektron töltése,
- $k$  - a Boltzman-féle állandó,
- $T$  - az abszolút hőmérséklet.

A megfelelő jelleggörbét az 1.16. ábrán láthatjuk. Általában ez a jelleggörbe az 1.14. ábrán megadott ideális jelleggörbe jó közelítésének számít. Inverz irányban az áram valóban elenyésző ( $I = -I_S \approx 0$ ), direkt irányban azonban figyelembe kell venni a véges nyitófeszültséget illetve a feszültségesést (általában 0,5V és 1V közötti érték). Nagyobb inverz irányú feszültség esetében a valós diódánál letörés jelentkezik (1.16. ábra).

Diódát tartalmazó áramkörök közelítő elemzésénél általában az 1.17. ábrán megadott áramköri modelleket alkalmazzuk. Direkt irányban a feszültségesést egy állandó feszültségű feszültségforrással ( $V_D$ ) szimbolizáljuk (függetlenül az áram nagyságától), míg inverz irányban egyszerűen megszakítjuk a diódát tartalmazó ágot. Hogy milyen irányú a dióda előfeszítése (direkt vagy inverz) azt az áramkör többi részéből kell kikövetkeztetni. Magas frekvencián illetve kapcsolóüzemben figyelembe kell venni a félvezető rétegek parazita kapacitását és a véges kikapcsolási időt is.

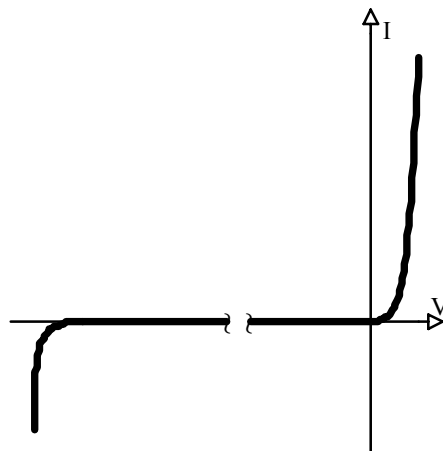
A félvezető diódák alapváltozata mellett számos különleges fajtát is kifejlesztettek. Ilyenek a Zener-dióda, az alagútdióda, a kapacitásdióda és a Schottky-dióda. A különböző diódák rajzjeleit az 1.18. ábrán adtuk meg.

A Zener-dióda tartósan a letörési tartományban üzemelhet, természetesen az átfolyó áramot, illetve a veszteségi teljesítményt (az áram és feszültség szorzata) korlátozni kell. Mivel a letörési

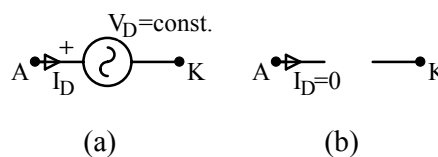


feszültség viszonylag stabil érték, a Zener-diódákat mint precíz feszültségforrásokat alkalmazzák, de feszültségkorlátozásra (túlfeszültség védelemre) is megfelelnek.

1.16. ábra. A félvezető dióda tényleges jelleggörbéje.

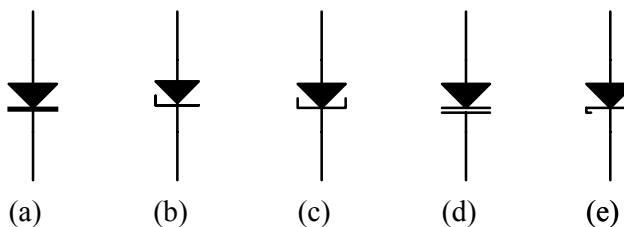


1.17. ábra. A diódára alkalmazható közelítő áramköri modellek: a) vezető állapotban, b) lezárt állapotban.



Az alagútdióda jelleggörbéje nem monoton növekvő, hanem tartalmaz egy visszahajló, negatív ellenállású, szakaszt. A negatív ellenállásnak köszönhetően alagútdiódával építhetők magasfrekvenciás oszcillátorok, modulátorok stb.

1.18. ábra. A különböző diódák rajzjelei: a) közöséges dióda, b) Zene- dióda, c) alagútdióda, d) kapacitásdióda, e) Schottky-dióda. Mindegyik jelölésnél a felső elektróda az anód.



A kapacitásdiódnál azt a jelenséget használjuk ki, hogy a félvezető rétegek közötti kapacitás függvénye az alkalmazott inverz irányú előfeszítésnek. A kapacitásdiódákat készülékek hangolására, frekvenciabeállításra használjuk.

A Schottky-diódák a két félvezető réteg helyett egy fémrétegből és egy félvezető rétegből állnak. Ilyen módon a diódán jelentkező feszültesítés (direkt irányban) nagyjából megfelelhető, ami nagyáramú készülékeknel jelentős megtakarítást hoz. Más alkalmazásokban a Schottky-dióda hatékonyabb feszültségkorlátozást biztosít, mint a PN átmenettel megépített diódák. A fém-félvezető szerkezet hátránya viszont, hogy az inverz irányú letörési feszültség nem emelhető magasra.

A diódák fő műszaki adatai a következők:

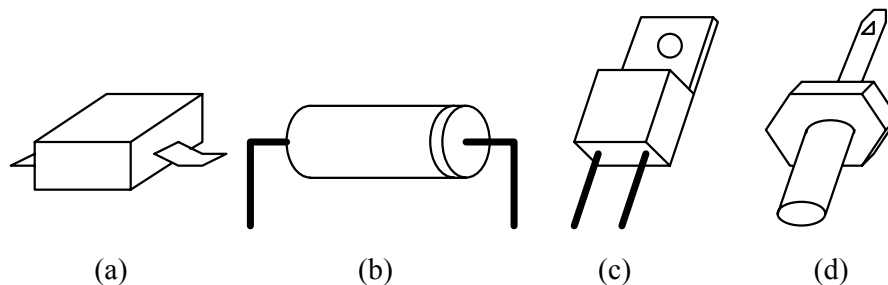
- Az üzemi áram (átlagérték -  $I_{FAV}$ , vagy effektív érték -  $I_{FRMS}$ ), amelyet a dióda túlmelegedés nélkül el tud viselni a tokozás bizonyos hőmérséklete mellett.

- Az üzemi áramnál általában nagyságrenddel nagyobb érték a csúcsáram, amivel a dióda csak rövid ideig terhelhető sérülés nélkül. A részletesebb adatlapok megkülönböztetik az ismételtelhető ( $I_{FRM}$ ) és egyszer jelentkező ( $I_{FSM}$ ) csúcsáramokat.

- A letörési feszültség ( $V_{BR}$ ) a legnagyobb inverz feszültség, ameddig a dióda alkalmazható.

- A diódák hirtelen direkt irányból inverz irányba való vezérlésénél, a diódán keresztül rövid ideig jelentős inverz áram folyhat, amíg a töltéshordozók kiürülnek a PN átmenet közeléből. Ezt az időt nevezzük kikapcsolási, vagy szabaddáválási időnek ( $t_{rr}$ ). Ez alapján a diódákat közönséges, gyors illetve szupergyors osztályba soroljuk.

Áramtól, feszültségtől és alkalmazási területtől függően a diódákat különböző tokokba építik, ezek közül néhányat az 1.19. ábrán mutatunk be.



1.19. ábra. Különböző diódatokozások: a) felületre szerelhető SOD-123-as kivitel, b) DO-41-es axiális kivitel, c) TO-220AC műanyag kivitel d) DO-4-es csavaros fémtokozás.

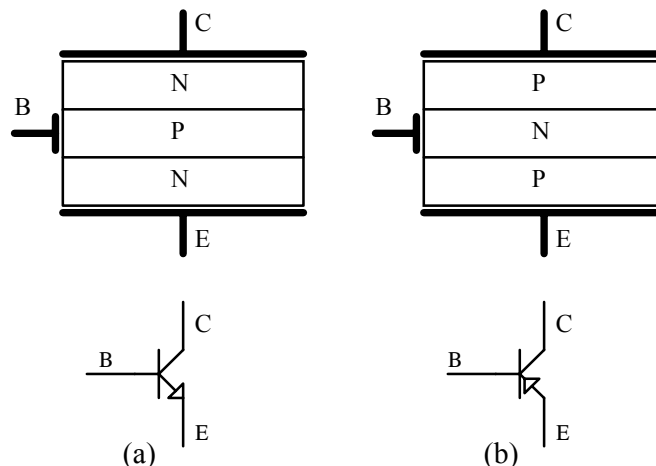
### 1.2.2. A bipoláris tranzisztorok

A bipoláris tranzisztor történelmileg az első félvezető alkatrész, amely a segédáramkörben alkalmazott vezérlőjel hatására a főáramkör áramát fokozatosan vagy ugrásszerűen változtatni tudja. Maga a tranzisztor elnevezés angol szóösszetétel (transfer+resistor), ami vezérelhető ellenállásra utal. A bipoláris jelző (amit gyakran el is hagyunk), azért használatos, mert mindkét féle töltéshordozónak (lyukak és elektronok) fontos szerepe van a bipoláris tranzisztorok működésében.

Szerkezetét tekintve a bipoláris tranzisztor háromrétegű alkatrész, másként mondva két PN átmenetet tartalmaz, amelyeknél az egyik réteg (bázis - B) közös. A külső rétegek alkotják az emittert (E) és a kollektort (C). Mivel a bázis vékony, a PN átmenetek között kölcsönhatás lép föl, az egyik PN átmenet árama befolyásolja a másik PN átmenet áramát.

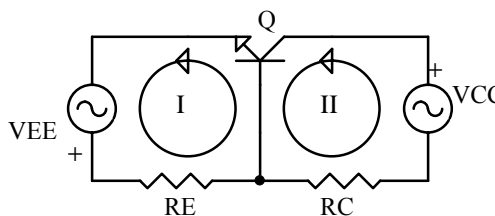
A P és az N rétegeket kétféleképpen sorakoztathatjuk fel a tranzisztorszerkezetben, így beszélünk NPN és PNP tranzisztorokról. A két lehetséges változatot a megfelelő rajzjelekkel az 1.20. ábrán láthatjuk. Az NPN tranzisztorok jellemzői jobbak, ezért előnyt élveznek sok alkalmazásban. Vannak viszont áramköri megoldások, amelyek csak PNP tranzisztort igényelnek, vagy mindkét típust vegyesen.

1.20. ábra. a) Az NPN tranzisztor szerkezete és rajzjele, b) a PNP tranzisztor szerkezete és rajzjele. A rajzjeleken itt föltüntettük az egyes kivezetések betűjelét is, a későbbiekben erre nem lesz szükség.



Az NPN tranzisztorok jellemző előfeszítését (polarizációját) az 1.21. ábrán láthatjuk. A rajz szerint a kollektor-bázis (CB) átmenet inverz irányban van előfeszítve, amiből az következne, hogy nem vezet áramot, illetve, hogy a főáramkörben nem mérhető áram. Ez így is van mindaddig, míg a segédáramkörben nem indítunk el áramot. A BE átmenet pozitív előfeszítése hatására azonban a segédáram megindul, töltéshordozókat juttat a kollektor-bázis átmenet közelébe, ami a főáram beindulásához vezet.

1.21. ábra. Az NPN tranzisztor szokásos előfeszítése és áramkörei: I - segédáramkör, II - főáramkör.



A segédáramkör áramának változtatásával a főáramkör árama fokozatmentesen állítható (ezt nevezik lineáris, vagy erősítő üzemmek), vagy ki-be kapcsolható (ez a kapcsolóüzem). Mindkét esetben a segédáramkörben alkalmazott vezérlőjel teljesítménye nagyságrendekkel kisebb a főáramkörben szabályozott teljesítménynél.

A tranzisztor leírásánál az alapvető gond, hogy három feszültség ( $V_{BE}$ ,  $V_{CB}$ ,  $V_{CE}$ ) és három áram ( $I_C$ ,  $I_E$ ,  $I_B$ ) között kell összefüggést teremteni. Enyhítő körülmény, hogy csak két áram és két feszültség független, a harmadik kifejezhető a másik kettő összegeként vagy különbségeként.

A matematikai modellek közül a tranzisztorok leírásánál az arany középutat (bonyolultság és pontosság szempontjából) az Ebers-Moll féle egyenletek jelentik. NPN tranzisztorra alkalmazva az egyenletek a következők:

$$I_E = I_{SE} (e^{\frac{V_{BE}}{\eta V_T}} - 1) - \alpha_R I_{SC} (e^{\frac{V_{BC}}{\eta V_T}} - 1) \dots \dots \dots (1.15.)$$

$$I_C = -I_{SC} (e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} - 1) + \alpha_F I_{SE} (e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1) \dots \dots \dots (1.16.)$$

ahol:

$I_{SE}$  - a BE átmenet telítési árama,

$I_{SC}$  - a BC átmenet telítési árama,

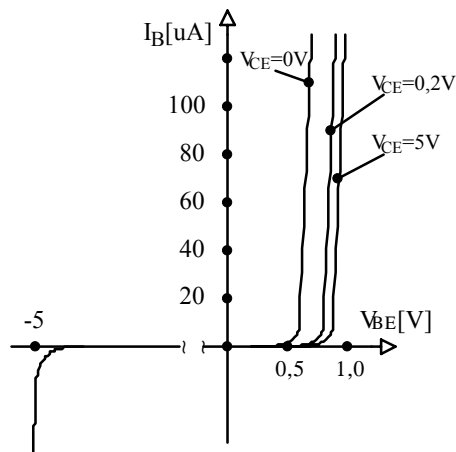
$\alpha_F$  - az emittertől a kollektor felé mutató áramerősítési tényező,

$\alpha_R$  - a kollektortól az emitter felé mutató áramerősítési tényező.

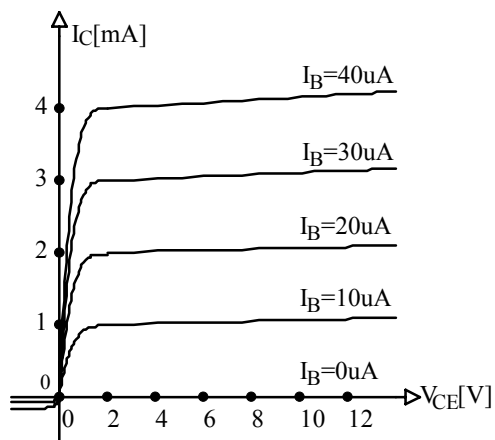
Megfelelő előjel-változtatásokkal az (1.15.) és (1.16.) egyenletek PNP tranzisztorra is alkalmazhatók. Az egyenletek jobb oldalán szereplő első tagok az illető PN átmenet áramát fejezik ki, egymástól független PN átmenetek esetére, míg a második tagok éppen a PN átmenetek kölcsönhatásából (tranzisztorhatás) erednek.

A fenti összefüggések ábrázolásánál nem jelleggörbéről, hanem görbeseregről beszélünk. A görbék alakja attól függ, hogy melyik változók között teremtenek kapcsolatot, valamint attól, hogy melyik kivezetést tekintjük a kimenetnek, bemenetnek és a referenciapontnak. Az 1.22. ábra tipikus bemeneti görbesereget ad meg, az 1.23. ábra viszont kimeneti görbesereget mutat be. Mindkét esetben az emitter a közös pont a főáramkörben és a segédáramkörben. Ilyen esetben közös emitterű csatolásról beszélünk. Hasonlóképpen kialakíthatunk közös kollektorú és közös bázisú csatolást is.

1.22. ábra. Az NPN tranzisztor bemeneti jelleggörbéi (egy tipikus kisteljesítményű tranzisztorra).



1.23. ábra. Az NPN tranzisztor kimeneti jelleggörbéi (egy tipikus kisteljesítményű tranzisztorra).



A tranzisztor összetettségéből adódóan az üzemeltetés során több működési tartományt különböztethetünk meg. Erősítési célokra a tranzisztort aktív üzembe vezéreljük. Ennek feltétele a BE átmenet direkt irányú előfeszítése és a BC átmenet inverz irányú előfeszítése. Az aktív üzemben megközelítőleg lineáris összefüggés áll fenn a kollektoráram és a bázisáram között:

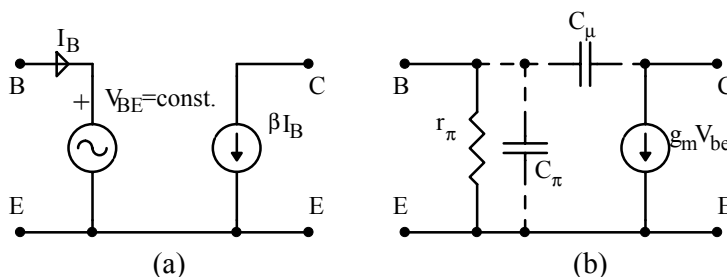
$$I_C = \beta I_B \dots\dots\dots(1.17.)$$

ahol:

$\beta$  - a bázistól a kollektor felé mutató erősítési tényező.

A  $V_{BE}$  feszültség az aktív üzemben nagyjából állandó értékű. Így aktív üzemben a 1.24. ábrán bemutatott áramköri modelleket alkalmazhatjuk a közelítő számításoknál (nagy és kis jelekre). Magasfrekvenciás alkalmazásoknál figyelembe kell venni a félvezető rétegek parazita kapacitásait is, amit az 1.24.b. ábrán szaggatott vonallal jelöltünk be.

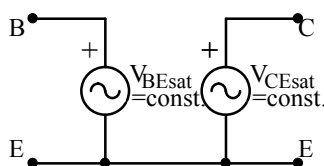
1.24. ábra. a) Nagyjelű és b) kisjelű (hibrid  $\pi$  ill. Giacoletto-féle) áramköri modellek a bipoláris tranzisztorokra.



Az aktív üzem határesetei a telítés és a lezárás. A BE átmenetet inverz irányba előfeszítve (föltételezzük, hogy a BC átmenet már korábban is inverz irányú előfeszítést kapott) a segédáram nullára csökken, ilyenkor lezárásról beszélünk. Ilyen esetben a modellezés csak annyiból áll, hogy a tranzisztort, mivel minden árama nullához közeli értékű, eltávolítjuk az áramkörből.

A telítés úgy alakul ki, hogy mindkét PN átmenetet direkt irányba feszítjük elő. Ilyenkor úgy tekinthető, hogy a PN átmeneteken mérhető feszültségek nagyjából állandó értékűek, az áramokat viszont külső tényezők határozzák meg. Csak annyi kikötés van, hogy  $I_C < \beta I_B$ . A megfelelő áramköri modellt az 1.25. ábrán láthatjuk.

1.25. ábra. A tranzisztor áramköri modellje telítés esetén (NPN tranzisztorra vonatkoztatva).



Kapcsolóüzemről akkor beszélünk, ha a tranzisztor felváltva tartózkodik a telítési és a lezárási tartományban, az átmenet során pedig rövid ideig aktív üzem áll fenn. Kapcsolóüzemben dolgoznak a digitális technikában és teljesítmény-elektronikában alkalmazott tranzisztorok.

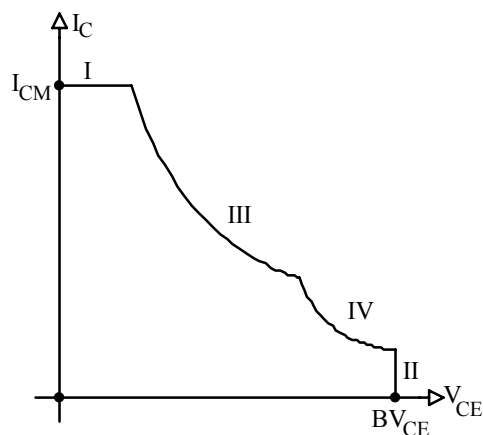
Inverz aktív üzemben működik a tranzisztor, ha az aktív üzemhez képest a kollektor és az emitter helyet cserélnek. Ez az eset ritkán fordul elő.

A bipoláris tranzisztorok működési korlátait az úgynevezett SOAR diagram (safe operating area - biztonságos üzemi tartomány) formájában szokták megadni (lásd az 1.26. ábrát). Az  $I_C$  és a

$V_{CE}$  tengelyeken kívül a diagramot az  $I_{CM}$  maximális kollektoráram, a  $BV_{CE}$  (esetleg  $BV_{CB}$ ) letörési feszültségek, a maximális teljesítmény és a másodlagos letörés határozza meg.

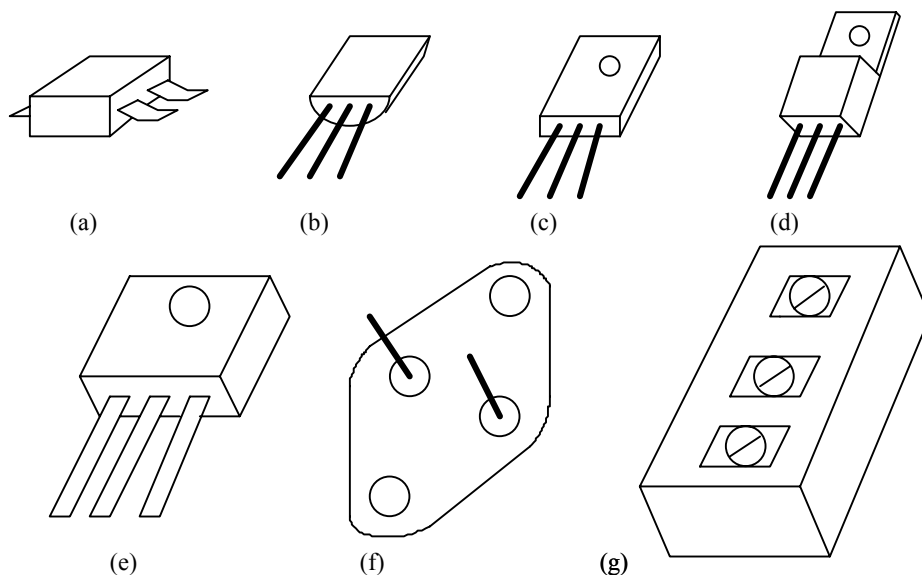
A feszültség- és az áramkorlátok értelme hasonló mint a diódánál. A teljesítménynek a félvezető lapka melegezése szab határt. Külső hűtéssel a terhelhetőség növelhető.

A másodlagos letörés bonyolult jelenség, amely kapcsolás közben veszélyezteti a tranzisztort. Lényege, hogy kikapcsolás közben a báziskivezetéstől távol eső részeken nagy áramsűrűség lép fel, illetve bekapcsolás közben a báziskivezetés közelében összpontosul az áram. Mindkét esetben a tranzisztor vezérelhetetlenné válhat, és a helyi túlterhelés miatt tönkremehet (elreped vagy elolvad a félvezető lapka).



1.26. ábra. A bipoláris tranzisztor biztonságos üzemi tartománya (SOAR): I - maximális áram, II - maximális feszültség, III - maximális teljesítmény, IV - szekundáris letörés.

Teljesítményüktől függően a tranzisztorokat különböző tokozásokba építik. Néhány kivitt az 1.27. ábrán láthatunk.



1.27. ábra. Tranzisztortokozások: a) felületi szerelésű SOT-23-as kivitel, b) TO-92-es kivitel, c) TO-18-os kivitel, d) TO-220-as kivitel, e) TO-247-es kivitel, f) TO-3-as kivitel, g) nagyteljesítményű tranzisztormodul.

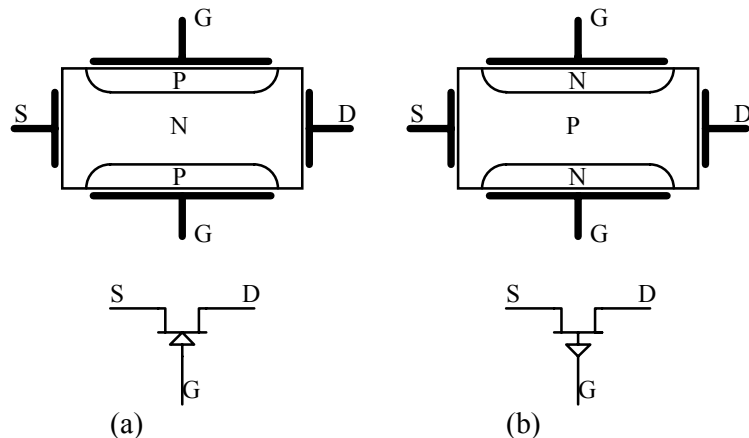
### 1.2.3. A JFET-ek

A keresztirányú villamos térrel vezérelt félvezető csatorna ötlete (Lilinfeld, 1925) jóval megelőzte a bipoláris tranzisztor feltalálását, a megvalósítás azonban sokáig váratott magára. A bipoláris tranzisztorokkal kapcsolatos technológiai újítások tették lehetővé olyan félvezető csatornák létrehozását, amelyek kellő érzékenységet mutattak, alkalmasnak bizonyultak vezérlésre.

A JFET a térvezérelt tranzisztorok közül először került forgalomba. Neve (junction field effect transistor - félvezető átmeneten alapuló térvezérelt tranzisztor) arra utal, hogy PN átmenet választja el a vezérlőjelet a félvezető csatornától, úgyszintén a PN átmenet előfeszítése módosítja a félvezető csatorna vezetőképességét.

A JFET felépítését az 1.28. ábra szemlélteti. Egy eredetileg N típusú félvezető lapkát mindkét oldalról P típusú atomokkal szennyeznek, így a központi csatorna két oldalán PN átmenetek alakulnak ki. Így készül az N csatornás JFET. P típusú lapkából kiindulva, N típusú szennyezéssel viszont P csatornás JFET-et kapunk. A megfelelő rajzjeleket is az 1.28. ábrán láthatjuk. A csatorna két kivezetésének nevei: drain (D) és source (S). A vezérlőelektródát (G - gate) úgy alakítják ki, hogy a lapka két oldalsó kivezetését összeköti.

1.28. ábra. Az a) N csatornás és b) P csatornás JFET szerkezete és rajzjele. A rajzjeleken itt föltüntettük az egyes kivezetések betűjelét is, a későbbiekben erre nem lesz szükség.



A JFET működési elve viszonylag egyszerű. A PN átmenetek előfeszítése nélkül ( $V_{GS}=0$ ) a csatorna jól vezet. Inverz irányú előfeszítéskor a PN átmenet közelében lévő csatornarészekből kiürülnek a töltések, és csökken a vezetőképesség. A csatorna vezérlése történhet folyamatosan (erősítő üzem) vagy ugrásszerűen (kapcsoló üzem).

Direkt irányú előfeszítést a JFET-eknél nem alkalmaznak. Ez lényegesen egyszerűsíti a modellezést, mivel a vezérlő elektróda (gate) árama mindig nullának vehető. A JFET csatornájában a típustól függően vagy csak elektronok, vagy csak lyukak vezetnek az áramot, ezért ezekre a tranzisztorokra használatos az unipoláris jelző.

A JFET matematikai leírását az:

$$I_D = I_{DSS} \left[ 2 \left( \frac{V_{GS}}{V_P} - 1 \right) \frac{V_{DS}}{V_P} - \left( \frac{V_{DS}}{V_P} \right)^2 \right] \dots \dots \dots (1.18.)$$

egyenlet adja meg, ahol:

- $I_{DSS}$  - a telítési áram,
- $V_P$  - a lezárási feszültség.

Másik egyenletekre nincs szükség, mivel  $I_G=0$ ,  $I_S=I_D$ . Az egyenlet az úgynevezett triódatartományban érvényes, amelynek határai a  $0 < V_{DS} < V_{GS} - V_P$  egyenlőtlenség adja meg.

Kis  $V_{DS}$  értékekre érvényes az:

$$I_D \cong 2I_{DSS} \left( \frac{V_{GS}}{V_P} - 1 \right) \frac{V_{DS}}{V_P} \dots\dots\dots(1.19.)$$

közelítés, amely a JFET-et mint vezérelhető félvezető ellenállást definiálja:

$$R_{DS} = \frac{V_P}{2I_{DSS} \left( \frac{V_{GS}}{V_P} - 1 \right)} \dots\dots\dots(1.20.)$$

A triódatartománynak ezt a szélét ezért ohmos tartománynak nevezik.

Ha növeljük a  $V_{DS}$  értékét a  $V_{DS}=V_{GS}-V_P$  határ fölé, az (1.18.) egyenlettel ellentétben, az  $I_D$  áram nem növekszik tovább, hanem megreked az:

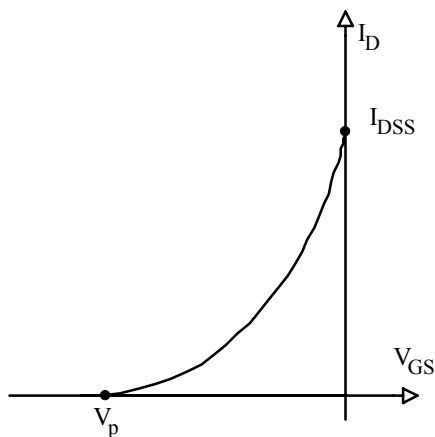
$$I_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 \dots\dots\dots(1.21.)$$

értéknél. Ezt nevezik a JFET-nél telítésnek.

Végül, ha a  $V_{GS}$  értéke a  $V_P$  alá csökken, a JFET lezár,  $I_D=0$ . Bizonyos előjel-változtatásokkal a fenti egyenletek érvényesek a P csatornás JFET-re is.

A jelleggörbéket illetően a JFET-eknél, mivel a gate árama nullával egyenlő, elegendő megadni az átviteli és a kimeneti görbesereget. Az átviteli jelleggörbét csak telítési tartományban rajzoltuk meg az 1.29. ábrán (N csatornás JFET-re). A kimeneti görbéknél (1.30. ábra) feltüntettük a telítési és triódatartomány határgörbéjét is.

1.29. ábra. A JFET átviteli jelleggörbéje (N-csatornás JFET-re).

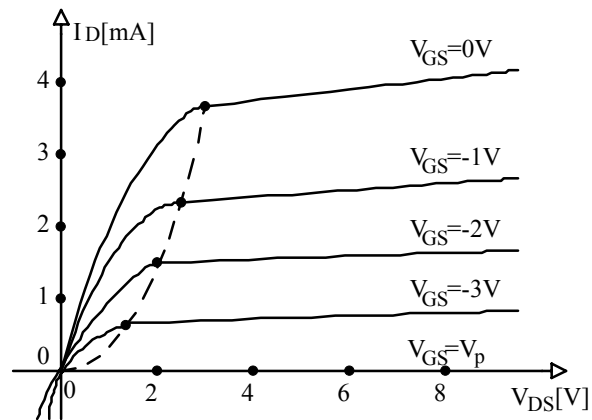


A JFET-et az áramköri modellezés során vezérelt áramforrással helyettesíthetjük, amelynek áramát a működési tartománytól függően az (1.18.) vagy az (1.21.) egyenlet szerint számoljuk (1.31.a. ábra). Kis jeleknél a megadott összefüggések linearizálhatók, így jutunk az 1.31.b. ábrán

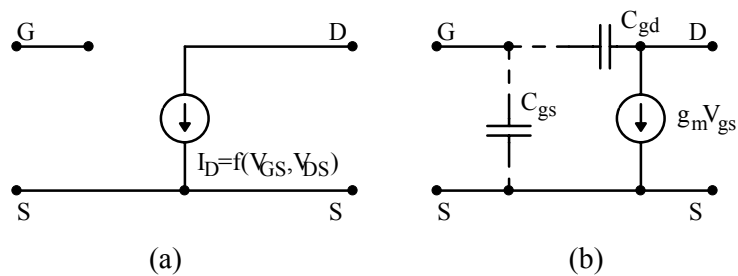


látható modellhez. Magas frekvenciás alkalmazásokban figyelembe kell venni a szaggatott vonallal bejelölt parazitakapacitásokat is.

1.30. A JFET kimeneti jelleggörbéi (tipikus N-csatornás JFET-re).



1.31. ábra. A JFET áramköri modelljei: a) nagy jelre és b) kis jelre.



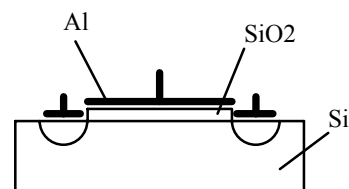
A JFET-eknek számos alkalmazásuk van az analóg és a digitális technika területén, úgy diszkrét, mint integrált formában. Mivel nincsenek nagyteljesítményű JFET-ek, csak néhány felületi szerelésű tokozás, valamint a bipoláris tranzistoroknál említett *TO-92*-es műanyag tokozás van használatban.

A JFET-ek fő műszaki adatai a letörési feszültségek ( $BV_{GS}$ ,  $BV_{DS}$ ), a maximális drain áram ( $I_{D_{MAX}}$ ), a maximális hőteljesítmény ( $P_{D_{MAX}}$ ). Ezek képezik a biztonságos üzemi tartomány (SOAR) határait. Egyéb adatok a lezárási feszültség ( $V_p$ ) és a telítési áram ( $I_{DSS}$ ).

