

Értékünk AZ **Ember**

Humánerőforrás-fejlesztési Operatív Program



Puklus Zoltán

ELEKTRONIKA GÉPÉSZMÉRNÖKÖKNEK



SZÉCHENYI ISTVÁN
EGYETEM
GYŐR

Magyarország célba ér



Készült a HEFOP 3.3.1-P.-2004-09-0102/1.0 pályázat támogatásával.

Szerző: dr. Puklus Zoltán
egyetemi docens

Lektor: dr. Tar József
okleveles fizikus
a műszaki tudomány kandidátusa

A dokumentum használata

Mozgás a dokumentumban

A dokumentumban való mozgáshoz a Windows és az Adobe Reader megszokott elemeit és módszereit használhatjuk.

Minden lap tetején és alján egy navigációs sor található, itt a megfelelő hivatkozásra kattintva ugorhatunk a használati útmutatóra, a tartalomjegyzékre, valamint a tárgymutatóra. A ◀ és a ▶ nyilakkal az előző és a következő oldalra léphetünk át, míg a Vissza mező az utoljára megnézett oldalra visz vissza bennünket.

Pozicionálás a könyvjelzőablak segítségével

A bal oldali könyvjelző ablakban tartalomjegyzékfa található, amelynek bejegyzéseire kattintva az adott fejezet/alfejezet első oldalára jutunk. Az aktuális pozíciókat a tartalomjegyzékfában kiemelt bejegyzés mutatja.

A tartalomjegyzék használata

Ugrás megadott helyre a tartalomjegyzék segítségével

Kattintsunk a tartalomjegyzék megfelelő pontjára, ezzel az adott fejezet első oldalára jutunk.

Keresés a szövegben

A dokumentumban való kereséshez használjuk megszokott módon a Szerkesztés menü Keresés parancsát. Az Adobe Reader az adott pozíciótól kezdve keres a szövegben.

Tartalomjegyzék

Bevezetés.....	7
1. A félvezetők.....	9
1.1. A félvezetők kristályszerkezete	9
1.2. A pn átmenet	12
2. A dióda.....	15
2.1. A dióda jelleggörbéje és működése	15
2.2. Különleges rétegdiódák.....	18
3. A tranzisztor	21
3.1. Általános jellemzők.....	21
3.2. A tranzisztor működése	21
3.3. A tranzisztor jelleggörbéi.....	23
3.4. Munkapont beállítás	24
3.5. A tranzisztor kisjelű működése	27
3.6. Alapkapcsolások vizsgálata az erősítés függvényében.....	30
4. A FET – térvezérlésű tranzisztor.....	34
4.1. A záróréteges térvezérlésű tranzisztor (FET vagy JFET – Junction FET)	34
5. A MOSFET	37
6. Erősítők (Általánosságok).....	42
6.1. Általános fogalmak és meghatározások.....	42
7. A negatív visszacsatolás	46
7.1. A negatív visszacsatolás előnyei és hátrányai.....	46
7.2. Alapösszefüggések a NV számításakor.....	46
8. A teljesítmény végfokozat	49
8.1. Az A osztályú erősítő	49
8.2. A B osztályú erősítő.....	51
8.3. Az AB osztályú erősítő.....	54
8.4. A D osztályú erősítők.....	56

9. A differenciál erősítő	58
10. A műveleti erősítő (ME)	60
10.1. A gyakorlati műveleti erősítő (ME)	64
10.2. Jelkondicionáló áramkörök	71
11. Fotofélvezetők	76
11.1. Fotoellenállások	76
11.2. Fotodiódák és fotoelemek	76
11.3. Fototranzisztorok	78
11.4. A fényemittáló dióda (LED)	78
11.5. Optocsatolók	80
12. Az áramgenerátor	82
13. A kimeneti port	83
13.1. A TTL integrált áramkörök	83
14. A digitális technika alapjai	88
14.1. Kapuáramkörök és igazságtáblázataik	92
14.2. Flip-flopok	93
14.3. Bevezetés az interfészek technikájába	97
15. Az 555 típusú időzítő	102
15.1. 555 astabil kapcsolásban	102
15.2. 555 monostabil kapcsolásban	104
16. Lineáris tápegységek	105
16.1. A feszültségstabilizátor kapcsolás	105
16.2. A feszültségkétszerező kapcsolás	107
17. A kapcsolóüzemű tápegységek alapjai	108
17.1. A feszültségcsökkentő (buck) konverter	109
17.2. A feszültségnövelő (boost) konverter	112
17.3. A polaritásváltó (buck-boost) konverter	114
17.4. A modern konverterek	117
18. A frekvenciaváltók	121
18.1. A modern energetikai szemlélet a teljesítményelektronikában	123
18.2. Vezérelt egyenirányító	133
18.3. DC motor szabályozása	137

18.4. DC–AC átalakítók	143
18.5. Az impulzusszélesség moduláció (PWM moduláció)	157
18.6. Modern aszinkron motoros hajtás és energia visszatáplálás	172
<i>Irodalomjegyzék</i>	175

Bevezetés

Az „Elektronika gépészmérnököknek” jegyzet megírásakor az volt a célkitűzés, hogy viszonylag röviden bemutassuk az elektronikának azt az ágát, amellyel egy gépészmérnök találkozik/találkozhat munkája során. Azoknak a gépészmérnök hallgatóknak igyekeztünk elektronikai alapismereteket bemutatni, akik gépek, berendezések tervezésével, üzemeltetésével, karbantartásával fognak foglalkozni. A napjainkban bevezetésre kerülő BSc típusú oktatás azon célkitűzését is figyelembe vettük, hogy naprakész információt nyújtson egy gépész üzemmérnöknek, és ugyanakkor olyan alapot is nyújtson, amelyre építkezni lehet a magasabb szintű MSc képzésben is.

Tudjuk, hogy egy gépészmérnöknek nem feladat egy gép vagy gépcsoport elektronikus részének a megtervezése, de nagyjából tudnia kell, hogy gépészeti céljainak az elérése érdekében milyen paraméter-tartományban működtethető elektromos/elektronikus eszközök állnak a rendelkezésére, legalább nagy vonalakban ismernie kell azok működési elvét, az általuk nyújtott „szolgáltatások” lehetőségeit és korlátjait.

Nézeteink szerint a egy gépészmérnök hallgató nem elégedhet meg az-
zal, hogy az általa tervezett, épített, üzemeltett gépben, berendezésben az elektrotechnikai és elektronikus megoldások egy fekete dobozba vannak zárva, öt ez nem érdekelheti. Frappáns példa, hogy egy modern benzín- vagy dízelmotoros személygépkocsi, amely a gépészmérnöki tevékenység egyik csúcsa, árának ma már több mint 25-30%-át a beépített elektronikus berendezések árai adják.

A fentiekből tán levonható az a törekvés, hogy e jegyzetben foglaltak ismeretében, könnyebben fog majd szót érteni egymással az ugyanazt a gépet tervező, építő, üzemeltető gépész és villamosmérnök és esetleg az informatikus szakember is.

A jegyzet, igaz nem ugyanolyan terjedelemben, három részre bontható. Ezek a részek: az analóg elektronika, a kapcsolóüzemű működésű elektronika valamint a modern motorvezérléseknek a bemutatása.

Az analóg elektronikai rész a *pn* átmenet bemutatásával kezdődik. Ennek a résznek a bemutatását, fontosnak tartottuk, hogy bemutassuk, hogy mely ismereteken is indult el az 1940-es évek közepén az a folyamat, amely az elektronikus forradalomba torkollott. Fontos ez a rész azért is, mert számos mérőeszköz elsődleges érzékelője igen gyenge jelet szolgáltat,

analóg módszerekkel erősíthető arra a szintre, amelyen már digitális módszerekkel feldolgozható. Ebben a részben kapott helyet, a napjaink számítógépeinek processzorának építőkövének a CMOS cellák bemutatására is. Itt kapott helyet az ipari elektronika egyik alapelemének, az interfészek bemutatása, azaz, hogyan jut el a jel a számítógépből, e számítógéppel létrehozott elektronikus jel a vezérelt eszközökig.

A második rész a digitális elektronikai elemek és a kapcsolóüzemű működést bemutató tápegységekre koncentrálódik. Ennek a résznek a létjogosultságát az adja, hogy ezek az áramkörök, kapcsolási sémák adják, magyarázzák a modern hajtástechnika alapjait.

A harmadik rész a mai szemléletű elektronikus hajtástechnikát igyekszik bemutatni. Ma mára hajtástechnika a villamos gépet ellátó energia másodpercenkénti több ezerszeres szaggatásából áll. Így teljesen új megvilágításában kell szemléljük a villamos gépet, például az évszázados aszinkron motor kördiagramja helyett ma már csak e gép a karakterisztikáiban gondolkodunk. Itt olyan modern szemléletet próbálunk megismertetni a hallgatókkal, amelyre a modern hajtástechnika épül. Az utolsó fejezet néhány példán keresztül arra a mai követelményrendszerre is rámutat, hogy egy tervezőnek a klasszikus módszereket ki kell egészítenie a modern hálózat- és rendszer-szimulációs programok ismeretével és használatával. A mai „villamos szellemi alkotás” a következőket jelenti: elméleti tervezés, hálózat-szimuláció, rendszer-szimuláció, építés, élesztés, tesztelés, újratervezés. Ilyen programok segítségével mutatjuk be, azokat az új kihívásokat amelyekkel már ma is szembe is kel nézni, hogyan rontják az villamos energia minőségét az, új hajtástechnikai megoldások és milyen kiutat keres erre a kihívásra a mai mérnöktársadalom.

1. A félvezetők

Mai korunk elektronikai eszközeinek működése a félvezetőkben lejátszódó folyamatokra vezethető vissza.

Egy áramkör tervezéséhez, megépítéséhez nem szükséges a félvezető elemek belsejében lejátszódó fizikai folyamatok nagyon pontos és részletes modellezése.

1.1. A félvezetők kristályszerkezete

A mai diódák, tranzisztorok, integrált áramkörök alapanyaga az ún. félvezető, amelynek villamos vezetőképessége a vezetők (fémek) és a szigetelők között van.

A legelterjedtebb félvezetők csoportjai:

- kémiai elemek (germánium Ge, szilícium Si)
- kémiai vegyületek (szulfidok, oxidok, szelenidek stb.)
- intermetallikus ötvözetek (indium-foszfid, gallium-arzenid, szilícium-karbid stb.)

Anyag	Fajlagos ellenállása [Ωm]	Osztályozás
Ezüst	10^{-6}	Vezető
Alumínium	10^{-5}	
Germánium (tisztá)	50–60	Félvezető
Szilícium (tisztá)	(50–60) 103	
Csillám	10^{12} – 10^{13}	Szigetelő
Polietilén	10^{15} – 10^{16}	

1.1. táblázat

A félvezető atomoknak négy vegyérték- vagy valencia elektronjuk van. A vegyértékelektronok, amelyek a félvezető atom külső elektronhéjában keringő elektronok, egy félvezetőatomot 4 szomszédos félvezető atommal kapcsolnak össze kovalens kötással.

A kovalens kötés, amelyet elektronpár-képzésnek is neveznek, abban áll, hogy két szomszédos atom egymással kapcsolódó egyenérték elektronjai együtt keringenek. Az atomok ebben a szabályos elrendezésben kiala-

kítják az atomrácsot, amelyet kristályrácsnak is neveznek. Az elektronikai eszközöket (tranzisztor, dióda, kapcsolóelem, integrált áramkör stb.) egy nagytisztaságú félvezető kristályból alakítják ki, amit *egykristálynak* is neveznek. Az *egykristály* alatt egy 70-200 mm átmérőjű szilíciumhenger értendő, ezt vékony lapokra vágva lesz a félvezető eszköz alapanyaga.

A villamos vezetőképesség meghatározza a félvezetők sajátosságait. Mivel a félvezető vezetőképességét elsősorban annak tisztasági foka határozza meg (a gyakorlatban legfeljebb 10^{10} saját atomra juthat egy szennyező atom), az egykristály előállítása nagyon bonyolult technológiai folyamat.

A tiszta (intrinsic) félvezetőben mind a négy vegyértékelektron abszolút zéró fok ($0\text{ °K} = -273,15\text{ °C}$) hőmérsékleten kötött, tehát úgy viselkedik, mint egy szigetelő. Nagyobb hőmérsékleten az elektronok a hőmozgás következtében (esetleg fény- és magsugárzás hatására is) akkora energiára tesznek szert, hogy egyesek kilépnek a kovalens kötésből, szabad elektronokká válnak. A kilépő elektronok helyén egy ún. lyuk (elektronhiány) keletkezik. Ezt a jelenséget, mivel egy töltéshordozó-pár keletkezik (az elektron – negatív, a lyuk pozitív) párképződésnek nevezik. E párképződéssel ellentétben áll a rekombinációjuk, azaz egyesülésük. E két folyamat a félvezetőben egyensúlyi állapotban van.

A szennyezett félvezető

A félvezető vezetőképessége (a szabad töltéshordozók sűrűsége) a kristályt szennyező anyagok hozzáadásával (doppingolás) csökkenthető, ill. növelhető. A szennyező anyag atomja beépül a kristályrácsba, helyettesítve a félvezető atomot. A szennyezés mértéke igen kismértékű: minden $10^5 \dots 10^8$ saját atomra jut egy szennyező atom. A szennyező atom 3 vegyértékű (trivalens szennyeződés) vagy 5 vegyértékű (pentavalens szennyeződés).

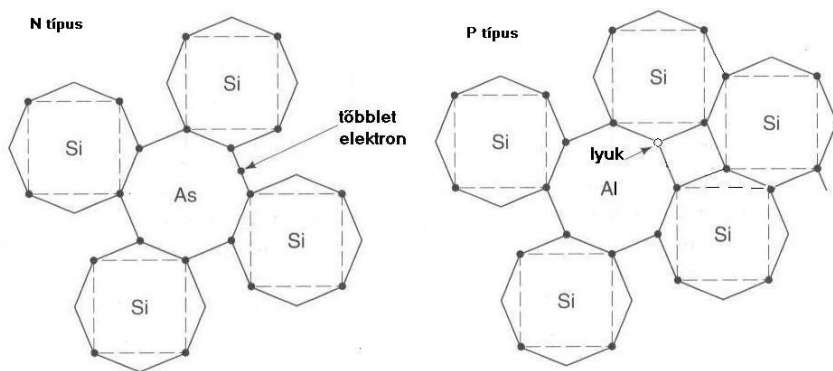
trivalens (3 vegyértékű) szennyeződés P típusú szennyezés	pentavalens (5 vegyértékű) szennyeződés N típusú szennyezés
bór B alumínium Al gallium Ga indium In	foszfor P arzén As antimon Sb bismut Bi

Ha a szennyezésre 5 vegyértékű anyagokat használunk (foszfor P, arzén As, antimon Sb, bismut Bi) n-típusú félvezetőt hozunk létre, hisz e szeny-

nyező atom egyik vegyértékelektronja nem szükséges, hogy a szomszédos félvezető atomokkal a stabil kovalens kötésben részt vegyen. Ezért ez az elektron nagyon alacsony szintű energiaközléssel leszakítható a szennyező atomról, amely pozitív ionná válik. Ezt a típusú szennyező atomot donornak nevezzük.

Ha a szennyezésre 3 vegyértékű anyagokat használunk (bór B, alumínium Al, gallium Ga, indium In) p-típusú félvezetőt hozunk létre, hisz e szennyező atom csak 3 szomszédos atommal tud kovalens kötést alkotni, mivel csak 3 vegyértékelektronja van. Szükség lenne egy negyedik elektróra is. Ezt az elektronhiányt lyuknak nevezik. A környező atomok akármelyik vegyértékelektronja, egy kevés energiaközléssel átugorhat és betöltheti e lyukat. Az elektron helyén egy másik lyuk keletkezik. A szennyező atomot ebben az esetben akceptor atomnak nevezik, és mivel a lyukak pozitív többségi töltéshordozók, a félvezetőt p-típusú félvezetőnek. Az akceptor atom egy elektron befogadásával negatív ionná válik, amelynek negatív töltését a félvezető kristályon belül ellensúlyozza a szóban forgó elektron helyén keletkezett lyuk.

Akár p-típusú, akár n-típusú a félvezető, villamos feszültségre kapcsolás nélkül semleges, hisz a szabad töltéshordozók rendszertelen, zerguzgos mozgása ellensúlyozza egymást.