#### 1.2.4. A MOSFET-ek

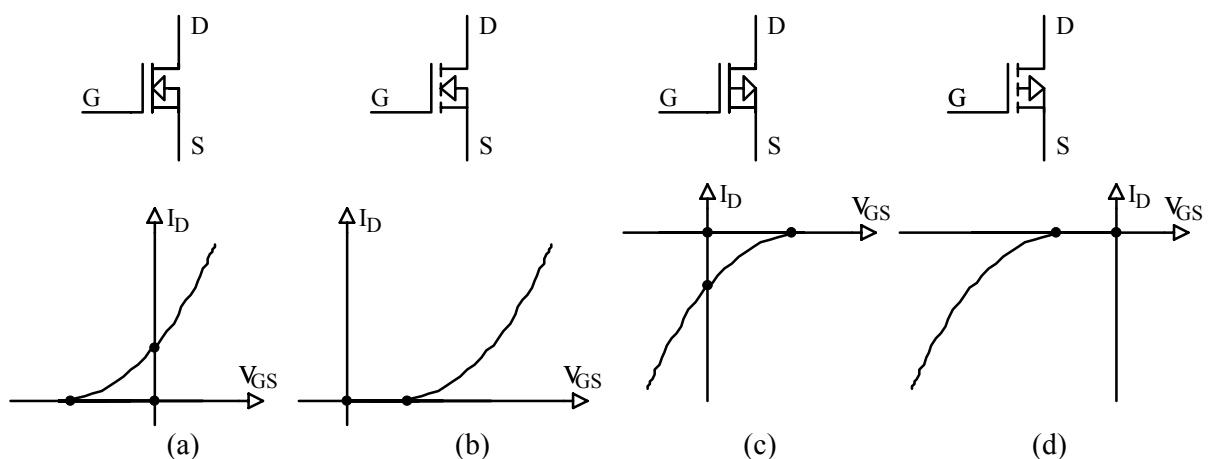
A térhatáson alapuló és egyben unipoláris tranzisztorok másik csoportját alkotják a különböző szerkezetű MOSFET-ek. A *MOS* (*metal-oxide-semiconductor*) rövidítés a háromrétegű fém-oxid-félvezető felépítésre utal (1.32. ábra).

1.32. ábra. A háromrétegű MOS (fém-oxid-félvezető) szerkezet.



A félvezető réteg (Si) képezi a csatornát, amelynek áramát a fémrétegre (Al - alumínium) vezetett előfeszítéssel tudjuk befolyásolni. A fémréteg és a csatorna közötti esetleges galvanikus kapcsolatot a szigetelő hatású oxidréteg ( $\text{SiO}_2$  - szilíciumdioxid) szünteti meg.

A csatorna lehet N típusú, illetve P típusú félvezetőből; ez alapján megkülönböztetünk N csatornás és P csatornás MOSFET-eket. Ellentétben a JFET-ekkel, ahol az előfeszítés a csatorna egyértelmű szűküléséhez vezetett, a MOSFET-ek különbözőképpen reagálnak a vezérlőelektródára vezetett feszültségre. Az úgynevezett beépített csatornás MOSFET-ek az előfeszítés előjelétől függően az előfeszítés hatására vagy jobban, vagy rosszabbul vezetik az áramot, mint előfeszítés nélkül. Az indukált csatornás MOSFET-eknél viszont előfeszítés nélkül nem indulhat meg a vezetés. A négy lehetséges típusú MOSFET rajzjeleit és átviteli jelleggörbéiket az 1.33. ábrán láthatjuk.

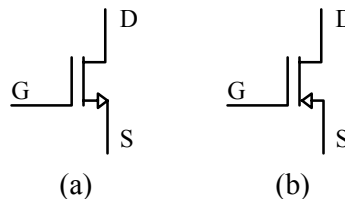


1.33. ábra. A különböző típusú MOSFET-ek rajzjelei és átviteli jelleggörbéi (bemenő áramirányt föltételezve): a) beépített N csatornás, b) indukált N csatornás, c) beépített P csatornás, d) indukált P csatornás változatok. A rajzjeleken itt föltüntetjük az egyes kivezetések betűjelét is, a későbbiekben erre nem lesz szükség.

A MOSFET-ek kivezetéseit ugyanúgy nevezzük mint a FET-ek kivezetéseit: a csatorna csatlakozási pontjai a D - drain és az S - source, a vezérlőelektróda viszont a G - gate. Szimmetrikus elrendezésnél elvileg a drain és a source fölcserélhetők, de a valóságban az alkatrészek többsége nem szimmetrikus.

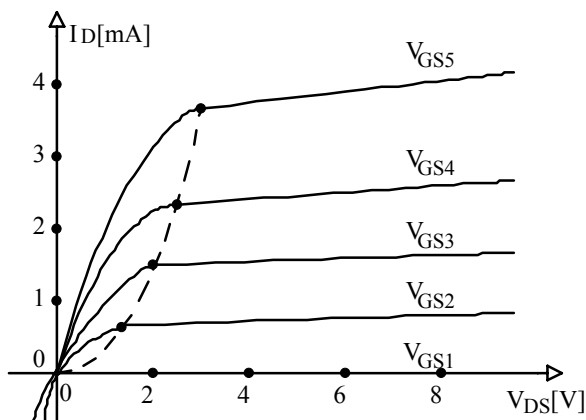
A megadott rajzjelek nem igazán közkedveltek. Ha nem fontos kihangsúlyozni, hogy az alkatrésznek beépített csatornája vagy indukált csatornája van-e, inkább az 1.34. ábrán megadott egyszerűsített rajzjeleket használjuk.

1.34. ábra. Az a) N csatornás és b) P csatornás MOSFET-ek egyszerűsített rajzjelei.



A kimeneti jelleggörbesereg minden esetben hasonló (1.35. ábra) azzal, hogy a  $V_{GS}$  paraméter különböző tartományokból veszi értékét, valamint az  $I_D$  és  $V_{DS}$  mennyiségek előjele különbözik az N csatornás és a P csatornás változatoknál.

1.35. ábra. N csatornás MOSFET tipikus kimeneti jelleggörbéje (kis teljesítményű alkatrészre).



Beépített csatornás MOSFET-ekre ugyanazon matematikai modell érvényes, mint a JFET-ekre. Indukált csatornás változatoknál viszont a triódatartományban (N csatornás típust szemlélve) az:

$$I_D = K[2(V_{GS} - V_T)V_{DS} - V_{DS}^2] \dots\dots\dots(1.22.)$$

egyenlet érvényes, ahol:

K - megfelelő állandó,

$V_T$  - a küszöbfeszültség.

Kis  $V_{DS}$  értékre az (1.22.) egyenlet az:

$$I_D = K[2(V_{GS} - V_T)V_{DS}] \dots\dots\dots(1.23.)$$

alakra egyszerűsödik (Ohmos tartomány). Ilyenkor a csatorna:

$$R_{DS} = \frac{1}{2K(V_{GS} - V_T)} \dots\dots\dots(1.24.)$$

ellenállású vezérelt ellenállásnak tekinthető.

A  $V_{DS}$  feszültség növelésével a  $V_{DS}=V_{GS}-V_T$  határértéket meghaladva a telítési tartományba jutunk. Itt az áram további növekedése leáll, az:

$$I_D = K(V_{GS} - V_T)^2 \dots\dots\dots(1.25.)$$

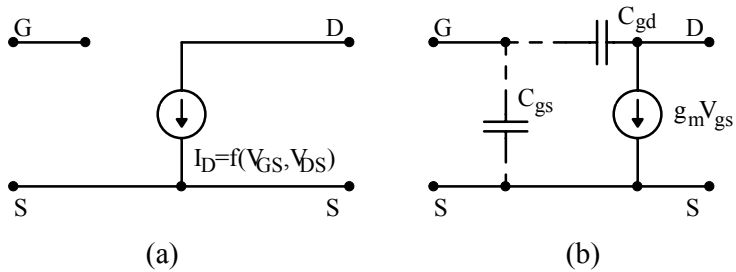
képlet van érvényben. Ha  $V_{GS} < V_T$ , a MOSFET nem vezet áramot.

Hasonló matematikai modell érvényes az indukált P csatornás MOSFET-ekre, azzal, hogy egyes előjeleket illetve áramirányokat meg kell fordítani.

Ami az áramköri modellt illeti, a MOSFET vezérelt áramgenerátorral helyettesíthető, azzal, hogy figyelembe kell venni a működési tartományok közötti különbségeket (1.36.a. ábra). Kis

jelekre az áramgenerátor linearizálható, de ugyanakkor magasfrekvenciás áramkörökben figyelembe kell venni a MOSFET parazitakapacitáit (1.36.b. ábra). Ugyanezekkel a helyettesítő rajzokkal találkoztunk már a JFET-nél is, különbség csak az egyenletekben van.

1.36. ábra. A MOSFET áramköri modelljei: a) nagy jelre és b) kis jelre.

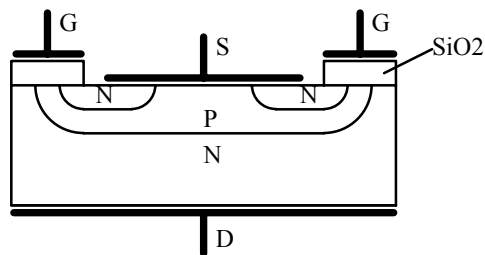


A MOSFET-ek fő műszaki adatai a biztonságos üzem határai ( $BV_{GS}$ ,  $BV_{DS}$ ,  $I_{Dmax}$ ,  $P_{Dmax}$ ), valamint az üzemi értékek ( $V_P$  illetve  $V_T$ ,  $I_{DSS}$  illetve  $K$ , és kis jelre  $g_m$ ). A diszkrét MOSFET-ek többségénél a küszöbfeszültség ( $V_T$ ) szabványosított,  $2V...4V$  tartományba esik, kisebb részüknél (*logic level* típusúak)  $1V$  és  $2V$  közötti.

MOSFET-ek készülnek különböző teljesítményszintekre. A kisteljesítményű típusok ( $P_{Dmax} < 1W$ ) általában TO-92-es tokozásban, vagy valamilyen felületre szerelhető tokozásban kerülnek forgalomba. Nagyobb teljesítmény esetén a TO-220-as és TO-247 műanyag tokozás, a TO-3-as fémtok és a modulok a jellemzők (lásd az 1.27. ábrán). Nagyszámú MOSFET-et alkalmaznak az integrált technikában egyes analóg, de főleg digitális áramkörök megvalósítására.

A nagyteljesítményű MOSFET-ek szerkezete eltér a bemutatottól. A működési elv azonos, de a szükséges nagy keresztmetszetű és rövid csatornát függőleges (a félvezető lapka síkjára merőleges) elrendezéssel valósítják meg (1.37. ábra). Többségük indukált N típusú, mivel paramétereik jobbak, mint a P csatornás társaiké. Az N típusú csatorna a gate alatti keskeny P rétegben alakul ki a pozitív előfeszítés hatására. A főáramot alkotó elektronok a source alatti N rétegből indulnak, áthaladnak a gate alatti csatornán, és a drain-hez kapcsolódó N tartományba jutnak. A nagyteljesítményű alkatrészeket úgy kapják, hogy a félvezető lapka felületén nagyszámú MOSFET cellát hoznak létre az 1.37 ábra szerint, majd párhuzamosan kötik őket.

1.37. ábra. A függőleges MOSFET szerkezet.

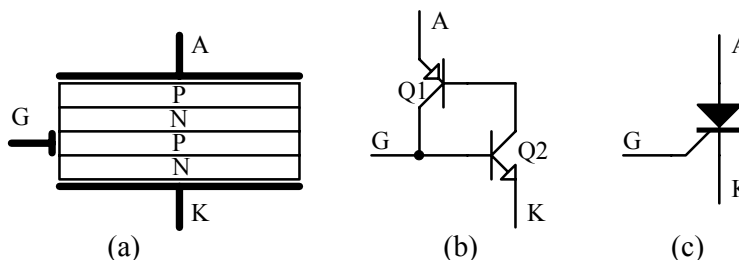


### 1.2.5. A tirisztorok

Az első jelentősebb teljesítményszabályozó alkatrészként a tirisztor jelent meg a piacon az 1950-es évek végén. Korlátozott vezérelhetősége ellenére (körülmenyes a kikapcsolása), a mai napig széleskörűen alkalmazzák.

A tirisztor szerkezetét, a működését magyarázó helyettesítő rajzát és rajzjelét az 1.38. ábrán adtuk meg. A négyrétegű szerkezetben felváltva helyezkednek el a P és az N rétegek. A tirisztort a felső és az alsó réteghez csatlakoztatott kivezetéseken (A-anód, K-katód) keresztül kapcsoljuk a főáramkörbe, ahol a tirisztor kapcsolóként fog működni. A belső P rétegről képzett kivezetés a vezérlőelektróda (G-gate).

1.38. ábra. A tirisztor szerkezete (a), helyettesítő rajza (b) és rajzjele (c).



Gyűjtőáram nélkül a tirisztor egyik irányban sem vezet áramot, hiába áll fenn tetszőleges irányú előfeszítés az anód és a katód között. A vezetés beindulását és fönntartását az 1.38.b. ábrán megadott helyettesítő kapcsoláson lehet végigkövetni. A gate-től a katód felé létrehozott gyűjtőáram vezérel az NPN tranzisztort (Q2), aminek következtében kollektoráram indul meg. Az NPN tranzisztor kollektorárama vezérel a PNP tranzisztort (Q1) és megindul annak kollektorárama. Ez a kollektoráram ugyanabba a csomópontba folyik be, amelybe a gyűjtőáram, ezért helyettesíteni tudja azt. A kapcsolás ilyen módon reteszeli, öntartóvá válik. A főáram folyhat az anódtól a katód felé anélkül, hogy állandó gyűjtőáramot tartanánk fenn, elegendő csak egy rövid (néhány  $\mu\text{s}$ ) időtartamú impulzust vezetni a gate-re.

A helyettesítő kapcsolásból levezethető a tirisztor matematikai modellje is. Az egyes tranzisztorok Ebers-Moll-féle egyenleteiből adódik a kifejezés az anódáramra:

$$I_A = \frac{\alpha_1 I_G + I_{CO1} - I_{CO2}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \dots\dots\dots (1.26.)$$

ahol:

$\alpha_1, \alpha_2$  - a Q1 és Q2 tranzisztorok erősítési tényezői,

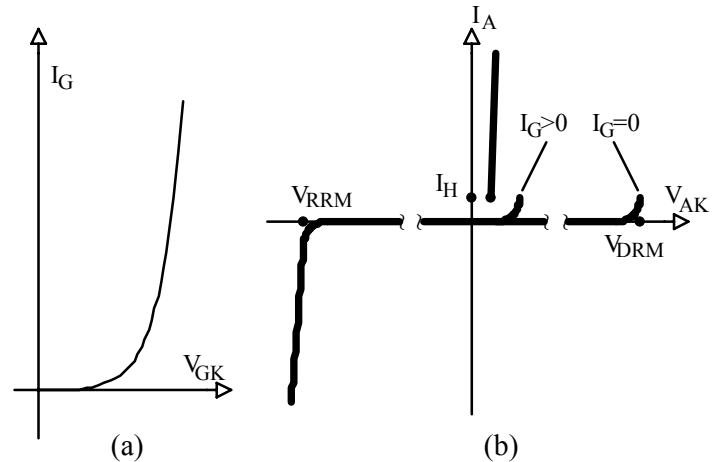
$I_{CO1}, I_{CO2}$  - a tranzisztorok telítési áramai.

Gyűjtás előtt az erősítési tényezők nulla értékűek. A gyűjtőáram hatására  $\alpha_1$  és  $\alpha_2$  növekszik, és elérve a kritikus  $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$  értéket  $I_A$  fönállhat  $I_G = 0$  esetén is.

A helyettesítő kapcsolásból nem következik egyértelműen, hogy a tirisztor a gyűjtőáram megszakításával, esetleg ellenkező irányú gate-árammal nem kapcsolható ki. Ilyen próbálkozások esetén sajnos csak a gate körüli részek vezetését tudjuk módosítani, de az egész szerkezet vezető állapotban marad. Kikapcsolás csak akkor történik, ha valamilyen külső oknál fogva a főáram kis értékre csökken ( $I_A < I_H$ ), esetleg inverz irányba próbál megindulni. Ez váltóáramú körökben természetes módon megtörténik, egyenáramnál viszont külső oltókört alkalmaznak.

A tirisztort két jelleggörbével lehet jellemezni: az egyik a bemeneti (a gyűjtőkör méretezésénél szükséges), a másik a kimeneti (a főáramköri viselkedést írja le). A bemeneti jelleggörbe (1.39.a. ábra) gyakorlatilag egy PN átmenet jelleggörbéjének felel meg, esetenként egy ellenállással áthidalva.

1.39. ábra. A tirisztor a) bemeneti (segédáramköri) és b) kimeneti (főáramköri) jelleggörbéje.



A kimeneti jelleggörbe (1.39.b ábra) kikapcsolt állapotban nagyjából a  $V_{AK}$  tengellyel esik egybe. Túl nagy inverz irányú előfeszítésnél a Zener-diódára jellemző letörés jelentkezik, ami nagyobb áram esetén tönkreteszi a tirisztort. Gyűjtőáram nélkül direkt irányú előfeszítésnél is hasonló feszültségértéknél jelentkezik a letörés, mint inverz irányban. A különbség ez esetben az, hogy a tirisztor a letörés hatására vezetési állapotba megy át. Vezetési (bekapcsolt) állapotban a jelleggörbe az  $I_A$  tengely közelében helyezkedik el, a főáram értékétől függetlenül a tirisztoron jelentkező feszültségesés  $IV$  körüli értékű (a főáram értéke a külső áramkör elemeitől függ). A bekapcsolt állapotra vonatkozó jelleggörbe alsó pontját az  $I_H$  tartóáram határozza meg. Kisebb áramnál a tirisztor átbillen kikapcsolt állapotba.

Üzemszerű használatnál a tirisztort nem visszük letörésbe, hanem a gate-en keresztül gyűjtjük. Kellő nagyságú gate áramnál már nagyon kicsi  $V_{AK}$  feszültségnél begyűjt a tirisztor. Csökkentve a gate áramát nagyobb  $V_{AK}$  feszültségre van szükség.

Az elmondottak alapján a tirisztor működési tartományai a vezetés, a lezárás és a letörés. Főbb műszaki adataik a letörési feszültség direkt irányban ( $V_{DRM}$ ) és inverz irányban ( $V_{RRM} \approx V_{DRM}$ ), valamint a maximális áram a főáramkörben ( $I_{SM}$ -csúcsérték,  $I_{AV}$ -átlagérték).

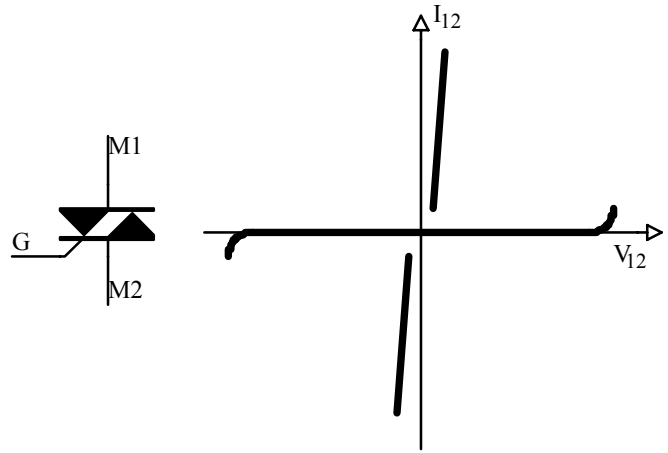
A részletesebb adatlapok közlik a szabaddáválási időt ( $t_{rr}$ ), amire a tirisztornak szüksége van a kikapcsolt állapotba való átbillenéshez, miután a főáramot a tartóáram értéke alá csökkentettük. A  $t_{rr}$  értékétől függően a tirisztorokat hálózati és gyors osztályba soroljuk.

A tirisztorok korlátozott  $dv_{AK}/dt$  és  $di_A/dt$  értéket tudnak csak elviselni. A túl nagy feszültségmeredekség következtében a tirisztorban kapacitív áramok jelentkeznek, amelyek begyűjtáshoz vezetnek. A túl nagy árammeredekség viszont, a főáram egyenetlen eloszlása miatt, a félvezető lapka helyi túlterheléséhez és tönkremeneteléhez vezet.

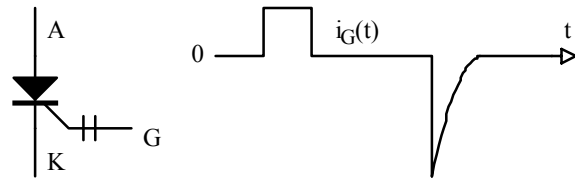
Az alapváltozaton kívül a tirisztorok családjába tartozik még néhány hasonló alkatrész. A triac kétirányú tirisztor, amellyel váltóáramú körben a feszültség mindkét félperiódusában be tudunk avatkozni. Rajzjelét és jelleggörbét az 1.40. ábrán láthatjuk.

A GTO (gate turn off) tirisztor a közönséges tirisztortól eltérően kikapcsolható a gate-re vezetett negatív impulzussal. Nagy amplitúdójú és nagy meredekségű impulzusra van szükség. Rajzjelét és jellegzetes gyűjtő- és oltóimpulzusait az 1.41. ábrán szemléltetjük.

1.40. ábra. A triac rajzjele és jelleggörbéje.

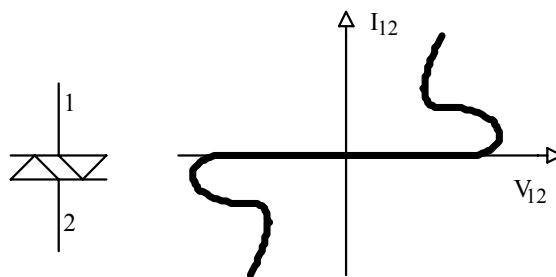


1.41. ábra. A GTO tirisztor rajzjele, valamint jellegzetes gyújtó- és oltó-impulzusai.



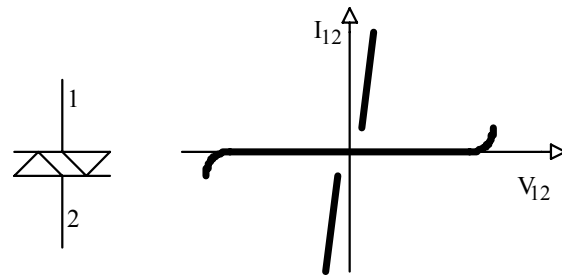
A diac szintén kétirányú szerkezet, de nincs gate-je, hanem a letörési jelenséget használják ki. Különböző gyújtókörökben alkalmazzák. Rajzjelét és jelleggörbéjét az 1.42. ábrán láthatjuk.

1.42. ábra. A diac rajzjele és jelleggörbéje.

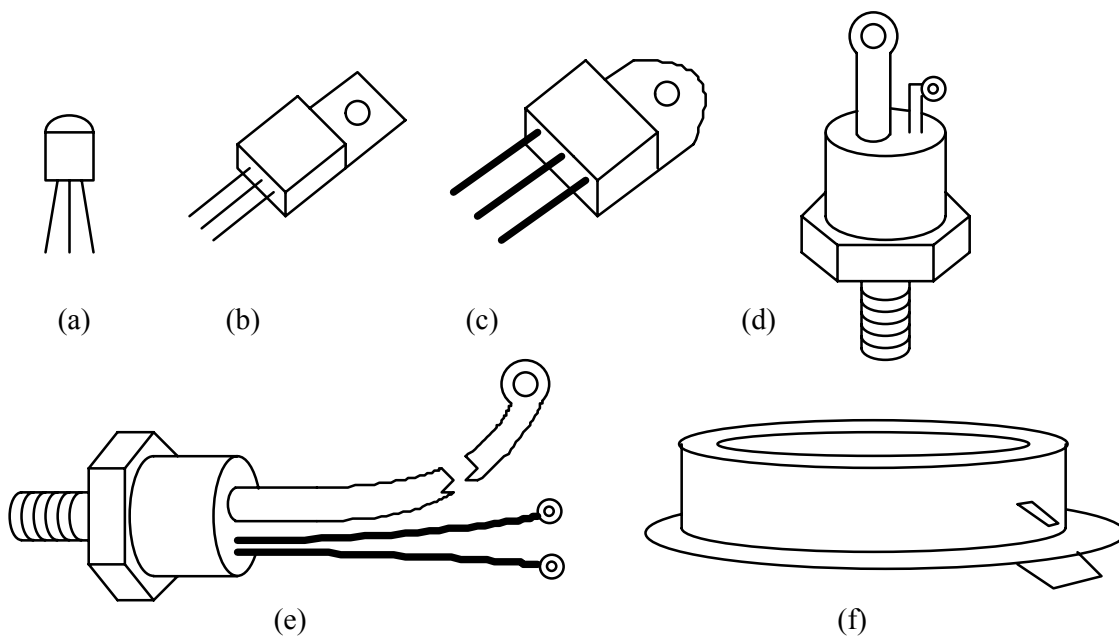


A SIDAC a diachoz hasonló gate nélküli szerkezet, azzal, hogy a letörés utáni maradékfeszültsége lényegesen kisebb. Túlfeszültség-védelemre és gyújtókörökben alkalmazzák. Rajzjelét és jelleggörbéjét az 1.43. ábrán adtuk meg.

1.43. ábra. A SIDAC rajzjele és jelleggörbéje.



A tirisztorok nagyon széles áram- és feszültségtartományban készülnek (a felső határ több  $kA$  és  $kV$ ). Néhány jellemző tiriszortokozást az 1.44. ábrán láthatunk.



1.44. ábra. Tiriszortokozások: a) TO-92-es tokozás, b) TO-220-as tokozás, c) TOP-3-as tokozás, d) TO-208AA tokozás, e) TO-209AB tokozás, f) TO-200AB tokozás.

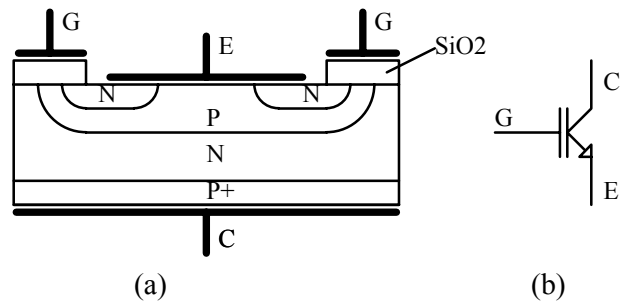
### 1.2.6. Az IGBT-k

Az IGBT-k teljesítmény-elektronikai alkatrészek, amelyek átmenetet képeznek a bipoláris tranzisztorok és a MOSFET-ek között. Maga az IGBT kifejezés (Insulated Gate Bipolar Transistor - szigetelt vezérlőelektrodájú bipoláris tranzisztor) a bipoláris tranzisztorokkal való rokonságra utal. Jelentős működésbeli hasonlóság, hogy a főáramot kétféle töltéshordozó alkotja (elektronok és lyukak).

Szerkezetét tekintve az IGBT nagyon hasonlít a függőleges elrendezésű MOSFET-re, csak a kollektor (C) felőli oldalon hozzáadnak egy erősen szennyezett P+ réteget (1.45.a. ábra). A tényleges alkatrészek nagyszámú ilyen cellából épülnek fel, párhuzamos kötésben. Az IGBT rajzjelét az 1.45.b. ábrán láthatjuk.



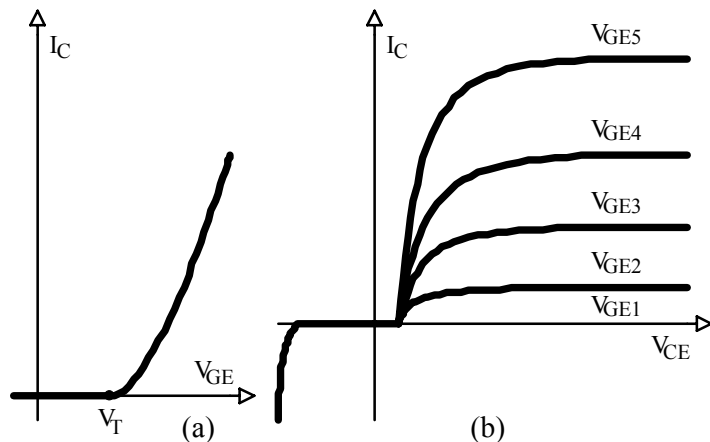
1.45. ábra. Az IGBT szerkezete (a) és rajzjele (b).



A csatorna megnyitását és a főáram megindulását a gate (G) megfelelő (pozitív) előfeszítése teszi lehetővé: a gate alatti P rétegben N típusú csatorna jön létre. Miután az elektronáram megindult az emitterből (E) a csatornán keresztül, lyukak özönlenek a P+ rétegből a szomszédos N rétegbe és csökkentik annak ellenállását. A lyukak jelenléte csökkenti a veszteségeket bekapcsolt állapotban a MOSFET szerkezethez képest, sajnos lassítja is az IGBT kikapcsolását. Így sebesség szempontjából is az IGBT átmenetet képez a bipoláris tranzisztorok és a MOSFET-ek között.

A MOSFET-hez hasonlóan az IGBT vezérlőelektrodja (gate) is el van szigetelve a csatornától, így állandósult állapotban érvényes az  $I_G=0$  összefüggés. Ebből kifolyólag csak átviteli és kimeneti jelleggörbéről beszélhetünk. Tipikus jelleggörbéket az 1.46. ábrán láthatunk.

1.46. ábra. Az IGBT a) átviteli és b) kimeneti jelleggörbéje.



Az IGBT-ket szinte kivétel nélkül kapcsolóüzemben alkalmazzák. Az  $I_C$ ,  $V_{CE}$  síkban behatárolhatók az IGBT működési tartományai. Bekapcsolt állapotban a munkapont az  $I_C$  tengely közelében van, a feszültség  $V_{CE}=V_{CEsat}=2V...5V$ . Kikapcsolt állapotban a munkapont gyakorlatilag a  $V_{CE}$  tengelyen található. A tengelyektől távol eső (telítési) tartományban csak átmenetileg tartózkodik a munkapont, mivel itt nagyok a veszteségek.  $V_{CE}<0$  esetén már néhány Volt feszültségnél letörés jelentkezik.  $V_{CE}>0$  esetén is történik letörés, de sokkal nagyobb feszültségnél ( $BV_{CE}$ ).

Az átviteli jelleggörbe hasonlít a MOSFET-ek átviteli jelleggörbéjéhez, csak a küszöbfeszültség ( $V_T$ ) nagyobb (rendszerint  $4V...8V$ ).

Az IGBT-knél a biztonságos működés határait a letörési feszültségek ( $BV_{CE}$ ,  $BV_{GE}$ ), a maximális áram ( $I_{Cmax}$ ), és a maximális veszteségi teljesítmény ( $P_{Dmax}$ ) alkotják. A fontosabb üzemeltetési adatok a  $V_{CEsat}$  telítési feszültség és a  $V_T$  küszöbfeszültség.

Kisteljesítményű típusokat nem készítenek, ezért csak TO-220-as és annál nagyobb tokozások (TO-247, modulok) használatosak. Gyakran az alkalmazás megkönnyítése céljából több IGBT-t és más alkatrészt építenek egy tokozásba.

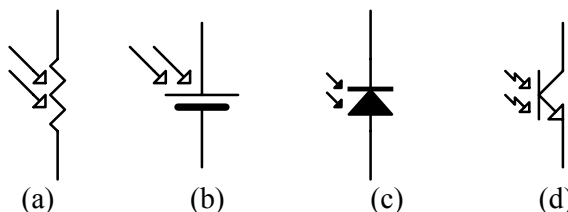
### 1.2.7. Az optoelektronikai alkatrészek

Az optoelektronika az elektronika egy külön ágának is tekinthető, amely a fényelektromos hatáson alapuló alkatrészek fejlesztésével és alkalmazásával foglalkozik. A. Einstein adta meg a jelenség magyarázatát, amely során elektron-lyuk pár eltűnésekor foton képződik, ezzel szemben fotonok becsapódásakor elektron-lyuk pár keletkezhet.

A mai optoelektronikai alkatrészek többsége félvezető alapú, de léteznek gáztöltésű csövek is, amelyeknél elektron emisszió történik fényhatásra vagy fényt sugároznak az elektronok becsapódásakor.

A sokféle optoelektronikai alkatrész csoportosítása aszerint történik, hogy fényre reagálnak, vagy fényt bocsátanak ki. A fényre érzékeny alkatrészek fő képviselői a fényellenállások, fényelemek, fotodiódák és fototranzisztorok. Rajzjeleiket az 1.47. ábrán adtuk meg.

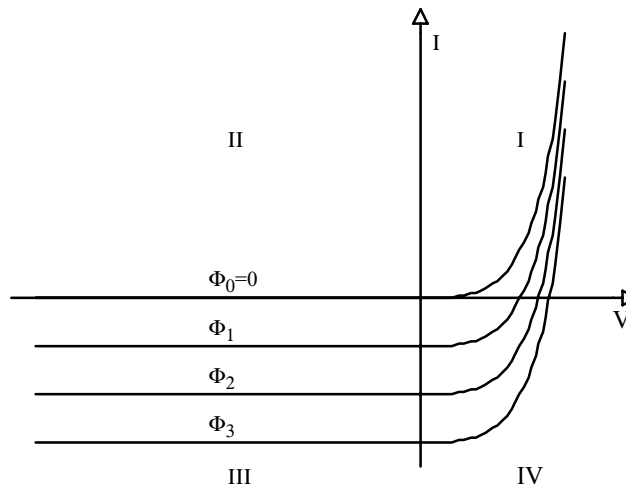
1.47. ábra. Különböző fényre érzékeny alkatrészek rajzjelei: a) fényellenállás, b) fényelem, c) fotodióda és d) fototranzisztor.



A fényellenállás kivezetésekkel ellátott homogén (rendszerint tiszta) félvezető réteg, amelynek vezetőképessége fény hatására lényegesen megnövekszik. Fényérzékelőként alkalmazható.

A fényelem aktív része egy PN átmenetet tartalmazó lapka. Fény hatására a PN átmenet közelében elektron-lyuk párok képződnek. A belső tér hatására a töltéshordozók szétválnak és a kivezetéseken feszültség mérhető, illetve a rákapcsolt fogyasztón áram indul meg.

A fényelem jelleggörbéi különböző megvilágítási szinteken az 1.48. ábrán láthatók. Gyakorlatilag a félvezető dióda jelleggörbéjét toltuk el negatív áram irányába. Az eltolódás mértéke a megvilágítás erősségétől függ. A fényelemek a jelleggörbéik negyedik síknegyedben ( $I < 0, V > 0$ ) levő részén működnek, itt képesek a fényenergiát villamos energiává alakítani.



1.48. ábra. A fényelem jelleggörbéi a megvilágítás erősségének függvényében.

Az utóbbi évtizedekben jelentős előrehaladás történt a fényelemek (napelem), fejlesztésében. Úgyszintén számos elektronikai berendezést dolgoztak ki, amelyek a fényelemek optimális munkapontban történő üzemeltetését célozzák. Sajnos továbbra is a gazdaságos villamosenergia-termelésnek a fényelemek magas ára és alacsony hatásfoka ( $\approx 10\%$ ) szab határt.

A fotodióda szerkezete hasonló a fényeleméhez a különbség az üzemeltetésben van. A fotodiódát úgy kötik be az áramkörbe, hogy a harmadik síknegyedben ( $V < 0, I < 0$ ) működjön. Az ilyen alkatrész fényérzékelésre alkalmas.

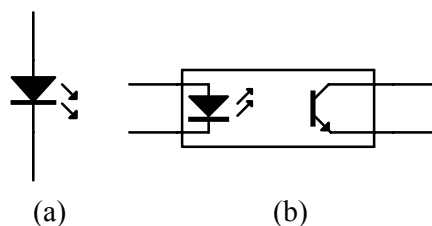
A fototranzisztor fotodiódát és tranzisztort tartalmazó alkatrész. A fotodióda áramát a tranzisztor erősíti, és így nagyobb érzékenységű alkatrészhez jutunk.

A mai fényt kibocsájtó alkatrészek többsége félvezető alapú, PN átmenetet tartalmaz. Közismert elnevezésük a LED - light emitting diode A fény a PN átmenet közelében keletkezik elektron-lyuk párok rekombinációja során. A hatásfok alacsony, de nagy a megbízhatóság. A fény színét a félvezető fajtája határozza meg; ettől függ a nyitófeszültség is.

A LED-ek sok különböző alakzatban és színben készülnek. Több LED egy tokba való építésével készülnek a 7-szegmenses kijelzők és a mátrix kijelzők. Ha a LED monochromatikus fényt bocsájt ki, lézerdiodáról beszélünk.

Fototranzisztor és LED kombinációjából épül fel az optocsatoló. A vezérlőjel hatására a LED fényt bocsájt ki és gerjeszti a fototranzisztort. Ilyen módon különböző jelek galvanikus csatolás nélküli átvitele lehetséges. Több szempontból is előnyös lehet az optocsatolós megoldás a transzformátoros csatolásmentesítés helyett (méretek, tartósság, fogyasztás). A LED és az optocsatoló rajzjelét az 1.49. ábrán láthatjuk. Léteznek optocsatolók, amelyeknél a LED kisteljesítményű tirisztort vagy triac-ot hajt meg.

1.49. ábra. A LED (a) és az optocsatoló (b) rajzjele.



Nem félvezető alapúak, de itt említjük meg a folyadékkristályos kijelzőket. A folyadékkristályok anizotróp anyagok, amelyek villamos tér hatására elfordíthatók és változik a fényáteresztő képességük (egyes mezők feketék, míg mások átlátszóak). A LED kijelzőkhöz képest előnyük a rendkívül kis fogyasztás, hátrányuk viszont, hogy sötétben csak háttérmegvilágítással láthatók.

## 2. ALAPÁRAMKÖRÖK AZ ELEKTRONIKÁBAN

Az elektronikai készülékek legkisebb építőkövei az alkatrészek, velük az 1. részben ismerkedtünk meg. Néhány alkatrész megfelelő összekapcsolásával már működőképes egységeket, alapáramköröket kaphatunk.

Elvileg végtelen sok egyszerű áramkör állítható így össze, a gyakorlatban viszont viszonylag kevés számú fordul elő. Ebben a fejezetben a fontosabb alapáramkörökkel ismerkedünk meg. Először néhány passzív áramkörrel foglalkozunk, ezt követik a különböző aktív kapcsolások.

A passzív áramkörök (2.1. fejezet) tisztán passzív alkatrészekből épülnek fel. Jelfeldolgozási lehetőségeik korlátozottak, de nagy a megbízhatóságuk, ezért előszeretettel alkalmazzuk őket.

Az aktív áramkörök legalább egy aktív alkatrészt is tartalmaznak. Három csoportba osztjuk őket. Elsőként a logikai áramköröket tárgyaljuk (2.2. fejezet). A logikai áramkörök ismertetőjele, hogy a náluk használatos aktív alkatrészek kapcsolóüzemben dolgoznak.

A 2.3. alfejezet témája az erősítő áramkörök. Itt az aktív alkatrészek nagyjából lineáris üzemben dolgoznak.

Végül néhány olyan kapcsolást mutatunk be (2.4. fejezet), amelyeknél éppen az aktív alkatrész jelleggörbéjének nemlineáris szakaszát hasznosítjuk.

## 2.1. A PASSZÍV ÁRAMKÖRÖK

Gyakran előfordul az elektronikában, hogy bizonyos egyszerűbb feladatokat félvezető alkatrészek nélkül is el tudunk látni. Általában a jelek leosztása, elválasztása, csatolása, szűrése azok a feladatok illetve részfeladatok, amelyeket tisztán passzív alkatrészekkel is megoldhatunk. Itt hívjuk fel a figyelmet, hogy a mérnöki gyakorlatban a következő hozzáállás figyelhető meg:

a) A passzív áramköröket rendszerint előnyben részesítjük az esetleges aktív megoldásokkal szemben, mivel nem igényelnek tápfeszültséget, nagy a megbízhatóságuk, kisebb a zajszintjük stb.

b) Ha valamit meg tudunk oldani tisztán ellenállásokkal, akkor nem alkalmazunk más alkatrészeket.

c) Ha az ellenállások mellett szükség mutatkozik valamilyen reaktív alkatrészekre is, először rendszerint kondenzátorokkal próbálkozunk, feleslegesen nem bonyolítjuk a kapcsolást tekercsekkel.

Aktív áramköröknél is érvényes, hogy legegyszerűbb csak ellenállásokat alkalmazni az aktív alkatrészek mellett. Szükség szerint beiktathatunk kondenzátorokat, tekercseket viszont csak akkor építünk az áramkörbe, ha tényleg nélkülözhetetlenek.

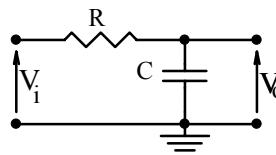
### 2.1.1. Az RC aluláteresztő

Egyszerű szűrési feladatokat láthat el a 2.1. ábrán bemutatott RC aluláteresztő kapcsolás. A bemeneti feszültséget  $V_i$  vel jelöltük, a kimenetét pedig  $V_o$ -val. Egyes alkalmazásokban előfordulhat terhelő ellenállás a kimeneten, de ez lényegileg nem módosítja a kapcsolás viselkedését. Hasonló a helyzet a bemeneti jelforrás esetleges belső ellenállásával. Az esetek többségében az ellenállásérték és a kapacitás szorzata, a:

$$\tau = RC \dots\dots\dots(2.1.)$$

időállandó, elegendő a kapcsolás jellemzésére.

2.1. ábra. Az RC aluláteresztő kapcsolás.



Erősítőkapcsolásokban az RC aluláteresztőt a frekvencia-tartományban érvényes átviteli függvénnyel jellemezzük:

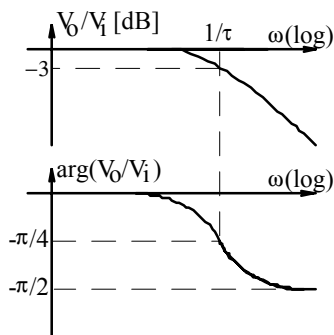
$$\frac{V_o}{V_i}(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega RC} = \frac{1}{1 + j\omega\tau} \dots\dots\dots(2.2.)$$

A kapcsolásnak megfelelő Bode-diagramokat a 2.2. ábrán láthatjuk. A diagramok lényege, hogy az:

$$\omega_H = \frac{1}{\tau} \dots\dots\dots(2.3.)$$

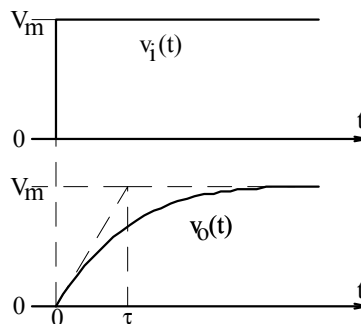
felső határfrekvenciáig az RC aluláteresztő nagyjából torzításmentesen viszi át a jeleket, azon túl viszont a frekvencia növelésével arányosan csökken a kimeneti jel nagysága, a fáziskésés pedig fokozatosan  $90^\circ$ -hoz közelít.

2.2. ábra. Az RC aluláteresztő Bode-diagramjai.



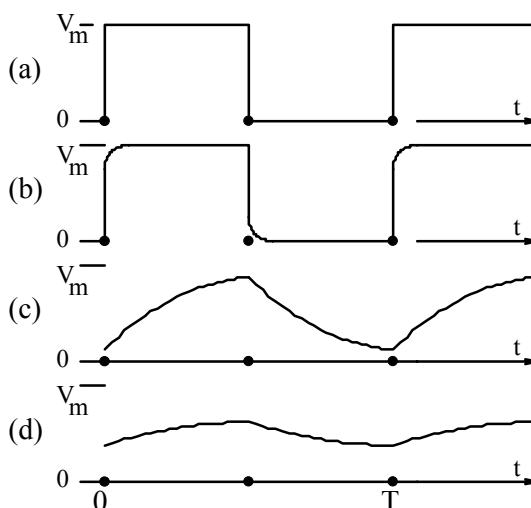
Az impulzustechnikában az áramkör differenciálegyenletekkel írható le. Az egységugrásra adott választ a 2.3. ábrán mutatjuk be. A jel amplitúdója változatlan a bemenethez képest, de a felfutási idő arányosan növekszik az időállandóval.

2.3. ábra. Az RC aluláteresztő egységugrásra adott válasza.



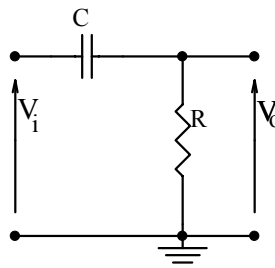
Periodikusan ismétlődő bemeneti négyszögjelek esetén a 2.4. ábrán bemutatott három eset figyelhető meg. A kimeneti jel alakja a négyszögjel periódusának ( $T$ ) és az időállandónak ( $\tau$ ) a viszonyától függ. Nagy időállandó esetén a kimeneti jel hullámzása elenyésző, a középértéke azonos a bemeneti jel átlagértékével. Kis időállandó esetén a jel torzulása minimális, csak bizonyos integrációs hatás figyelhető meg az éléknél.

2.4. ábra. Az RC aluláteresztő válasza különböző frekvenciájú bemeneti négyszögjelekre: a) a bemeneti jel, b) a kimeneti jel  $\tau \ll T$  esetén, c) a kimeneti jel  $\tau = T$  esetén, d) a kimeneti jel  $\tau \gg T$  esetén.



## 2.1.2. Az RC felüláteresztő

Az alkatrészek megcserélésével kapjuk az RC felüláteresztő kapcsolást. (2.5. ábra).

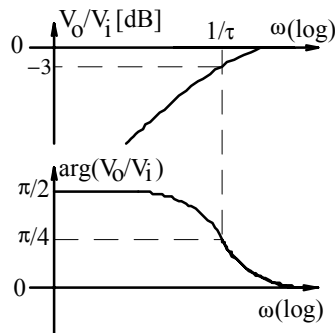


2.5. ábra. Az RC felüláteresztő kapcsolás.

Erősítőkapcsolásokban a felüláteresztő szerepe az egyenszintek szétválasztása ill. az alacsonyfrekvenciás jelek kiszűrése a bemeneti jelből. Ilyenkor az RC felüláteresztőt a:

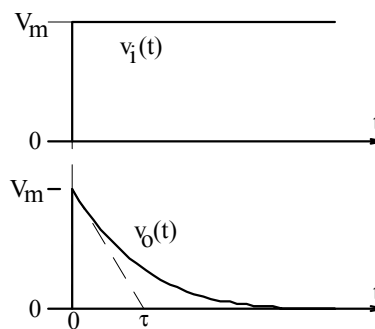
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} \dots\dots\dots(2.4.)$$

átviteli függvénnyel jellemezhetjük. A megfelelő Bode-diagramokat a 2.6. ábrán láthatjuk. Az  $\omega_L=1/\tau$  alsó határfrekvencia fölött ez a kapcsolás csillapítás és fázistolás nélkül viszi át a jeleket, alatta viszont a jel amplitúdója fokozatosan csökken és pozitív fázistolás jelentkezik.



2.6. ábra. Az RC felüláteresztő Bode-diagramjai.

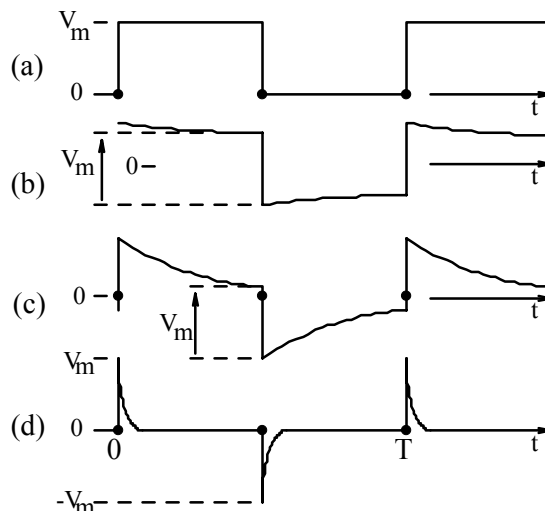
Az impulzustechnikában a felüláteresztőt a jelek formálására alkalmazzuk. Az áramkör viselkedését differenciálegyenletekből számíthatjuk. Az egységugrásra adott választ a 2.7. ábrán láthatjuk. A kimeneti jel ugrásának amplitúdója megegyezik a bemenetivel, de később a jel fokozatosan nulla értékre esik vissza.



2.7. ábra. Az RC felüláteresztő egységugrásra adott válasza.

Négyszögjelek esetén lényeges a jel periódusának ( $T=1/f$ ) és a kapcsolás időállandójának ( $\tau=RC$ ) a viszonya. A három jellemző esetet a 2.8. ábrán mutatjuk be. Nagy időállandó esetén a kimeneti jel hasonlít a bemenetire, csak az egyenszint hiányzik, és enyhe csökkenés figyelhető meg az amplitúdónál. Kis időállandónál viszont váltakozó előjelű túimpulzusokat kapunk a kimeneten. Az impulzusok amplitúdója megegyezik a bemeneti jel ugrásának amplitúdójával.

2.8. ábra. Az RC felüláteresztő válasza különböző frekvenciájú bemeneti négyszögjelekre: a) a bemeneti jel, b) a kimeneti jel  $\tau \gg T$  esetén, c) a kimeneti jel  $\tau = T$  esetén, d) a kimeneti jel  $\tau \ll T$  esetén.



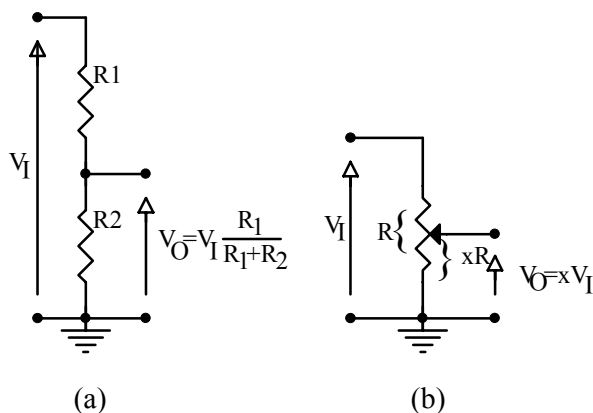
### 2.1.3. A feszültségosztók

A jelek egyszerű csökkentésére általában ellenállásokból felépített feszültségosztót alkalmazunk. Az osztás aránya lehet állandó vagy változó (2.9. ábra).

Elvileg a kimeneti jel alakja nem változik, függetlenül a jel spektrumától ill. időbeli lefolyásától, csak nagysága kisebb a bemenetihez képest.

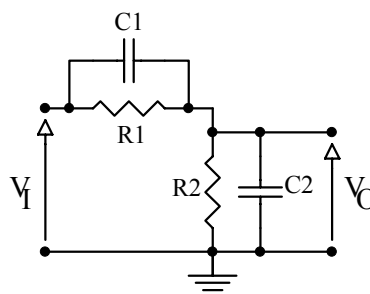
Megtörténik, hogy a kimeneti kapacitív terhelése nem elhanyagolható. Ilyenkor az egyszerű feszültségosztó RC aluláteresztőként kezd viselkedni, ami a jelek torzulásához vezet. A helyzetet úgy javíthatunk, hogy az osztó másik ellenállását is áthidaljuk egy kondenzátorral. Így kapjuk a kompenzált feszültségosztót (2.10. ábra). Ha teljesül az  $R_1 C_1 = R_2 C_2$  feltétel, az osztó torzítás nélkül működik. Ilyen módon szerkeszthetők többfokozatú kompenzált feszültségosztók is.

2.9. ábra. Feszültségosztó a) állandó és b) változtatható osztási aránnyal.





2.10. A kompenzált feszültségosztó.



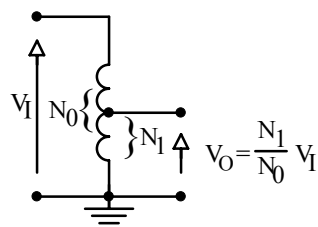
Az osztók méretezésénél az ellenállások konkrét értéke másodlagos fontosságú az arányukhoz képest. Helyenként azonban figyelembe kell venni, mekkora ellenállással terhelhető a jelforrás, mekkora lehet az osztó kimeneti ellenállása, valamint ügyelni kell, hogy teljesítmény szempontjából ne terheljük túl az osztó elemeit.

Váltófeszültségek leosztásánál előnyös lehet az induktív, a kapacitív vagy a transzformátoros osztás.

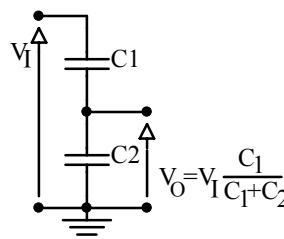
Az induktív osztást (2.11. ábra) rendszerint egyetlen tekercs megcsapolásával kapjuk. Olyan helyen indokolt, ahol impedancia illesztést is kell végezni.

A kapacitív megoldást (2.12. ábra) nagy feszültségek leosztásánál ajánlják. Előnye, hogy veszteségmentes.

2.11. ábra. Az induktív feszültségosztó.

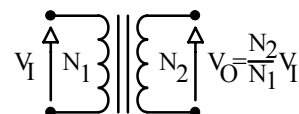


2.12. ábra. A kapacitív feszültségosztó.



A transzformátoros osztás (2.13. ábra) egyben megszünteti a galvanikus csatolást a bemenet és a kimenet között. A transzformátor természetesen növelni is tudja a feszültséget leosztás helyett.

2.13. ábra. A transzformátoros feszültségosztó.



### 2.1.4. Az RC sávszűrő

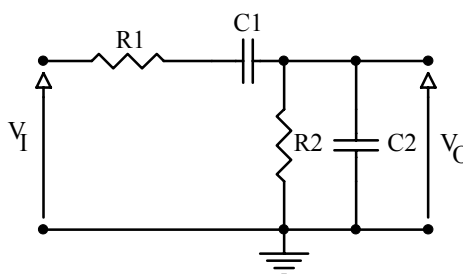
A 2.14. ábrán bemutatott kapcsolás átviteli függvénye a következő alakú:

$$\frac{V_o}{V_i}(j\omega) = \frac{j\omega C_1 R_2}{1 + j\omega(C_1 R_1 + C_1 R_2 + C_2 R_2) - \omega^2 C_1 C_2 R_1 R_2} \dots\dots\dots(2.5.)$$

Innen a sávközépi frekvencia, amelyen a kimeneti jel amplitúdója maximális:

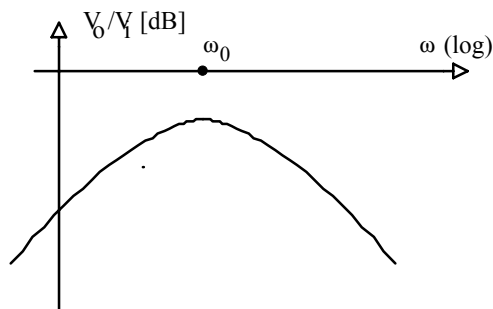
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \dots\dots\dots(2.6.)$$

2.14. ábra. Egyszerű RC sávszűrő.



A sávközépi frekvencia alatt és fölött a kimeneti jel először enyhén, majd a frekvenciával arányosan illetve fordítottan arányosan csökken. Ezt láthatjuk a Bode-diagramból (2.15. ábra) is. Szűk átteresztő tartomány nem érhető el ilyen módon, egyszerűbb szűrési feladatokra azonban megfelel ez a kapcsolás.

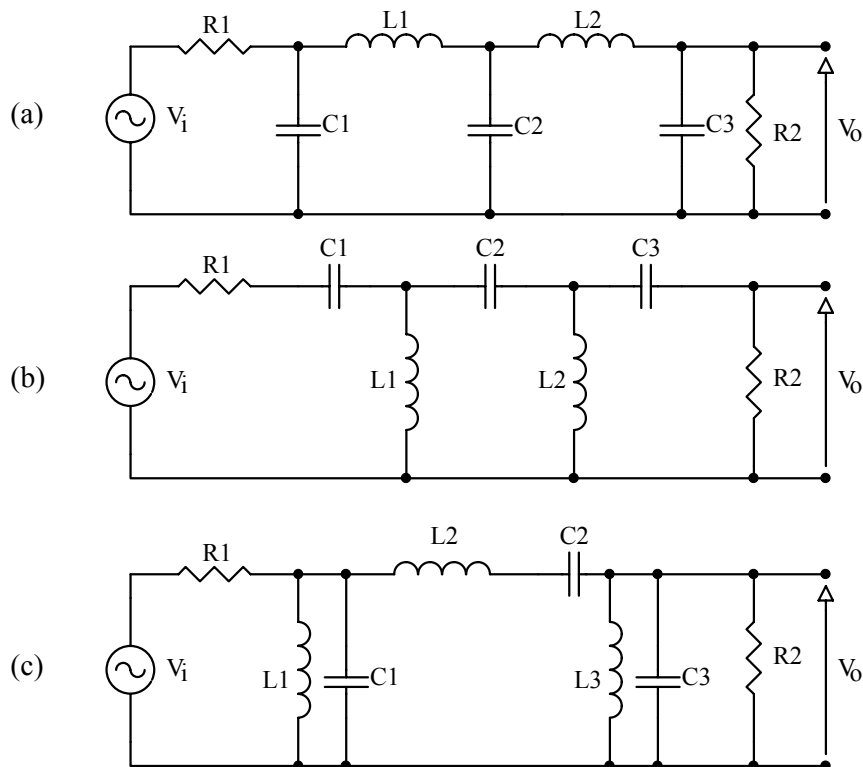
2.15. ábra. Az RC sávszűrő Bode-diagramja.



### 2.1.5. Az LC szűrők

Tekercsek és kondenzátorok megfelelő kombinációjával a legösszetettebb szűrési feladatok is elvégezhetők, egyedül a jel teljesítménye nem növelhető. Elvileg sokféle kapcsolás kidolgozható, de a gyakorlatban a létrahálózatok honosodtak meg. A 2.16. ábrán aluláteresztő, feluláteresztő és sávszűrő létrahálózatok elvi rajzát adtuk meg.

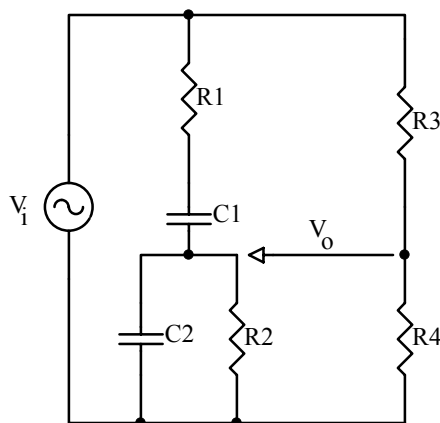
Az LC szűrők elmélete bonyolult, de jól kidolgozott. A felhasználó számára kész képletek állnak rendelkezésre, amelyekből könnyen számítható a szűrő fokszáma (az LC elemek száma), valamint az egyes induktivitások és kapacitások értéke. Úgyszintén léteznek könnyen kezelhető szoftverek az LC szűrők méretezésére.



2.16. ábra. Az LC létrahálózatok: a) aluláteresztő, b) felüláteresztő és c) sávszűrő kapcsolások.

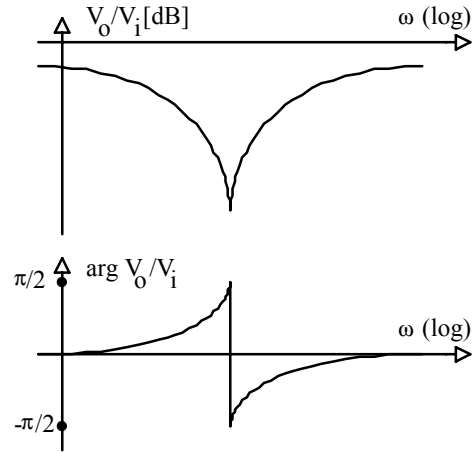
### 2.1.6. A Wien-híd

A kapcsolási rajz a 2.17. ábrán látható, a megfelelő Bode-diagramokat viszont a 2.18. ábrán adtuk meg. A híd jellegzetessége, hogy az  $f_0 = (2\pi RC)^{-1}$  frekvencián kiegyensúlyozódik, a kimeneti jel amplitúdója nullára csökken. Ugyanakkor a fázis  $-\pi/2$ -ről  $+\pi/2$ -re fordul.



2.17. ábra. A Wien-híd kapcsolási rajza.

2.18. ábra. A Wien-híd Bode-diagramjai.



### 2.1.7. Soros RLC rezgőkör

Az RLC elemek soros kötése (2.19. ábra) szűrőhatást fejt ki. A soros kötésen átfolyó áram ( $I_{RLC}$ ), illetve a kimeneti feszültség ( $V_o$ ) a rezonáns frekvencián:

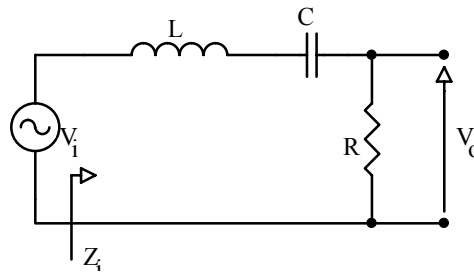
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \dots \dots \dots (2.7.)$$

magas értéket ér el, körülötte pedig rohamosan gyengül (2.20. ábra). A diagram alakját a:

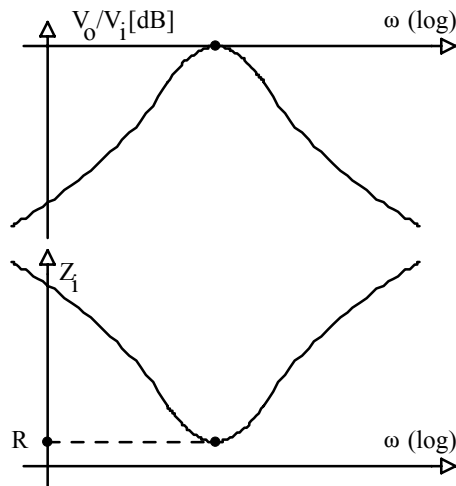
$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC} \dots \dots \dots (2.8.)$$

jósági tényező határozza meg. A kapcsolás egyaránt alkalmazható a lineáris jelfeldolgozásban és az impulzustechnikában.

2.19. A soros RLC rezgőkör.



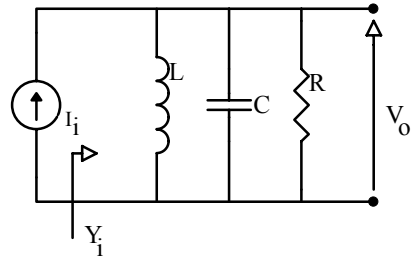
2.20. ábra. A soros rezgőkör frekvenciamenete.



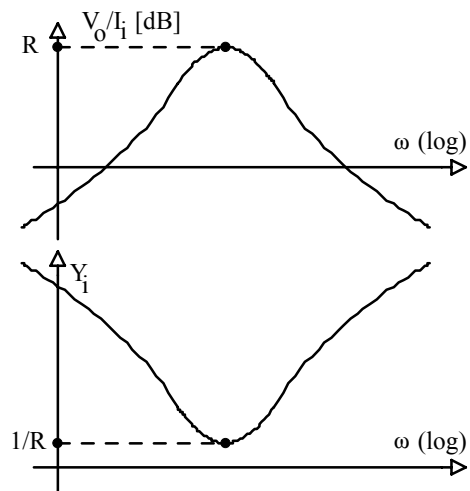
### 2.1.8. A párhuzamos RLC rezgőkör

Ennél a kapcsolásnál (2.21. ábra) az áramgenerátoros megoldás a kívánatos. A kapott feszültség ( $V_o$ ) a rezonáns frekvencián éri el a maximális értékét, körülötte fokozatosan csökken (2.22. ábra.). A szelektivitást itt is a jósági tényező határozza meg.

2.21. ábra. A párhuzamos RLC rezgőkör.



2.22. ábra. A párhuzamos rezgőkör frekvenciamenete.



## 2.2. A LOGIKAI ÁRAMKÖRÖK

A mai elektronikában többségben vannak az olyan kapcsolások, amelyeknél a jelnek (általában feszültség) csak két értékét tartjuk számon. Szűkebb értelemben ezek a logikai áramkörök, az összes ilyen kapcsolás viszont a digitális áramkörök családját alkotja. Elvileg előfordul átmenet is a két említett véghelyzet között, de ez rendszerint rövid ideig tart, és az alkalmazás szempontjából nincs szerepe.

Az alkatrészek jelleggörbéi és a Kirchoff-egyenletek a logikai áramköröknél is érvényben vannak, de tekintettel a bináris (két értékű) viselkedésre, általában nincs szükség a szokott értelemben az áramkör pontos megoldására. Ehelyett csak a bemeneti és kimeneti változók közötti logikai összefüggések meghatározása a cél.

### 2.2.1. A logikai áramkörök általános jellemzői

A logikai áramkörök (szélesebb értelemben a digitális áramkörök) sokfélesége ellenére vannak olyan általános jellemzők, amelyek minden egyes áramkörre vonatkoztathatók. Ilyen jellemzők a logikai szintek, a zajtűrés, a kimenet terhelhetősége, a sebesség és a fogyasztás.

A logikai szinteket külön definiálják a kimenetre és a bemenetre. Mindkét esetben beszélünk alacsony és magas logikai szintről. A kimeneti magas logikai szint ( $V_{OH}$ ) az a feszültségérték, amely fennáll az illető áramkör kimenetén, annak magas állapotában. Ennek esetleges minimális értéke ( $V_{OH\ min}$ ) az, amire külön oda kell figyelni, mert ez okozhatja a rákapcsolt logikai bemenet téves reagálását. A kimeneti alacsony logikai szint ( $V_{OL}$ ) a kimeneten mért feszültségérték alacsony állapotban. Itt a maximális érték ( $V_{OL\ max}$ ) az, amely gondot okozhat.

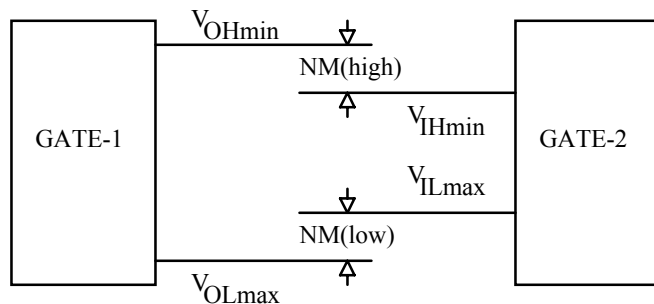
A logikai áramkörök bemenetén is meghatározhatók az alacsony ( $V_{IL}$ ) és magas ( $V_{IH}$ ) logikai szintek. A bemenet esetében a  $V_{IL\ max}$  a mérvadó, amely alatt az áramkör minden kétséget kizáróan alacsony logikai szintet érzékel. Ezzel szemben magas bemeneti szint esetében a  $V_{IH\ min}$  értéket kell túlhaladni, hogy azt az áramkör biztosan magas logikai szintnek vegye. Az említett logikai szintek viszonyát a 2.23. ábrán adtuk meg jelképesen. Itt definiáltuk a zajtűrést is, külön az alacsony és a magas logikai szintre:

$$NM(low) = V_{IL\ max} - V_{OL\ max} \dots\dots\dots(2.9.)$$

$$NM(high) = V_{OH\ min} - V_{IH\ min} \dots\dots\dots(2.10.)$$

A zajtűrés tehát az a legnagyobb feszültség, amit az előző fokozat kimeneti szintjére ráültetve, még nem történik téves kapcsolás a következő fokozatban.