1.1. ábra. Az *n* és a *p* típusú félvezető

A töltéshordozók mozgása feszültség hatására

Ha a félvezetőre egyenfeszültséget kapcsolunk, akkor a kristályban létesült villamos térerősség hatására a szabad töltéshordozók említett zerguzgos mozgása irányított mozgássá alakul: az elektronok a tér irányával ellentéte-

sen, a lyukak pedig a tér irányába mozdulnak el. Az így keletkezett áramot drift-áramnak nevezik. A félvezető hőmérséklete kihatással van a töltéshordozó sűrűségére és mozgékonyosságára, ezért a félvezető fajlagos vezetőképessége függ a hőmérsékletétől. A félvezető elemek üzemi hőmérséklet-tartományát a katalógusok közlik és ezek betartása rendkívül fontos az áramkörök megfelelő működésének a biztosítására. Ez a tartomány germánium esetén: $-55 \dots + (75 \dots 100) ^\circ\text{C}$, és szilíciumnál $-55 \dots + (150 \dots 200) ^\circ\text{C}$.

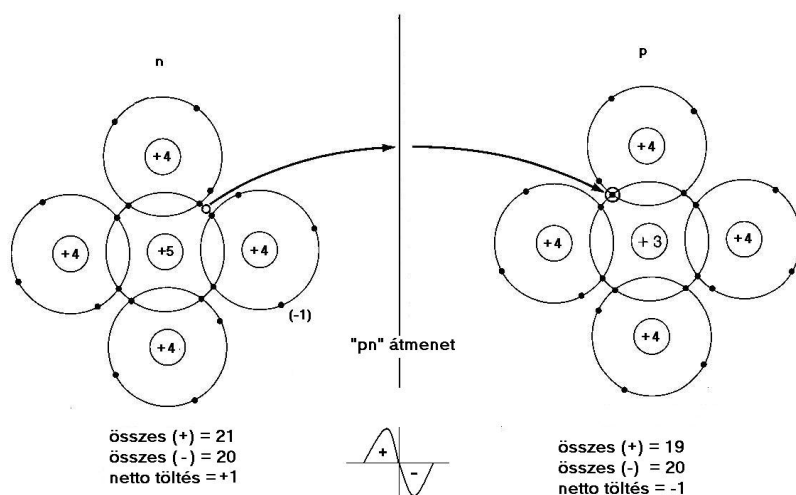
1.2. A pn átmenet

Ha metallurgiai eszközökkel létrehozunk egy félvezető elemet úgy, hogy egymás mellé egy p-típusú és egy n-típusú félvezető kerül, akkor kialakul a pn átmenet. Az átmenetben lejátszódó néhány fizikai folyamatot tisztázzuk a következőkben.

Az átmenet a töltéshordozók ugrásszerű változását idézi elő és ezért az átmeneten keresztül megindul egy diffúziós elektron- illetve lyukáram.

Az elektronáram az n oldal felől a p oldal irányába alakul ki, míg a lyukáram ezzel ellentétes irányba. A folyamat eredményeként a pn átmenet két oldalán semlegesítetlen akceptor ionok és donor ionok halmozódnak fel. Az ionok által létrehozott villamos erőter olyan irányú, hogy akadályozza az elektronok és lyukak diffúziós áramlását. Ez az ionok által kialakuló villamos erőter tehát a többségi töltéshordozók szempontjából sorompóként hat, a kisebbségi töltéshordozók mozgását viszont nem akadályozza, hanem segíti, létesítvén egy driftáramot, amely ellentétes a többségi töltéshordozók diffúziós áramával. A villamos erőter addig növekszik, amíg kialakul egy egyensúlyi állapot, vagyis a diffúziós áram addig csökken, amíg kiegyenlíti a driftáramot. Az áramok megszűnnek és a pn átmenet két oldalán, a többségi töltéshordozókban szegény réteget, ahol csak az akceptor és donor ionok negatív ill. pozitív töltése van jelen, kiürített rétegnek, tértöltési tartománynak, vagy zárórétegnek szokták nevezni. A záróréteg két oldalán tehát egy „+” illetve „-” töltések halmozódnak fel, ez a potenciálját $+0,6$ ($+0,7$) V Si félvezető esetében illetve $0,2$ – $0,3$ V Ge alapú félvezetőkben. Ahhoz, hogy a pn átmenet külső hatásra áramot vezessen az áramot megindító feszültségnek (potenciálkülönbségnek), az említett értéknél magasabbnak kell lennie.

Az elmondottak a pn átmenetben lezajló olyan folyamatokat mutatták be, amelynél nem kapcsoltunk külső feszültséget egy pn átmenetet tartalmazó félvezetőre.



1.2. ábra. Potenciálgát kialakulása egy metallurgiai pn átmenetnél

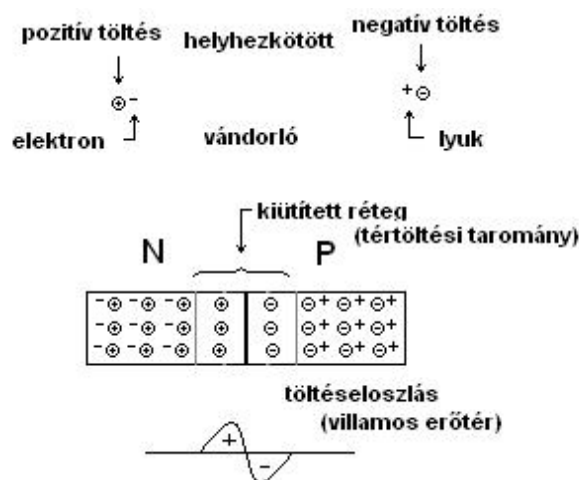
Felvetődik a kérdés, hogy mi lesz a hatása a fentebb bemutatott kiürített réteg kialakulásának. Mint ahogy az 1.2. ábrából látható, a p-típusú félvezetőben pozitív töltések halmozódnak fel, míg az n-típusú félvezető rétegben negatív töltések, amelyek töltés koncentrációban lecsökkent rétegek.

Az 1.3. ábra mutatja be egy pn átmenetre jellemző potenciál-különbség (feszültség) kialakulását (Si alapú félvezető esetén 0,6-0,7 V, Ge alapú félvezetőnél 0,2-0,3 V).

Feszültség kapcsolása a pn átmenetre

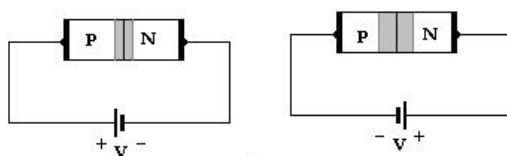
Ha a V feszültségforrás pozitív sarka a kristály p szennyezésű-, a negatív sarka az n szennyezésű oldalához csatlakozik (1.4. ábra), akkor ez elektronokat szállít az n-típusú rétegbe, és elektronokat von el (egyértelmű a lyukak szállításával) a p-típusú rétegből. A V feszültség így megnöveli a töltéshordozó-sűrűséget a pn átmenet két oldalán, emiatt lecsökken a ki egyenlítőlen tértöltés nagysága és ezáltal a létrehozott térerősség is.

A térerősség lecsökkenése következtében növekszik a többségi töltéshordozók diffúziós árama. Az ilyen polaritású feszültség rákapcsolásakor a pn átmenet többségi töltéshordozók által vitt áramot tart fenn. Az áram – mint ahogy mondani szokták – áteresztőirányban, nyitóirányban vagy vezetőirányban folyik a pn átmeneten át.



1.3. ábra. Töltéselosztás egy pn átmenet környékén

Ahhoz, hogy ez az áram számottevő legyen, a V feszültségforrás feszültségének nagyobbak kell lennie 0,6...0,7 V-nál szilícium, illetve 0,3 V-nál germánium alapú félvezető esetén. Ezt a feszültséget nevezzük kapocsfeszültségnek.



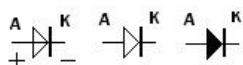
1.4. ábra. A kiürített réteg nagysága a pn átmenet különböző polarítású feszültségnél (még nincs vezeték)

Abban az esetben, ha a V feszültség polaritását megfordítjuk, akkor ez a feszültség a többségi töltéshordozókat a pn átmenet oldalától a csatlakozási pontok felé tereli. Emiatt a pn átmenet környékén megnő a donor és akceptor ionok által létrehozott tértöltés. Kiszélesedik a tértöltési tartomány, és megnő az erőter. Az így kialakuló nagy térerősség a többségi töltéshordozók áramát teljesen megszünteti és csak a kisebbségi töltéshordozók átlépését (driftáramát) teszi lehetővé. Ez a záróirányú igénybevétel (előfeszítés).

2. A dióda

A dióda lényegében egy pn átmenet. Ma a diódák döntő többsége egy egykristályban kialakított pn átmenet. Ezt ötvöztetéses, vagy diffúziós technológiával állítják elő.

A kapcsolási rajzokban a (normál) dióda egyezményes (jelképi) jelölésére több jel is elterjedt (2.1. ábra). Abban azonban megegyeznek, hogy a nyíl az áteresztő irányba mutat, vagyis a p-típusú réteg felől az n-típusú réteg felé. A p-típusú réteg csatlakozóját anódnak (A), míg az n-típusú réteg csatlakozási pontját katódnak (K) nevezzük. A kapcsolási rajzokban ezek jelölését általában elhagyják.



2.1. ábra. A dióda kapcsolási rajzjele

2.1. A dióda jelleggörbéje és működése

A dióda árama és feszültsége közötti összefüggést a következő exponenciális egyenlet fejezi ki, amelynek grafikus ábrázolását a 2.2. ábrán láthatjuk.

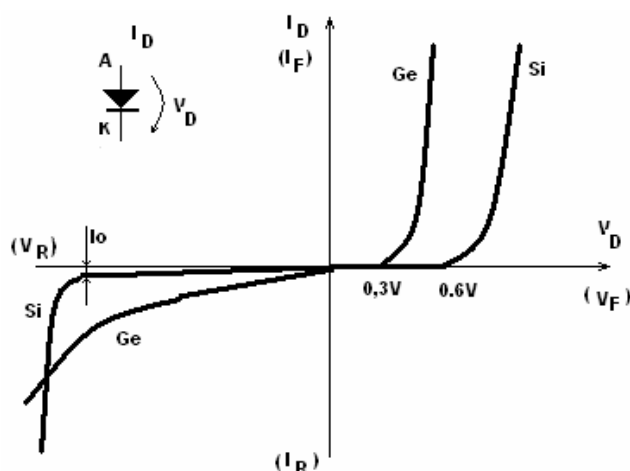
$$I_D = I_0 \left(e^{\frac{V_D}{\eta V_T}} - 1 \right)$$

ahol I_D – a diódán átfolyó áram, I_0 – a záróirányú telítési áram, V_D – a diódán mérhető feszültség, η – paraméter ($\eta = 1 \dots 2$) a félvezető anyaga és szennyezettsége határozza meg, $V_T = 26$ mV (szobahőmérsékleten).

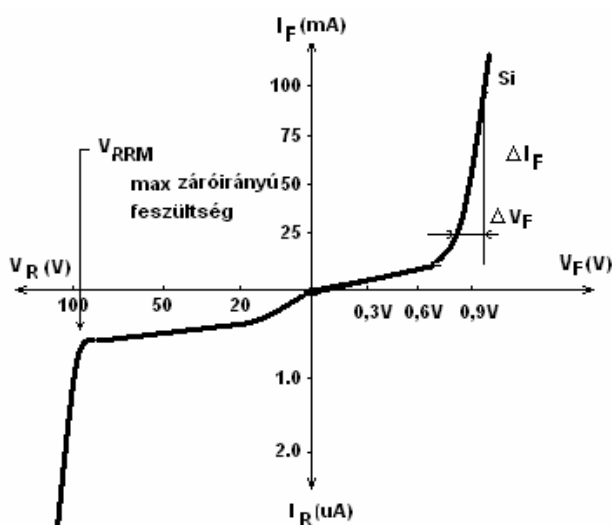
Mivel a dióda árama és feszültsége nagyságrendileg más nyitóirányban mint záróirányban, mind inkább elterjedőben van, hogy a jelölésben is megkülönböztetjük ezeket.

A nyitóirányú feszültséget és áramot az F, míg a záróirányúakat az R indexbetűvel nevesítjük (F, mint forward az angol nyitóirányból és R, mint reverse az angol záróirányból). A 2.3. ábra segítségével meghatározhatjuk a dióda modelljét.

A záróirányú jelleggörbe nagy feszültség esetén igen kis feszültségváltozásra igen nagy áramnövekedést mutat. A karakterisztikának ez az a pontja, amely megadja a diódára kapcsolható maximális záróirányú feszültséget (V_{RRM}).



2.2. ábra. A dióda jelleggörbéje



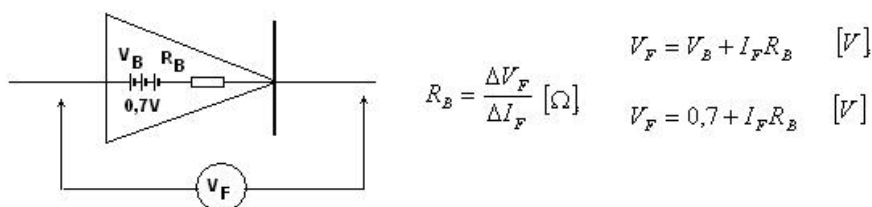
2.3. ábra. Jellegzetes feszültség és áramok a dióda jelleggörbéjén

Ez az ún. zárókarakterisztika letörése és két okra vezethető vissza:

Lavinaletörés: a töltési tartományban a növekvő záróirányú feszültség hatására nő a térerősség is, amely a záróáramot szolgáltató kisebbségi töltéshordozókat annyira felgyorsítja, hogy ütközéskor vegyértékelektronokat szakítanak ki a kovalens kötésből. Ezek az új töltéshordozók hasonlóan újabb elektronokat szakítanak ki, tehát a töltéshordozók száma lavinaszerűen megnő.

Zener-letörés (Zener-effektus) vagy téremisszió: a növekvő zárófeszültség által kialakult nagy térerősség ütközés nélkül elektronokat képes kitepni a kovalens kötésből. Ha tovább nő a zárófeszültség, a kitepelt elektronok száma erősen megnő, tehát nő a záróirányú áram is.

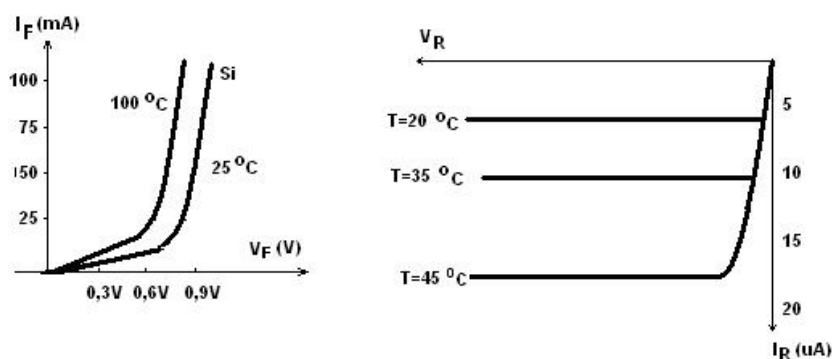
Megadhatjuk a dióda (nyitóirányú) modelljét, melyet főleg a teljesítményelektronikai számításokban használunk (2.4. ábra).



2.4. ábra. A dióda nyitóirányú feszültségesése

Itt jegyezzük meg, hogy a nyitóirányú karakterisztika, amelyet matematikailag exponenciálisnak adtunk meg, nagy áramoknál közel lineárisra válik, mert a kristályrészek ellenállása miatt létrejövő feszültségesés már számottevő lesz.

A hőmérséklet növekedésének hatása van a nyitó- és záróirányú működésre (karakterisztikára), amint a 2.5. ábra is mutatja.

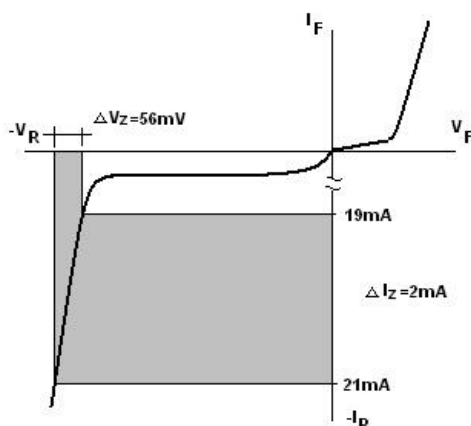


2.5. ábra. Nyitó és záróirányú feszültségesések a hőmérséklet függvényében

2.2. Különleges rétegdiódák

2.2.1. A Zener-dióda

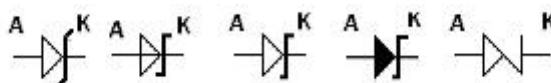
A Zener-dióda általában a Zener-effektuson alapuló záróirányú letörést hasznosítja. A letörési tartományban a záróirányú karakterisztika nagy meredekségét használja ki, amikor is a diódán átfolyó záróirányú áram nagy változása hatására a diódán eső feszültség csak nagyon kis mértékben változik (2.6. ábra).