2.23.ábra. A bemeneti és kimeneti logikai szintek és a zajtűrés viszonya.

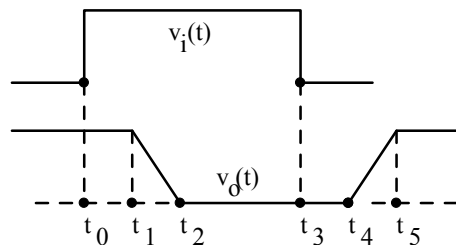


A kimeneti terhelhetőségre meg lehetne adni konkrét terhelési ellenállásokat vagy áramokat, de a gyakorlatban inkább relatív értékeket tüntetnek fel. A relatív érték azt fejezi ki, hogy egy áramkör kimenete hány hasonló áramkör bemenetét tudja meghajtani, anélkül hogy logikai hiba keletkezne. Esetenként, mivel kapacitív terhelés meghajtásáról van szó, a terhelhetőség csökken magas frekvencián. A terhelhetőség nem ugyanannyi alacsony és magas logikai szint esetén. A helyes működéshez természetesen a kisebb értéket kell szem előtt tartani.

A logikai áramkörök sebességét, illetve a sebességet korlátozó késéseket a 2.24. ábrán szemléltetjük. A bemenet egy idealizált négyszögjel, a kimeneten viszont véges a jel felfutási és lefutási ideje, ugyanakkor késés is jelentkezik a megfelelő élek között. A következő definíciók használatosak:

- lefutási késés:  $t_{dHL} = t_1 - t_0$
- lefutási idő:  $t_f = t_2 - t_1$
- felfutási késés:  $t_{dLH} = t_4 - t_3$
- felfutási idő:  $t_r = t_5 - t_4$
- lefutási terjedési késleltetés:  $t_{pLH} = t_{dLH} + \frac{1}{2}t_f$
- felfutási terjedési késleltetés:  $t_{pLH} = t_{dLH} + \frac{1}{2}t_r$

2.24. ábra. A logikai áramkörök késései.



Működésük közben a logikai áramkörök bizonyos teljesítményt használnak fel a tápegységből, ami hővé alakul. A felhasznált teljesítménynek van sztatikus és dinamikus része. A sztatikus veszteségek az egyes logikai állapotokra jellemzők, míg a dinamikus veszteségek a tranzisztorok kapcsolásából adódnak és magasabb frekvencián jutnak kifejezésre.

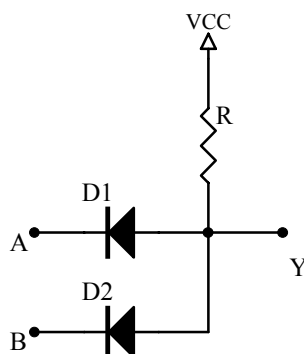
A felhasznált teljesítmény (fogyasztás) összefüggésben van az áramkör sebességével: a sebesség általában csak a fogyasztás fokozásával növelhető. Így a legnagyobb sebességű és nagy összetettségű áramköröknél megtörténik, hogy mesterséges hűtést kell alkalmazni.

### 2.2.2. Logikai kapcsolások diódákkal

A legegyszerűbb logikai áramköröket (logikai kapuk) diódák, ellenállások és tápegységek összekapcsolásával kapjuk.

A 2.25. ábrán láthatjuk a két bemenetű diódás ÉS kapu rajzát. A bemeneti változókat  $A$ -val és  $B$ -vel jelöltük, míg a kimenetet  $Y$ -nal. Bármely bemenetet földpontra kötve a kimenet egy dióda-nyitófeszültséggel lesz  $0V$  fölött, amit alacsony logikai szintnek, logikai nullának értelmezünk. Mindkét bemenetet  $V_{CC}$  feszültségre kötve a diódákon nem folyik áram és a kimeneten  $V_{CC}$  feszültséget mérhetünk, ami magas logikai szintnek (logikai egyes) felel meg.

2.25. ábra. A kétbemenetű diódás ÉS kapu.



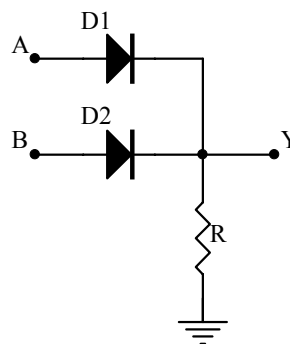
Az összes esetet tartalmazó kombinációs táblázatot a 2.26 ábrán láthatjuk. A Boole-algebrában szokásos jelölés szerint erre az áramkörre a következő egyenlet írható fel:  $Y=AB$ .

2.26. ábra. Az ÉS kapu kombinációs táblázata.

A	B	Y
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Hasonló felépítésű a diódás VAGY kapu (2.27. ábra). Itt bármely vagy mindkét bemenetet magas szintre ( $V_{CC}$ ) emelve kapunk magas logikai szintet a kimeneten. Mindkét bemenetet földpontra kötve a kimeneten is  $0V$  feszültséget mérhetünk, amit logikai nullának értelmezünk. A megfelelő kombinációs táblázatot a 2.28. ábrán adtuk meg, a Boole-féle egyenlet viszont:  $Y=A+B$ .

2.27. ábra. A kétbemenetű diódás VAGY kapu.



2.28. ábra. A VAGY kapu kombinációs táblázata.

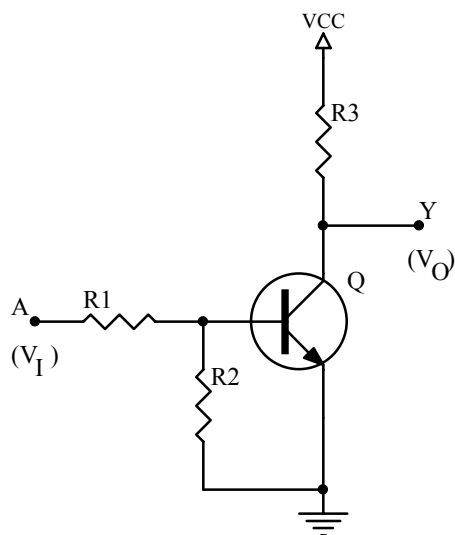
A	B	Y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1



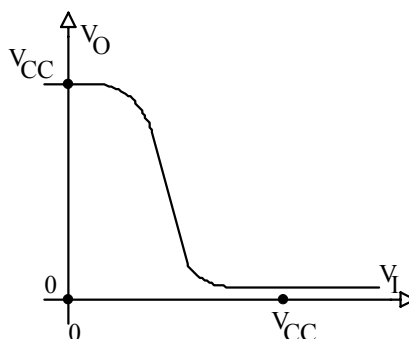
Meg kell említeni, hogy az ismertetett kapcsolások csak korlátozottan alkalmazhatók. Elsősorban nem elégítik ki a 2.23. ábrán megadott feltételeket, a bemeneti és kimeneti logikai szinteket illetően, már önmagukban sem. Tovább tolódnak a logikai szintek, ha ilyen áramkörök összekapcsolásával próbálunk összetettebb logikai függvényeket megvalósítani.

### 2.2.3. A tranzisztoros logikai inverter

A 2.29. ábrán bemutatott bipoláris tranzisztoros kapcsolás logikai *NEM* függvényt valósít meg. Az áramkör  $V_O=f(V_I)$  átviteli jelleggörbéje a 2.30. ábrán megadott alakú, természetesen az ellenállásértékek változtatásával bizonyos határok között módosítható.



2.29. ábra. Logikai inverter bipoláris tranzisztorral.



2.30. ábra. A logikai inverter átviteli jelleggörbéje.

A *NEM* függvény (inverter) lényege, hogy bizonyos bemenő jelszintig a tranzisztor nem vezet, ilyenkor a kimeneti logikai szint megközelítőleg a tápfeszültséggel ( $V_{CC}$ ) egyezik meg.

A logikai nulla szintet a kimeneten a tranzisztor telítésével érjük el. Ennek feltétele, hogy a bemeneten logikai egyesnek megfelelő feszültség legyen, ami az  $R_1$ -es ellenálláson keresztül kellő

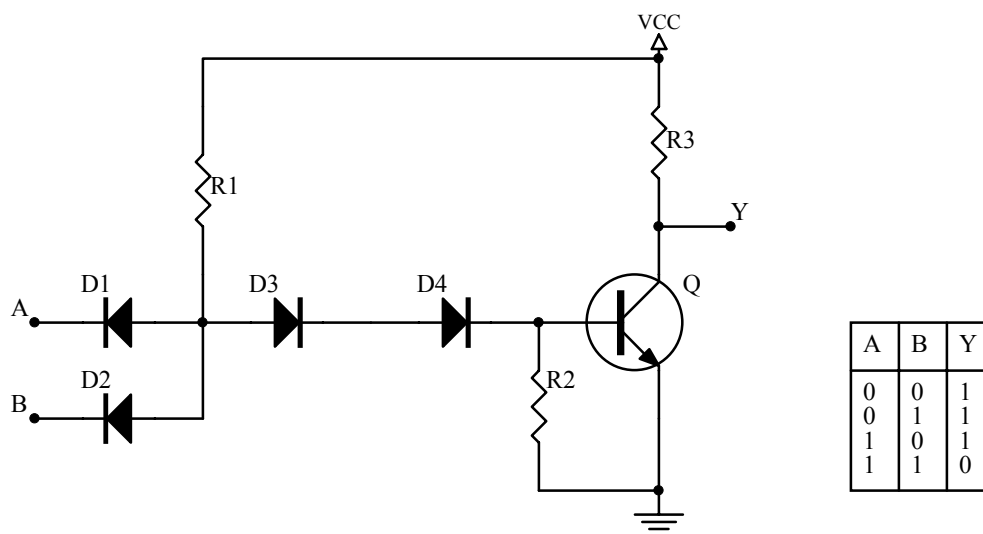
bázisáramot biztosít a tranzisztornak. A lezárás és a telítés között a tranzisztor áthalad az aktív (erősítő) tartományon, de ezt a szakaszt nem használjuk a logikai inverternél.

A bemutatott inverter már valódi logikai kapcsolásnak tekinthető, mivel stabil logikai szintekkel és megfelelő zajtűréssel rendelkezik. A sebességgel lehetnek bizonyos gondok, mivel a telítés mértékétől függően a tranzisztor kikapcsolása jelentős időt vehet igénybe.

#### 2.2.4. A DTL és TTL áramkörök

Összetettebb logikai áramköröket építhetünk a 2.2.2. és 2.2.3. pontban bemutatott áramköröket kombinálva (DTL-Diode Transistor Logic kapcsolások) vagy tisztán tranzisztoros áramkörökkel (TTL-Transistor Transistor Logic kapcsolások).

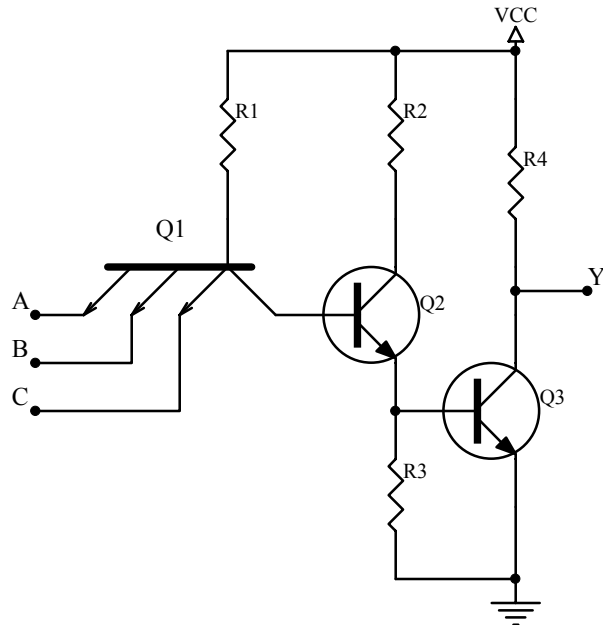
A 2.31. ábra DTL *NEM-ÉS* kapcsolást mutat be a logikai (kombinációs) táblázattal együtt. A  $D_1, D_2, R_1$  alkatrészek logikai *ÉS* függvényt valósítanak meg, amelyet megfelelő tranzisztoros inverter követ. A  $D_3, D_4$  diódákra a bemeneti logikai szintek beállítása miatt van szükség. Nélkülük a bemeneti nulla logikai szint esetén nem lehetne biztosítani a tranzisztor lezárását, illetve a megfelelő zajtűrést.



2.31. ábra. A DTL *NEM-ÉS* kapu és kombinációs táblázata.

A 2.32. ábrán TTL *NEM-ÉS* kapcsolást látunk. A kimeneti fokozat hasonló a DTL megoldáshoz, azzal, hogy szükségessé vált egy újabb tranzisztor ( $Q_2$ ), amely áramerősítést végez. A bemeneti fokozatban a diódákat egy különleges, többemitteres tranzisztor ( $Q_1$ ) helyettesíti.

Ha bármely bemeneten alacsony logikai szint jelenik meg, a  $Q_1$  tranzisztor az aktív üzemi határán működik, mivel bázisáramot kap  $V_{CC}$ -ből  $R_1$ -en keresztül, de kollektorárama megközelítőleg nulla értékű. Ilyenkor  $Q_2$  és  $Q_3$  lezárási tartományban üzemelnek és a kimenet magas logikai szinten van. Ha minden egyes bemenetre magas logikai szint kerül,  $Q_1$  áttér az inverz aktív üzemi állapotba (az emitter magasabb potenciálon van, mint a kollektor, bázisáramot biztosít  $Q_2$  számára, amely meghajtja a  $Q_3$ -as tranzisztort, és a kimeneten beáll az alacsony logikai szint).



2.32. ábra. A TTL NEM-ÉS kapu.

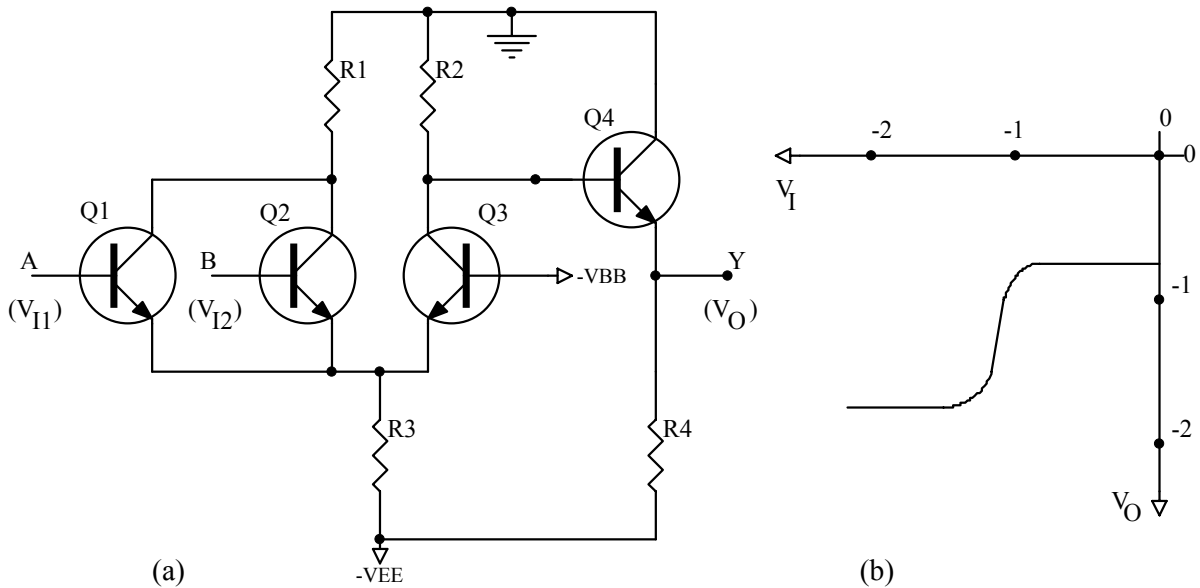
Hasonló áramköri megoldásokkal más, bonyolultabb logikai függvények is megvalósíthatók. A TTL áramkörök voltak az első logikai áramkörcsalád, amelyet nagy sorozatban és széles választékban gyártottak integrált formában. Sokáig a digitális elektronika alapját képezték.

Az alapváltozatok ma már elavultak, de számos továbbfejlesztésük ma is versenyképes. Változattól függően fogyasztásuk és sebességük közepes vagy nagy más áramkörcsaládokhoz viszonyítva. Tápfeszültségük rendszerint  $5V$ , a bemeneti logikai szintek  $V_{IHmin}=2V$ ,  $V_{ILmax}=0,8V$ , a kimenetiek pedig  $V_{OHmin}=3,5V$ ,  $V_{OLmax}=0,3V$  (közelítő értékek, az egyes áramköröknél illetve gyártmányoknál eltérések lehetnek). A zajtűrésben létező különbségek alacsony és magas szint esetén azért indokoltak, mert alacsony kimeneti szintnél a kimeneti tranzisztor telítése kis impedanciás kimenetet biztosít, amely jól csillapítja a zajokat.

### 2.2.5. Az ECL áramkörök

Bipoláris tranzisztorokkal valósítják meg az ECL (Emitter Coupled Logic) áramköröket is. Mivel a logikai áramkörök sebességének fő korlátja a bipoláris tranzisztorok telítése, ezeknél az áramköröknél az aktív üzemet alkalmazzák az egyik logikai szint elérésére. Az aktív üzemből a tranzisztor gyorsan válthat lezárásba és vissza. Egy egyszerű kapcsolást, ECL technikában megvalósított *VAGY* áramkört mutat be a 2.33. ábra az átviteli jelleggörbével együtt.

Ha mindkét bemenet alacsony logikai szinten van ( $V_1 < -1,5V$ ),  $Q_1$  és  $Q_2$  lezárásban vannak,  $Q_3$  viszont aktív üzemben. Az aktív üzemnek köszönhetően  $Q_3$  elvezeti a  $Q_4$  bázisáramának egy részét, amely a  $Q_4$  kollektoráramának a csökkentéséhez és a kimeneti szint logikai nullára való eséséhez vezet. Ha bármely bemeneti tranzisztor ( $Q_1$ ,  $Q_2$ ) bemenetére magas logikai szintet vezetünk ( $V_2 > -1V$ ), az illető tranzisztor aktív üzembe megy át, lezárja a  $Q_3$ -as tranzisztort. Ilyenkor  $Q_4$  nagyobb bázisáramot kap és megemelkedik a kimeneti jelszint logikai egyesre.



2.33. ábra. ECL VAGY áramkör (a) és átviteli jelleggörbéje (b).

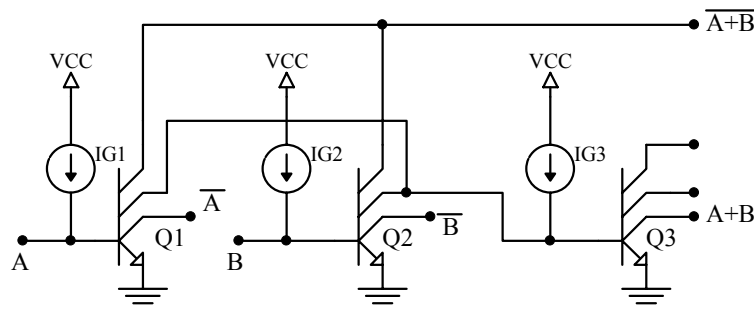
Az itt bemutatott ECL VAGY áramkör mintájára sok egyéb logikai függvényt is megvalósítottak és számos továbbfejlesztés történt. Ismeretes az ECL 10K és az ECL 100K áramkör család. Az ECL áramkörök nem igazán alkalmasak ipari felhasználásra, rendszerint inkább digitális számítógépek alapáramkörei készülnek belőlük.

### 2.2.6. Az I<sup>2</sup>L áramkörök

A digitális technika fejlődése során szükségessé vált mind bonyolultabb áramkörök integrálása adott felületű félvezető (szilícium) lapkára. Így születtek először az SSI (Small Scale Integration) áramkörök, majd az MSI (Medium Scale Integration), LSI (Large Scale Integration) és VLSI (Very Large Scale Integration) áramkörök.

A fejlesztés egyik irányvonala a mind kisebb méretű tranzisztorok és egyéb alkatrészek létrehozása volt, míg a másik oldalon a jobb áramköri megoldások után kutattak. Így alakult ki az I<sup>2</sup>L logikai áramkör család. Az alapalkatrészek itt is bipoláris tranzisztorok, rendszerint többkollektoros kivitelben (2.34. ábra).

2.34. ábra. I<sup>2</sup>L technikában megvalósított VAGY illetve NEM-VAGY áramkör.



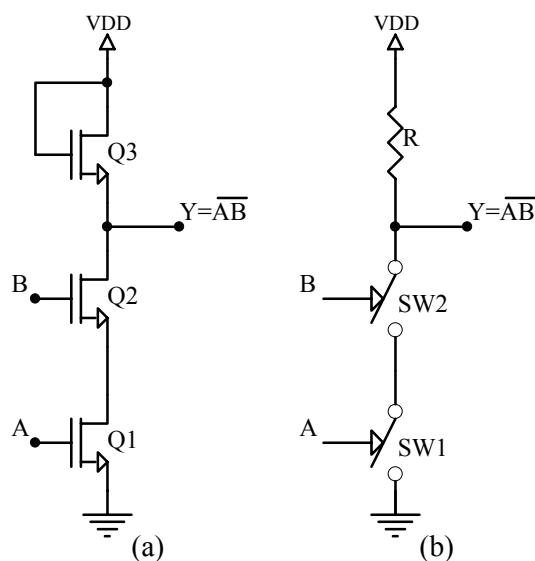
A bemutatott áramkör egyszerre több logikai függvényt is megvalósít. A kimeneti alacsony logikai szint a kimenetet képező tranzisztor telítési feszültségének felel meg: ( $V_{OL}=V_{CEsat}\approx 0,1V$ ). A magas logikai szintet a bemenetet képező tranzisztor bemeneti feszültsége adja ( $V_{OH}=V_{BEsat}\approx 0,8V$ ). Látható hogy az  $I^2L$  áramkörök esetében a logikai szintek távolsága (a logikai amplitúdó) kicsi, értelemszerűen kicsi a zajtűrés, tehát nem tanácsos ipari környezetben való alkalmazásuk.

### 2.2.7. A MOS logikai áramkörök

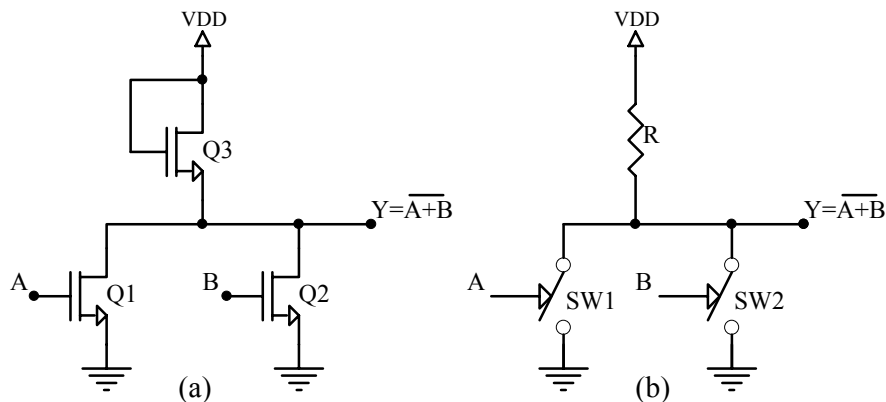
MOSFET-ekkel mint kapcsoló elemekkel is építhetők logikai (digitális) áramkörök. Tisztán N-csatornás MOSFET-ekkel dolgozik az NMOS technika, a CMOS technikában viszont vegyesen fordulnak elő N- és P-csatornás alkatrészek. A P-csatornás MOSFET-ek önálló használata nem jellemző.

NMOS *NEM-ÉS* áramkört (kaput) mutat be a 2.35. ábra az egyszerűsített helyettesítő rajzzal együtt. A kapcsolók sorbakötése esetén a földpont felé akkor indulhat csak áram, ha mindkét bemenetre (gate-ek) magas logikai szintet vezetünk (amely meghaladja a MOSFET-ek küszöbfeszültségét). Ugyanitt a harmadik MOSFET (Q3) a felhúzó ellenállást helyettesíti, aktív terhelésként működik.

2.35. ábra. NMOS technikában megvalósított NEM-ÉS áramkör (a) és helyettesítő rajza (b).

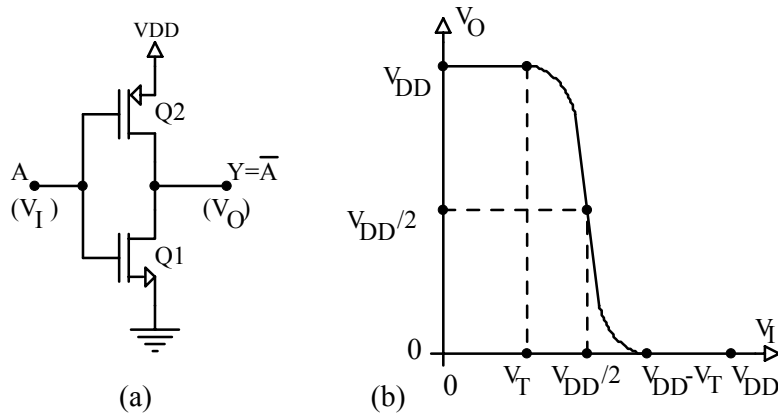


Az NMOS *NEM-VAGY* kaput a 2.36. ábrán láthatjuk a helyettesítő rajzzal együtt.



2.36. ábra. NMOS technikában megvalósított NEM-VAGY áramkör (a) és helyettesítő rajza (b).

A CMOS technikában a logikai inverter tekinthető alapáramkörnek. Az inverter kapcsolási rajzát és az átviteli jelleggörbét a 2.37. ábrán adtuk meg. A bemeneti jel fokozatos emelkedése közben a  $Q_1$  N-csatornás MOSFET lezárt állapotból telítésbe, majd triódatartományba vezérlődik. Ugyanez történik a  $Q_2$ , P-csatornás MOSFET-tel az ellenkező esetben, amikor a bemeneti jel  $V_{DD}$  értékről fokozatosan csökken a földpont felé. A MOSFET-ek nyitófeszültségét ( $V_T$ ) úgy állítják be, hogy a jelleggörbe szimmetrikus legyen a  $V_{DD}/2$  ponthoz képest.



2.37. ábra. A CMOS logikai inverter kapcsolási rajza (a) és átviteli jelleggörbéje (b).

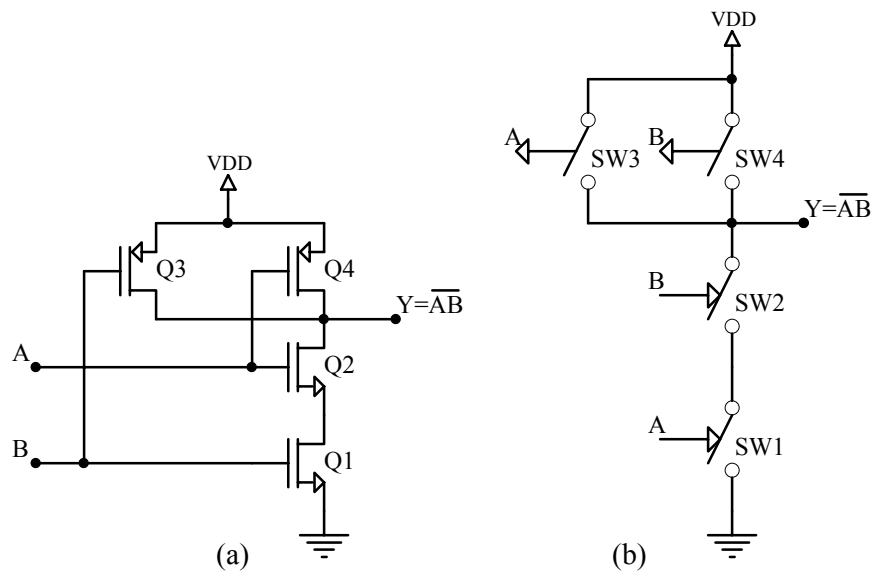
A CMOS technika fontos jellemzője, hogy a MOS csatornákon csak a logikai szintek közötti átmenet alatt folyik áram, egyébként az áramkör fogyasztása elenyésző. Ennek köszönhetően a CMOS áramkörök kiválóan alkalmasak hordozható készülékek (számológépek, karórák, mérőműszerek stb.) áramköreinek kivitelezésére.

Tudni kell viszont, hogy a kapcsolási frekvencia növelésével a fogyasztás jelentősen nő. Ennek oka, hogy a bemeneti (gate) kapacitások gyakori töltése és ürítése jelentős áramfogyasztással jár.

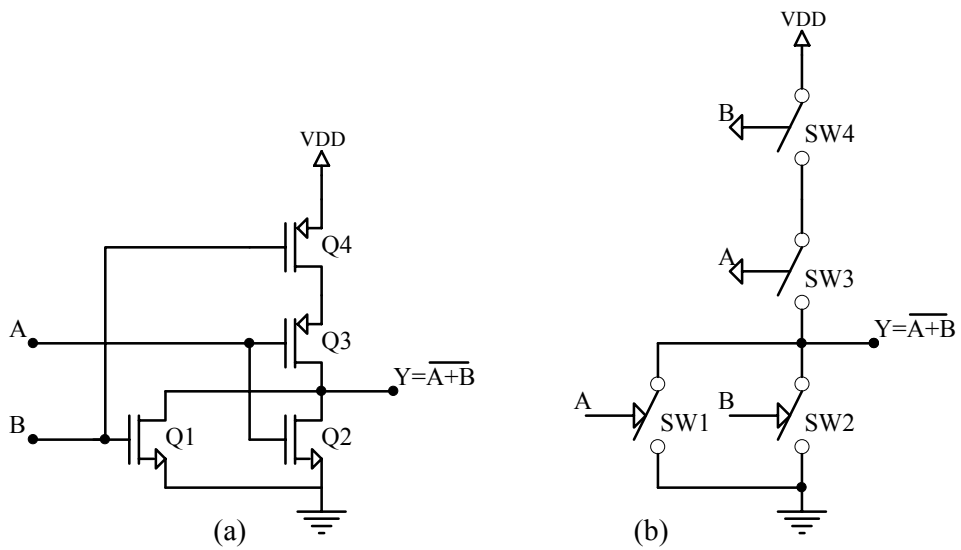
A CMOS technika másik jó tulajdonsága a nagy zajtűrés. A kimeneti logikai szintek a földpont és a tápfeszültség közelében vannak, az átmenet a kimeneten viszonylag meredek, és akkor történik, amikor a bemeneti jel a tápfeszültség felénél tart. Így elméletileg a zajtűrés közel  $V_{DD}/2$  értékű. Valóságban, a küszöbfeszültségek pontatlansága miatt, a tényleges zajtűrésre  $0,3V_{DD}$  érték vehető.

A CMOS inverter mintájára szerkesztették meg a CMOS *NEM-ÉS* és *NEM-VAGY* áramköröket. Ezeket a megfelelő helyettesítő rajzokkal a 2.38. és 2.39. ábrán mutatjuk be.

Nagyszámú kisintegráltságú (SSI) CMOS áramkör van használatban egyszerűbb és bonyolultabb logikai funkciókkal. Az alapváltozatok ma már részben elavultnak számítanak, de vannak újabb fejlesztések, nagyon népszerű pl. a HCMOS sorozat, melynél sikerült viszonylag kis fogyasztás mellett nagy sebességet elérni. Az LSI és a VLSI alkalmazásokban is van létjogosultsága a CMOS technikának.



2.38. ábra. A CMOS NEM-ÉS kapu (a) és helyettesítő rajza (b).



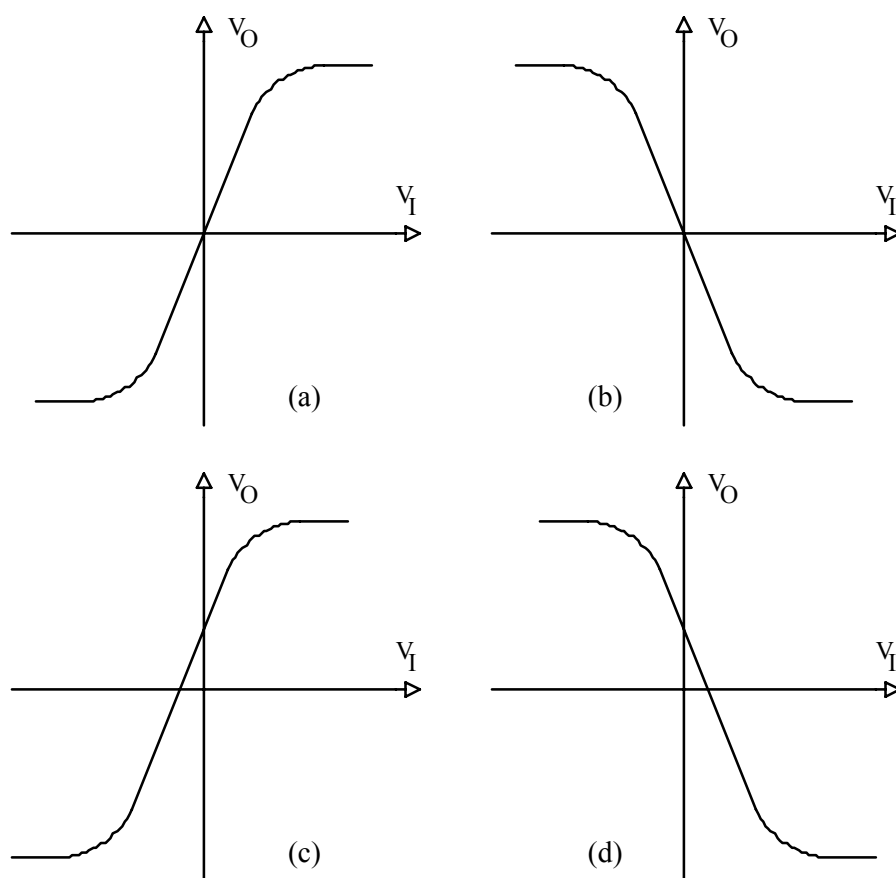
2.39. ábra. A CMOS NEM-VAGY kapu (a) és helyettesítő rajza (b).

### 2.3. AZ ERŐSÍTŐ ÁRAMKÖRÖK

A logikai áramköröknél az volt a cél, hogy, amíg a bemeneti jel a zajtűrési tartományon belül mozog, a kimeneti jel csak kevésbé változzon, vagy egyáltalán ne változzon. Velük ellentétben az erősítő kapcsolásoknál az a kívánatos, hogy a bemeneti változásokra a kimenet minél erőteljesebben reagáljon. Ilyen viselkedés megfigyelhető a logikai áramköröknél is a két logikai szint közötti átmenetkor (2.30, 2.33. és 2.37. ábrák), de az egyszerű magyarázatok során erre nem fordítottunk gondot.

Az erősítő áramköröknél két fő feladatot kell megoldani. Az egyik a mind nagyobb meredekségű (erősítésű) átviteli jelleggörbe létrehozása. Ez lényegében már a logikai áramköröknél is adott. A másik feladat, hogy az áramkör munkapontját a megvalósított (meredek) jelleggörbe közepe táján tartsuk, minden környezeti hatással (tápfeszültség-ingadozás, hőmérséklet változás stb.) szemben, ugyanakkor a munkapont élénken reagáljon a bemeneti jelre.

A 2.40. ábrán különböző idealizált erősítő jelleggörbéket mutatunk be. Közös tulajdonságuk, hogy a központi lineáris szakasztól jobbra és balra a tranzisztor(ok) telítése és lezárása miatt a meredekség fokozatosan vagy hirtelen nullára csökken. Pozitív meredekség ( $dV_O/dV_I > 0$ ) esetén neminvertáló-, negatív meredekség esetén ( $dV_O/dV_I < 0$ ) invertáló erősítőről beszélünk. Ha a lineáris



2.40. ábra. Erősítő áramkörök átviteli jelleggörbéi: a) neminvertáló, ofszet nélküli, b) invertáló, ofszet nélküli, c) neminvertáló, ofszettel rendelkező, d) invertáló, ofszettel rendelkező erősítő.



szakasz áthalad a  $(V_o, V_I)$  koordináta-rendszer kezdőpontján, ofszet nélküli az erősítő. Ellenkező esetben az ofszetet kezelni kell, az erősítőt illeszteni kell a jelforráshoz és a fogyasztóhoz.

### 2.3.1. Erősítő modellek

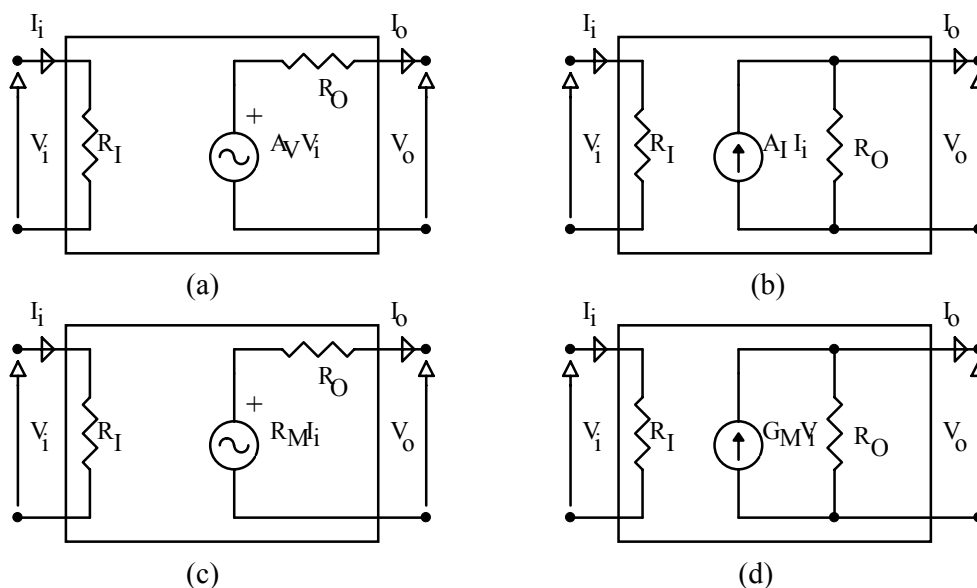
Ha nem vesszük figyelembe a jelleggörbe nemlinearitását, valamint az esetleges késéseket, az erősítők nagyon egyszerűen jellemezhetők három paraméterrel. Ezek:

- az erősítés:  $A$  (feszültségerősítés -  $A_V = V_o/V_i$ , áramerősítés -  $A_I = I_o/I_i$ , átviteli ellenállás -  $R_M = V_o/I_i$  és átviteli vezetőképesség -  $G_M = I_o/V_i$ ),
- bemeneti ellenállás:  $R_I$ ,
- kimeneti ellenállás:  $R_O$ .

Az áramoknál és feszültségeknél azért alkalmaztunk kisbetűs indexeket, mert itt nem a teljes jelről van szó, hanem csak kis elmozdulásról a jelleggörbe lineáris részén.

A 2.41. ábra az  $A$ ,  $R_I$  és  $R_O$  paramétereket értelmezi A modellek szintjén az erősítést vezérelt források végzik. Az esettől függően a forrás lehet feszültségforrás vagy áramforrás, és a vezérlés is történhet feszültséggel vagy árammal. A négy fajta lehetséges modell szükségszerű idealizáció, a valós erősítők a bemeneti és kimeneti ellenállásuk nagysága szerint sorolhatók be az egyik csoportba.

A bemeneti ellenállás a bemeneti feszültség és az áram aránya:  $R_I = V_i / I_i$ , a kimeneti ellenállás ( $R_O$ ) viszont a kimeneti forrás belső ellenállása (a Thévenin- ill. Norton-féle tétel szerint kell számolni).



2.41. ábra. A négy lehetséges erősítő modell: a) feszültségvezérelt feszültségerősítő, b) áramvezérelt áramerősítő, c) áramvezérelt feszültségerősítő, d) feszültségvezérelt áramerősítő.

A modellezésnél akkor alkalmazunk feszültségvezérlést, amikor az erősítő bemeneti ellenállása nagy a jelforrás belső ellenállásához képest. Ellenkező esetben indokoltabb az áramvezérlés. A modell kimenetére akkor célszerű feszültségforrást tenni, ha a kimeneti ellenállás

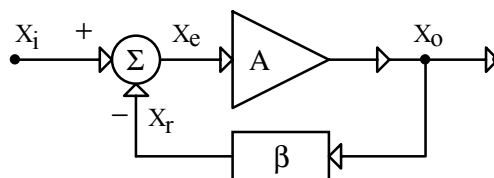
kicsi a terhelési ellenálláshoz képest; a nagy kimeneti ellenállású erősítők kimenetét áramgenerátorral modellezzük.

### 2.3.2. A visszacsatolt erősítők

Az erősítő áramkörök állhatnak önmagukban, de gyakran visszacsatolást alkalmazunk a paraméterek javítása céljából. A visszacsatolás egy széleskörűen alkalmazott eljárás a műszaki életben. Lényege, hogy a kimeneti jel egy részét kombináljuk a bemeneti jellel, ami a rendszer paramétereinek megváltozásához vezet.

A visszacsatolás magyarázatát a 2.42. ábra segítségével adjuk meg. Az  $A$  blokk a mi esetünkben egy erősítő, a  $\beta$  blokk pedig a (rendszerint passzív alkatrészekből felépített) visszacsatoló hálózat.

2.42. ábra. A visszacsatolt erősítő tömbvázlata.



A bemeneti jelet ( $X_i$ ) a bemeneten található összeadó (kivonó) áramkörben kombináljuk a visszacsatolt jellel ( $X_r$ ). Így kapjuk a hibajelet ( $X_e$ ). Az erősítő tenylegesen a hibajelet erősíti  $A$ -szor és létrehozza a kimeneti jelet ( $X_o$ ). A visszacsatoló áramkör a kimeneti jeltől képezi a visszacsatolt jelet. Az alapegyenletek, amelyekkel a visszacsatolt erősítőt elemezhetjük, a következők:

$$X_o = AX_e \dots\dots\dots(2.11.)$$

$$X_e = X_i - X_r \dots\dots\dots(2.12.)$$

$$X_r = \beta X_o \dots\dots\dots(2.13.)$$

A fenti egyenletrendszer  $X_o$  ra megoldva kapjuk a kimeneti és a bemeneti jel közötti összefüggést:

$$X_o = \frac{A}{1 + \beta A} X_i \dots\dots\dots(2.14.)$$

Innen a visszacsatolt erősítőre az eredő erősítés:

$$A_r = \frac{A}{1 + \beta A} \dots\dots\dots(2.15.)$$

Ha a visszacsatolt jel kivonódik a bemeneti jeltől (csökkenti azt), negatív visszacsatolásról beszélünk, ellenkező esetben pozitív visszacsatolásról van szó. Erősítő áramköröknél a negatív visszacsatolás a jellemző. Ilyenkor érvényes az  $A_r < A$  egyenlőtlenség, mivel  $1 + \beta A > 1$ .

Az erősítés csökkenése bizonyos hátrányt jelent, de könnyen pótolható (pl. újabb erősítő fokozat beépítésével). A nyereség viszont sokrétű. Elsőként említjük, hogy a visszacsatolt erősítés

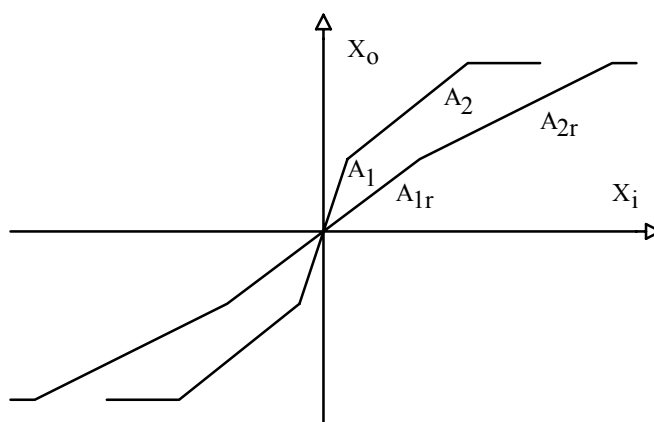
( $A_r$ ) kevésbé érzékeny az aktív alkatrészek paramétereinek változására, mint az alapáramkör erősítése ( $A$ ). A (2.15.) egyenletet deriválva, majd  $A_r$ -rel osztva kapjuk a következő összefüggést:

$$\frac{dA_r}{A_r} = \frac{1}{1 + \beta A} \frac{dA}{A} \dots\dots\dots(2.16.)$$

amely azt fejezi ki, hogy a visszacsatolt erősítés relatív változásai ( $1 + \beta A$ )-szor kisebbek, mint a közönséges erősítő erősítésének változásai. Ez egy lényeges nyereség, mivel az erősítők paraméterei nagyban változhatnak a hőmérséklet hatására, a munkapont változásakor vagy az alkatrészek cseréjekor.

Hasonlóan bizonyítható, hogy az erősítő nemlineáris jelleggörbéje lényegesen linearizálódik a negatív visszacsatolás hatására. Az eredményt a 2.43. ábra diagramjai szemléltetik.

2.43. ábra. A negatív visszacsatolás csökkenti az átviteli jelleggörbe nemlinearitását.

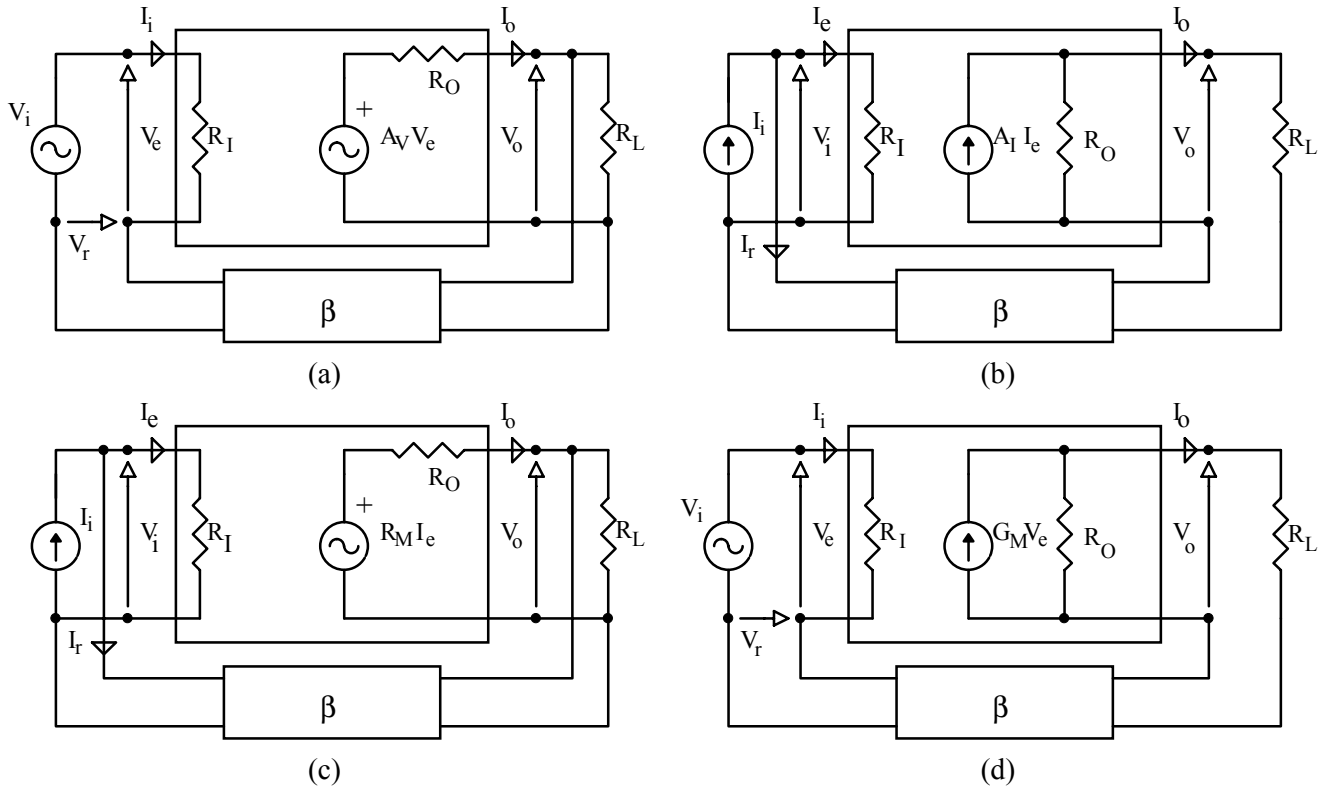


Szintén jelentős nyereség, hogy a negatív visszacsatolás hatására az erősítők jelkésleltetése csökken. Ez a hatás az áteresztő frekvenciatartomány szélesedéséhez vezet.

Az erősítők esetében az  $X_i$ ,  $X_e$ ,  $X_r$ ,  $X_o$  jelek lehetnek feszültségek vagy áramok. A visszacsatoló áramkört mindig az erősítő típusához igazítjuk a 2.3.1. pont alatt elmondottak szerint. Feszültségkimenet esetén a visszacsatoló áramkör a kimeneti feszültséget figyeli és vele arányos visszacsatoló jelet képez, áramkimenetnél viszont a kimeneti áramot vezetjük át a visszacsatoló áramkör bemenetén. Hasonlóan, áramvezérlés esetén a visszacsatoló jel is áram, míg feszültségvezérlésnél a visszacsatoló áramkör kimenete is feszültséget ad. Az elmondottakkal összhangban a négy erősítő modellnek négyféle visszacsatoló áramkör felel meg (2.44. ábra).

A negatív visszacsatolás következtében a feszültségvezérlésű erősítők bemeneti ellenállása növekszik, áramvezérlésnél viszont csökken. Hasonlóan, feszültségkimenetnél a kimeneti ellenállás csökken, áramkimenetnél viszont növekszik. Mindezek a tendenciák pozitívnak tekinthetők az erősítők alkalmazása szempontjából.

A végén említjük meg a negatív visszacsatolás egy nemkívánatos következményét. Az erősítőben jelentkező késések és a visszacsatolás együtthatásaként gyakran beoszillál (berezeg) az erősítő. Az oszcilláció abban nyilvánul meg, hogy bemeneti jel nélkül is az áramkör periodikus jelet állít elő. Természetesen ilyen esetben az erősítő használhatatlan. A megfelelő elméleti háttérrel a 4. részben tárgyaljuk.



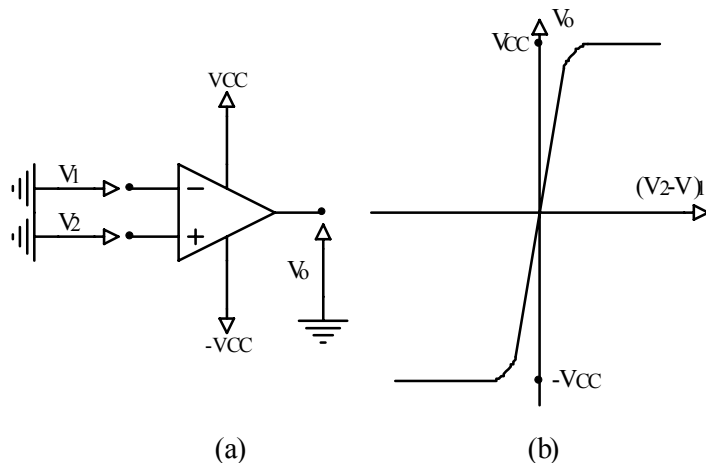
2.44. ábra. A visszacsatolt erősítők szerkezete az erősítő modelljétől függően: a) feszültségvezérelt feszültség-erősítőre alkalmazott feszültség-feszültség visszacsatolás, b) áramvezérelt áramerősítőre alkalmazott áram-áram visszacsatolás, c) áramvezérelt feszültség-erősítőre alkalmazott feszültség-áram visszacsatolás, d) feszültségvezérelt áramerősítőre alkalmazott áram-feszültség visszacsatolás.

### 2.3.2. A műveleti erősítők

Az erősítők elemzését és méretezését lényegesen megkönnyíti, ha feszültségvezérlés esetén a bemeneti ellenállás nagyon nagy értékű (sokkal nagyobb, mint a jelforrás belső ellenállása), áramvezérlés esetén viszont a kis bemeneti ellenállás az előnyös. Feszültségkimenet esetén a kis kimeneti ellenállás a kívánatos (sokkal kisebb, mint a fogyasztó ellenállása), ellenkezőleg az áramkimenetű erősítőnél a föltétel a nagy kimeneti ellenállás.

Ilyen idealizált erősítők egyszerű tranzistoros áramkörökkel nem valósíthatók meg. Léteznek viszont többfokozatú integrált erősítők, amelyek nagy erősítésű, közel ideális feszültség-erősítőként viselkednek. Ezek a műveleti erősítők. Műveleti erősítők közül nagy választék áll rendelkezésre, és alkalmazásuk is rendkívül széleskörű, éppen az ideális viselkedés miatt.

A műveleti erősítőt bonyolult belső szerkezete ellenére alapalkatrésznek tekintjük. Rajzjelét és átviteli jelleggörbét a 2.45. ábrán adtuk meg. Amint azt már a bevezetőben elmondtuk, a műveleti erősítő nagy erősítésű feszültség-erősítő. Más szempontokból is közelít az ideális feszültség-erősítőhöz: bemeneti ellenállása rendkívül nagy, kimeneti ellenállása viszont kis értékű.



2.45. ábra. A műveleti erősítő rajzjele (a) és átviteli jelleggörbéje (b).

Működéséhez általában kétoldalas, szimmetrikus táplálást ( $+V_{CC}$ ,  $-V_{CC}$ ) kell biztosítani. A földpontot rendszerint nem kötik rá a műveleti erősítőre (esetleg egyoldalas táplálás esetén van rá szükség). A közönséges feszültségerősítőkhez képest újdonság, hogy két bemenete van (a - jelű az invertáló bemenet, a + jelű a neminvertáló), amelyen a feszültségeket  $V_1$ ,  $V_2$ -vel jelöltük. A műveleti erősítő a:

$$V_o = A(V_2 - V_1) \dots\dots\dots(2.17.)$$

képlet szerint a bemeneti feszültségek különbségét erősíti. Ha a jelek különbsége nem változik, maguk a jelek széles tartományban változhatnak, (a tápfeszültségen belül), anélkül, hogy jelentősen kihatnának a kimeneti feszültségre.

Tekintettel arra, hogy az erősítés  $10^5$  nagyságrendű, a kimeneti feszültség viszont kb.  $\pm 10V$  tartományra korlátozódik, a bemeneti feszültségkülönbség rendszerint nem haladja meg a  $0,1 mV$ -ot.

Az elmondottakból következik, hogy a műveleti erősítőt indokolt a következő módon idealizálni:  $A \rightarrow \infty$ ,  $R_i \rightarrow \infty$ ,  $R_o \rightarrow 0$ ,  $V_2 - V_1 \rightarrow 0$ .

### 2.3.4. Áramkörök műveleti erősítőkkel

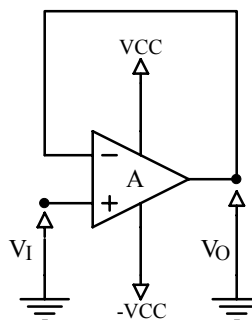
Könnyen belátható, hogy a műveleti erősítők önmagukban nem, esetleg csak korlátozott értelemben használhatók. A rendkívül nagy erősítés egyrészt rendszerint nem szükséges, másrészt miatta az erősítő kezelhetetlenné válik. A bemeneti jel tartománya, amennyiben lineáris viselkedésre van szükség, annyira szűk, hogy a legkisebb zavar vagy elcsúszás nemkívánatos reakcióhoz (telítés, torzítás) vezet.

Negatív visszacsatolást alkalmazva mindezek a gondok megszűnnek, a műveleti erősítő sokrétűen hasznosíthatóvá válik. A nagy erősítésből eredően erős lesz a visszacsatolás, és rendkívül stabil működésű kapcsolásokhoz jutunk. A következőkben a műveleti erősítők legismertebb alkalmazásait mutatjuk be.

a) A feszültségkövető erősítő.

Ennél a kapcsolásnál (2.46. ábra) a teljes kimeneti feszültséget visszacsatoltuk az invertáló bemenetre. Tekintettel a műveleti erősítő nagy erősítésére, alkalmazható a  $V_1 = V_2$  feltétel, aminek köszönhetően a kimeneti feszültség követi a bemeneti feszültséget:  $V_o = V_i$ .

2.46. ábra. Műveleti erősítővel megépített precíz feszültségkövető kapcsolás.

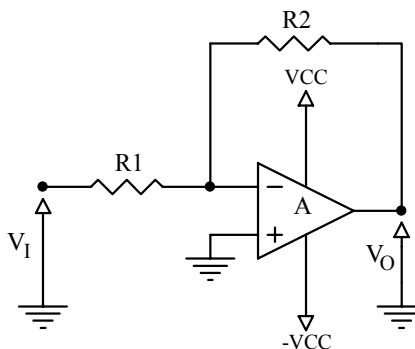


A feszültségkövetőt elválasztó fokozatként alkalmazzák, mivel erősítése pontosan egységnyi, bemeneti ellenállása rendkívül nagy (sokkal nagyobb még a műveleti erősítő bemeneti ellenállásánál is), kimeneti ellenállása elenyésző (sokkal kisebb mint magának a műveleti erősítőnek a kimeneti ellenállása).

b) Az invertáló erősítő.

Precíz erősítésű invertáló erősítőt a 2.47. ábra szerint valósíthatunk meg. Ez tulajdonképpen egy negatív visszacsatolású, áramvezérlésű feszültségerősítő. Ilyenkor a bemeneti valós feszültségforrást, amelyet  $V_I$  és  $R_I$  alkotnak, áramforrássá kellene alakítani, és úgy kellene elvégezni az elemzést.

2.47. ábra. Műveleti erősítővel megépített, precízen állítható invertáló erősítő.



Létezik azonban egyszerűbb módszer is. Tekintettel a  $V_I = V_2$  feltételre, mivel a neminvertáló bemenet földpontra van kötve, az invertáló bemenet úgynevezett virtuális (látszólagos) földponton van. Ez nem tényleges összekötést jelent a földponttal (áram nem indulhat meg), csak azt fejezi ki, hogy a visszacsatolásnak köszönhetően az invertáló bemenet potenciálja  $0V$  (azonos a földpontéval). Innen következik, hogy az  $R_I$  ellenálláson létrejövő áram:

$$I_{R1} = \frac{V_I}{R_1} \dots\dots\dots(2.18.)$$

Mivel a műveleti erősítő bemeneti árama elhanyagolható a nagy bemeneti ellenállás miatt, vehetjük, hogy  $I_{R2} = I_{R1}$ . Tulajdonképpen a visszacsatolás így működik: addig változik a kimeneti feszültség, amíg a két ellenállás árama ki nem egyenlítődik. Amint különbség lép fel, az invertáló

bemenet elmozdul a virtuális földpontról. Ilyenkor a kimenet olyan irányba mozdul el, hogy újra egyensúly álljon be a két áram között. A kimeneti feszültség a:

$$V_o = V_1 - R_2 I_{R2} \dots \dots \dots (2.19.)$$

összefüggésből számítható. Mivel  $V_1=0$ , következik:

$$A_r = \frac{V_o}{V_1} = -\frac{R_2}{R_1} \dots \dots \dots (2.20.)$$

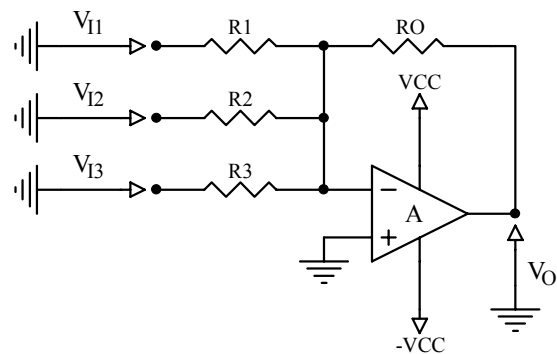
A kapott eredmény lényege, hogy az erősítés két ellenállás megválasztásával precízen állítható, nincs rá jelentős kihatással a műveleti erősítő paramétereinek ingadozása. Egyedüli föltétel a műveleti erősítő nagy erősítése. Természetesen  $R_1$  megválasztásánál ügyelni kell, hogy ne terheljük túl a jelforrást,  $R_2$ -t pedig úgy választjuk, hogy ne terheljük túl a műveleti erősítő kimenetét (általában néhány  $mA$  áramra tervezik a műveleti erősítő kimenetét).

c) Az összegző erősítő

Itt is (2.48. ábra) a  $V_1=0$  föltételből indulunk ki. Az egyes bemeneti áramok a bemeneti feszültségek ( $V_{I1}$ ,  $V_{I2}$ ,  $V_{I3}$ ) és a bemenetre kapcsolt ellenállások ( $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ) arányából számíthatók. Az  $R_o$  ellenállás áramát az előbb említett három áram összege alkotja. Így a kimeneti feszültség a következőképp alakul:

$$V_o = -\frac{R_o}{R_1} V_{I1} - \frac{R_o}{R_2} V_{I2} - \frac{R_o}{R_3} V_{I3} \dots \dots \dots (2.21.)$$

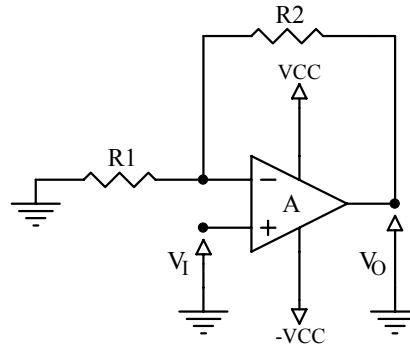
Tetszőlegesen választottunk három bemenetet, akárhány bemeneti jelet lehet ilyen módon összegezni, és az összegben szereplő szorzótényezők szükség szerint választhatók. A méretezésnél ügyelni kell, hogy a műveleti erősítő kimenete ne terhelődjön túl, sem áram, sem feszültség szempontjából. Mivel több bemenet együttes határáról van szó, meg kell találni a kritikus pillanatot, és arra végezni a méretezést.



2.48. ábra. Műveleti erősítővel megépített összegző erősítő.

d) A neminvertáló erősítő

A feszültségkövető kapcsolás (2.46. ábra) is neminvertáló jellegű, de erősítése nem állítható. Ezzel szemben a 2.49. ábrán bemutatott kapcsolás erősítése bizonyos határok között tetszőlegesen változtatható. Ez egy feszültség-visszacsatolású feszültségerősítő.



2.49. ábra. Műveleti erősítővel megépített neminvertáló erősítő.

Az áramkör a következő módon elemezhető viszonylag egyszerűen:  
A  $V_I = V_1 = V_2$  feltételből számítható az  $R_1$  ellenállás árama:

$$I_{R1} = \frac{V_I}{R_1} \dots \dots \dots (2.22.)$$

Ugyanez az áram folyik keresztül az  $R_2$  ellenálláson, tekintettel a műveleti erősítő nagy bemeneti ellenállására. A kimeneti feszültség így a következő képlet szerint számítható:

$$V_O = V_I + R_2 I_{R1} = V_I + \frac{V_I}{R_1} R_2 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_I, \dots \dots \dots (2.23.)$$

tehát az erősítés:

$$A_v = \frac{V_O}{V_I} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \dots \dots \dots (2.24.)$$

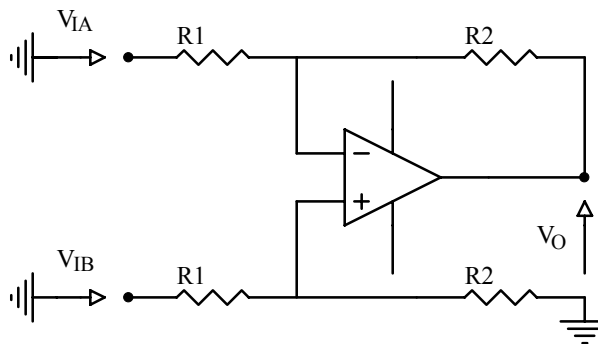
értékű. Ellentétben az invertáló erősítővel (2.47. ábra), itt nem állítható be egynél kisebb erősítés. Ha erre mégis szükség mutatkozna, ellenállásosztóval csökkenthetjük a feszültséget, majd a feszültségkövető fokozattal (2.46. ábra) csatolhatjuk ki a jelet az osztó tehermentesítése végett.

e) A különbségerősítő

Adódnak olyan feladatok az elektronikában, hogy a jelforrás egyik vége sincs földpontra kötve. Ilyenkor a jelforrás mindkét kivezetését figyeljük, és a kettőjük közötti feszültségkülönbséget erősítjük. A műveleti erősítő már önmagában különbségerősítőként viselkedik, sajnos nagy erősítése miatt közvetlenül nem alkalmazható. Visszacsatolással már építhető megfelelő különbségerősítő (2.50. ábra). Mivel lineáris üzemet tételezünk fel, a kimeneti feszültség meghatározásakor alkalmazható a szuperpozíció tétele. E tétel szerint külön-külön kiszámíthatjuk az erősítőnek az egyes bemeneti feszültségekre adott válaszát, majd a részeredmények összeadásával kapjuk az eredő kimeneti feszültséget.



2.50. ábra. Műveleti erősítővel megépített különbségerősítő.



Az  $A$  bemenetre nézve az erősítő invertáló fokozatként működik:

$$V_{OA} = -\frac{R_2}{R_1} V_{IA} \dots \dots \dots (2.25.)$$

A  $V_{IB}$  feszültség először leosztódik  $R_2/(R_1+R_2)$  arányban, így jut a műveleti erősítő neminvertáló bemenetére, majd a neminvertáló fokozat erősítésével erősítődik:

$$V_{OB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) V_{IB} = \frac{R_2}{R_1} V_{IB} \dots \dots \dots (2.26.)$$

Az össz kimeneti feszültség :

$$V_O = (V_{IB} - V_{IA}) \frac{R_2}{R_1} \dots \dots \dots (2.27.)$$

tehát a bemeneti feszültségkülönbséggel arányos.