2.6. ábra. A Zener-dióda jelleggörbéje

A Zener-diódák letörési feszültségét (V_Z) a szennyezés mértékétől és az alkalmazott technológiától függően néhány voltól száz volt nagyságrendig (3,3...200 V) lehet beállítani. E diódákat különböző disszipálható teljesítménnyel gyártják (0,1...10 W), mely egy fontos katalógus adat is.

A kapcsolási rajzokban a Zener-dióda egyezményes (jelképi) jelölésére több jel is elterjedt (2.7. ábra).



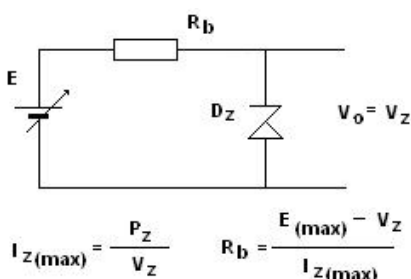
2.7. ábra. A Zener dióda különböző kapcsolási rajzai

Meghatározhatjuk a Zener-dióda impedanciáját:

$$Z_Z = \frac{\Delta V_Z}{\Delta I_Z}$$

Mivel a Zener-dióda záróirányú áramát limitálni kell, a diódával sorban mindig megtalálható a dióda áramát korlátozó ellenállás, az R_b .

A Zener-dióda adatlapjának legkarakterisztikusabb és talán legfontosabb két adata a Zener-feszültség (V_Z), illetve a diódán disszipálható teljesítmény (P_Z , P_D). Ha ezeket az adatokat ismerjük és tudjuk, hogy milyen maximális feszültségből (E_{max}) kell a diódának a stabil V_Z feszültséget szolgáltatnia, akkor kiszámítható az R_b soros ellenállás (2.8. ábra).



2.8. ábra. A Zener-diódás feszültségstabilizátor alapkioscsolása

A Zener-diódák leggyakoribb alkalmazási területe a referenciafeszültség előállítása, a feszültség- és áramstabilizátor kocsioscsolásokban való alkalmazás.

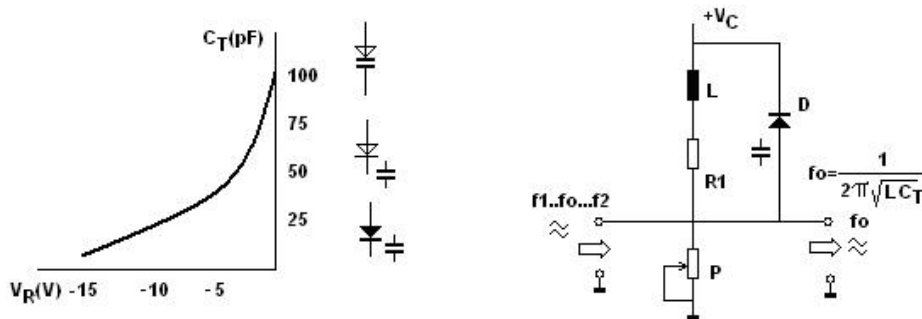
2.2.2. A változó kapacitású dióda (varaktor vagy varicap)

A tértöltéstartomány töltéshordozókban szegény réteg és úgy is tekinthető, mint egy kondenzátor dielektrikum. Egy kondenzátor kapacitása fordított arányban áll a fegyverzetek közötti távolsággal. Ezt a távolságot a záróirányú feszültség változtatásával befolyásolhatjuk.

Mivel a feszültséggel változtatható kapacitás értéke pF nagyságrendbe esik, a varicap diódát csak viszonylag magas frekvencián (500 KHz-nél nagyobb) működő kocsioscsolásokban alkalmazzuk.

A 2.9. ábrán egy alkalmazási példát is bemutatunk. Egy vevőkészülék bemenetére $f_1 \dots f_0 \dots f_2$ frekvenciájú jelek érkeznek. Ha azt akarjuk, hogy csak az f_0 frekvenciájú jeleket engedje át az áramkör, akkor a P potenciométerrel úgy állítjuk be az R_1 ellenálláson a feszültséget, hogy az L- C_T párhuzamos rezgőkört erre a frekvenciára hangoljuk. C_T a varicap dióda kapacitása az R_1 ellenálláson mérhető feszültségen. Így az L- C_T nagy impedanciát mutat ezen f_0 frekvenciájú jelekre, míg az ennél nagyobb vagy kisebb frekvenciájú jelek rövidre záródnak a rezgőkörön keresztül. Tehát a

rezgőkör nem képez rövidzárat az f_0 frekvenciájú jeleknek, ezek tehát tovább jutnak és megjelennek a kapcsolás kimenetén.



2.9. ábra. A varicap dióda kapacitás-változása a feszültség függvényében és egy jellegzetes kapcsolási rajz

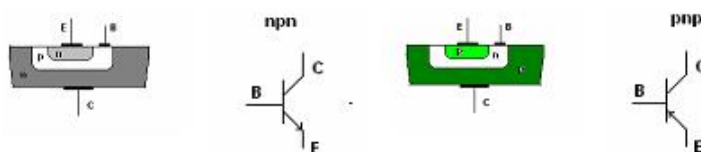
A fotodiódákkal és a fényemittáló diódákkal (LED) a fotofélvezetőket tárgyaló, [11. fejezetben](#) foglalkozunk.

3. A tranzisztor

3.1. Általános jellemzők

A bipoláris tranzisztor három egymásra épített félvezető rétegből áll npn vagy pnp kialakításban. A tranzisztor két pn átmenetet, tehát két záróréteget tartalmaz és attól függően, hogy ezek hogyan követik egymást, npn és pnp tranzisztorokat különböztetünk meg (3.1. ábra). Félvezető alapanyagként ma főleg a szilíciumot alkalmazzák. Germánium tranzisztorokat ma már csak különleges célokra (pl. igen nagy frekvenciás alkalmazásokban) használnak.

A három réteget emitternek (E), bázisnak (B) és kollektornak (C) nevezik. Az emitter a töltéseket kibocsátó réteg, a kollektor feladata a töltéshordozók összegyűjtése, míg a bázis a töltéshordozók emissziójának a vezérlése. Az egyes rétegek különböző mértékben adalékoltak. A tranzisztor emittere és kollektora jóval szennyezettebb, mint a bázis. A bázis rendkívül vékony (nm nagyságrendű).



3.1. ábra. Az npn és pnp tranzisztor cella és jelek

Ha egy pn átmenet nyitóirányban van előfeszítve, a p szennyezettségű részben meghatározhatunk a szennyezettségek ismeretében egy ún. szabad rekombinációs úthosszt, azaz azt az elméleti átlag-távolságot, amelyet egy elektron megtesz attól a kovalens kötéstől, ahonnan kiszabadult mindaddig, amíg találkozik egy lyukkal, és megint belép egy másik kovalens kötés keretébe. E megállapítás segít megérteni a tranzisztor működését.

3.2. A tranzisztor működése

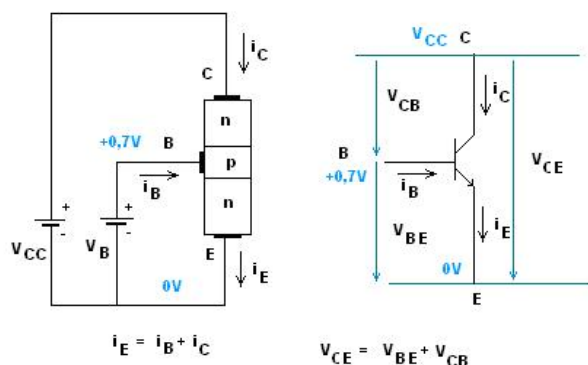
3.2.1. Az npn tranzisztor

A 3.2. ábra alapján könnyen megérthetjük az npn tranzisztor működését. Mint látjuk, két pn átmenet van és ha figyelembe vesszük a két feszültségforrást (V_{CC} és V_B) akkor megállapíthatjuk, hogy a bázis-emitter átmenet nyitóirányban, míg a kollektor-bázis átmenet záróirányban van előfeszítve.

A bázis-emitter átmenet tulajdonképpen egy dióda, amely a V_B feszültség hatására (+0,7 V) kinyit és megindul egy bázisáram, amit természetesen korlátozni kell. Még egyszer megjegyezzük, hogy a bázisréteg adalékossága sokkal kisebb, mint az emitteré és vastagsága néhány nm, amely kisebb, mint az említett szabad rekombinációs úthossz.

Ha a V_{CC} feszültséget is rákapcsoljuk a tranzisztorra, akkor a következő jelenséggel állunk szemben. A bázis-emitter pozitív feszültség létrehoz egy bázisáramot, az elektronok nagy sebességre felgyorsulva az emitterből belépnek a bázisba, de nagy többségük nem talál elég lehetőséget, hogy beépüljön egy lyukba és ezért átsodródnak a kollektorba, ahol pozitív kollektorfeszültség hat rájuk. A kollektor-bázis határréteg így a bázisból nagy sebességgel érkező elektronoknak nem jelent akadályt. A bázisban lévő kevés lyuk miatti kevés számú rekombináció miatt, csak igen kis bázisáram folyik. A bázisáram igen kis változása igen nagy kollektoráram változást okoz.

Ha nincs bázisáram ($I_B = 0$), akkor természetesen nincs kollektoráram sem, mert a kollektor-bázis átmenet záróirányú előfeszítést kap.



3.2. ábra. Az npn tranzisztor feszültség és áramviszonyai

Kimondhatjuk azt, hogy a tranzisztor áramvezérelt, amelyet egy adott bázisfeszültségen kell biztosítanunk, tehát a tranzisztor vezérlőteljesítményt igényel. Az említett áramok mellett a sajátvezetés (párképződés) következtében hőmérsékletfüggő I_{CB0} visszáram is jelentkezik. Az I_{CB0} áramot csak igen precíziós számításoknál vesszük figyelembe.

Természetesen a pnp tranzisztoroknak is hasonló a működése, ahol a feszültség-polarítások fordítottak és a vezetésben elektronok helyett lyukak vesznek részt.

Jelöljük α -val a kollektor által összegyűjtött áram és az emitteráram I_E hányadosát:

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

ekkor

$$I_C = \alpha I_E + I_{CB0}$$

és

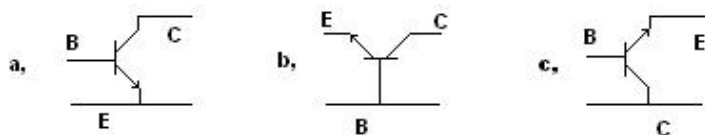
$$I_B = (1 - \alpha)I_E - I_{CB0}$$

ahol I_{CB0} a záróirányban előfeszített kollektor-bázis átmenet maradékáram. A mai tranzisztorokra jellemző, hogy $I_{CB0} \ll I_B$ és így elhanyagolható. Ekkor a kollektoráram és bázisáram hányadosa megadja a tranzisztor áramerősítési tényezőjét:

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

Az α gyakorlati értéke: 0,9...0,998, ami azt jelenti, hogy β -ra 10...500 közötti érték adódik.

A tranzisztor erősítésre alkalmas, vagyis a bemenetre kapcsolt jelet a kimenetén felerősíti. Ezért a tranzisztor aktív áramkörti elem. Attól függően, hogy a tranzisztor három kivezetése közül melyik közös a bemenettel és a kimenettel, három alapkapsolás lehetséges: közös emitterű, közös bázisú, és közös kollektorú alapkapsolás (3.3. ábra).



3.3. ábra. A tranzisztor alapkapsolásai
a) közös emitterű, b) közös bázisú, c) közös kollektorú

3.3. A tranzisztor jelleggörbéi

A jelleggörbék nagymértékben függenek a tranzisztor kapcsolási módjától.

Mivel a tranzisztorok nagyrészt közös emitterű kapcsolásban működnek és a katalógusok is rendszerint ennek a kapcsolásnak a jelleggörbéit adják meg, ezért ezeket ismertetjük a 3.4. ábrán.

A bemeneti karakterisztika (jelleggörbe) az I_B bázisáram változását adja meg a V_{BE} bázis-emitter feszültség függvényében, állandó kollektor-emitter feszültség mellett. Ez egy jellegzetes dióda karakterisztika.

A kimeneti karakterisztika az I_C kollektoráram változását mutatja a V_{CE} kollektor-emitter feszültség függvényében állandó bázisáramoknál.

3.3.1. A tranzisztor működési tartományai

1 – Telítési tartomány. Ebben az esetben a tranzisztor teljesen nyitva van (telítésbe vezéreltük), a V_{CE} kicsi (0,2...0,3 V) és a kollektoráramot a V_{CC} tápfeszültség és az R_C kollektor-ellenállás hányadosa határozza meg. Telítésbe akkor kerül egy tranzisztor, ha bázisárama valamivel meghaladja a katalógusban megadott $I_{B(sat)}$ értéket. Ha a bázisáramot túlzott mértékben megnöveljük, a tranzisztor károsodhat.

2 – Aktív tartomány. A tranzisztor erősítőként működik. A tranzisztor egy nem lineáris elem, de az aktív tartományban lévő munkapont körül (ún. kisjelű működésben) lineárisan működik. A kisjel az a jelszint, amikor egy nemlineáris elem működését lineáris egyenletekkel lehet megközelítőleg leírni. Ilyenkor a kisjel amplitúdója sokkal kisebb, mint a munkapont feszültsége. A munkapontról a későbbiekben szó lesz.

3 – Lezárt tartomány. Ilyenkor az emitteráram nulla, mert nulla a bázisáram is. Ebben az állapotban a tranzisztor egy nyitott kapcsolóhoz hasonlítható. Kapcsolóüzemben a tranzisztorra váltakozva a telítési és lezárt állapotú működés a jellemző.

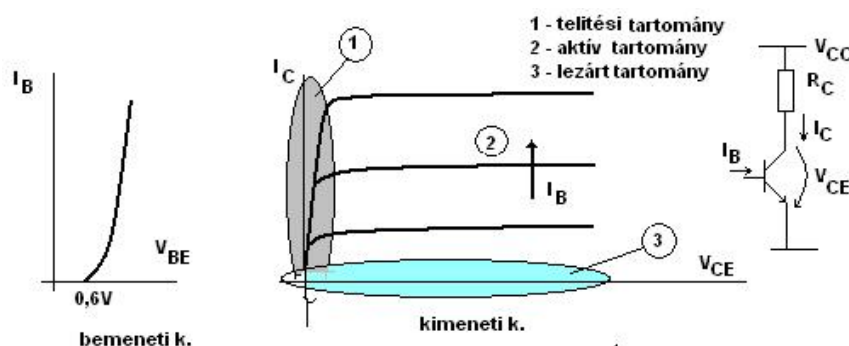
3.4. Munkapont beállítás

Ahhoz, hogy a tranzisztor betöltsé erősítési feladatát, mindig alkalmaznunk kell egy munkaellenállást, amely a 3.4. a., és 3.4. c., ábrán látható R_C (kollektor)ellenállás.

Az erősítés értékének meghatározásához, megtervezéséhez be kell, hogy vezessük a *munkaegyenes* és *munkapont* fogalmát.

Úgy a 3.4. a., mint a 3.4. c., ábrán az I_B bázisáram hatására egy I_C kollektoráram ($I_C = \beta \cdot I_B$) alakul ki, amely létrehoz egy V_{CE} feszültséget a tranzisztor kollektora és emittere között.