A bemutatott különbségerősítő hiányossága, hogy bementi ellenállása viszonylag kis értékű, sőt nem egyenlő a két bemenetről szemlélve. Összetettebb kapcsolással, két-három műveleti erősítő felhasználásával ez a hiányosság kiküszöbölhető.

f) Az integráló kapcsolás

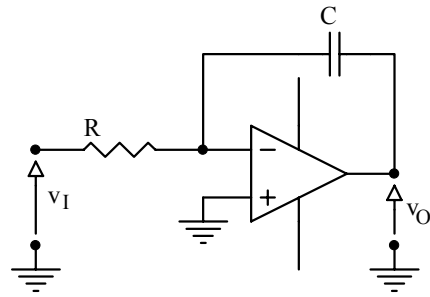
Az analóg jelfeldolgozásban gyakran szükség mutatkozik a bemeneti jel időbeli integrálására. Erre ad megoldást a 2.51. ábrán bemutatott áramkör. Itt is érvényes a feltételezés, hogy az invertáló bemenet virtuális (látszólagos) földponton van. Mivel a műveleti erősítő bemeneti ellenállása nagy, az ellenállás árama kiegyenlíthető a kondenzátor áramával:

$$v_I(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt} \dots \dots \dots (2.28.)$$

A korábbiaktól eltérően itt a változókat kis betűvel és nagy indexszel jelöljük, ezzel hangsúlyozva, hogy időben változó jelekről van szó. Mivel  $v_O = v_I - v_C$ , következik:

$$v_o(t) = -\frac{1}{RC} \int v_i(t) dt \dots\dots\dots(2.29.)$$

Itt határozatlan integrált írtunk, de konkrét számítás esetén figyelembe kell venni a kondenzátor feszültségét a töltési folyamat kezdetén. Tudni kell, hogy csak olyan jel köthető az integrátor bemenetére amelynek átlagértéke nulla. Már kis egyenszint is huzamosabb időn keresztül telítésbe vezérli a kimenetet.



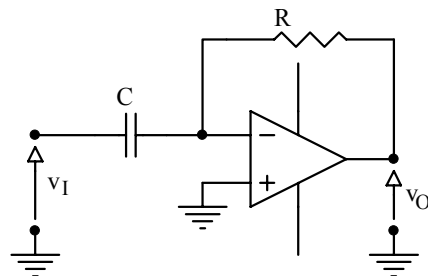
2.51. ábra. Az integráló kapcsolás.

g) A differenciáló kapcsolás

Az RC elemek cseréjével kapjuk a 2.52. ábrán látható differenciáló áramkört. Mivel a kondenzátor árama a bemeneti feszültség deriváltjával arányos, a kimeneti feszültségre a:

$$v_o(t) = -RC \frac{dv_i(t)}{dt} \dots\dots\dots(2.30.)$$

képletet kapjuk. A bemutatott áramkör ritkábban használatos, mint az integráló kapcsolás. Ennek oka a nagyfokú zavarérzékenység és a beoszillálás veszélye.



2.52. ábra. A differenciáló kapcsolás.

2.3.5. A közös emitterű erősítő

A 2.2.2. pontban említett tranzisztoros logikai inverter átviteli jelleggörbéje a középső szakaszán nagy meredekséget mutat: a bemeneti jel fokozatos változásakor a kimeneti jel

erőteljesen változik. Minden olyan áramkör, amely nagy változásokat mutat a bemeneti jel kis változásakor használható erősítőként.

Az erősítőkapcsolásoknál a következő feladatokat kell megoldani:

a) létre kell hozni a kapcsolást, amelynél az átviteli jelleggörbe egy szakasza kellő meredekségű.

b) Az aktív alkatrészt úgy kell előfeszíteni (polarizálni), hogy a kapcsolás a jelleggörbe meredek részén dolgozzon.

c) A kimeneti és bemeneti jelet úgy kell ki- illetve becsatolni, hogy a fogyasztó és a jelforrás jelenléte ne változtasson a beállított előfeszítésen.

Már egy aktív alkatrésszel is jelentős erősítés érhető el, feltéve, hogy helyesen oldottuk meg az előző három feladatot. Félvezetők esetébe az aktív alkatrész lehet bipoláris tranzisztor, FET és MOSFET. A tirisztor a maga bistabil viselkedésével nem alkalmas erősítő jelleggörbe létrehozására. Az IGBT alkalmazása nem kizárt, de ritka. Az egyes erősítőkapcsolások nevüket az szerint kapták, hogy az aktív alkatrész három kivezetése közül melyik van jelen a kimenő és a bemenő áramkörben is.

A közös emitterű erősítő a logikai inverter-kapcsolásból vezethető le az 2.53. ábra szerint. A 2.53.b. ábrán az előfeszítést egy ellenállásosztóval oldottuk meg, amelyet a tápfeszültségre ( $V_{CC}$ ) csatlakoztattunk. Erősítőkapcsolásoknál a jelforrás általában nem rendelkezik olyan egyenszinttel, amely biztosítani tudná a kellő bázisáramot. A 2.53.c. ábrán a kapcsolást egy viszonylag kis értékű emitter-ellenállással bővítettük. Erre azért van szükség, mert nélküle a tranzisztor munkapontja sokat ingadozna a tranzisztor paramétereinek esetleges változásakor (tranzisztorcsere, hőmérséklet-változás stb.).

A 2.53.d. ábrán a bemeneti jelforrást ( $V_g$ ) és a fogyasztót ( $R_L$ ) kondenzátorokon keresztül csatlakoztattuk az alapkapcsolásra. A csatoló kondenzátorok ( $C_{S1}$ ,  $C_{S2}$ ) a környező ellenállásokkal RC fölüláteresztőt alkotnak, ami lehetővé teszi a váltófeszültségek átvitelét bizonyos alsó határfrekvencia fölött, ugyanakkor megakadályozzák a tranzisztor munkapontjának módosítását. Az egyszerű tranzisztoros erősítők nem alkalmasak egyenszintek átvitelére, erősítésére. A kapacitív csatolás helyett alkalmazható induktív (transzformátoros) csatolás is. Ilyenkor a számításoknál megfelelő módon modellezni kell a transzformátort. A  $C_E$  kondenzátor üzemi frekvencián áthidalja az  $R_E$  ellenállást, ezáltal növeli a kapcsolás erősítését.

Az erősítők elemzése alatt az  $A_v$ ,  $A_i$ ,  $R_i$ ,  $R_o$  paraméterek meghatározását értjük. Tranzisztoros erősítőknél ezeket a számításokat modellezési eljárás előzi meg. A következő lépésekről van szó:

a) A tápfeszültséget (és más esetleges egyenfeszültségű és egyenáramú forrásokat) kikapcsoljuk. Feszültségforrásnál a kikapcsolás rövidzárral való helyettesítést jelent, míg áramforrásnál megszakítjuk az illető ágat. A tápfeszültség kikapcsolására azért van szükség, mert csak közvetett hatása van a váltóáramú jelre azzal, hogy meghatározza a tranzisztor munkapontját és paramétereit, egyébként közvetlenül nem módosítja a váltóáramú jeleket. Ilyen értelemben alkalmazzuk a szuperpozíció tételét és külön elemezzük az egyenáramú és a váltóáramú áramkört.

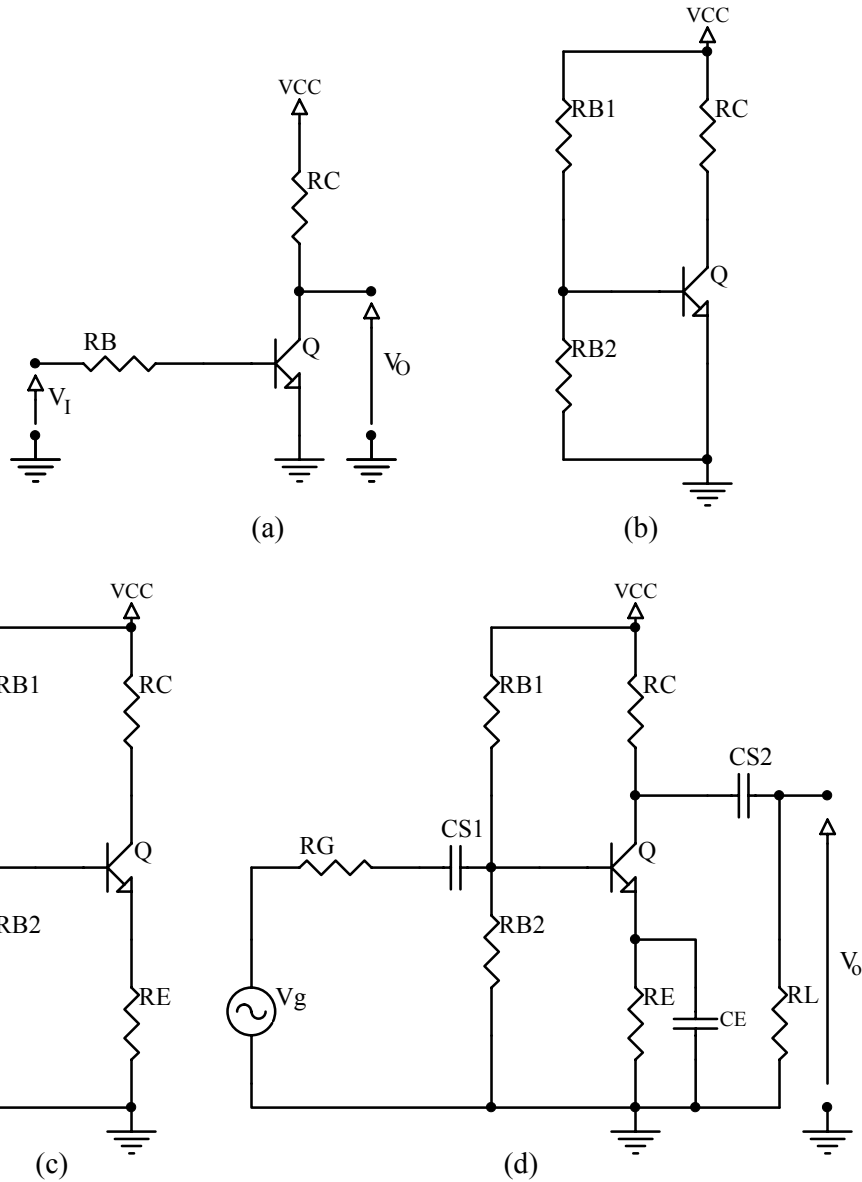
b) A tranzisztort megfelelő helyettesítő kapcsolással modellezzük. Legcélszerűbb az 1.24.b. ábrán bemutatott kisjelű (úgynevezett hibrid  $\pi$ ) modellt alkalmazni, mivel az a modell kis módosítással (a parazitakapacitások figyelembevételével) érvényes magasfrekvenciás kapcsolásokra is. A modell paraméterei a következők:

$$r_{\pi} = \beta \frac{V_T}{I_C}, \dots \dots \dots (2.31.)$$

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}, \dots\dots\dots(2.32.)$$

ahol:

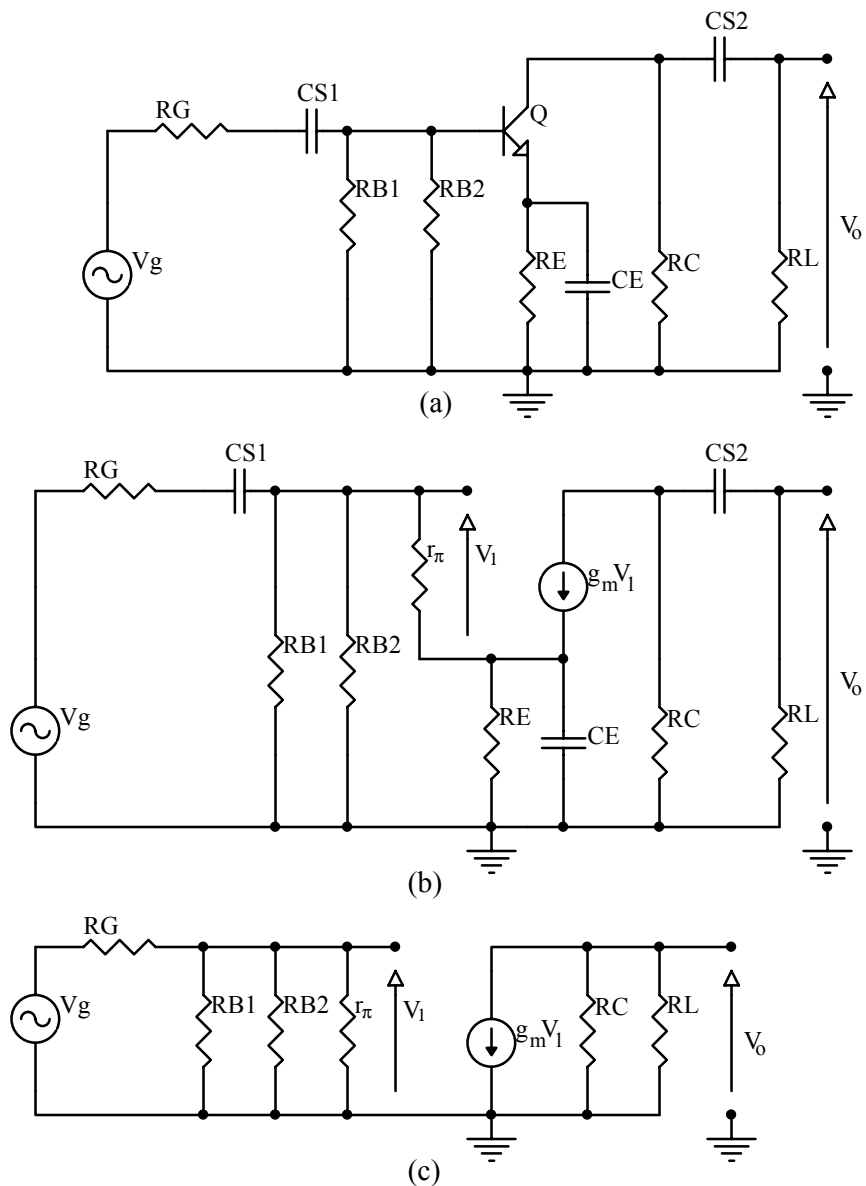
$\beta$  - az erősítési tényező,  
 $V_T$  - a termikus feszültség,  
 $I_C$  - a nyugalmi kollektoráram.



2.53. ábra. A közös emitterű erősítő levezetése a logikai inverterből: a) a logikai inverter, b) az előfeszítés megoldása ellenállásokkal, c) a munkapont stabilizálása emitterellenállással, d) a jelforrás és a fogyasztó csatolása kondenzátorok segítségével.

c) A harmadik lépés a kondenzátorok rövidzárral való helyettesítése. Az üzemi frekvencián kondenzátorok impedanciája kicsi a környező ellenállásokhoz képest, ezért érvényesülhet a felüláteresztő hatás.

A modellezés egyes fázisait a 2.54. ábrán mutatjuk be. A 2.54.c. ábrán látható, hogy az emitter a jelforrás és a fogyasztó számára közös földpontra van kötve. Innen a közösemitterű elnevezés.

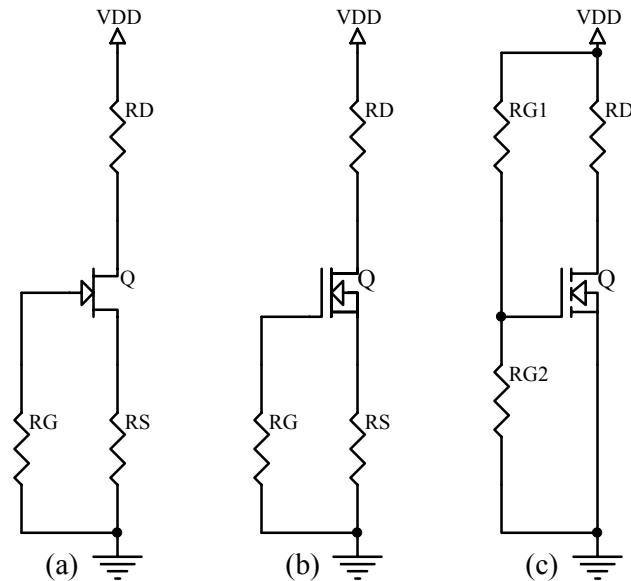


2.54. ábra. A közös emitterű kapcsolás modellezése: a) a tápfeszültség elhagyásával kapott áramkör, b) a tranzisztormodell beillesztésével kapott áramkör, c) a kondenzátorok elhagyásával kapott végleges áramkör.

A kapott áramkör lineáris, ezért a lineáris áramköröknél szokásos módszerekkel elemezhető. Az alkatrészek megválasztásától függően a közös emitterű erősítő jellemzői általában a következő tartományban mozognak:  $A_v=10...100$ ,  $A_i=10...100$ ,  $R_i=1k\Omega...10k\Omega$ ,  $R_o=1k\Omega...10k\Omega$ . Más szóval az erősítések jelentősek, a bemeneti és kimeneti ellenállások viszont mérsékeltek. A közös emitterű fokozatnál nagy a teljesítményerősítés, mivel egyszerre erősíti az áramot és a feszültséget is.

Hasonló módon építhető erősítőkapcsolás FET-tel, illetve MOSFET-tel, azzal hogy ott a közös source-ú kapcsolás ad hasonló eredményeket. Különbségek vannak a munkapont beállításában a bipoláris tranzisztorhoz képest. Az előfeszítési módokat a 2.55. ábra mutatja be. Különbözik a FET-ek és a MOSFET-ek kisjelű modellje is (lásd a 1.2.3. és 1.2.4. pont). Tekintettel az aktív alkatrész végtelen bemeneti ellenállására, nagy bemeneti ellenállású erősítők építhetők FET-tel illetve MOSFET-tel. Az áramerősítés is rendkívül nagy. A feszültségerősítés, valamint a kimeneti ellenállás hasonló nagyságrendű, mint a közös emitterű kapcsolásnál.

2.55. ábra. A térhatású tranzisztorok előfeszítése: a) a JFET előfeszítése, b) a beépített N csatornával rendelkező MOSFET előfeszítése, c) az indukált N-csatornás MOSFET előfeszítése.

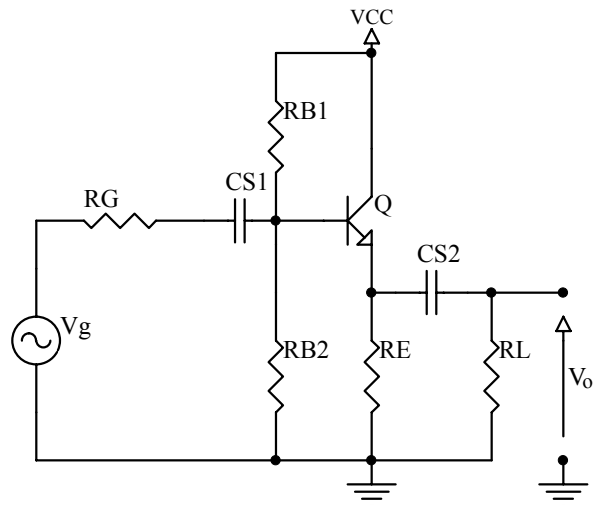


### 2.3.6. A közös kollektorú kapcsolás

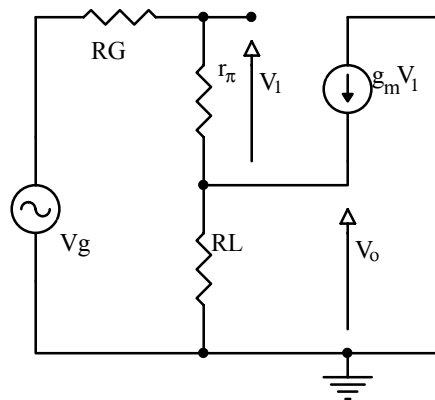
Ez a kapcsolás nevét onnan kapta, hogy a modellezés során a kollektor lesz a kimeneti és bemeneti áramkör számára a közös kivezetés, amely a közös földpontra csatlakozik. Nevezik emitterkövetőnek is, mivel az emitterfeszültség (bizonyos eltolódással) követi a bázisfeszültséget.

Ha a közös emitterű fokozatnál alkalmazott elveket követjük, a 2.56. ábrán bemutatott módon szerkeszthetjük meg a közös kollektorú kapcsolást. Ha nem vezet téves munkapont beállításához (ez a bemeneti feszültségtartománytól függ), ennél a kapcsolásnál el is hagyható a bemeneti csatolókondenzátor ( $C_{S1}$ ). A kimeneti csatolókondenzátor ( $C_{S2}$ ) is elhagyható, ha a fogyasztót nem zavarja az egyenfeszültség, amely jelen van az emitteren. Ilyenkor az emitterellenállás azonos a fogyasztóval.

Ebben az esetben is hasonló modellezési eljárásra van szükség, mint a közös emitterű fokozatnál, ha meg akarjuk határozni az erősítő paramétereit. A kapott lineáris modellt a 2.57. ábrán láthatjuk. A közös kollektorú fokozatnál a paraméterek értékei a következő tartományban várhatók:  $A_v \approx 1$ ,  $A_I = 10 \dots 100$ ,  $R_i = 10 \text{ k}\Omega \dots 100 \text{ k}\Omega$ ,  $R_o = 10 \Omega \dots 100 \Omega$ . Általában elválasztó fokozatnak használjuk, mivel a feszültséget se nem erősíti, se nem gyöngíti, a bemeneti ellenállása viszont rendkívül nagy, a kimeneti ellenállása nagyon kicsi. Az ellenállások ilyen alakulásának köszönhetően a közös kollektorú erősítő bemenete nem terheli a jelforrást, kimenete viszont jelentős terhelést tud elviselni a jel csillapítása nélkül (ezek a fő követelmények az elválasztó fokozatokkal kapcsolatban).



2.56. ábra. A közös kollektorú erősítő kapcsolási rajza.



2.57. ábra. A közös kollektorú kapcsolás lineáris modellje (kihagytuk az  $R_{B1}$ ,  $R_{B2}$  és  $R_E$  ellenállásokat).

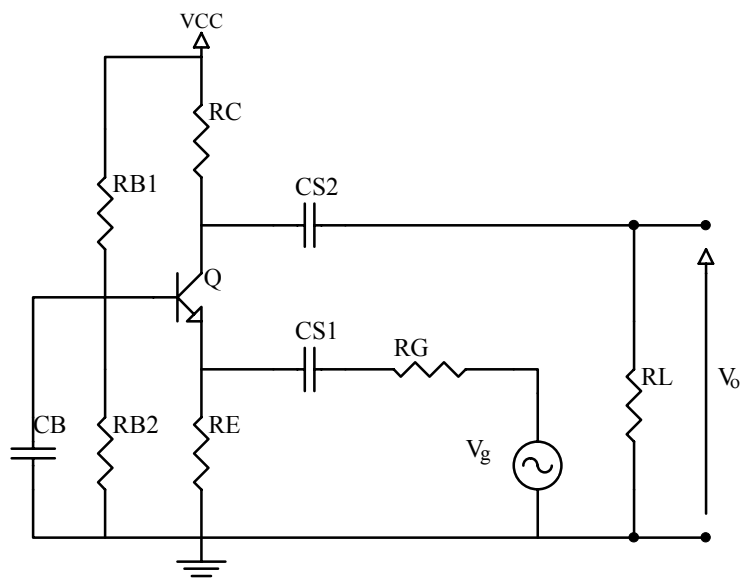
Hasonló tulajdonságú elválasztó fokozatok építhetők JFET-tel illetve MOSFET-tel, azzal, hogy ott a drain a közös kivezetés (közös drain-ű erősítő, illetve source követő fokozat). A paraméterek ezeknél a kapcsolásoknál még inkább közelítenek az ideális elválasztó fokozatéhoz (közel végtelen bemeneti ellenállás és nulla bemeneti áram).

### 2.3.7. Közös bázisú kapcsolás

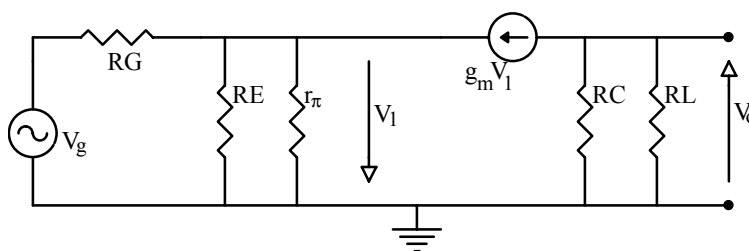
A közös bázisú erősítőt rendszerint a 2.58. ábrán bemutatott kapcsolással valósítják meg. A modellezési eljárás eredményeként kapjuk a 2.59. ábra szerinti helyettesítő rajzot. A paraméterek az alkatrészek megválasztásától nagyban függenek, de általában a következő értékek jellemzőek:  $A_v=10\dots100$ ,  $A_i\approx 1$ ,  $R_i=100\Omega\dots100\Omega$ ,  $R_o=1k\Omega\dots10\Omega$ . JFET-tel illetve MOSFET-tel építve közös gate-es erősítőket hasonló eredményre jutunk.

A megadot paramétereiből kiindulva megállapítható, hogy a közös bázisú kapcsolás feszültség-erősítőként használható, de kis bemeneti ellenállása háttérbe szorítja a közös emitterű kapcsoláshoz képest. Igazából csak magas frekvencián érdemes alkalmazni, mivel a tranzisztor belső parazita kapacitásai ebben a kötésben kevésbé jutnak kifejezésre.

2.58. ábra. A közös bázisú erősítő kapcsolási rajza.



2.59. ábra. A közös bázisú kapcsolás lineáris modellje.



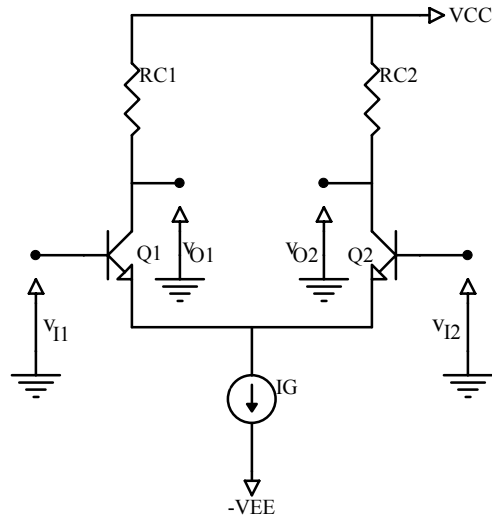
### 2.3.8. A tranzisztoros differenciálerősítő

Az egytranzisztoros erősítők jelentős fogyatékosága, hogy a kimeneti és bemeneti jeleket nem csatolhatjuk közvetlenül. Sok jelnél ez nem gond, mert nincs szükség az egyenszintek átvitelére (audio, video). Vannak azonban alkalmazások (például a mérés-technika), ahol az információt éppen az egyenszint, vagy valamilyen lassan változó jelösszetevő hordozza. Ilyenkor csakis közvetlen csatolású erősítők jöhetnek számításba. Ezek fő képviselői a különféle differenciálerősítők.

A 2.60. ábra két NPN tranzisztorral felépített differenciálerősítő kapcsolást mutat be. Az egytranzisztoros fokozatokkal ellentétben itt két bemenet áll rendelkezésre, ezekre kötöttük a  $v_{I1}$  és a  $v_{I2}$  jeleket. Nem kötelező mindkét bemenet használata (pl. az egyik leföldelhető), de általában előnynek számít a két bemenet létezése.

Megállapíthatjuk, hogy a kapcsolás szimmetrikus a bemenetekre nézve. Az alkatrészek megválasztásánál is gondot szoktak fordítani rá, hogy ne legyen különbség a jobb és a bal oldal között. A kapcsolás a 2.61. ábrán megadott jelleggörbékkel jellemezhető. Bemeneti jelként itt a  $(v_{I1} - v_{I2})$  különbség van feltüntetve, a kimeneti jel viszont vagy az egyik kollektoráram (2.61.a. ábra), vagy a kollektorfeszültségek különbsége (2.61.b. ábra).

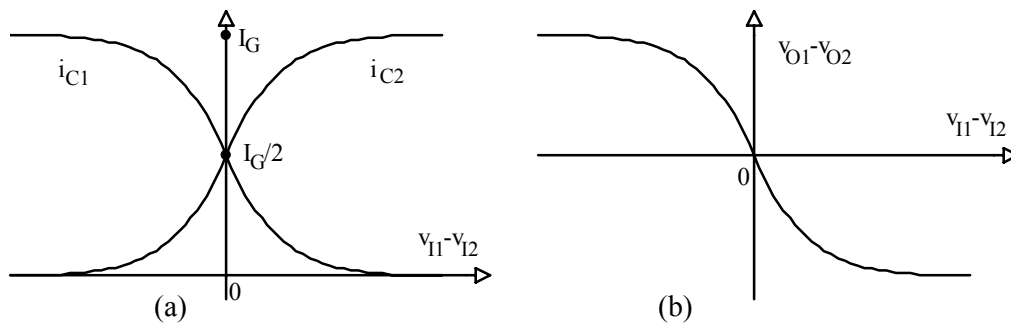




2.60. ábra. Bipoláris tranzisztorpárral megépített egyszerű differenciál-erősítő kapcsolás.

Ha a bemeneti feszültségkülönbség nulla, az áramkör egyensúlyban van. A két tranzisztor kollektorárama azonos, egyenlő az emitterekhez kötött áramforrás áramának felével. Ugyanakkor a kimeneti feszültségkülönbség nulla. Fontos tudni, hogy a bemeneti feszültségek széles tartományban változhatnak, szinte kihatás nélkül a kollektoráramokra és a kimeneti feszültségkülönbségre (csak a különbségük maradjon nulla).

Ha feszültségkülönbség jelenik meg a bemeneten, az áramkör kibillen az egyensúlyi helyzetből. A kollektoráramok összege továbbra is állandó marad, de nagyobb részt kap belőle az a tranzisztor, amelynek bázisfeszültsége (megegyezik a bemeneti feszültséggel) magasabb. Kis különbségekre az áramváltozás lineáris függvénye a feszültségkülönbségnek, de a termikus feszültség ( $V_T \approx 25 \text{ mV}$ ) néhányszorosán túl a jelleggörbe meredeksége jelentősen csökken, majd telítésbe jut. Véghelyzetben az egyik tranzisztor átveszi az áramforrás össz áramát, míg a másik tranzisztor áram nélkül marad (lezár).



2.61. ábra. A differenciálerősítő jelleggörbéi: a) a kollektoráramok a bemeneti feszültségkülönbség függvényében, b) a kimeneti feszültségkülönbség a bemeneti feszültségkülönbség függvényében.

Erősítésre a jelleggörbék központi része alkalmas: itt nagy a meredekség és kielégítő a linearitás. Lineáris üzemben az egyes tranzisztorok A hibrid  $\pi$  modellel helyettesíthetők. A kapott lineáris áramkörből meghatározhatók az  $A_v$ ,  $A_i$ ,  $R_i$ ,  $R_o$  paraméterek. Az értékek a közös emitterű fokozatnál számítható szinten vannak.

A differenciál-erősítőknél kétfajta feszültségerősítést definiálhatunk. A fontosabb a különbségerősítés:

$$A_{vd} = \frac{v_{O2} - v_{O1}}{v_{I2} - v_{I1}}, \dots\dots\dots(2.33.)$$

a közös jelű erősítés viszont az:

$$A_{vc} = \frac{v_{O1} + v_{O2}}{v_{I1} + v_{I2}} \dots\dots\dots(2.34.)$$

képlettel adott, rendszerint egynél sokkal kisebb érték. A differenciál-erősítők jellemzésére általában nem a két erősítést szokták megadni, hanem a két erősítés arányát:

$$CMRR = \frac{A_{vd}}{A_{vc}} \dots\dots\dots(2.35.)$$

A *CMRR* rövidítés a *common mode rejection ratio* elnevezésből adódik, ami közös jel- elnyomásnak fordítható. Mivel a korszerű differenciálerősítőknél a közösjel elnyomás rendkívül nagy, célszerűbb decibelemben kifejezni:

$$CMRR[dB] = 20 \log_{10} \frac{A_{vd}}{A_{vc}} \dots\dots\dots(2.36.)$$

A bipoláris tranzisztorokkal megvalósított differenciál-erősítőkhöz hasonlóan JFET-ekkel és MOSFET-ekkel is építhetők különbségerősítők. A működési elv hasonló, a lényeges különbség a nagyobb (közel végtelen) bemeneti ellenállás.

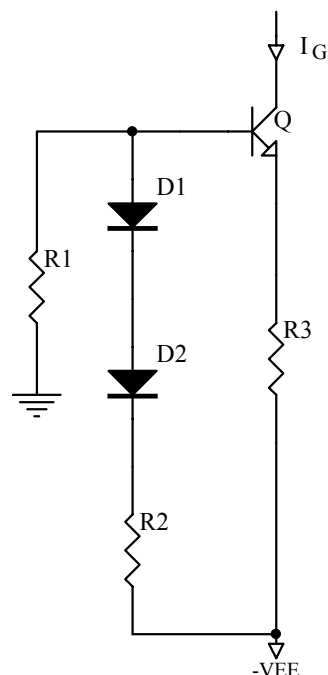
### 2.3.9. Áramforrások, aktív terhelések, áramtükrök

A tranzisztorok előfeszítését egyszerűbb esetekben feszültségforrásokkal és ellenállásokkal végzik. Ugyanerre a célra az integrált technikában általában előnyösebbek a címben felsorol aktív áramkörök.

A 2.62. ábra tranzisztoros áramforrást mutat be. A tranzisztor előfeszítését a  $-V_{EE}$ -vel jelölt negatív tápfeszültség végzi. A tranzisztor kollektorárama képezi a forrás kimeneti áramát ( $I_G$ ). A kollektorfeszülésnek magasabbnak kell lennie a bázisfeszülésnél (az aktív üzem egyik feltétele) ahhoz, hogy a forrás árama megközelítőleg állandó legyen.

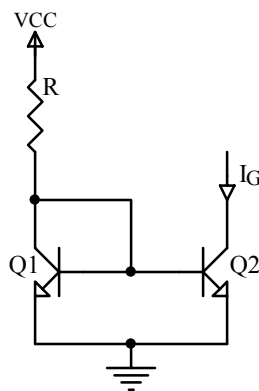
A  $-V_{EE}$  feszültség az  $R_1, D_1, D_2, R_2$  osztón keresztül jut a bázisra. Mivel a bázisfeszültség állandó, aktív üzemet feltételezve, az emitterfeszültség is közel állandó lesz. Így az  $R_3$  ellenálláson mérhető feszültség, illetve a rajta átfolyó áram is stabilizálódik. Mivel a korszerű tranzisztorok erősítése ( $\beta$ ) nagy, a kollektoráram alig tér el az emitteráramtól, így az is állandó értékű lesz.

A báziskörben szereplő diódák a kapcsolás hőérzékenységét csökkentik. A bemutatott formában az áramforrás végezheti egy differenciál-erősítő előfeszítését. Ha ellenkező irányú áramra van szükség, a kapcsolást megfordíthatjuk: a negatív táp ( $-V_{EE}$ ) helyett pozitívat alkalmazunk, az NPN tranzisztort PNP-re cseréljük.



2.62. ábra. Egyszerű tranzisztoros áramforrás.

Az integrált technikához jobban idomul a 2.63. ábrán bemutatott áramkör, amit áramtükörnek nevezünk. Az ellenállás árama (ha  $V_{CC} = \text{const.}$ ) nagyjából állandó, ugyanakkor megközelítőleg megegyezik a  $Q_1$  tranzisztor kollektoráramával (a bázisáramok elhanyagolhatók). Mivel a két tranzisztor emitter-bázis átmenete egyenlő feszültséggel van előfeszítve, aktív üzemet föltételezve, a kollektoráramok is megközelítőleg egyenlők lesznek. A  $Q_2$ -es tranzisztor kollektorárama képezi a forrás (áramtükör) kimeneti áramát.

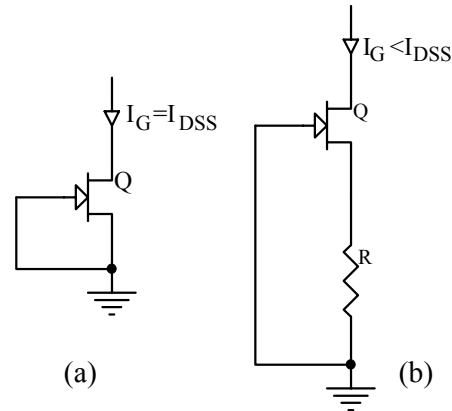


2.63. ábra. Bipoláris tranzisztorokkal megvalósítható áramtükör.

Több tranzisztor bázis-emitter átmenetét párhuzamosan kötve többkimenetű áramforrás is készíthető, sőt az átmenetek felületének változtatásával a források árama tetszőlegesen állítható. Fontos kikötés azonban, hogy a tranzisztorok azonos hőmérsékleten üzemeljenek. Diszkrét alkatrészeknél ez nehezen teljesíthető, az integrált technikában viszont automatikusan biztosítva van, tekintettel az alkatrészek közelségére. Itt is megfordítható a forrás áramának iránya, csak a tápfeszültséget kell megfordítani, és az NPN tranzisztorokat PNP-re cserélni.

JFET-es áramforrás építése rendkívül egyszerű. A 2.64.a ábra szerint a JFET kellő  $V_{DS}$  feszültségnél (telítési tartomány,  $V_{DS} > V_{GS} - V_P$ )  $I_{DSS}$  áramot vezet. Ha ennél kisebb áramra van szükség, a 2.64.b. ábra szerint ellenállást kell sorbakötni a source-szal.

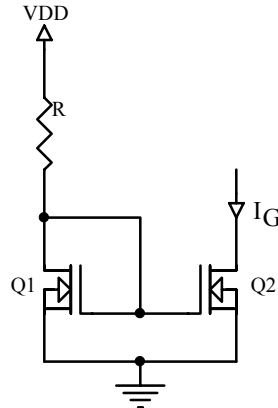
2.64. ábra. Állandó áramú áramforrás JFET-tel: a) alapváltozat, b) az áram beállítására szolgáló source-ellenállással.



A 2.65. ábra MOSFET-es áramtükört mutat be. Itt a vezérlőáram és a forrásáram egyenlőségét a  $V_{GS}$  feszültségek egyenlősége biztosítja. Természetesen az alkalmazott MOSFET-ek közel azonos szerkezetűek (paramétereik egyenlőek).

Erősítők építésénél ellenállás-terhelés helyett szívesen alkalmazunk áramforrásokat és áramtüköröket. Ennek oka, hogy az áramforrások nagy kimeneti ellenállása nagy erősítést tesz lehetővé, ugyanakkor beállítható velük a tranzisztor működéséhez szükséges optimális áram. Ha maradnánk az ellenállás-terhelés mellett, az ellenállás növelésekor növelni kellene a tápfeszültséget is az áram szintentartása végett. A tápfeszültségek növelése nem kívánatos: növekszenek a veszteségek és különleges, nagyfeszültségű tranzisztorokat kell alkalmaznunk.

2.65. ábra. Áramtükör MOSFET-tel.

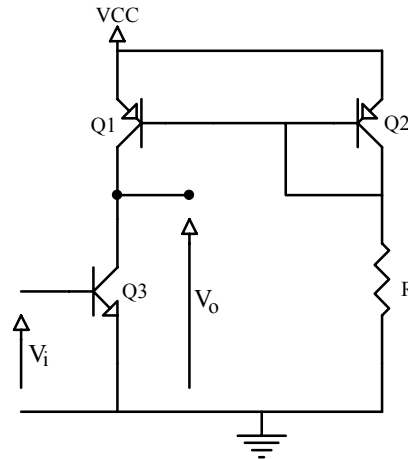


A 2.66. ábra. közös emitterű erősítőt mutat be áramtükörös terheléssel (PNP kivitel). Az elérhető terhelési ellenállás itt több száz  $k\Omega$ , így a fokozat feszültségerősítése egy-két nagyságrenddel is nagyobb lehet, mint a közönséges közös emitterű fokozaté.

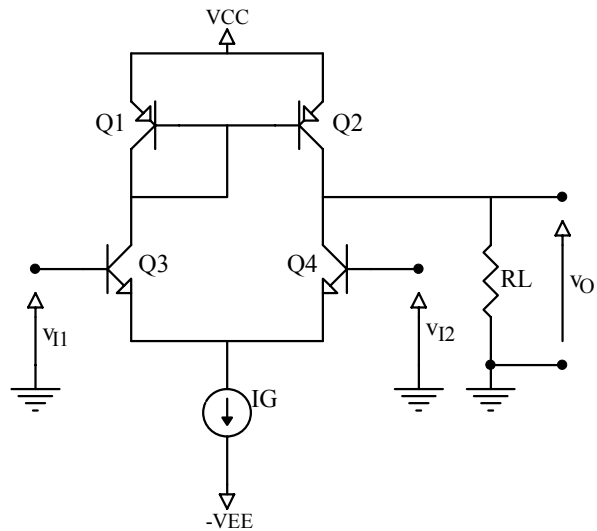
Az áramtükörök jól alkalmazhatók differenciál-erősítőknél is. A 2.67. ábra szerinti kapcsolásban nem külön-külön áramforrásokkal terheltük az egyes kollektorokat, hanem  $Q1$  kollektora az áramtükör vezérlőbemenetére csatlakozik,  $Q2$  kollektora pedig az áramtükör kimenetére.

Ebben a kötésben az  $I_{C1}$  kollektoráram változása átképződik a forrás kimenetére és ott összeadódik az  $I_{C2}$  változásával. Ilyen módon a kollektoráramok változásának a kétszerese jelenik meg a kimeneten, ráadásul a kimenet nem differenciális formában adódik, hanem egy földpontra kötött fogyasztón ( $R_L$ ) mérhető. Ez különösen az erősítők kaszkád kötésénél jelent előnyt.

2.66. ábra. Közös emitterű erősítő áramtükör-terheléssel.



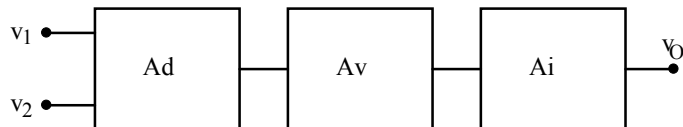
2.67. ábra. Differenciál erősítő áramtükör-terheléssel.



### 2.3.10. A műveleti erősítők belső felépítése és valós paraméterei

A 2.3.3. pont alatt a műveleti erősítőket ideális feszültségerősítőként ismertük meg. A valóságban a műveleti erősítők többfokozatú integrált erősítők. Szerkezetük rendszerint három részre tagolható a 2.68. ábra szerint. Az első fokozat egy differenciál-erősítő, a második egy feszültségerősítő, a harmadik pedig elválasztó (áramerősítő) fokozat.

2.68. ábra. A műveleti erősítők tömbvázlata.

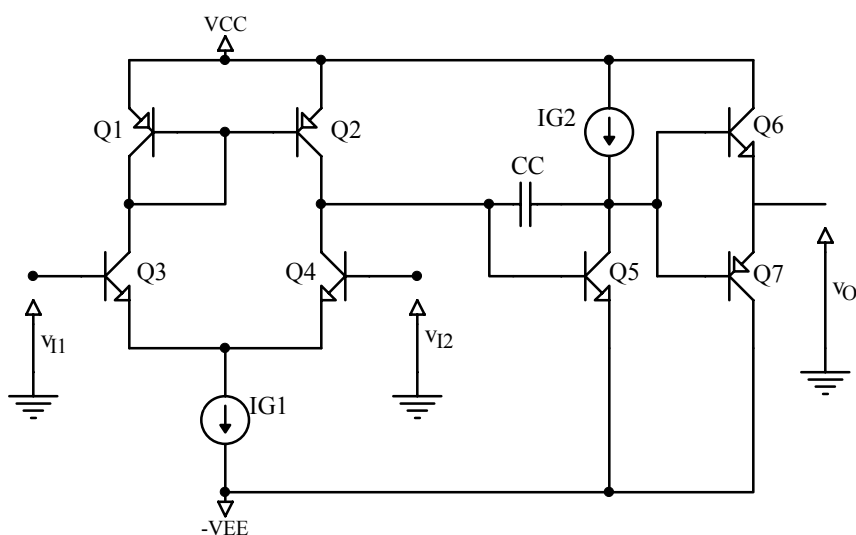


A 2.69. ábra ezeket a fokozatokat részletezi bipoláris technika esetére. Az egyes fokozatokat (pl. a bemeneti differenciál-erősítőt) gyakran JFET-ek vagy MOSFET-ek segítségével oldják meg. Vannak olyan műveleti erősítők is, amelyek csak FET-eket illetve MOSFET-eket tartalmaznak.

Valós műveleti erősítőknél a feszültségerősítés nem végtelen, de rendkívül nagy,  $10^5 \dots 10^6$  nagyságrendű. Ennek kisebb része a bemeneti fokozattól, nagyobb része viszont a feszültségerősítő fokozattól ered. A kimeneti fokozat feszültségerősítése egységnyi.

A bemeneti ellenállás a bemeneti differenciál-erősítő fokozat bemeneti ellenállásának felel meg. Különböző technikákkal (az előfeszítési áram csökkentése, nagy erősítésű tranzisztorok alkalmazása, a bázisáram kompenzálása) a bemeneti áram alacsony értékre szorítható. Ennek köszönhetően a műveleti erősítők bemeneti ellenállása rendszerint sok  $M\Omega$ , gyakran  $G\Omega$  nagyságrendű, MOSFET bemeneti fokozatoknál elérheti a  $T\Omega$ -ot is. A kimeneti ellenállás az elválasztó fokozatnak (közös kollektorú erősítő) köszönhetően viszonylag kicsi,  $10\Omega$  nagyságrendű.

A műveleti erősítők nagy részét kétoldalas táplálásra tervezték (egy pozitív és egy negatív tápfeszültség közös földponttal), pl.  $\pm 15V$ -ra. A bemeneti és a kimeneti jelek rendszerint csak ennél  $1-2V$ -tal szűkebb tartományban mozoghatnak. A teljes tápfeszültség-tartomány hasznosítása csak CMOS kimeneti fokozattal elképzelhető.



2.69. ábra. Bipoláris technikában megvalósított műveleti erősítő egyszerűsített belső kapcsolási rajza.

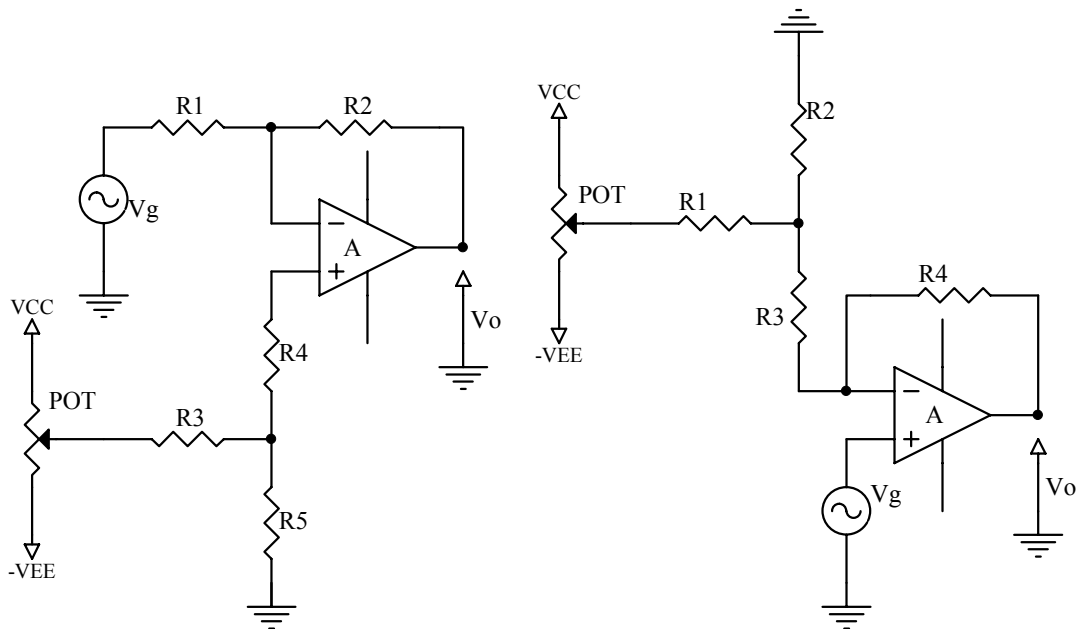
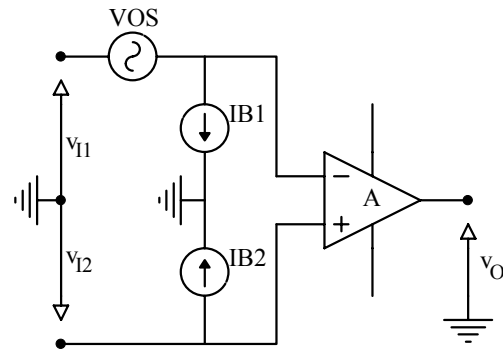
Az egyoldalas táplálásra tervezett műveleti erősítőknél rendszerint megoldják, hogy a bemeneti jel, legalább egyik irányban, egészen a tápfeszültségig, vagy azon kissé túl is változhat. Ez a lehetőség a különböző hibaerősítők tervezését könnyíti meg.

Minden igyekezet ellenére a bemeneti fokozat nem szimmetrizálható tökéletesen. Ebből kifolyólag a műveleti erősítő átviteli jelleggörbéje nem halad át a koordináta-rendszer kezdőpontján. A műveleti erősítő bemeneti ofsztjét és bemeneti áramait figyelembe vevő helyettesítő kapcsolás a 2.70. ábrán látható. Azt a kis feszültséget, amit a két bemenet közé kell kapcsolni, hogy a kimeneti feszültséget nullára húzzuk, (bemeneti) ofsztzfeszültségnek ( $V_{OS}$ ) nevezzük. A műveleti erősítők többségénél ez az érték  $mV$  nagyságrendű. Egyes alkalmazásokban ez nem kielégítő, ezért készülnek precíziós műveleti erősítők, náluk az ofsztzfeszültség  $10\mu V$  nagyságrendű.

A visszacsatolt erősítők kimenetén az ofsztet legalább akkora, mint a bemeneti ofsztet. Ha ki akarjuk kompenzálni a bemeneti ofsztet, vele azonos nagyságú, de ellentétes előjelű feszültséget kell a bemeneti jelhez hozzáadni. Egyes műveleti erősítőknél az ofsztet kiküszöbölésére külön kivezetéseket hoznak létre, ezekhez kell kapcsolni a gyártó által javasolt kompenzáló áramkört. Ha

nem áll rendelkezésünkre külön kivezetés, akkor a 2.71. ábrán bemutatott kapcsolások egyikét használhatjuk. Szerencsére az alkalmazások többségében nincs szükség ofszet-kiegyenlítésre.

2.70. ábra. A valós műveleti erősítő offszetjét és bemeneti áramait figyelembe vevő helyettesítő kapcsolás.

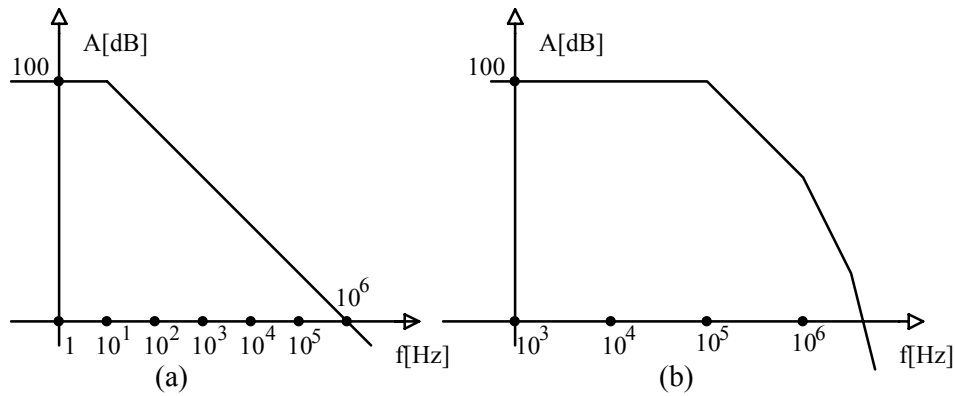


2.71. ábra. A műveleti erősítő ofszetjének kompenzálása különböző külső áramkörökkel.

A műveleti erősítő nem képes egyenlő mértékben erősíteni a különböző frekvenciájú szinuszjeleket. A  $10^5$  nagyságrendű erősítés csak alacsony frekvencián érvényes, míg magasab frekvenciákon az erősítés csökken. A 2.72. ábra két jellemző frekvenciamenetet (Bode-diagram) mutat be, gyárilag frekvencia-kompenzált illetve nem kompenzált erősítőre.

A frekvencia-kompenzált erősítő erősítése már általában  $10\text{Hz}$  körüli frekvencián csökkenni kezd,  $20\text{dB/dec}$  lejtéssel. A nem kompenzált erősítőnél az első töréspont  $10^5\text{Hz}$  körül várható, amit további töréspontok követnek. Mindez az erősítés rohamos csökkenéséhez vezet, de sokkal nagyobb frekvencián mint a kompenzált erősítőnél.

A nyilvánvaló hátrány ellenére is általában frekvencia-kompenzált műveleti erősítőket alkalmazunk, mivel náluk biztosítva van a stabilitás (nem történik berezgés, oszcilláció). A belső kompenzálást a feszültségerősítő fokozat kapacitív áthidalásával érjük el ( $C_C$  a 2.69. ábrán). Viszonylag kis ( $10\text{pF}$  nagyságrendű) integrált kondenzátorral elvégezhető a frekvencia-kompenzáció.



2.72. ábra. Műveleti erősítők jellemző frekvenciamenete: a) frekvencia-kompenzált erősítőre, b) nem kompenzált erősítőre.

A frekvencia-kompenzációnak van egy másik negatív hatása is: az erősítő kimenete nem tudja követni a hirtelen változó ( $dv/dt \rightarrow \infty$ ) bemeneti jeleket (2.73. ábra). Ennek oka, hogy a kapacitív visszacsatolású feszültségerősítő fokozat integrátorként viselkedik. Érvényes a:

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{I_I}{C_C}, \dots \dots \dots (2.37.)$$

összefüggés, ahol:

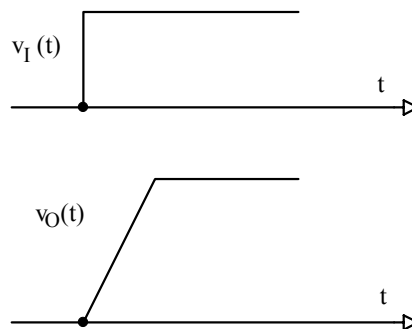
$I_I$  - az integrátor bemeneti árama,

$C_C$  - a kompenzáló (visszacsatoló) kondenzátor kapacitása.

Mivel  $I_I$  nem haladhatja meg a bemeneti fokozat áramgenerátorának áramát ( $|I_I| \leq |I_G|$ ), a kimeneti feszültségjel maximális változási sebessége:

$$\left( \frac{dv_o}{dt} \right)_{\max} = \frac{I_G}{C_C} \dots \dots \dots (2.38.)$$

Ezt a mennyiséget az angol szakirodalomban *slew rate*-nek nevezik, jelölése *SR*. Közönséges műveleti erősítőknél általában a *slew rate*  $1V/\mu s$  nagyságrendű. JFET bemeneti fokozattal (a nagyobb előfeszítési áramnak köszönhetően) elérhető  $10V/\mu s$  érték. A  $100V/\mu s$ , vagy az ennél nagyobb *slew rate*, ritkaság.



2.73. ábra. A slew rate hatása a műveleti erősítőnél.



## 2.4. A NEMLINEÁRIS KAPCSOLÁSOK

A félvezető alkatrészek jelleggörbéinek kimaradt még egy részlete, amelyet sem a logikai áramkörök, sem a lineáris (erősítő) áramkörök nem hasznosítottak. Arról a részről van szó, ahol a meredekség erőteljesen változik, kifejezett a nemlinearitás. Több jelfeldolgozási eljárás a híradástechnikában éppen a nemlineáris jelleggörbének köszönhetően valósítható meg. Ilyen eljárások a moduláció, demoduláció, frekvenciatöbbszörözés, szinteltolás, vágás stb. Más területen a jelek korlátozására vagy egyenirányításra van szükség, ami szintén nemlineáris jelleggörbéjű alkatrészeket igényel. Ebben a fejezetben néhány nemlineáris kapcsolással ismerkedünk meg.

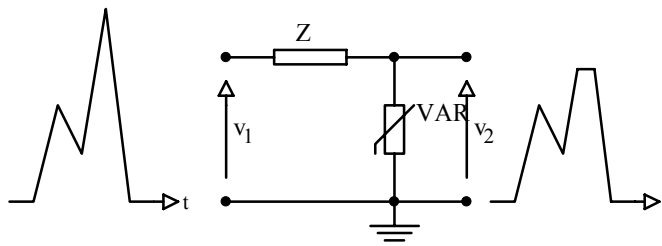
### 2.4.1. Vágó- és védő kapcsolások

Az áramkörökben fellépő esetleges túláramok ellen rendszerint soros ellenállás beiktatásával védekezünk. A közönséges ellenállások mellett erre a célra használatosak NTC és PTC ellenállások is. Pontos áramhatár beállítására inkább elektronikus szabályozóköroket alkalmazunk.

A túlfeszültségek elleni védelmet rendszerint nemlineáris áram/feszültség jelleggörbéjű alkatrésszel végezzük. Ilyenek a varisztorok, a diódák, a Zener diódák és a külön erre a célra kifejlesztett túlfeszültség-levezető (TVS) diódák, valamint a nemesgáz töltésű túlfeszültség-levezető csövek.

A felsorolt alkatrészeket azon csomópontok közé kapcsolják, amelyek között a túlfeszültség megjelenése várható. A kapcsolat működését a 2.74. ábra szemlélteti. Túlfeszültség esetén a feszültségkorlátozó alkatrészen áram indul meg, ami a  $Z$  impedancián feszültségesést okoz. A kimenetre legfőljebb a korlátozó alkatrész üzemi feszültségének megfelelő érték juthat.

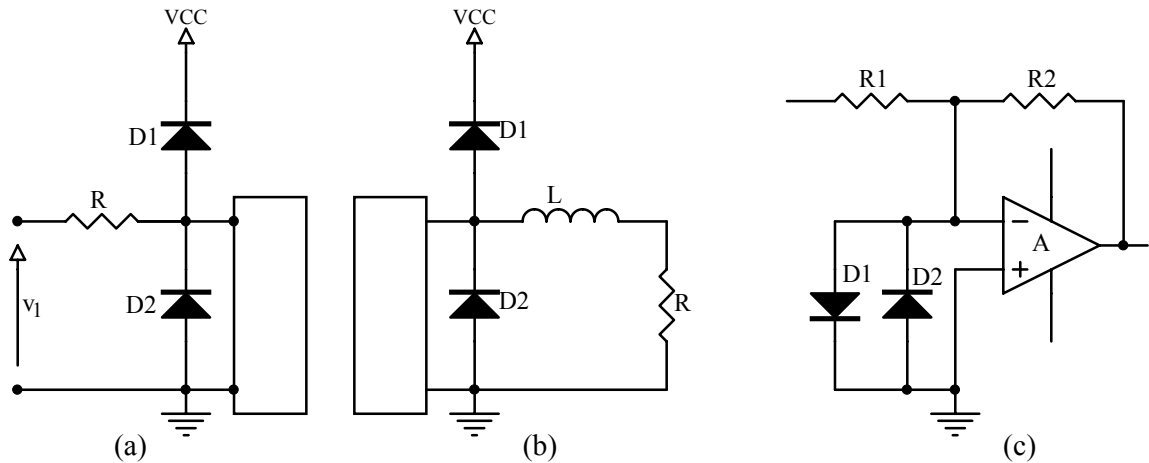
2.74. ábra. A fogyasztóra jutó túlfeszültségek korlátozása soros impedanciával és párhuzamosan kötött feszültségkorlátozó alkatrésszel.



Váltófeszültségek korlátozására rendszerint varisztort vagy nemesgáz töltésű csövet alkalmazunk tekintettel arra, hogy jelleggörbéjük szimmetrikus a pozitív és a negatív feszültségekre.

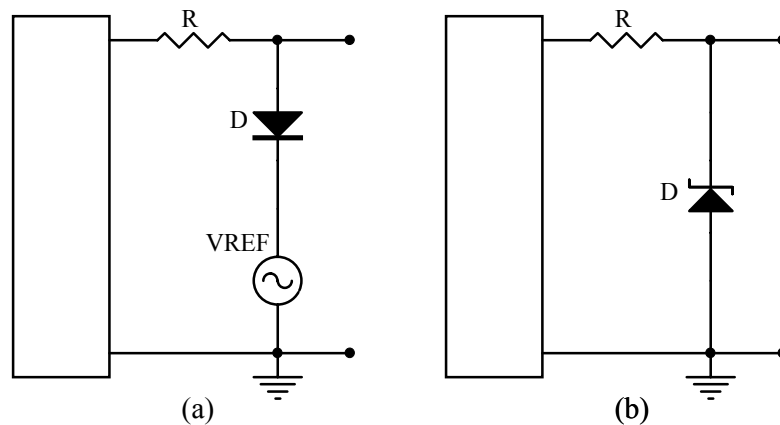
Egyenfeszültség korlátozására alkalmasak a különböző diódák. A 2.75.a. ábra olyan megoldást mutat be, amely két irányban is végez korlátozást: megakadályozza a jel földponton alá süllyedését és tápfeszültség fölé lendülését. A korlátozás nem tökéletes, mivel a diódák nyitófeszültsége is hozzáadódik a korlátozási szinthez. Hatékonyabb megoldásnak számít Schottky dióda alkalmazása, mivel annak nyitófeszültsége kisebb. Nem csak érzékeny bemenetek védhetők ilyen módon, hanem induktív fogyasztót meghajtó kimenetek is (2.75. b. ábra).

Műveleti erősítők bemeneteit védhetjük a 2.75.c. ábrán bemutatott módon. Tekintettel arra, hogy az invertáló bemenet látszólag földponton van, üzemszerűen a diódák nem vezetnek, nem módosítják az áramkör erősítését. Túlfeszültség esetén viszont  $\pm V_D$  tartományra korlátozódik a bemeneti feszültség. Ez sokkal több, mint a lineáris tartomány, de korlátozás esetén nem is működik az erősítő lineáris üzemben.



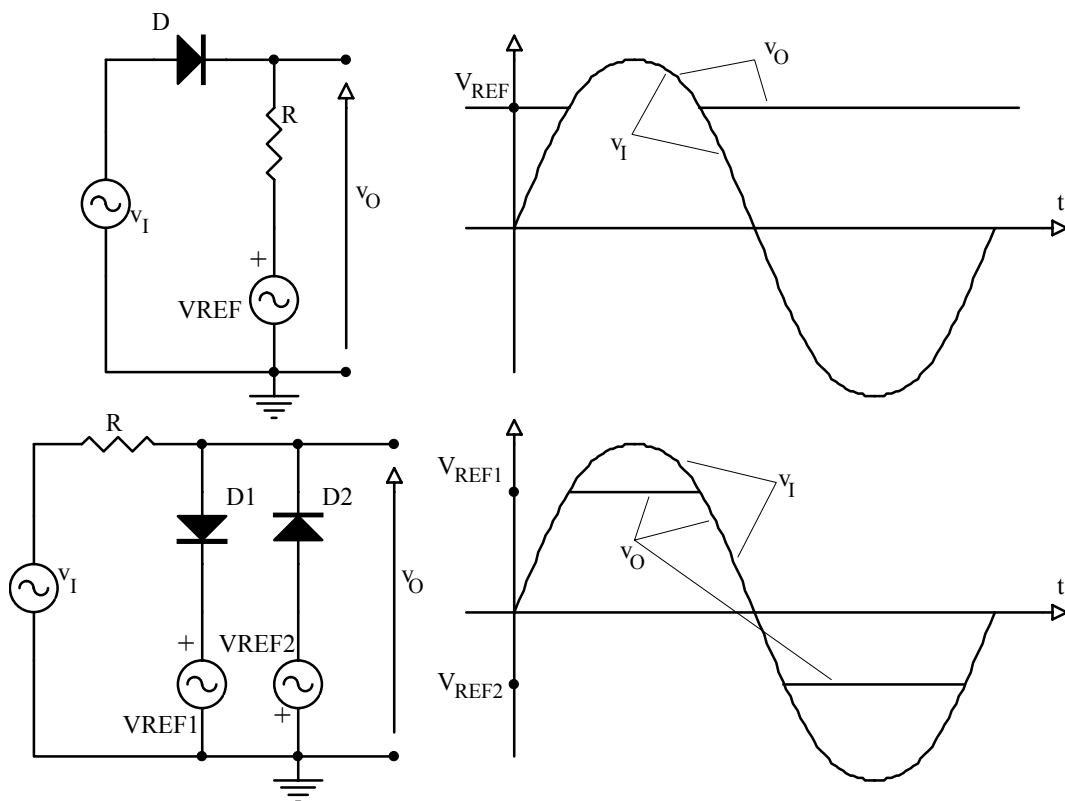
2.75. ábra. Egyenfeszültségek korlátozása diódákkal: a) a bemeneti jel korlátozása  $V_{CC} \dots 0V$  tartományra, b) a kimenetek védelme induktív terhelés esetén, c) a műveleti erősítő bemenetének védelme.

A kimeneti feszültségnek kívánt szintre való korlátozását (vágás, limitálás) elvileg a 2.76.a. ábra szerint végezhetjük. A referens feszültségforrás és a dióda helyettesíthető egy Zener diódával (2.76.b. ábra). Ilyenkor a feszültség alulról is korlátozott, mivel a Zener dióda direkt irányban is vezethet, nemcsak a letörési tartományban. Ha erre nincs szükség, közönséges diódát kell sorba kötni a Zener diódával, hogy megakadályozza annak vezetését direkt irányban.



2.76. ábra. Kimeneti jelek korlátozása: a) diódával és referens feszültségforrással, b) Zener-diódával

A 2.77. ábra még két vágó (jelformáló) kapcsolást mutat be a megfelelő feszültségdiagramokkal együtt.



2.77. ábra. További jelformáló kapcsolások a jellemző diagramokkal.