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



3.4. ábra. A tranzisztor be és kimeneti jelleggörbéi

Tételezzük fel a következőket:

A 3.4. a., ábra alapján, $V_{CC} = 10 \text{ V}$, $R_C = 1 \text{ k}\Omega$.

$$I_C = 1 \text{ mA}, \quad V_{CE} = V_{CC} - R_C \cdot I_C = 10 \text{ V} - 1 \text{ k}\Omega \cdot 1 \text{ mA} = 9 \text{ V}$$

$$I_C = 2 \text{ mA}, \quad V_{CE} = V_{CC} - R_C \cdot I_C = 10 \text{ V} - 1 \text{ k}\Omega \cdot 2 \text{ mA} = 8 \text{ V}$$

$$I_C = 5 \text{ mA}, \quad V_{CE} = V_{CC} - R_C \cdot I_C = 10 \text{ V} - 1 \text{ k}\Omega \cdot 5 \text{ mA} = 5 \text{ V}$$

A legnagyobb kollektoráram a kapcsolásban:

$$I_{C(sat)} \approx V_{CC}/R_C = 10 \text{ V}/1 \text{ k}\Omega = 10 \text{ mA}$$

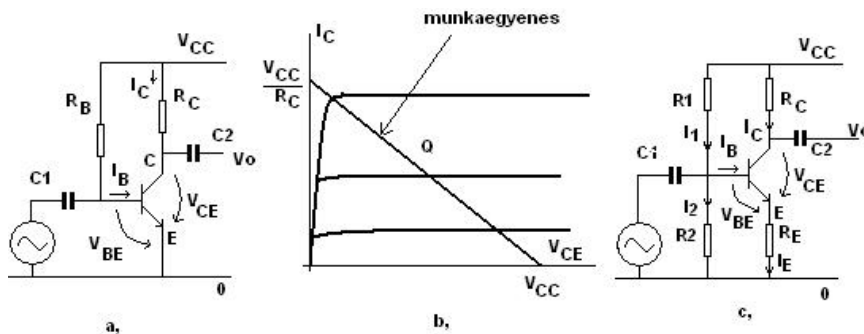
A tranzisztoron mérhető legnagyobb feszültség

$$(I_C = 0 \text{ A}), \quad V_{CEmax} = V_{CC} = 10 \text{ V}$$

Kimondhatjuk, a tranzisztor I_C árama és a tranzisztoron mérhető V_{CE} feszültség csak olyan értékeket vehet fel, amely rajta van a kimeneti karakterisztika ún. munkaegyenesén, azon az egyenesen, amely a függőleges tengelyt az V_{CC}/R_C pontban metszi (mely megfelel a teljesen nyitott tranzisztoron mérhető ideális zero értékű feszültségnek), ami az illető kapcsolás maximális kollektoráramának felel meg és a teljesen lezárt tranzisztoron mérhető V_{CC} tápfeszültség határozza meg.

Ha azt szeretnénk, hogy tranzisztorunk munkapontja, pl. a Q pontban legyen, akkor az ennek a pontnak szükséges I_B bázisáramot kell a tranzisztoroknak biztosítani. Így a megfelelő I_B bázisáramot be kell állítani. Ismerve a tranzisztor β -ját, a kollektoráram beállítására több módszer is alkalmazható.

A fenti példában megadott kollektoráramot (1, 2 vagy 5 mA), az I_B bázisárammal állíthatjuk be, ha ismerjük a tranzisztor β áramerősítési tényezőjét.



3.5. ábra. A tranzisztor munkapontjának a beállítása

Az I_B bázisáram előállítására a 3.5. ábra két megoldást is mutat. A 3.5.a., ábra kapcsolásában az R_B bázisellenállással, míg a 3.5.c., ábra kapcsolásában az R_1 , R_2 bázisosztó ellenállások segítségével állíthatjuk be az I_B -t.

3.4.1. Munkapont beállítása az R_B bázisellenállással

A 3.5.a., ábra segít az alábbi egyenletek felírásában. A V_{CC} tápfeszültség biztosítja az $I_B(Q)$ bázisáramot, ha a kimeneti karakterisztika Q pontjára szeretnénk a munkapontot beállítani.

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} \quad I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \quad R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_C / \beta}$$

Állítsunk be 5 mA-es kollektoráramot, ha 3.5.a., ábrához a következő értékek tartoznak:

$$V_{CC} = 10 \text{ V}, R_C = 1 \text{ k}\Omega, \beta = 100, I_C = 5 \text{ mA}, V_{BE} = 0,7 \text{ V}$$

$$I_B = 5 \text{ mA} / 100 = 50 \text{ }\mu\text{A}$$

$$R_B = \beta \cdot (V_{CC} - V_{BE}) / I_C = 100 \cdot (10 \text{ V} - 0,7 \text{ V}) / 5 \text{ mA} = 186 \text{ k}\Omega$$

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C \cdot I_C = 5 \text{ V}$$

Mi történik, ha a tranzisztor β -ja melegedés miatt, pl. $\beta = 150$ értékűre változik?

$$I_B = (V_{CC} - V_{BE}) / R_B = (10 \text{ V} - 0,7 \text{ V}) / 186 \text{ k}\Omega = 50 \text{ }\mu\text{A}$$

$$I_C = \beta \cdot I_B = 150 \cdot 50 \text{ }\mu\text{A} = 7,5 \text{ mA}$$

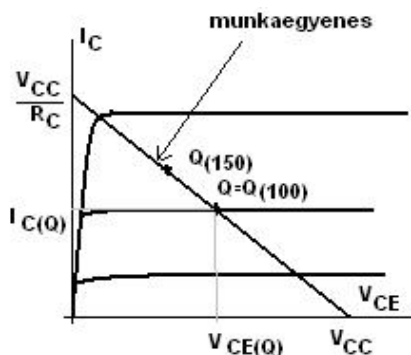
$$V_{CE} = V_{CC} - R_C \cdot I_C = 2,5 \text{ V}$$

3.4.2. Munkapont beállítása bázisosztó ellenállásokkal

A 3.5.c., ábra segít a bázisosztó ellenállások meghatározásában. A módszer a következő: ezt a megoldást akkor szoktuk alkalmazni, ha használunk emitter ellenállást (R_E). Az R_E használatának előnye egyértelműen a munkapont stabilizálása, hiszen ha valamilyen okból megnő az emitter áram, akkor az nagyobb feszültségesést okoz az R_E ellenálláson. Ha ellenben a bázis potenciálja állandó, akkor a feszültség növekedés a V_{BE} feszültség csökkenését eredményezi, azaz a tranzisztor erősítését csökkenti, s visszaállítja az eredeti emitter áramot.

Az R_E ellenállás méretezése

Gyakorlati tanács, hogy az R_E ellenállásra, a munkapontban a V_{CC} tápfeszültség kb. 10%-a jusson.



3.6. ábra. A tranzisztor munkapontjának beállítása

Az R_1 és R_2 ellenállások méretezése

A 3.5.c., ábrát tanulmányozva felírhatjuk: $I_1 = I_2 + I_B$

A következő adatokkal szokás dolgozni: $I_1 = 10 I_B$, tehát $I_2 = 9 I_B$

Ha ismerjük a kívánt bázisáramot, akkor ebből a tranzisztor ismert β -ja segítségével meghatározzuk az I_C -t ($I_C = \beta \cdot I_B$). Mivel $I_C \approx I_E$ következik, hogy $R_E = V_E / I_E$.

($V_E = 0,1 V_{CC}$) és $V_{R2} = V_{BE} + V_E = 0,7 \text{ V} + V_E$

3.5. A tranzisztor kisjelű működése

Ha a tranzisztor I_B munkaponti bázisáramához hozzáadunk (ráültetünk) egy kis értékű váltakozó áramot és ezt alkalmazzuk, mint bemenő jelet, akkor ennek az áramnak (jelnek) az erősítése a célunk. Ebben az esetben, a

kis változásokat akarjuk erősíteni. Erre mondjuk, hogy a tranzisztort *kisjelű működésbe* vezéreljük.

Túlságosan nehézkes lenne a be- és kimeneti karakterisztikán grafikusán kiszámítani, meghatározni az erősítést (bár lehetséges).

A kisjelű működéskor feltételezzük, hogy a karakterisztikák görbéi egyenesekkel helyettesíthetők és így egy egyenletrendszert alkalmazhatunk a kisjelű működés leírására. A tranzisztornál a bemeneti jelnek az i_b bázisáramot, illetve v_{be} feszültséget, míg kimeneti jelnek az i_c kollektoráramot, valamint a v_{ce} feszültséget tekintjük. Ún. h (hibrid) paramétereket alkalmazunk az egyenletrendszer felírásakor

$$v_{be} = h_{11}i_b + h_{12}v_{ce}$$

$$i_c = h_{21}i_b + h_{22}v_{ce}$$

A h paraméterek fizikai jelentése, mértékegysége és szokásos értékeik a következők:

h_{11} – bemeneti ellenállás [Ω], szokásos értéke 500...5000 Ω

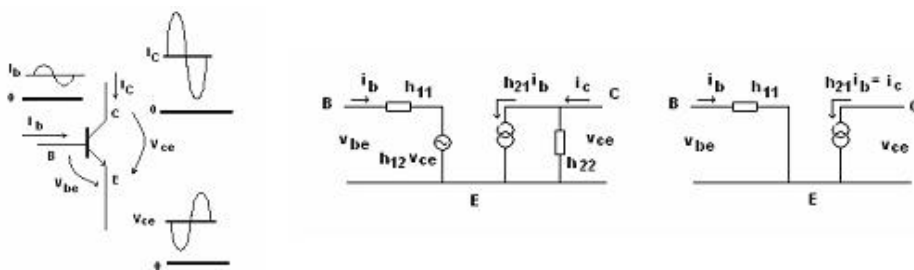
h_{12} – kimeneti visszahatás [–], szokásos értéke $n \cdot 10^{-3}$

h_{21} – áramerősítési tényező [–], szokásos értéke 50...500...5000

h_{22} – kimeneti vezetőképesség [$S = 1/\Omega$], szokásos értéke $n \cdot 10^{-4} S$

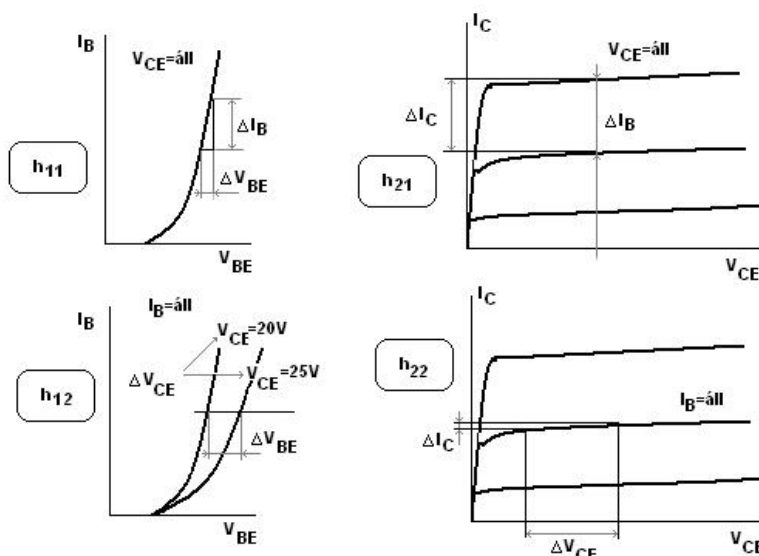
A tranzisztor „ h ” paramétereinek a meghatározási feltételeit a 3.8 ábra segítségével állapíthatjuk meg. A h_{11} és a h_{21} megállapításánál a kollektor-emitter feszültséget vettük konstansnak (állandónak), míg a h_{12} és a h_{22} paramétereknél az i_b bázisáram az állandó. Mind a négy esetben a karakterisztikák (relatív) lineáris szakaszain végeztük el a számításainkat.

E paraméterek még munkapont és mérsékletfüggők is. A katalógusok a kis feszültségű és áramú (néhány 10 V C-E feszültség és néhány 10 mA I_C áram, 25°C környezeti hőmérséklet) tranzisztoroknál általában az 5V-1mA értékpárt adják meg, mint a munkapontra jellemző h értékek.



3.7. ábra. A tranzisztor kisjelű „ h ” helyettesítő képe

Görbe és táblázatsereggel egészítik ki az adatokat, amelyekből más munkapontra és esetleg más környezeti hőmérsékletre is ki lehet olvasni megfelelő h értéket.



3.8. ábra. A „ h ” paraméterek meghatározásának feltételei

3.5.1. A tranzisztor erősítése

Ha $i_B = I_{B0} + i_{B1}$,

és $i_{B1} = 10 \cdot \sin(\omega \cdot t) [\mu A]$

akkor az előző példából: $i_B = I_{B0} + i_{B1} = 20 \mu A + /-10 \mu A$

$$V_{CE1} = V_{CC} - R_C I_{C1} = V_{CC} - R_C \beta I_{B1}$$

$$V_{CE2} = V_{CC} - R_C I_{C2} = V_{CC} - R_C \beta I_{B2}$$

$$\Delta V_{CE} = -R_C \beta \Delta I_B$$

$$i_B = \frac{V_{BE}}{h_{11}}$$

$$\Delta I_B = \frac{\Delta V_{BE}}{h_{11}}$$

$$\Delta V_{CE} = -R_C \beta \frac{\Delta v_{BE}}{h_{11}}$$

A feszültségerősítés:

$$A_V = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta v_{BE}} = -R_C \frac{\beta}{h_{11}} = -R_C \frac{h_{21}}{h_{11}}$$

Az áramerősítés:

$$A_i = \beta = h_{21}$$

A teljesítményerősítés

$$A_p = A_i A_V$$

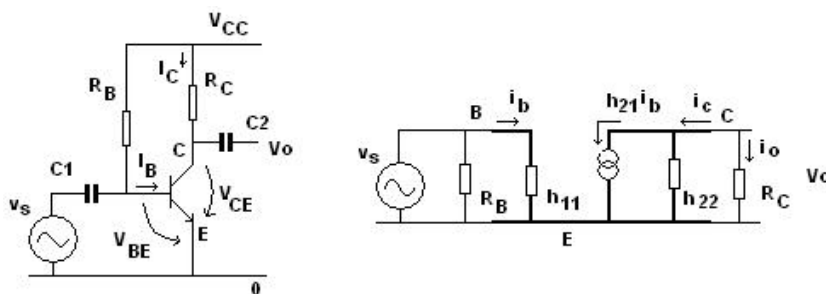
3.6. Alapkapcsolások vizsgálata az erősítés függvényében

A kisjelű működéskor (váltakozó feszültség erősítésének a vizsgálatakor) a kapcsolás tápfeszültség ellátását úgy kell tekintenünk, mint egy rövidzárat (mintha a tápfeszültség forrást sok-sok különböző értékű kondenzátor alkotná).

3.6.1. Kapcsolás az R_B bázis ellenállással

A tranzisztor adatai a következők:

$$h_{11} = 1,5 \text{ k}\Omega, h_{21} = 70, h_{22} = 25 \text{ }\mu\text{S}, h_{12} = 0$$



3.9. ábra. Erősítés számolása a „h” paraméterek segítségével I.

Felírható,

$$i_b = \frac{v_s}{h_{11}}$$

és a h_{22} és R_C eredője legyen R_{II} .

$$\frac{1}{R_{II}} = \frac{1}{R_C} + h_{22} = \frac{1 + R_C h_{22}}{R_C}$$

$$v_0 = i_C R_{II} = \frac{R_C}{1 + R_C h_{22}} h_{21} i_b = \frac{R_C}{1 + R_C h_{22}} \frac{h_{21}}{h_{11}} v_s$$

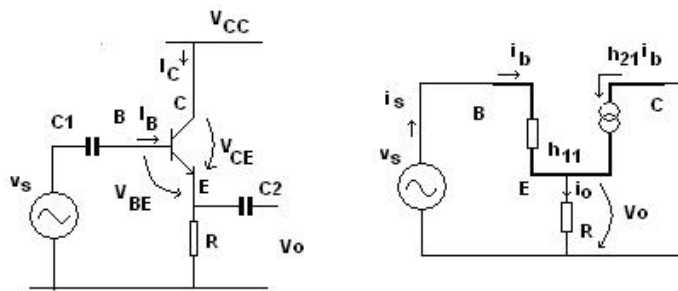
$$\frac{v_0}{v_s} = - \frac{h_{21}}{h_{11}} \frac{R_C}{1 + R_C h_{22}} = - \frac{70}{1,5k} \frac{4,7k}{1 + 4,7k \cdot 25 \mu S} = -186$$

Ha $h_{22}=0$, akkor visszkapjuk az előző fejezet A_V feszültségerősítésének képletét.

A kapcsolás R_i bemeneti ellenállása: $R_i = R_B \times h_{11}$, míg az R_o kimeneti ellenállása $R_o = R_{II}$.

3.6.2. Emitterkövető

Ha a terhelő-ellenállás az emitterre kapcsolódik, emitterkövető kapcsolásról beszélünk. Hogy egyszerűsítsük számításainkat, a kisjelű működésnél eltekintünk a h_{11} és h_{22} paraméterektől.



3.10. ábra. Erősítés számolása a „h” paraméterek segítségével II.

Az áramerősítésre felírhatjuk:

$$A_i = \frac{i_0}{i_s} = \frac{i_e}{i_b} = \frac{(1 + h_{21})i_b}{i_b} = 1 + h_{21}$$

A bemeneti ellenállás:

$$R_i = \frac{v_{bn}}{i_b} = \frac{h_{11}i_b + (1 + h_{21})i_b R}{i_b} = h_{11} + (1 + h_{21})R$$

De mivel $(h_{11} + R) \ll h_{21} R$, akkor a bemeneti ellenállás értéke közelítőleg:

$$R_i \cong h_{21} R$$

A feszültségerősítés:

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{i_o R}{i_s R_i} = A_i \frac{R}{R_i}$$

$$A_v = \frac{1 + h_{21}}{h_{11} + (1 + h_{21}) R} R \approx 1$$

A teljesítményerősítés:

$$A_p = A_i \cdot A_v = \frac{v_o i_o}{v_s i_s} \approx A_i = 1 + h_{21}$$

A kimeneti R_o ellenállás:

$$R_o = \frac{V_o}{I_o}$$

ahol $v_o \approx v_s (A_v \approx 1)$ és $i_o = -(1 + h_{21})i_b$, valamint $v_o \approx -(h_{11} + R)i_b$

$$R_o = \frac{h_{11} + R}{1 + h_{21}} \approx \frac{h_{11} + R}{h_{21}}$$

3.6.3. Erősítő negatív (áram) visszacsatolással

A bemeneti feszültségre felírható (3.11. ábra), hogy:

$$v_s = h_{11} i_b + (1 + h_{21}) R_E i_b$$

A bemeneti ellenállás:

$$R_i = v_s / i_b$$

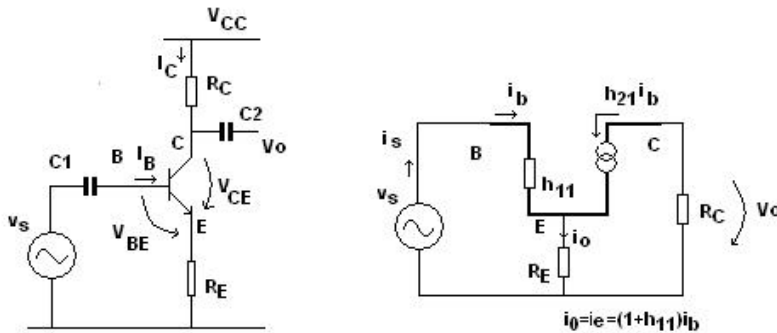
$$R_i = h_{11} + (1 + h_{21}) R_E \approx h_{21} R_E$$

Az áramerősítésre felírhatjuk:

$$A_i = \frac{i_C}{i_b} = h_{21}$$

A feszültségerősítés:

$$A_v = \frac{i_c R_C}{i_b R_i} = \frac{h_{21} i_b R_C}{[h_{11} + (1 + h_{21}) R_E] i_b}$$



3.11. ábra. Erősítés számolás a „h” paraméterek segítségével III.

De

$$h_{11} \ll (1 + h_{21}) R_E$$

és

$$\frac{h_{21}}{h_{11} + (1 + h_{21})} \approx 1$$

$$A_v \approx \frac{R_C}{R_E}$$

4. A FET – térvezérlésű tranzisztor

Bár már 1952-ben megvalósították, tömeges gyártásra csak 1962 utánra érett meg. A FET = Field Effect Transistor elve, hogy egy félvezető csatorna keresztmetszetét elektromos térrel befolyásoljuk és létrehozunk egy feszültséggel vezérelt elektronikus eszközt.

A FET előnyei:

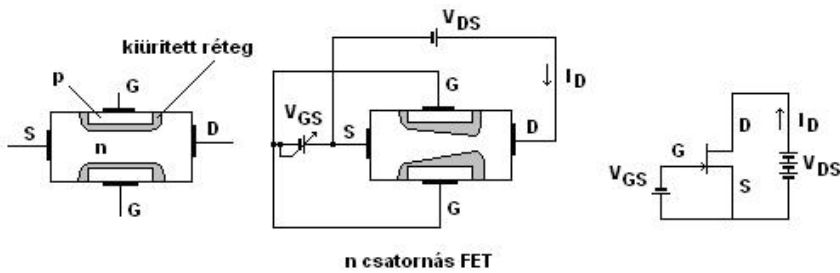
- mivel csak egy típusú (többségi) töltéshordozók vesznek részt a vezetésben, ezért unipoláris tranzisztoroknak is nevezik őket
- nagyon nagy bemeneti ellenállással (bemeneti impedancia) rendelkeznek (több MΩ) összehasonlítva a bipoláris tranzisztorok néhány kΩ-os bemeneti ellenállásával
- mivel a vezetésben nincs szerepe a pn átmenetnek a tranzisztor saját zaja sokkal kisebb, mint a bipoláris tranzisztornál
- a kialakított technológia teljesen kompatibilis az IC technológiában alkalmazott nagy sűrűségű elhelyezéssel, így ma sok IC e technológiára épül
- a FET sokkal kevésbé reagál a környezeti hőmérsékletváltozásokra

A csatorna vezérlési módjától függően a FET-ek lehetnek záróréteges FET-ek (JFET), míg a másik megvalósítás a szigetelt kapus FET (más néven MOSFET).

4.1. A záróréteges térvezérlésű tranzisztor (FET vagy JFET – Junction FET)

A záróréteges FET-nél a source (forrás) S és a drain (lefolyó, nyelő) D közötti csatorna áramát a gate (kapu) G-nél létrejött pn átmenetének záróirányú V_{GS} vezérlőfeszültsége szabályozza (4.1. ábra). A záróréteg vastagsága ellentétélesen befolyásolja a csatorna keresztmetszetét, tehát az áramát is. A gate nagy bemeneti impedanciája, a pn átmenet záróirányú előfeszítéséből származik, így azt mondhatjuk, hogy a FET feszültségvezérelt, hiszen az itt létrehozott pn átmenet inverz árama 10-12 nA (pA) nagyságrendű, tehát elhanyagolható.

A FET jelleggörbéit a 4.2. ábrán láthatjuk.



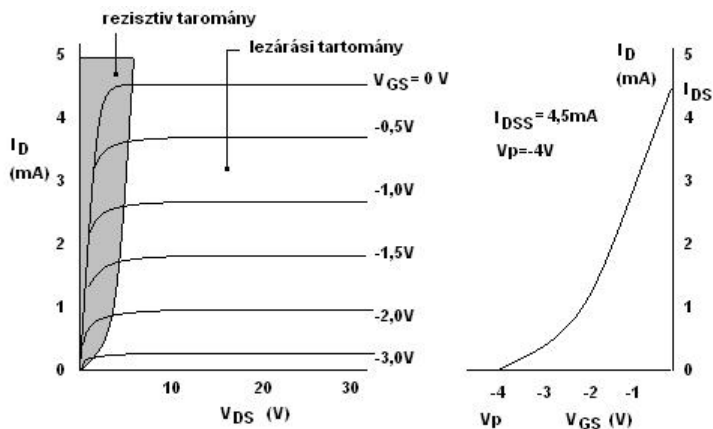
4.1. ábra. Értelmezési ábra a FET működésének magyarázatához

A FET tipikus katalógusadatai:

- I_{DSS} , a FET szaturációs drain árama ($V_{GS} = 0$)
- V_P , lezáró feszültség

A kimeneti jelleggörbén az állandó áram kezdőpontja:

$$V_{DS} = V_{GS} - V_P$$

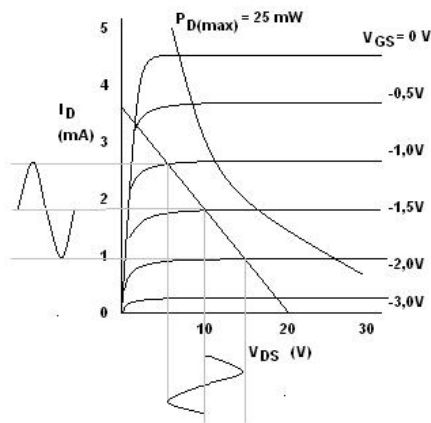


4.2. ábra. A FET jelleggörbéi

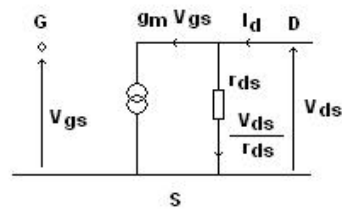
a) Kimeneti jelleggörbe, b) Transzfer jelleggörbe

A FET-en átfolyó I_D áramot a V_{GS} feszültség függvényében, azaz az átviteli (transzfer) jelleggörbét eléggé pontosan leírja az alábbi egyenlet:

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



4.3. ábra. A FET erősítése

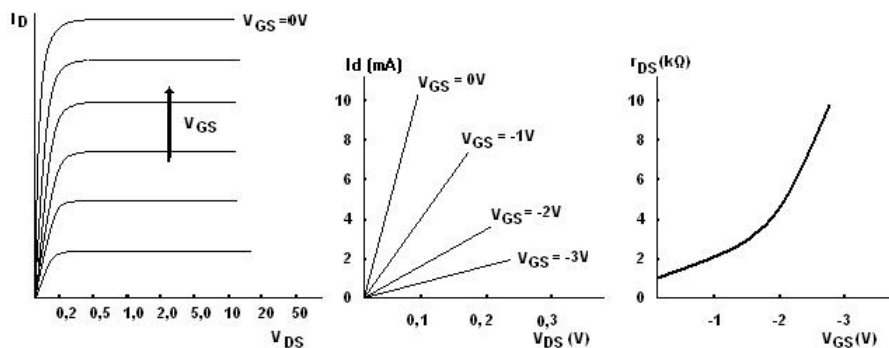


4.4. ábra. A FET kisjelű helyettesítő képe

A meredekség:

$$g_m = \frac{I_d}{V_{gs}} \big|_{V_{ds} = \text{áll.}}$$

A FET-et, mint egy vezérelt ellenállást is meghatározhatjuk a rezisztív tartományban.



4.5. ábra. A FET jellegzetes jelleggörbéi

a) a kimeneti, b) a vezérelt ellenállásos, c) az átmeneti ellenállásos

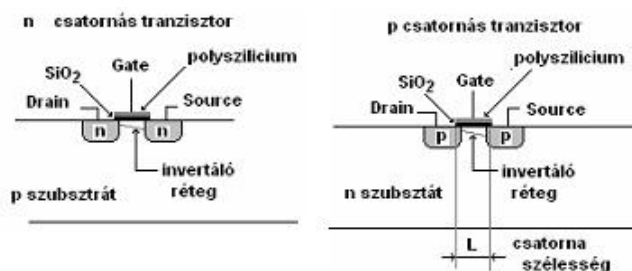
5. A MOSFET

A szigetelt kapus FET-et MOSFET (Metal Oxyde Semiconductor Field Effect Transistor) tranzisztornak nevezzük. A vezérlőelektróda a gate (kapu) egy szigetelő réteggel, rendszerint SiO_2 -al (szilícium-dioxid SiO_2 , szilícium-nitrid Si_3N_4 vagy akár alumínium-oxid Al_2O_3 vagy egyéb) el van szigetelve a félvezető csatornától. A gate elektróda és a félvezető réteg egy lemezkondenzátorként fogható fel, amelyben a dielektrikum a szigetelő.

Nézzük meg, hogyan működik egy n csatornás ún. növekményes MOSFET: ha a drain (nyelő)-re és source (forrás)-ra feszültséget kapcsolunk és a gate (kapu) elektródára nincs semmilyen feszültség kapcsolva, akkor nem indul meg az áram a két elektróda között, mert a két n zsebet elválasztó p réteg záróréteggént hat.

Ha az említett gate elektródára pozitív feszültséget kapcsolunk, akkor a lemezkondenzátor oda vonzza a p szubsztrátban még meglévő elektronokat és így kialakul egy ún. invertáló (inverziós) réteg, azaz egy vezetési csatorna a drain és source kivezetések között. Ez az invertáló (inverziós) réteg egy bizonyos V_0 feszültségnél alakul ki, ez a növekményes MOSFET küszöbfeszültsége.

Ha már a gyártási folyamatban előállítottuk az említett invertáló réteget és e réteget egy a gate-re kapcsolt feszültséggel lebontjuk, akkor kiürítéses MOSFET tranzisztorról beszélhetünk. Ekkor a V_0 feszültséget, amelynél a vezetés megszűnik, lezáró feszültségnek nevezzük.



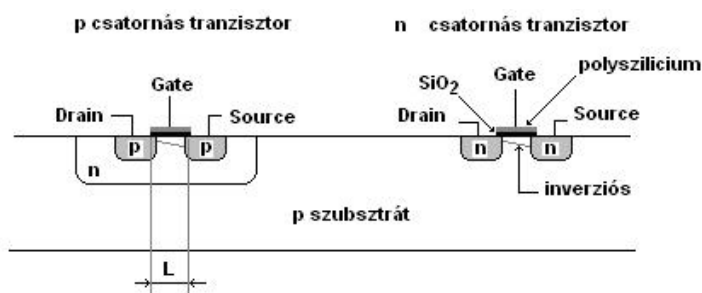
5.1. ábra. Az n csatornás MOS és a p csatornás MOS tranzisztor cellák

Természetesen gyártanak p csatornás MOSFET-et is, ez is lehet növekményes vagy kiürítéses, csak ebben az esetben a vezetés a tranzisztoron belül a lyukakra hárul.

Az ilyen integrált áramkörökre kifejlesztett MOS tranzisztor felületigénye kb. $0,006 \text{ mm}^2$ volt. Természetesen ez az igen kicsi méretű tranzisztor csak igen kis áramok kapcsolására képes. Egy-egy MOSFET tranzisztort az elemei tranzisztor cellák ezrei alkotják.

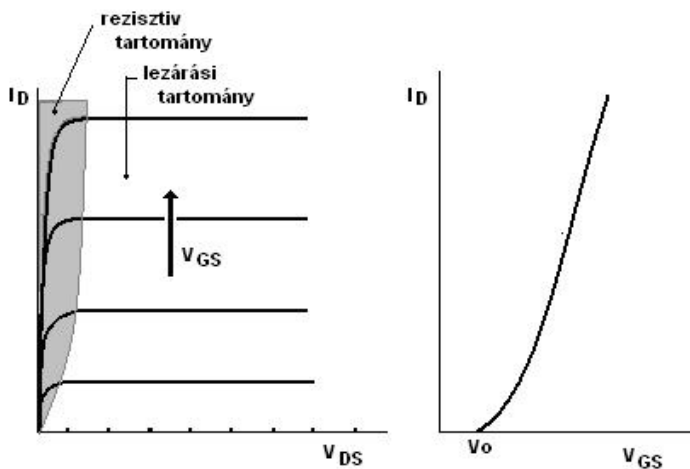
Az integrált áramkörökre, processzorokra kifejlesztett CMOS tranzisztor felületigénye az 1990-es évek kb. $6000 \mu\text{m}^2$ -ről 2005-re $1-1,5 \mu\text{m}^2$ -re csökkent. Természetesen ez az igen kicsi méretű tranzisztor csak igen kis áramok kapcsolására képes. Ezt ezért tranzisztor cellának nevezhetnénk és ilyen cellaszintű felhasználása e technológiának a modern integrált áramkörök, a mikroprocesszoros rendszerek, a számítógépek processzorai. Ma egy processzorban 10^6 – 10^8 CMOS elem is található. CMOS (Complementary MOS). Egy cella 3 V drain-source feszültségre méretezett, amely úgy $100 \mu\text{A}$ áram kapcsolására szolgálhat. A cellák kapcsolásai olyan jellel történhet, amelynek le- és felfutási élei 1 ns–100 ps időtartamúak. Egy-egy p vagy n zseb mérete (mélysége) μm nagyságrendű. Ezen parányi tranzisztorokból épülnek fel a mai processzorok.

Az 5.2. ábra a komplementer MOS tranzisztorok – CMOS tranzisztorok – kialakítását mutatja be.



5.2. ábra. CMOS tranzisztor néhány megvalósításának a sematikus ábrázolása

A MOSFET tranzisztorok jelleggörbéit mutatjuk be az 5.3. ábrán.



5.3. ábra. A MOSFET jelleggörbéi

A MOSFET jelleggörbéit a következő egyenletekkel írhatjuk le:

- a rezisztív tartományban, ha

$$V_{DS} < V_{GS} - V_0$$

$$I_D = \beta \cdot V_{DS} \cdot (V_{GS} - V_0 - V_{DS}/2)$$

- a lezárási tartományban, ha

$$V_{DS} > V_{GS} - V_0$$

$$I_D = \beta \cdot (V_{GS} - V_0)^2 / 2,$$

ahol β anyagjellemző és V_0 a küszöbfeszültség.

Az n csatornás MOSFET-ek nagyfrekvenciás tulajdonságai jobbak, mint a p csatornásoké, ami azzal magyarázható, hogy az elektronokból álló invertált réteget, a szabad elektronok nagyobb mozgékonyasága miatt kevesebb idő alatt lehet létrehozni, mint lyukakból.