#### 2.4.2. A modulátorok és a demodulátorok

A híradástechnikában a jelek átvitelét rendszerint nem az alap frekvenciatartományban végzik, hanem valamilyen módosított (modulált) formában. Vétel esetén a jelet vissza kell származtatni az alaptartományba, ezt nevezik demodulációnak. Számos modulációs és demodulációs eljárás alapját a különböző frekvenciájú jelek szorzása (keverése) képezi. Az időtartományban végzett szorzás a frekvenciatartományban a frekvenciák összegét és különbségét adja. A következőkben három szorzóáramkör (keverő) megoldást tekintünk át.

##### a) Nemlineáris jelleggörbájű szorzók

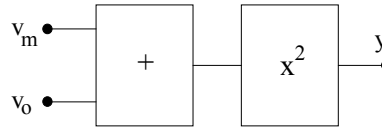
A JFET-ek és a MOSFET-ek esetében jellemző a négyzetes átviteli jelleggörbe. Bipoláris tranzisztor esetében az átviteli jelleggörbe exponenciális, de sorbafejtéssel ott is kapunk négyzetes tagot. Ha két különböző jel összegét vezetjük az ilyen alkatrészek bemenetére (2.78. ábra.) a következő jelet kapjuk a kimeneten:

$$y(t) = v_m^2(t) + 2v_m(t)v_o(t) + v_o^2(t) \dots \dots \dots (2.39.)$$

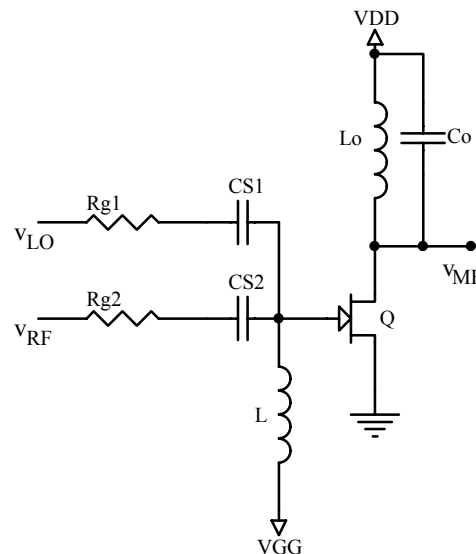
Itt  $v_m$ -mel az információt hordozó, úgynevezett moduláló jelet jelöltük,  $v_o$  a vivőjel. A moduláció célja általában az, hogy a moduláló jel spektrumát eltoljuk a vivőjel frekvenciájának ( $f_o$ ) környékére. Demoduláció esetén a  $v_m$  jel helyett a  $v_{RF}$  rádiófrekvenciás jelet hozzuk a szorzó megfelelő bemenetére. Keverés útján létrejön a középfrekvenciás jel vagy az alaptartományban levő jel.

Mindkét esetben az első és a harmadik tag a (2.39.) egyenletben nem hasznosítható, szerencsére szűréssel könnyen el tudjuk őket távolítani. A két jel szorzata (második tag) viszont éppen a kívánt eredményt adja: a moduláló jel spektruma a vivőjel frekvenciájától jobbra és balra jelenik meg. Demoduláció esetén a bejövő rádiófrekvenciás jelet és a helyi oszcillátor jelét szorozva megkapjuk a középfrekvenciás jelet, vagy magát az eredeti moduláló jelet az alaptartományban.

2.78. ábra. Négyzetes jellegű szorzó elvi rajza.



A 2.79. ábrán JFET-tel megvalósított keverő rajzát láthatjuk. Az  $V_{GG}$  forrás a JFET előfeszítését végzi az átviteli jelleggörbe leginkább nemlineáris részére. Az  $L_1$  tekercs megakadályozza a jelek földelését a  $V_{GG}$ -n keresztül. A két bemenő jel (pl. az antennajel,  $v_{RF}$  és a helyi oszcillátor jele,  $v_{LO}$ )  $R_{g1}$ -től és  $R_{g2}$ -től függően különböző arányban összegezve jut a gate-re. A  $C_{S1}$  és a  $C_{S2}$  szerepe az egyenszintek elválasztása. A középfrekvenciás kimenet ( $v_{MF}$ ) az  $L_0C_0$  rezgőkörön jelenik meg. Az egyéb komponensek elnyelődnek a rezgőkör szűrőhatása miatt. Hasonló módon építhetők bipoláris tranzisztoros keverők is.



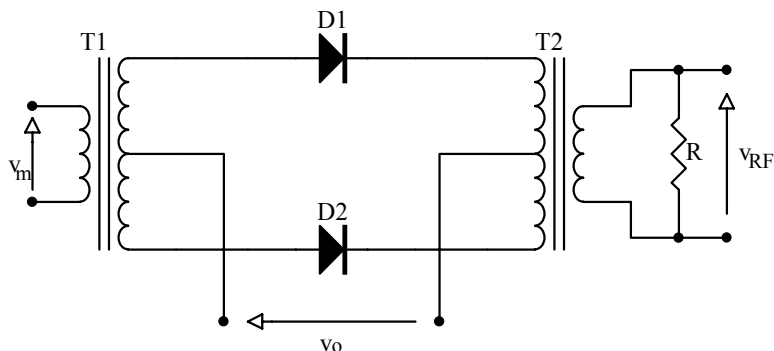
2.79. ábra. JFET-tel megvalósított szorzóáramkör.

#### b) Kapcsolóüzemű szorzók

A szorzóhatás elérhető a bemeneti jel magasfrekvenciás szaggatásával is. Ennek az eljárásnak az elméleti alapja viszonylag bonyolult. A működési elv a szaggatást végző négyzetjel Fourier sorba való fejtésével magyarázható meg. Így a szaggatás szinuszjelekkel való szorzásra vezetődik vissza. Az egyes szorzatok a frekvenciatartományban szűrőkkel elkülöníthetők, így kapjuk a megfelelő modulált illetve demodulált jelet.

A 2.80. ábra diódás szaggatóval működő modulátort mutat be. A  $v_o$  négyzetjel hatására a  $D_1$  és  $D_2$  diódák félperiódusonként nyitnak/zárnak. A négyzetjel nem terjed sem a kimenet, sem a bemenet felé a  $T_1$  és  $T_2$  transzformátorok tekercseinek megfelelő elrendezése miatt. A bemeneti jel ( $v_m$ ) a négyzetjel pozitív félperiódusában akadály nélkül áthalad a transzformátorokon és a diódákon és eljut a kimenetre ( $v_{RF}$ ). A negatív félperiódusban a diódák

zárnak, nem terjed a bemeneti jel. A működés egyetlen feltétele, hogy a  $v_o$  jel amplitúdója nagyobb legyen a  $v_m$  jel amplitúdójánál. Nem kötelező, hogy  $v_o$  négyzetjel legyen, hasonló jó eredményt ad megfelelő amplitúdójú szinuszjel is. Diódás szaggató helyett a szaggatás történhet tranzisztorokkal is.

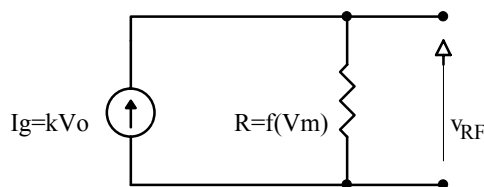


2.80. ábra. Diódás szaggatóval működő modulátor.

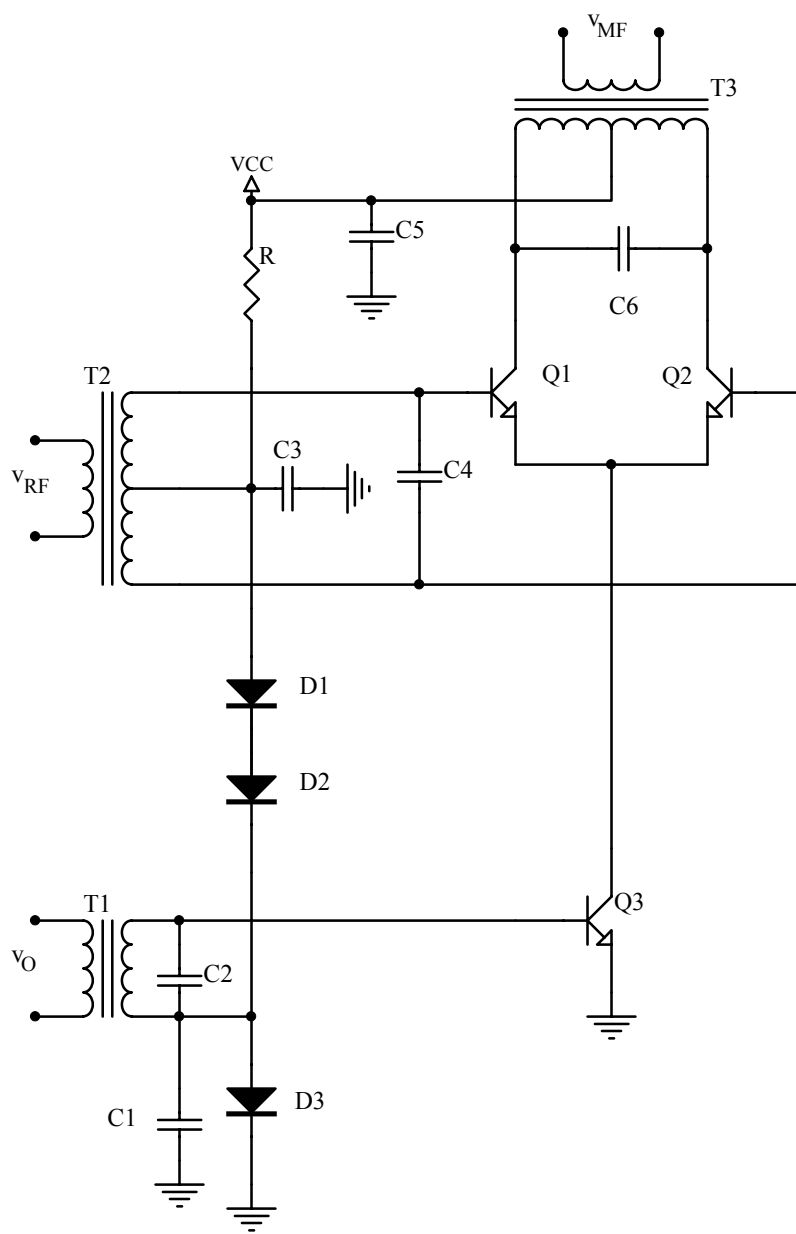
c) Paraméter-változtatáson alapuló szorzók.

Az alapelvet a 2.81. ábra szemlélteti. Az egyik jel (pl. a vivőjel) az áramgenerátor áramát befolyásolja, a másik jel (pl. a moduláló jel) a terhelő ellenállás értékét módosítja. Mivel a kimeneti jel az áram és az ellenállás szorzata, ez a kapcsolás szorzóként működik. Régebben elektroncsövekkel építettek ilyen típusú keverőket. Az egyik jel a cső munkapontját módosítva változtatta annak meredekségét (átviteli vezetőképességét), míg a másik jel mint erősítőn haladt át a csövön. Az erősítés folyamatosan változott a meredekség függvényében, aminek köszönhetően a kimeneten a jelek szorzata keletkezett.

2.81. Paraméter-változtatáson alapuló szorzó elvi rajza.



Ma a hasonló elven működő keverőket általában integrált áramkörök formájában oldják meg (2.82. ábra). A  $v_o$  jel módosítja a Q3 tranzisztorral megépített áramgenerátor áramát. A Q1 és Q2 tranzisztorokkal megépített differenciálerősítő erősítése lineáris függvénye az áramgenerátor áramának. A differenciál bemenetre hozott  $v_{RF}$  jel a  $v_o$  jel ütemében jobban vagy kevésbé erősödik. Így a kimeneten a két jel szorzatát kapjuk ( $v_{MF}$ ). Szükség szerint a kimeneten szűréssel és megfelelő transzformátoros csatolással meg tudunk szabadulni a fölösleges komponensektől. Nagy bemeneti jelek esetén ez az áramkör a *b* pont alatt bemutatott kapcsolóüzemű keverőhöz közelít.



2.82. Paraméter-változtatáson alapuló, úgynevezett kiegyenlített keverő áramkör.

### 2.4.3. Az egyenirányítók

Az egyenirányítók a váltóáramokat és váltófeszültségeket egyirányúvá alakítják. Az egyenirányítás történhet úgy, hogy a váltakozó irányú áramokat és feszültségeket egy irányba fordítjuk (teljes hullámú egyenirányítás), de úgy is, hogy a nemkívánatos irányú jelrészét egyszerűen levágjuk (félhullámú egyenirányítás).

Az egyenirányító hatást általában félvezető diódákkal érjük el. A nemlineáris áram/feszültség jelleggörbének köszönhetően a diódák önállóan (külső vezérlőjel nélkül) elkülönítik a pozitív jeleket a negatív jelektől. Direkt irányban a diódák szinte akadálytalanul vezetnek a külső áramkörrel meghatározott áramot, inverz irányban viszont egész a letörési feszültségig elhanyagolható az áram.

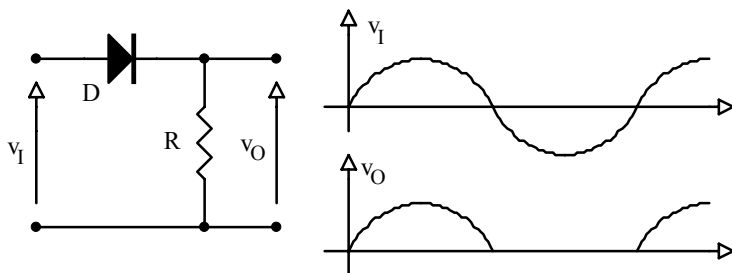
Diódák helyett alkalmazhatunk vezérelhető félvezető alkatrészeket (pl. tirisztorok), ezzel a kimeneti jel (áram, feszültség) szabályozhatóvá válik.

Az egyenirányítók többsége jelentős teljesítmény-szinteken üzemel, de kis jelek analóg feldolgozásánál is találkozunk egyenirányítókkal. A továbbiakban néhány egyenirányító kapcsolást mutatunk be.

a) Félhullámú kapcsolás.

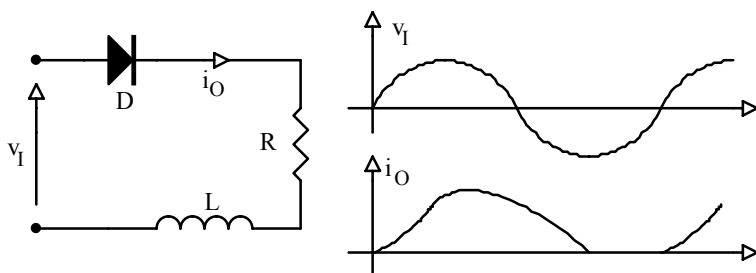
Egy diódával építhetők a 2.83., 2.84. és 2.85. ábrán bemutatott félhullámú egyenirányító kapcsolások. Legegyszerűbb az eset a tiszta ellenállás-terheléskor (2.83. ábra). Itt az áram pontosan a pozitív félperiódus ideje alatt folyik, alakja megegyezik a terhelésre jutó feszültség alakjával.

2.83. ábra. Félhullámú egyenirányító ellenállás terheléssel.



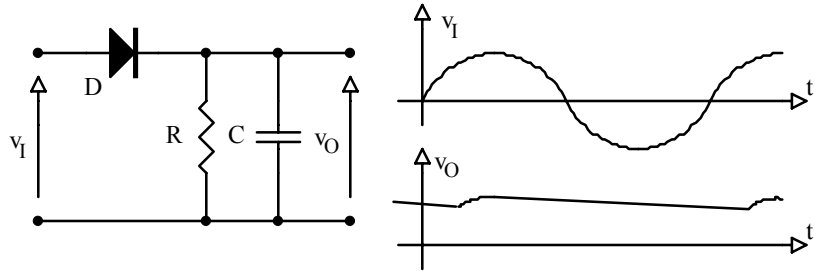
A következő eset a soros RL terhelés (2.84. ábra). Itt az áram a pozitív félperiódus kezdetén fokozatosan fut fel, a félperiódus végén viszont nem áll le a feszültség nullaátmenetekor. Nagy induktivitás esetén az áram lehet folytonos is (sohasem esik nulla értékre).

2.84. ábra. Félhullámú egyenirányító soros RL terheléssel.



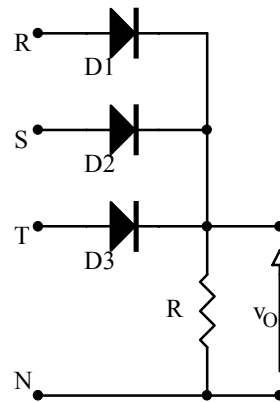
A harmadik jellemző eset a párhuzamos RC terhelés (2.85. ábra). Általában akkora kondenzátort alkalmaznak, hogy a kimeneti feszültség hullámmását bizonyos szint alá csökkentsék.

2.85. ábra. Félhullámú egyenirányító párhuzamos RC terheléssel.



Háromfázisú bemenet esetén a félhullámú kapcsolás a 2.86. ábra szerint valósítható meg. Itt tiszta ellenállás-terhelés esetén sem esik a kimeneti feszültség sohasem nullára. A fogyasztóval párhuzamosan kötött kondenzátor segítségével a feszültség hullámzása tovább csökkenthető. Soros RL fogyasztónál az áram hullámossága mérséklődik a háromfázisú táplálás hatására.

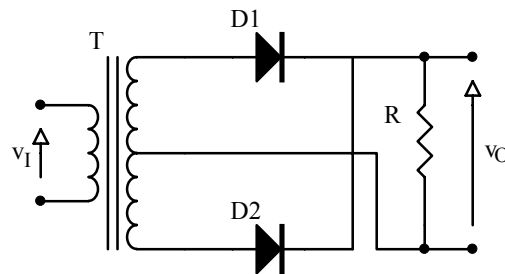
2.86. ábra. Háromfázisú félhullámú egyenirányító kapcsolás.



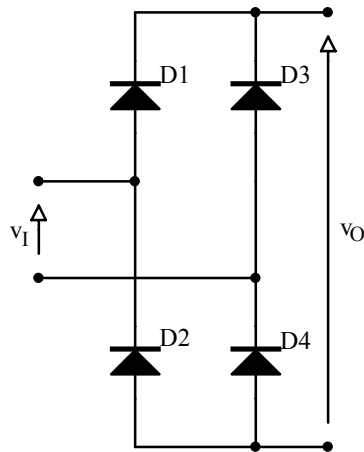
b) Teljeshullámú kapcsolás.

Mindkét előjelű áramot illetve feszültséget egy irányba fordítva kapjuk a teljeshullámú egyenirányító kapcsolást. Ennek egyik formája (2.87. ábra) középkivezetéses transzformátort és két diódát igényel, míg a másik esetben (2.88. ábra) négy diódát alkalmazunk hídkapcsolásban. A két diódás kapcsolásnál azért szükséges a transzformátor két tekercse, hogy mindkét félperiódusban legyen pozitív jel, amit a megfelelő dióda a kimenetre vezet. A hídkapcsolásnál fölváltva vezet két-két átlósan elhelyezkedő dióda. Ez esetben a bemenetnek és a kimenetnek nincs közös földpontja.

2.87. ábra. Teljeshullámú egyenirányító kapcsolás középkivezetéses transzformátorral.

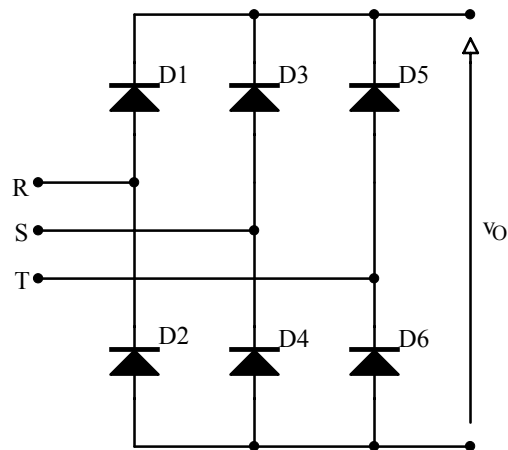






2.88. ábra. Hídkapcsolású teljeshullámú egyenirányító.

A teljeshullámú kapcsolások lényeges előnye, hogy a forrást nem terheljük egyenárammal (ez általában nem kívánatos). Ugyanakkor a kimeneti feszültség hullámossága is lényegesen csökken. A kimeneti hullámosság tovább csökkenthető a 2.89. ábra szerinti háromfázisú hídkapcsolás alkalmazásával.

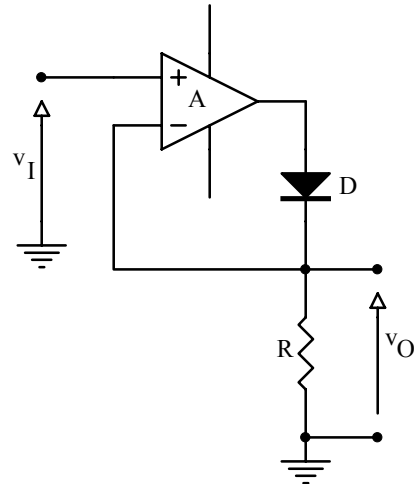


2.89. ábra. Háromfázisú hídkapcsolású egyenirányító.

### c) Precíz egyenirányítók.

Az *a* és a *b* pont alatt tárgyalt diódás egyenirányítók hibája, hogy a dióda (diódák) vezetésekor a kimeneti feszültség nem egyezik meg pontosan a bemeneti feszültséggel, hanem annál egy (két) dióda-nyitófeszültséggel kisebb. Nagy feszültségeknél ez nem okoz jelentős eltérést, de kisebb feszültségeknél és műszertechnikai alkalmazásoknál jobb megoldásra van szükség.

A 2.90. ábra precíz félhullámú egyenirányítót mutat be. Ez a kapcsolás legfeljebb néhány *mA*-es áramokkal dolgozik, de a feszültségjeleket nagy pontossággal továbbítja a pozitív félperiódusban. Ha akár *mV* nagyságrendű pozitív jel is van a bemeneten, a műveleti erősítő kimenete addig emelkedik, amíg a dióda ki nem nyit és megjelenik a kimeneten a bemeneti feszültséggel egyenlő kimeneti feszültség. Az ilyenkor működő negatív visszacsatolásnak köszönhetően a kimenet hűen követi a bemenetet. Amint azonban a bemenetre negatív feszültség jut, a műveleti erősítő kimenete negatív telítésbe vezérlődik, a diódát lezárva tartja. Ilyenkor a kimeneti feszültség nulla értékű.



2.90. ábra. Precíz félhullámú egyenirányító műveleti erősítővel.

Nagyobb ráfordítással (2.91. ábra) építhető teljes hullámú precíz egyenirányító is, amit abszolútérték áramkörnek is nevezünk. Pozitív bemeneti feszültség esetén az A1 műveleti erősítő kimenete negatív irányba mozdul el, nyitja D1 diódát és zárja D2-t. Az R2 ellenálláson nem folyik áram, az A2 erősítő neminvertáló bemenete virtuális földponton van. Ilyenkor a két fokozat mint két invertáló erősítő működik:

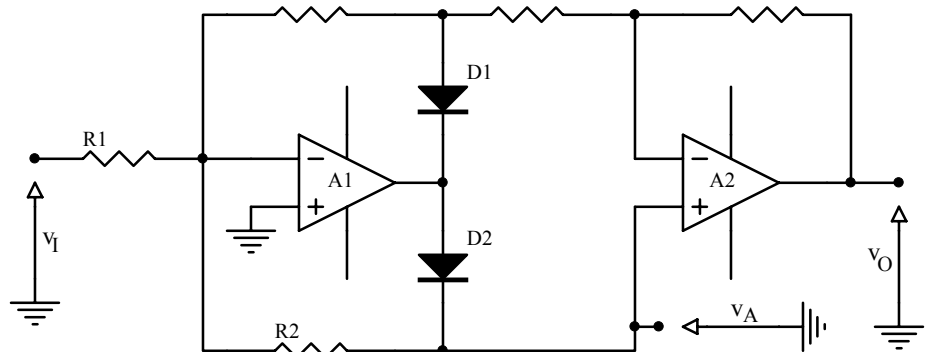
$$v_O = v_I \left( -\frac{R_3}{R_1} \right) \left( -\frac{R_5}{R_4} \right) \dots \dots \dots (2.40.)$$

Ha minden ellenállás azonos értékű, a kimeneti feszültség egyenlő lesz a bemeneti feszültséggel. Negatív bemeneti feszültség esetén az A1 kimenete emelkedik, D1 zár, D2 nyit. Érvényesek a következő egyenletek:

$$-\frac{v_I}{R_1} = \frac{v_A}{R_2} + \frac{v_A}{R_3 + R_4}, \dots \dots \dots (2.41.)$$

$$v_O = v_A \left( 1 + \frac{R_5}{R_3 + R_4} \right) \dots \dots \dots (2.42.)$$

2.91. ábra. Teljeshullámú precíz egyenirányító kapcsolás műveleti erősítővel (abszolútérték áramkör).

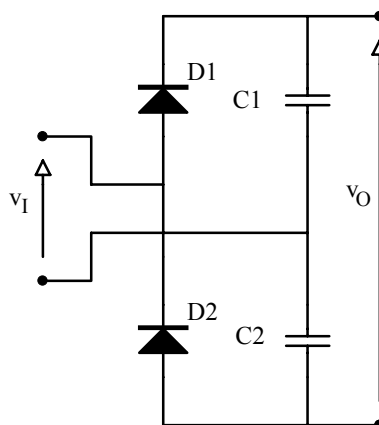


Ha minden ellenállás egyenlő, a kimeneten a bemeneti feszültség jelenik meg ellenkező előjellel. Tehát ez az áramkör a bemeneti jel bármely értékére vele azonos abszolút értékű, de pozitív jelet állít elő a kimeneten. Az esetleges hibák az ellenállások gondos megválasztásával és kis bemeneti ofszettel rendelkező műveleti erősítők alkalmazásával csökkenthetők.

#### 2.4.4. Feszültségtöbbszöröző kapcsolások

Helyenként szükség mutatkozik olyan egyenirányító kapcsolásra, amely a bemeneti váltófeszültség csúcserékénél nagyobb feszültséget állít elő. Kisebb teljesítményeknél nem indokolt a transzformátoros feszültségnövelés, inkább az itt bemutatott kapcsolásokat alkalmazzuk.

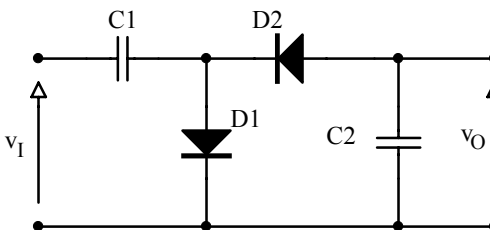
A bemeneti váltófeszültség csúcserékénél közel kétszer nagyobb egyenfeszültség jelenik meg a 2.92. és a 2.93. ábra szerint megépített kapcsolások kimenetén.



2.92. ábra. Feszültség-kétszerező kapcsolás nagyobb áramra.

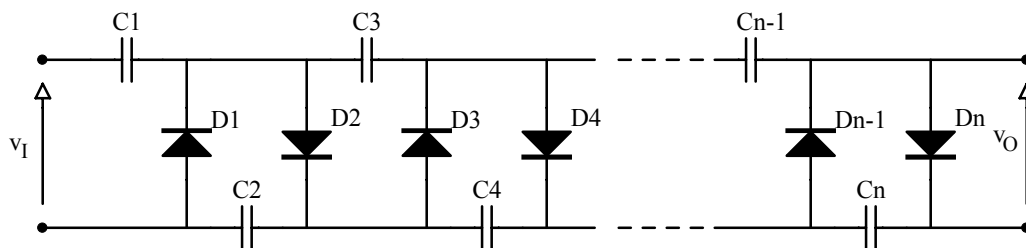
A 2.92. ábrán a bemeneti váltófeszültség pozitív félperiódusában a  $C_1$  kondenzátor töltődik a feszültség csúcserékére, a negatív félperiódusban pedig a  $C_2$  kondenzátor. Ha kicsi a hullámosság (kellő nagy kapacitású kondenzátorokat alkalmaztunk) a kimeneti jel megközelítőleg egyenlő a bemeneti váltófeszültség csúcserékének kétszeresével.

A 2.93. ábrán a  $C_1$  kondenzátor föltöltődik a bemeneti váltófeszültség csúcserékére, majd a kondenzátor feszültsége összeadódva a negatív félperiódusban jelentkező bemeneti feszültséggel a  $C_2$  kondenzátort a kétszeres csúcserékre tölti. A közös földpontra vonatkoztatva itt a kimeneti feszültség negatív. A diódák megfordításával kaphatunk pozitív feszültséget is.



2.93. ábra. Feszültség-kétszerező kapcsolás negatív kimeneti feszültséggel.

Nagyon magas feszültségek és kis áramok elérésére szolgál a 2.94. ábrán bemutatott feszültségtöbbszöröző kapcsolás. A diódák és a kondenzátorok száma tetszőlegesen választható, sajnos a fokozatok számának növelésével a kimeneti terhelhetőség rohamosan csökken. A  $C_1$  kondenzátor a bemeneti feszültség csúcserékére töltődik, a többiek a kétszeres csúcserékre. Elvileg a bemenet felől a kimenet felé haladva mind kisebb kapacitású kondenzátorokat kellene beépíteni, az egyszerűség kedvéért azonban gyakran azonos kapacitású kondenzátorokat alkalmaznak.



2.94. ábra. Feszültségtöbbszöröző kapcsolás nagyon magas kimeneti feszültségek elérésére.

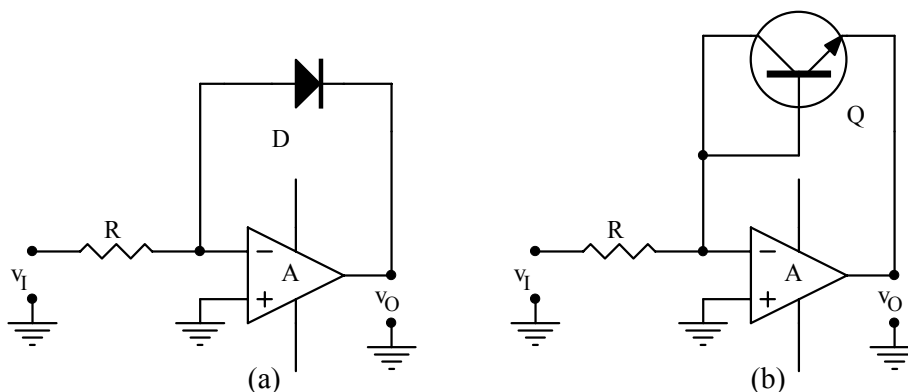
### 2.4.5. Nemlineáris erősítők

Az erősítők többségénél lineáris összefüggés a kívánatos a kimeneti és bemeneti jel között. Vannak azonban az analóg jelfeldolgozásban olyan alkalmazások, ahol éppen egy pontosan meghatározott nemlineáris jelleggörbét kell megvalósítani.

Az alapáramkörök ezen a területen a logaritmusfüggvényt és az exponenciális függvényt megvalósító erősítők képezik. Ezekből kiindulva a jelek szorzása a logaritmusaik összeadására vezetődik vissza, az osztás kivonás segítségével végezhető el, hatványozásnál a kitevőtől függően a jel logaritmusát erősíteni vagy leosztani kell. Végül a művelet eredményét exponenciális függvényt megvalósító áramkörrel állíthatjuk vissza.

A logaritmusfüggvényt 2.95. ábrán bemutatott kapcsolásokkal valósíthatjuk meg. A tranzisztor-jelleggörbe általában szélesebb tartományban számítható ideálisnak, mint a dióda-jelleggörbe. A kimenet és a bemenet közötti összefüggés a következő:

$$v_O = V_T \ln \frac{v_I}{RI_S} \dots \dots \dots (2.43.)$$

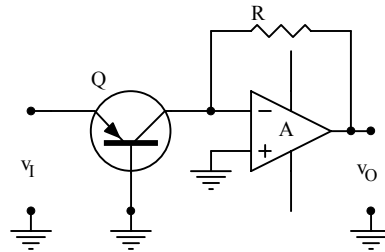


2.95. ábra. Logaritmikus erősítőkapcsolás: a) diódával, b) tranzisztorral.

Az exponenciális jelleggörbét a 2.96. ábra szerint valósíthatjuk meg. A tranzisztor emitterárama exponenciális függvény szerint változik a bemeneti feszültségtől függően. A tőle alig különböző kollektoráramot az R ellenállással visszacsatolt erősítő alakítja feszültséggé:

$$v_o = -RI_S e^{\frac{v_i}{V_T}} \dots\dots\dots(2.44.)$$

2.96. ábra. Exponenciális jelleggörbéjű erősítő.



Feltételezhető, hogy a bemutatott áramkörök rendkívül hőérzékenyek, mivel mind az  $I_S$ , mind  $V_T$  paraméter erősen függ a hőmérséklettől. Éppen ezért ezeket a kapcsolásokat csakis egyazon félvezető lapkára integrált tranzisztorokkal valósíthatjuk meg. Az egyes tranzisztorok paraméterei együttfutásának köszönhetően valósíthatók meg működőképes áramkörök.

A nemlineáris erősítők elvben sokrétűen használhatók különböző jelfeldolgozási célokra, tény viszont, hogy ritkán alkalmazzák őket, inkább a szoftveres megoldást részesítik előnyben. Ennek oka részben a nem kielégítő pontosságban, másrészt a magas árban keresendő. Sebesség tekintetében az analóg áramkörök általában túlhaladják a szoftveres megoldásokat.