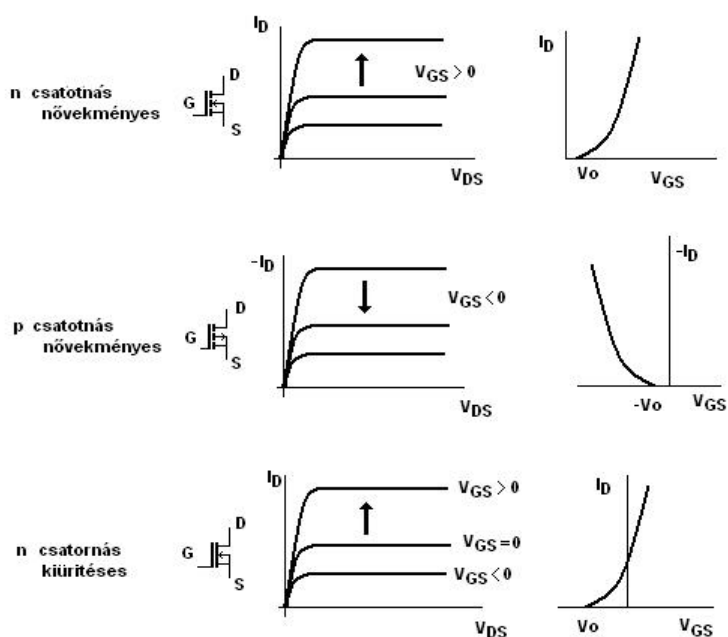
Az 5.4. ábrában összefoglaltuk a MOSFET tranzisztorok áramköri jelöléseit és jelleggörbéit.

A SiO_2 szigetelő réteg rendkívül vékony és ezért még a statikus elektromosság is tönkretelheti a félvezetőt.

A teljesítmény MOSFET

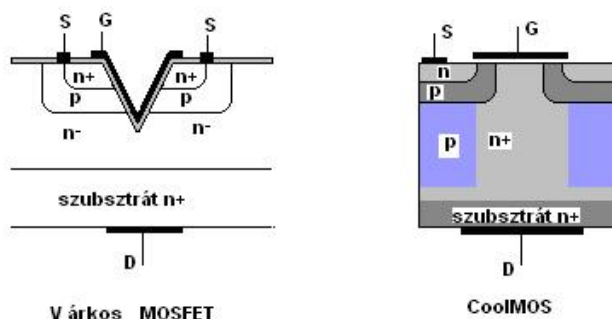
A fentebb bemutatott tranzisztorcsalád laterális kialakítású, amely alatt azt értjük, hogy az áramvezetés a tranzisztor felületén megy végbe. Teljesít-

ményelektronikai alkalmazásokban ez egyáltalán nem előnyös, mert a nagyobb áramok, nagyobb hűtési lehetőséget igényelnek. A hűtőborda csak a szubsztrátra kerülhet, amely szubsztrát egy hőszigetelő réteggént fogható fel. A teljesítményelektronikában nagy áramokat kell kapcsolnia a tranzisztornak. A teljesítményelektronikai MOSFET-ek, több ezer egyedi tranzisztorból (cellából) épülnek fel, amelyeket már a kialakításkor párhuzamosan építenek fel. Kialakult a vertikális kialakítás, amelynél az áram útja függőleges, illetve átmegy a tranzisztoron. Így lehetőség adódik arra, hogy a drainre szerelhető legyen a hűtőborda és ez teljes mértékben megfelelő a hűtési feladatra.



5.4. ábra. Különböző MOSFET tranzisztor típusok

Az 5.5. ábrán az árok V alakú, az ún. *V árkos MOSFET* kialakítást mutatjuk be.



5.5. ábra. Teljesítményelektronikai MOSFET tranzisztor cellák

A jobb oldali ábra az utóbbi időben kifejlesztett, „növesztett szubsztrátot” alkalmazó ún. CoolMOS tranzisztorok felépítését szemlélteti. E CoolMOS típusú tranzisztor, az igen kicsi átmeneti ellenállásával tűnik ki. A CoolMOS rövidítés az Infineon Technology cég kerskedelmi márkanéve.

E teljesítményelektronikai MOSFET tranzisztoroknál az n és p zsebek igen kicsi méretei miatt a source elektródát csak úgy tudják kialakítani, hogy az elektróda úgy a p, mint az n zsebet is érinti. Ez azt jelenti, hogy a source és drain elektróda között kialakul egy aktív pn átmenet, a teljesítmény MOSFET tranzisztorokra jellemző inverz dióda. Ezt a diódát nem szoktuk a tranzisztorral együtt ábrázolni, de jelenlétét mindig figyelembe vesszük.

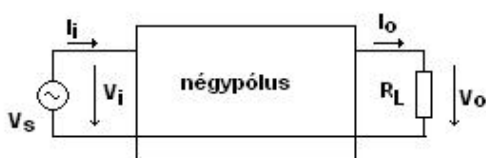
A teljesítmény MOSFET-eket általában kapcsolóüzemű működésben alkalmazzuk.

6. Erősítők (Általánosságok)

6.1. Általános fogalmak és meghatározások

6.1.1. A feszültség-, áram- és teljesítményerősítés

Egy erősítőt úgy is tárgyalhatunk, mint egy négyfázist. E négyfázis bemenetét jellemzi a bemeneti V_i feszültség és a bemeneti I_i áram, míg a kimenetet a V_o kimeneti feszültség és I_o kimeneti áram, amely az R_L terhelésen mérhető. Az esetek döntő többségében a négyfázis elnevezés csak három kivezetést jelent, általában van egy közös pontja a bemenetnek és a kimenetnek (6.1. ábra).



6.1. ábra. A négyfázis

Így egy erősítőnek meghatározhatjuk

- a feszültségerősítést:

$$A_v = \frac{V_o}{V_i}$$

- az áramerősítést:

$$A_i = \frac{I_o}{I_i}$$

- és a teljesítményerősítést:

$$A_p = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o I_o}{V_i I_i} = A_v A_i$$

6.1.2. Bemeneti és kimeneti ellenállás

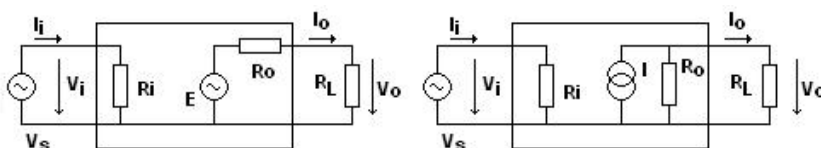
A bemeneti kivezetések egy impedanciát képviselnek a jelforrás felé. Ezt az impedanciát, az esetek döntő többségében általában ellenállásként határozzuk meg, és bemeneti ellenállásnak hívjuk (R_i). Azt mondhatjuk, hogy a

bemeneti R_i ellenállás és a bemeneti V_i feszültség határozza meg a bemeneti áramot.

$$I_i = \frac{V_i}{R_i}$$

Nehezebb feladat a kimeneti R_o ellenállás meghatározása.

Ha lineáris működést feltételezünk, akkor a kimenetet egy E feszültségforrás és egy belső R_o ellenállás alkothatja (Thevenin helyettesítő kép), de megadható Norton helyettesítő képpel is (6.2. ábra).



6.2. ábra. A bemeneti ellenállás és a kimeneti ellenállás Thevenin, illetve Norton helyettesítésben

Az R_o behatárolja a maximális kimenő áramot (ha $R_L = 0$):

$$I_{0(max)} = \frac{E}{R_o}$$

Ha a Norton helyettesítő képet alkalmazzuk, akkor egy I belső áramforrással kell számolnunk, amellyel párhuzamosan kapcsoljuk az R_o kimenő ellenállást.

A V_o kimeneti feszültség akkor lesz maximális, ha a $R_L = \infty$.

Ekkor:

$$V_{0(max)} = I \cdot R_o$$

Az erősítő akkor adja le a maximális teljesítményt az R_L terhelésen, ha $R_L = R_o$. Felírhatjuk, hogy $P_o = I_o^2 \cdot R_L$ és akkor

$$P_{0(max)} = \left(\frac{E}{2R_o} \right)^2 R_o = \frac{E^2}{4R_o}$$

Ha tehát az erősítő-áramkör tervezése során csökkenteni tudjuk az R_o kimeneti ellenállást, akkor ezzel az erősítő által szolgáltatott kimeneti teljesítmény – $P_{0(max)}$ – növelhető.

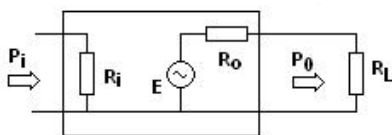
A tranzisztoros erősítők fejezetben példák találhatók a be és kimeneti ellenállások számítására.

6.1.3. A decibel

Egy erősítő jellemzője az erősítési tényező, amely számszerűen egyenlő a kimenő és bemenő jel feszültségének, áramának vagy teljesítményének az arányával, illetve annak logaritmusával.

Mivel a hallásérzékenységet egy logaritmikus egyenlet írja le, ezért bevezették az erősítés számításánál a decibel fogalmát. Az alap mértékegység – a bel – kényelmetlenül nagy volt és helyette a decibelt (bel/10) – dB-t – használjuk.

A meghatározás szerint az erősítés dB-ben $= 10 \cdot \log_{10}(P_o/P_i)$



6.3. ábra. Az erősítés dB-ben $= 10 \cdot \log_{10}(P_o/P_i)$

Ha teljesítménycsökkentést, csillapítást, akarunk jellemezni ($P_o < P_i$) akkor az eredmény negatív.

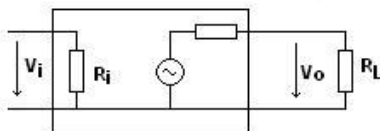
Sokszor sokkal egyszerűbb, ha a teljesítmény mérésénél feszültséget mérünk.

Az erősítés dB-ben $= 10 \cdot \log_{10}(P_o/P_i)$

$$(dB) = 10 \log_{10} \frac{P_o}{P_i}$$

$$(dB) = 10 \log_{10} \frac{V_o^2/R_L}{V_i^2/R_i}$$

$$(dB) = 20 \log_{10} \frac{V_o}{V_i} - 10 \log_{10} \frac{R_L}{R_i}$$



6.4. ábra. Erősítés dB-ben $= 20 \cdot \log_{10}(V_o/V_i) - 10 \cdot \log_{10}(R_L/R_i)$

Az esetek nagy többségében a rezisztív összetevő elhanyagolható és így

$$(dB) = 10 \log_{10} \frac{P_0}{P_i}$$

$$(dB) = 10 \log_{10} \frac{V_0^2 / R_L}{V_i^2 / R_i}$$

$$(dB) = 20 \log_{10} \frac{V_0}{V_i} - 10 \log_{10} \frac{R_L}{R_i}$$

$$A_V = 20 \log_{10} \frac{V_0}{V_i} \quad [dB]$$

és

$$A_i = 20 \log_{10} \frac{I_0}{I_i} \quad [dB]$$

Megjegyzések:

I. Ha több erősítő (csillapító) fokozatból áll egy összetett erősítő, akkor a teljes erősítés értékét az egyes fokozatok erősítésének dB-ben mért összege adja.

II. A telekommunikációs technikában ma is használatos a teljesítmény, illetve a feszültség mérése (arányba állítása) dB-ben, ekkor dB(m), illetve dB(V) mértékegységben mérünk.

a) Ha az 1 mW teljesítményt standard (viszonyítási) teljesítménynek vesszük, akkor

$$1 \text{ mW} = 0 \text{ dB(m)}$$

és pl. $200 \text{ mW} = 10 \cdot \log_{10}(200/1) \approx +26 \text{ dB(m)}$

$$0,2 \text{ mW} = 10 \cdot \log_{10}(0,2/1) = -10 \cdot \log_{10}5 = -7 \text{ dB(m)}$$

b) A 600 Ω-os standard lezárási ellenálláson akkor disszipálódik 1 mW teljesítmény, ha azon 0,775 V feszültséget mérünk és ezt a feszültség szintet úgy határozzuk meg, mint 0 dB(V).

Ekkor, pl.

$$5 \text{ V} = 20 \cdot \log_{10}(5/0,775) = +16,2 \text{ dB(V)}$$

7. A negatív visszacsatolás

A visszacsatolás valamely rendszer kimenő teljesítményének vagy a teljesítmény egy részének visszavezetése a bemenetre.

A bemenő és a visszacsatolt jel fázisviszonyától függően létezik pozitív visszacsatolás – ahol a két jel azonos fázisú – és negatív visszacsatolás – ahol a két jel ellentétes fázisú.

Pozitív visszacsatolással az erősítőkből rezgőköröket vagy billenőköröket hozhatunk létre. Ha az erősítőnél negatív visszacsatolást alkalmazunk, akkor az erősítő jellemzőit megváltoztathatjuk.

7.1. A negatív visszacsatolás előnyei és hátrányai

A negatív visszacsatolás előnyei:

- az áramkörök jellemzői bizonyos mértékű függetlenséget élveznek az öt alkotó félvezetők tulajdonságaitól,
- az áramkörök jellemzői bizonyos mértékű függetlenséget élveznek a tápfeszültség- a hőmérsékletváltozásoktól,
- az áramkörök bemeneti és kimeneti ellenállását bizonyos fókig befolyásolhatjuk a negatív visszacsatolás alkalmazásával,
- az erősítés szélesebb frekvenciatartományt fog át,

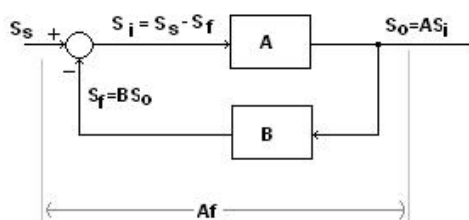
A negatív visszacsatolás hátrányai:

- negatív visszacsatolást csak az erősítés mértékének a csökkentésével lehet létrehozni,
- bizonyos nem jól megtervezett NV önrezgési tulajdonságot is mutathat.

7.2. Alapösszefüggések a NV számításakor

Adott egy A erősítési tényezőjű nyílthurkú erősítő. A kimeneti jel S_o , tehát A-szor nagyobb, mint az S_i bemeneti jel, azaz $S_o = A \cdot S_i$.

A kimeneti S_o jel B részét (S_f) visszavezetjük a bemenetre úgy, hogy azt kivonjuk az eredeti S_i erősítendő jelből $S_i = S_s - S_f$. Milyen tulajdonságai lesznek egy ilyen negatív (kivonás volt!) visszacsatolásnak az erősítés egészére vonatkoztatva?



7.1. ábra. A negatív visszacsatolás

Felírhatjuk, hogy

$$S_o = A S_i = A(S_s - B S_o)$$

ahonnan

$$A_f = \frac{S_o}{S_s} = \frac{A}{1 + BA}$$

Mivel $B \cdot A > 1$, NV alkalmazásával az erősítés romlik!

Végezzük el A_f differenciálását A függvényében:

$$\frac{dA_f}{dA} = \frac{(1 + BA) - BA}{(1 + AB)^2} = \frac{1}{(1 + AB)^2}$$

De

$$\frac{1}{1 + AB} = \frac{A_f}{A}$$

Ahonnan

$$\frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{1 + BA} \frac{dA}{A}$$

A fenti képlet megmutatja, hogy mennyire változik meg a visszacsatolt erősítő erősítési tényezője, ha az alaperősítő erősítési tényezője megváltozik.

Legyen $A = 10$ és $B = 0,1$

$$A_f = \frac{A}{1 + BA} = \frac{10}{1 + 0,1 \cdot 10} = 5$$

tehát az erősítés 10-ről 5-re csökkent.

Van egy erősítőnk, amelynél $A = 1000 \pm 200$ (tehát az erősítése $\pm 20\%$ -al változhat). Milyen visszacsatolást kell alkalmazni, hogy a 40% -os változás kb. 4% -ra mérséklődjön?

Felírhatjuk a 20% -os változásra, hogy

$$\frac{dA}{A} = 0,2$$

míg a 2% -osra

$$\frac{dA_f}{A_f} = 0,02$$

Tudjuk, hogy

$$\frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{1 + BA} \frac{dA}{A}$$

Behelyettesítve

$$0,02 = \frac{1}{1 + B \cdot 1000} 0,2$$

ahonnan $B = 0,009$.

Végezzük el a próbát,

$$A_{f(1000)} = \frac{A}{1 + BA} = \frac{1000}{1 + 0,009 \cdot 1000} = 100$$

Ha az $A = 1000$ -ról $A = 1200$ -ra változik, akkor

$$A_{f(1200)} = \frac{A}{1 + BA} = \frac{1200}{1 + 0,009 \cdot 1200} = 101,7 \quad (+1,7\%),$$

ill., ha az $A = 1000$ -ról $A = 800$ -ra változik, akkor

$$A_{f(800)} = \frac{A}{1 + BA} = \frac{800}{1 + 0,009 \cdot 800} = 97,6 \quad (-2,4\%)$$

Ami azt mutatja, hogy a 40% változás, $4,1\%$ -ra mérséklődött.

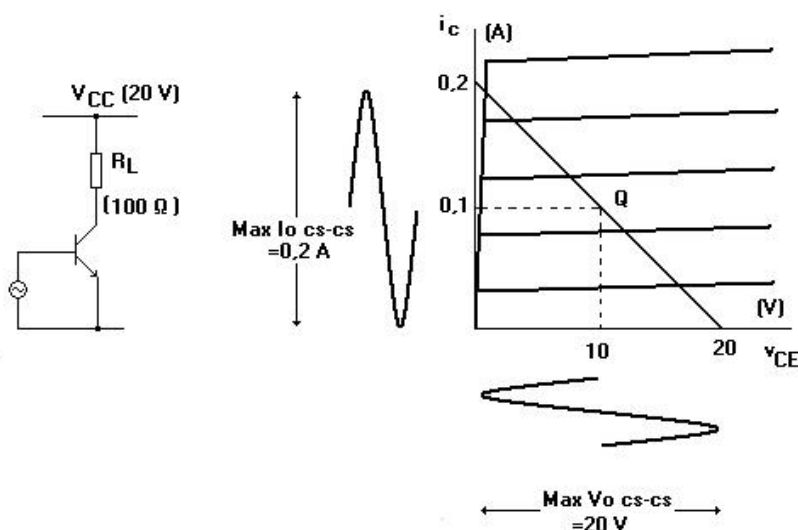
A képletből arra következtethetnénk, hogy a változott 102 (vagy 98) legyen. A különbség onnan ered, hogy míg a differenciálás definíció szerint csak igen kis értékű változásokra érvényes, mi egy viszonylag nagy (20% -os) változással számoltunk.

8. A teljesítmény végfokozat

Az erősítők egyik részének feladata a hangerősítés. Ilyen esetben a kimeneti terhelést egy hangszóró szolgáltatja. E fejezet célja megvizsgálni ezeket a kapcsolásokat.

8.1. Az A osztályú erősítő

A 8.1. ábrán egy A osztályú erősítőt és a tranzistor kimeneti karakterisztikáját mutatjuk be, ahová a munkaegyenest is berajzoltuk.



8.1. ábra. Az A osztályú erősítő

Az erősítőfokozat nullponti kimeneti feszültsége ebben az esetben $V_Q = V_{CC}/2$. A váltakozó áramú kimeneti teljesítmény a P_o , az R_L terhelő-ellenálláson mérhető. A továbbiakban a teljesen nyitott tranzisztoron mérhető szaturációs feszültséget ($V_{CE(sat)}$), elhanyagolhatóan kicsinek, azaz nullának tekintjük. Ha teljes kivezérlésben gondolkodunk, akkor ebben az esetben a tranzisztoron a V_{CE} feszültség 0 és 20 V között fog változni. Ugyanígy változik a kimeneti feszültség is:

$$V_{o\text{ cs-cs}} = V_{CC} = 20\text{ V}$$

A terhelésen mérhető áram (csúcstól csúcsig):

$$I_{0cs-cs} = \frac{V_{CC}}{R_L} = 0,2A$$

Az R_L terhelésen mérhető $P_{0(max)}$ kimeneti maximális teljesítmény számításánál az effektív kimeneti feszültséget és effektív kimeneti áram értékét kell figyelembe vennünk:

$$P_{0(max)} = \frac{V_{CC}}{2\sqrt{2}} \frac{V_{CC}}{R_L} \frac{1}{2\sqrt{2}} = \frac{V_{CC}^2}{8R_L}$$

A V_{CC} feszültségű tápfeszültség forrás P_s teljesítményt szolgáltat a kapcsolásnak:

$$P_s = V_{CC} \cdot I_{i(köz)} = V_{CC} \cdot I_{i(Q)}$$

$$P_s = V_{CC} \frac{1}{2} \frac{V_{CC}}{R_L} = \frac{V_{CC}^2}{2R_L}$$

Megjegyezzük, hogy a kapcsolat ezt a P_s teljesítményt akkor is igényli a tápforrásból, ha a kimeneti teljesítmény a $P_0 = 0$.

Az erősítő hatásfokát az η -t kiszámíthatjuk a következőképpen:

$$\eta = \frac{P_{0(max)}}{P_s} \cdot 100\%$$

Akkor lesz maximális a hatásfok, ha az erősítő teljesen ki van vezérelve, tehát a fentebb számolt $P_{0(max)}$ -ot vesszük figyelembe:

$$\eta_{(max)} = \frac{P_{0(max)}}{P_s} \cdot 100\% = \frac{V_{CC}^2/8R_L}{V_{CC}^2/2R_L} \cdot 100\% = 25\%$$

Erősítőnkénél $P_{0(max)} = 0,5 \text{ W}$ és $P_s = 2 \text{ W}$.

Hátránya az A osztályú erősítőnek, hogy az R_L terhelésen akkor is disszipálódik (egyenáramú) teljesítmény, amikor a kimenő váltakozó áramú teljesítmény nulla értékű.

Keressük meg, hogy mekkora teljesítmény disszipálódik a tranzisztoron!

$$P_D = P_s - P_0 - P_{dc}$$

ahol P_{dc} az R_L terhelésen disszipálódó egyenáramú teljesítmény. Ez állandó, és értéke

$$I_{C(Q)}^2 R_L = \left(\frac{V_{CC}}{2R_L} \right)^2 R_L = \frac{V_{CC}^2}{4R_L}$$

Akkor lesz maximális a tranzisztor igénybevétele $P_{D(max)}$, ha $P_0 = 0$.

$$P_{D(max)} = P_s - P_{dc} = \frac{V_{CC}^2}{2R_L} - \frac{V_{CC}^2}{4R_L} = \frac{V_{CC}^2}{4R_L}$$

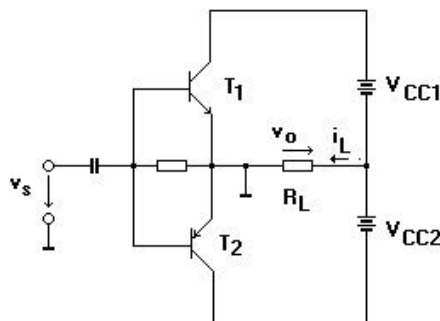
A kapcsolás hatásfokát a kétszeresére lehet emelni, ha a terhelést egy transzformátoron szekunder tekercsére kötjük, amelynek a primer tekercse a tranzisztor kollektorához kapcsolódik.

8.2. A B osztályú erősítő

A 8.2. ábrán megrajzolt kapcsolásban a bemeneti v_s jel pozitív félperiódusában a T_1 tranzisztor, míg a negatív félperiódusban a T_2 tranzisztor vezet. Ezt az erősítőt B osztályú erősítőnek nevezik. A T_1 és T_2 tranzisztorok komplementer tranzisztorok az egyik npn, míg a másik pnp típusú.

Ha v_s pozitív, a T_1 vezet, míg a T_2 zárt állapotba kerül. A kialakuló i_{C1} áram útja $V_{CC1} \rightarrow T_1 \rightarrow R_L \rightarrow V_{CC2}$, tehát v_o negatív lesz.

Ha v_s negatív, akkor csak a T_2 vezet (i_{C2}) a következő útvonalon $V_{CC2} \rightarrow R_L \rightarrow T_2 \rightarrow V_{CC1}$ és v_o pozitív lesz.



8.2. ábra. A B osztályú erősítő

A 8.2. ábrán követhető, hogy mindegyik tranzisztor B osztályban üzemel, csak az erősítendő jel más-más félperiódusában. Ezt a kapcsolást push-pull kapcsolásnak is nevezik.

A P_0 kimeneti teljesítmény

A T_1 munkaegyesén a P működési pont a v_s nulla értékénél kezdődik, és ahogy a jelfeszültség értéke nő, úgy fog növekedni a T_1 tranzisztor kollektor árama is (i_{C1}). Ha v_{CE1} AC komponensének maximuma V_p , akkor az i_{C1} maximális értéke:

$$I_p = \frac{V_p}{R_L}$$

A T_2 a szinuszosan változó bemeneti jelre ugyanolyan módon reagál. Tehát ha szinuszosan változó jelet erősítünk, akkor felírhatjuk:

$$P_0 = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \frac{I_p}{\sqrt{2}} = \frac{V_p^2}{2R_L}$$

Ha a tápfeszültségek értékei V_{CC} és ideális tranzisztorokkal dolgoznánk, akkor a kivezérlés maximális értéke $V_p = V_{CC}$ és ekkor felírhatjuk, hogy

$$P_{0(\max)} = \frac{V_{CC}^2}{2R_L}$$

A push-pull kapcsolás hatásfoka

Látszik, hogy a B osztályú erősítő hatásfoka nagyobb, mint az A osztályúé, hiszen, ha nincs bemenő jel, akkor nincs áram.

Ha szinuszos jelekben gondolkodunk, akkor a tranzisztorokon átmenő áram átlagértéke:

$$I_{av} = \frac{2}{\pi} \frac{V_p}{R_L}$$

Az összteljesítmény, amelyet a DC áramforrás kell, hogy biztosítson:

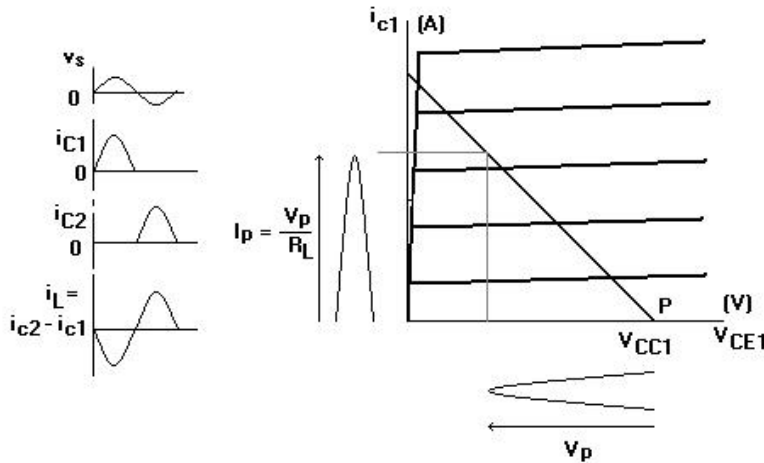
$$P_s = V_{CC} I_{av} = V_{CC} \frac{2}{\pi} \frac{V_p}{R_L}$$

Ez a teljesítmény akkor maximális, ha $V_p = V_{CC}$.
A hatásfok:

$$\eta = \frac{P_0}{P_s} = \frac{(V_p^2 / 2R_L)}{V_{CC} (2/\pi)(V_p / R_L)} \cdot 100\% = \frac{\pi}{4} \frac{V_p}{V_{CC}} \cdot 100\%$$

Ennek a hatásfoknak akkor van maximuma, ha $V_p = V_{CC}$.

$$\eta_{(\max)} = \frac{4}{\pi} \cdot 100\% = 78\%$$



8.3. ábra. A B osztályú erősítő

A tranzisztoron disszipált teljesítmény

Az A osztályú erősítőnél akkor volt maximális a tranzisztor terhelése, amikor a kimeneti P_o teljesítmény nulla értékű volt. A B osztályban nem folyik áram a tranzisztorokon, amikor $P_o = 0$, tehát a P_D sem akkor maximális, amikor P_o minimális.

De felírható, hogy

$$P_D = P_s - P_o$$

Azaz

$$P_D = P_s - P_o = V_{CC} \frac{2}{\pi} \frac{V_p}{R_L} - \frac{V_p^2}{2R_L}$$

Ennek az értéknek V_p függvényében megkeressük a maximumát (deriváljuk és megadjuk a deriválás után kapható egyenletet)!

$$\frac{dP_D}{dV_p} = \frac{2}{\pi} \frac{V_{CC}}{R_L} - \frac{V_p}{R_L} = 0$$

Ahonnán,

$$V_p = \frac{2}{\pi} V_{CC}$$

$$P_{D(max)} = \frac{2}{\pi} \frac{2}{\pi} \frac{V_{CC}^2}{R_L} - \frac{4}{\pi^2} \frac{V_{CC}^2}{2R_L}$$

$$P_{D(max)} = \frac{2}{\pi^2} \frac{V_{CC}^2}{R_L} \approx 0.2 \frac{V_{CC}^2}{R_L}$$

Így mindkét tranzisztorra összesen megadható $P_{D(max)} = 0,4 \cdot P_{0(max)}$, azaz egy tranzisztoron disszipált teljesítmény:

$$P_{D(max)} = 0,2 \cdot P_{0(max)}$$

8.3. Az AB osztályú erősítő

A fentebb tárgyalt erősítő jelformáit erősen idealizált formában vettük figyelembe. A B osztályú erősítő bemenetét alkotó két tranzisztornál, a tranzisztorok nyitóirányú feszültségküszöbe miatt egy ún. átváltási torzítást szenved a bázisáram jelalakja.

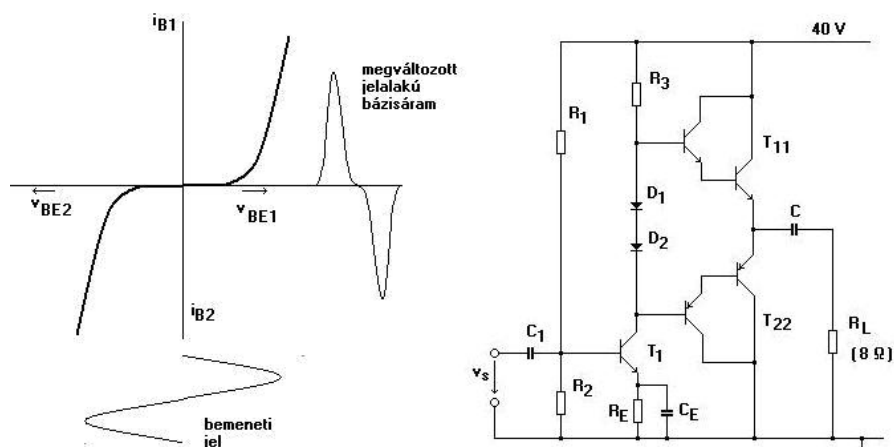
E nemkívánatos jelenséget megszüntethetjük, ha mindkét tranzisztor munkaponti beállítását korrigáljuk egy-egy diódával, esetleg tranzisztorral. Ha ezt a korrekciót végrehajtjuk, akkor az erősítőnk AB osztályú lesz.

A fentebb vázolt erősítőről elmondhatjuk, hogy nem előnyös kialakítású, hiszen kettős tápfeszültséget igényel (8.4. ábra).

Az 8.4. ábrán bemutatjuk a modern teljesítményerősítőt, ahol a fentebb vázolt negatívumokat korrigáljuk.

Vizsgáljuk meg nagyvonalakban a kapcsolást! A bemenetet az ismert bázisosztós ellenállásokkal (R_1 , R_2) beállított munkapontú T_1 erősítő fokozat alkotja. Ez természetesen még munkapont stabilizálással is el van látva (R_E , C_E). A két végerősítő tranzisztor párt (T_{11} , T_{22}) nagy áramerősítésű Darlington-tranzisztorok alkotják. A fentebb említett átváltási torzítás kiküszöbölését, ill. erős csökkentését a T_1 tranzisztor kollektorkörében lévő D_1 és D_2 diódák hajtják végre a rajtuk érhető 0,7 V-os feszültségeséssel. Az R_L terhelő-ellenállás (ami lehet, pl. egy 8 Ω -os hangszóró), egyenáramú leválasztását a két kimeneti tranzisztoron a C kondenzátor biztosítja. A jó működés feltétele, hogy $X_C \ll R_L$, a legkisebb működési frekven-

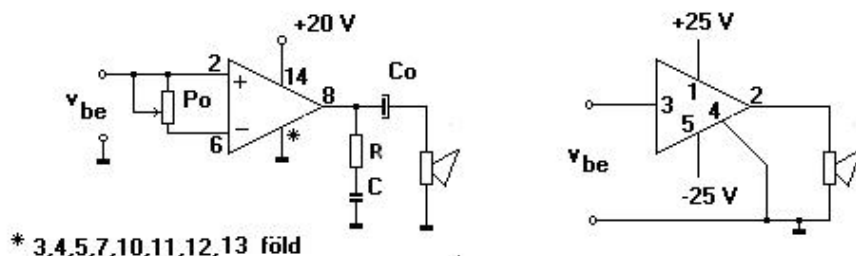
cián. $v_s = 0$ állapotban a C kondenzátor és a föld között a fél tápfeszültség (jelen esetben 20 V) mérhető.



8.4. ábra. Az AB osztályú erősítő

Integrált teljesítményerősítők

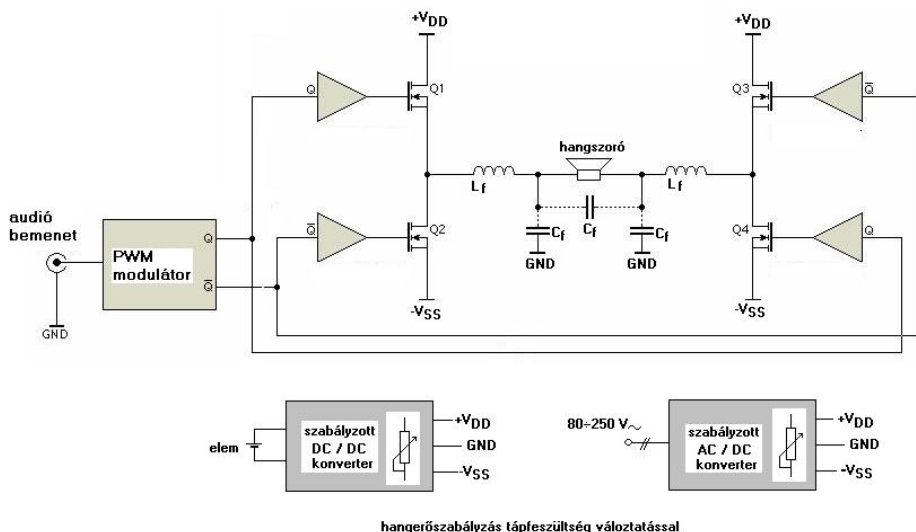
Ma a kereskedelem a különböző gyártók nagy választékát kínálja 2 W és 100 W között. Ezek általában AB osztályú erősítők, nagy teljesítményerősítéssel, jó hatásfokkal és alacsony harmonikus torzítással. Megtalálhatóak már az automatikus hővédelemmel ellátott típusok is. Ajánlanak szimmetrikus és nem szimmetrikus áramellátású kialakításokat is. Előnyük még az integrált teljesítményerősítőknek, hogy kevés járulékos alkatrész igényelnek (8.5. ábra).



8.5. ábra. Az integrált hangerősítők

8.4. A D osztályú erősítők

Ismerve a félvezetők paramétereit, már nagyon régen körvonalazódott az elv, miszerint nagyon jó, elméletileg 100%-os hatásfokkal bíró hangerősítő építhető. A felismerés abból adódott, hogy a hagyományos erősítő teljesítmény-félvezetői minden esetben igényelnek valamekkora nyugalmi áramot a munkapontba-állításhoz, illetve működés közben is van rajtuk ún. maradék feszültség, mely a rajta átfolyó árammal már veszteségi teljesítményt okoz. Eszerint, ha egy teljesítmény-félvezetőt nem állítunk munkapontba, hanem kapcsolóüzemben használjuk, a nyugalmi áram problémája már nagyrészt orvosolva látszik. Továbbá, ha félvezetőink bekapcsolt állapotban nagyon kis, kikapcsolt állapotban pedig nagyon nagy ellenállással bírnak, akkor elértük, hogy rajtuk minden időpillanatban zérus legyen vagy az áram, vagy a feszültség értéke. Így e kettő szorzata folyamatosan nulla marad, tehát nem disszipálnak teljesítményt. Ez persze csak elméletileg igaz, de még mindig nagyon jó hatásfokú lehet a rendszerünk. Annak az oka pedig, hogy nem találkozhattunk már e felismerés pillanatában D osztályú erősítőkkel, abban rejlik, hogy a megfelelő teljesítmény-félvezető apparátus még nem állt rendelkezésünkre.

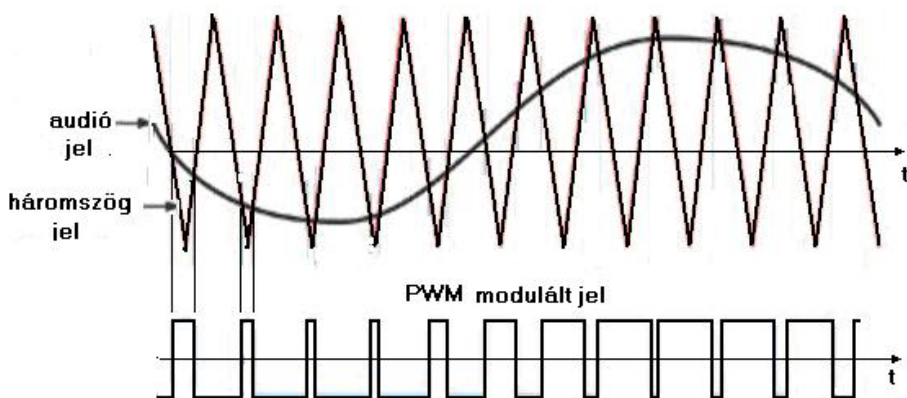


8.6. ábra. A D osztályú erősítő

Azonban ezen erősítők előnyös tulajdonságai általában csak kapcsolóüzemű tápegységgel mutatkoznak meg igazán. Így már igen jónak mondható

hatásfokkal bírnak, továbbá még egy jelentős előnyt mutatnak fel a hagyományos erősítőkkal szemben. Az elvet gyakorlati megvalósítás követte, (2004–2005) házi mozi erősítőben, modern audió berendezésekben, miszerint a kapcsolóüzemű végfokozat teljesítmény-MOSFET-einek tápfeszültségének változtatásával a nullától egészen a maximális teljesítményig változtatható a kimeneti teljesítmény, ezzel együtt a hangerő. Ilyen módon elkerülhető a kisebb hangerőn fellépő relatív jel-zaj viszony csökkenés.

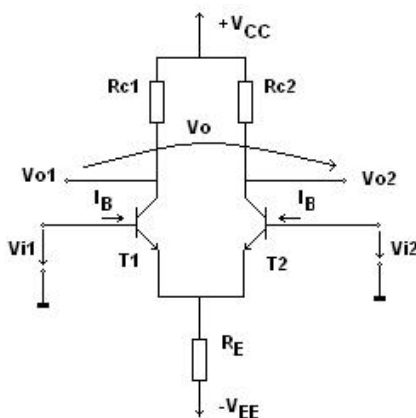
A bemeneti szint- és impedancia-illesztő fokozatról a jel egy PWM-modulátora (angolul Pulse With Modulátor, magyarul ISZM – impulzus szélesség modulátor) jut, mely a meghajtó-fokozat működéséhez szükséges PWM-jelet állítja elő. A legáltalánosabb felépítésben azt az átalakítási elvet használjuk fel, hogy a bemenő jelet egy precíz háromszög-jellel (melynek frekvenciája lesz a mintavételezési frekvencia) hasonlítjuk össze egy komparátor segítségével (8.7. ábra). Ahoz, hogy a erősítés minél hűségesebben kövesse az audio jelet (ez az audió frekvenciája lesz az alapjel frekvenciája, modern eszközöknél 20–20000 Hz), a moduláló háromszög-jelnek a frekvenciája a mai elvárások szerint legalább 21-szer magasabb ($21 \times 20 \text{ KHz} = 410 \text{ KHz}$) kell legyen. 2000 után kerültek gyártásra teljesítmény FET tranzisztorok melyek működési frekvenciája meghaladja az 1 MHz-et.



8.7. ábra. Az ISZM (PWM) jelek előállítása

9. A differenciál erősítő

Az eddig bemutatott erősítők nem alkalmasak egyenfeszültség erősítésre, főleg amiatt, hogy a tranzisztorok V_{BE} feszültsége kb. 2 mV-tal csökken 1 °C hőmérséklet-emelkedésre. Ennek az ún. feszültség-drift-nek a hatása hasonló a bemenőjel változásával. Differenciál erősítő (9.1. ábra) alkalmazásával kiküszöbölhetjük a feszültség-drift-ek hatását. Az áramkör a bemenő jelek különbségét, a $V_{id} = V_{i1} - V_{i2}$ feszültséget erősíti.



9.1. ábra. A differenciál erősítő

Ha a tranzisztorok jelleggörbéi azonosak (párba vannak válogatva és esetleg közös tokozásban is vannak), akkor a kimenőjelre a feszültség-driftnek nincs hatása. A differenciál erősítő két bemenő feszültségét két összetevőre bonthatjuk fel.

Az egyik komponens a bemenő feszültségek különbsége $V_{id} = V_{i1} - V_{i2}$, ez a szimmetrikus jel.

A másik az ún. közösjel, a bemeneti feszültségek számtani középárnyosa:

$$V_{ik} = \frac{V_{i1} + V_{i2}}{2}$$

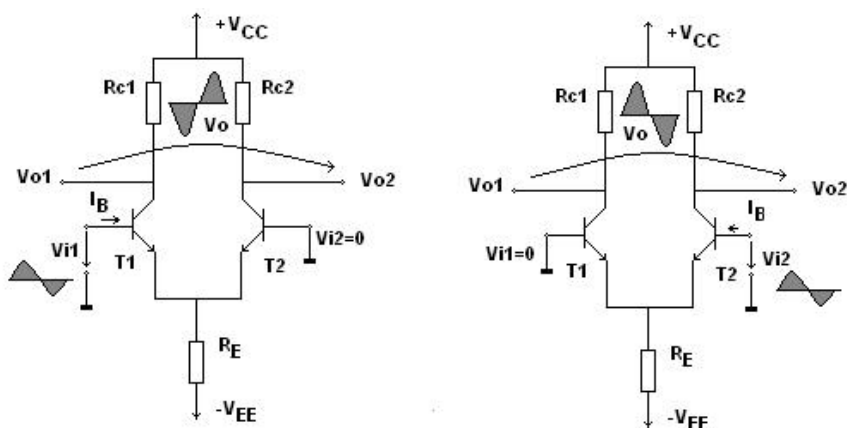
A differenciál erősítő a szimmetrikus bemenőjelet nagyon erősíti, a közös bemenőjeleket alig erősíti. Ezt a tulajdonságát közös feszültségelnyomásnak nevezik. Az R_E ellenállás növelésével csökken a közös feszültségerősítés, míg a szimmetrikus feszültségerősítés azonos marad, tehát nő a közös

feszültség-elnyomás. Ha áramgenerátort használunk az R_E ellenállás helyett (az áramgenerátor dinamikus ellenállása igen nagy) az említett tulajdonság hatását növeljük.

Ha bipoláris tranzisztorok helyett térvezérlésű tranzisztorokat (FET) alkalmazunk, akkor nagyon megnövelhetjük a differenciál erősítő bemeneti ellenállását.

A differenciál erősítő többféle üzemmódban működhet. Ezek a következők:

- Egy bemenetű kapcsolás: ekkor az egyik bemenetet földeljük. Attól függően, hogy melyik bemenet kerül a földre, az egyezményesen megállapított jelölések értelmében lehet invertáló vagy nem-invertáló a kapcsolás.
- Differenciál bemenetű kapcsolás: a két bemenő jel ellentétes polaritású. A kimeneti jel a két külön-külön működő erősítő eredményeinek különbsége lesz.
- Közös mód bemenet: ebben az esetben a két bemenetre ugyanolyan polaritású feszültség kerül, amely azonos frekvenciájú és ugyanolyan fázisban is van. A kimenet csak akkor lesz zéró, ha a két jel teljesen megegyezik. Az áramkör segítségével megállapítható, ha valamelyik jel zajos vagy nem kívánt feszültség összetevőket tartalmaz.



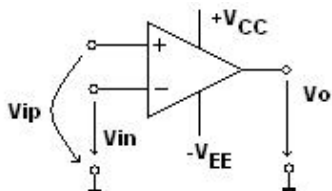
9.2. ábra. A differenciál erősítő

a) invertáló bemenetű kapcsolás, b) nem-invertáló bemenetű kapcsolás

10. A műveleti erősítő (ME)

A műveleti erősítő lényegében egy nagy erősítésű egyenáramú erősítő, amelynek bemenő ellenállása nagyon nagy, kimenő ellenállása pedig nagyon kicsi. Ha A_V -vel jelöljük a ME erősítő feszültségerősítését, akkor a kimeneti feszültség:

$$V_o = A_V \cdot (V_{ip} - V_{in})$$



10.1. ábra. A műveleti erősítő

Ha $V_{in} = 0$, akkor $V_o = A_V \cdot V_{ip}$, tehát a kimeneti feszültség azonos fázisú a bemenetivel. Ezért ezt a bevezetést (+) *nem-invertáló bemenet*nek nevezik. Hasonlóképpen, ha $V_{ip} = 0$, akkor $V_o = -A_V \cdot V_{in}$ és mivel ebben az esetben fázisfordítás lép fel, (-) *invertáló bemenet*ről beszélünk. A ME tápfeszültség-ellátása (V_{CC} , V_{EE}) általában szimmetrikus.

Ha az erősítő bemeneteit közös feszültséggel vezéreljük – $V_{ik} = V_{ip} = V_{in}$ –, akkor a kimeneti feszültség nem kellene, hogy változzon. Gyakorlatilag, ilyenkor a következő kifejezést adhatjuk meg:

$$V_o = A_{vk} \cdot V_{ik}$$

ahol A_{vk} a *közös feszültség erősítés* és sokkal kisebb, mint az A_V .

Ha megvizsgáljuk a $V_o = A_V \cdot (V_{ip} - V_{in})$ egyenletet, arra a következtetésre jutunk, hogy ha $V_{ip} = V_{in}$, a kimenet $V_o = 0$. Ez csak ideális ME-vel teljesíthető, de a valóságban mindig van egy kicsi eltérés, azaz V_o csak akkor lehet 0, ha $V_i = V_{Di} \neq 0$.

A bemeneti szimmetrikus feszültség V_{Di} értékét – amelynél $V_o = 0$ –, bemeneti offset feszültségnek nevezzük. Ez korszerű ME-nél mV nagyságrendű. Az offset feszültség a ME bizonyos kivezetésére kapcsolt potenciométer segítségével nullázható.

A ME bemeneti differenciálerősítő munkapontjának a beállításához biztosítani kell az I_{Bp} és I_{Bi} nyugalmi bemeneti áramait. Ezek az áramok a

bemenetekre kapcsolt hálózatok ellenállásain, feszültséget ejtenek. Ha a két bemenet felől látott ellenállás azonos, akkor ez a feszültségesés csak közös bemenő feszültségként lép fel. Ellenben ha a két ellenállás különbözik, akkor járulékos ofszet feszültség keletkezik.

A ME $\mathcal{A}_V$ feszültségerősítése és $\mathcal{A}_{v_k}$ közös feszültségerősítése frekvenciafüggő.

Egy ME adatlapjának fontosabb paraméterei:

- *nyugalmi bemeneti áram* I_B (input bias current): az erősítő bemenetén lévő differenciálerősítő bázisáramainak középáramyosa, ha a ME kimeneti feszültsége nulla

$$I_B = \frac{I_{Bp} + I_{Bn}}{2} \Big|_{V_o=0}$$

- *bemeneti ofszet áram* I_{Di} (input offset current): a nyugalmi bemeneti áramok különbsége

$$I_{Di} = I_{Bp} - I_{Bn} \Big|_{V_s=0}$$

- *bemeneti ofszet feszültség* V_{Di} (input offset voltage): az a bemenő szimmetrikus feszültség, amely biztosítja a ME-nek a nulla kimeneti feszültséget

$$V_{Di} = V_{ip} - V_{in} \Big|_{V_s=0}$$

- *bemeneti hőmérsékleti áram-drift* DI_{Di} (input offset current drift): a bemeneti ofszet áram hőmérsékleti együtthatója

$$DI_{Di} = \frac{\Delta I_{Di}}{\Delta T}$$

- *bemeneti hőmérsékleti feszültség-drift* DV_{Di} (input offset voltage drift): a bemeneti ofszet feszültség hőmérsékleti együtthatója

$$DV_{Di} = \frac{\Delta V_{Di}}{\Delta T}$$

- *tápfeszültségváltozás-elnyomás* $SVRR$ (supply voltage rejection ratio): a ΔV tápfeszültség-változás és az általa létrehozott ΔV_{DV} bemeneti ofszet feszültségváltozás fordított aránya

$$SVRR = \frac{\Delta V_{DV}}{\Delta V}$$

- *üresjárási feszültségerősítés* A_{v0} (open loop voltage gain): terheletlen kimenettel, visszacsatolás nélkül és kisfrekvencián mért szimmetrikus bemenőjel erősítése

$$A_{v0} = \frac{V_0}{V_{id}}$$

Ezt sokszor dB (decibel)-ben szokták kifejezni:

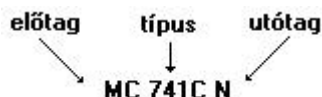
$$A_{v0} [\text{dB}] = 20 \cdot \log(A_{v0}).$$

- *egységnyi-erősítés határfrekvenciája* f_b (unity gain frequency): ahol az aszimmetrikus bemenőjel erősítése 1-re csökken
- *közös feszültségerősítés-elnyomási tényező* $CMRR$ (common mode rejection ratio): a kisfrekvencián mért szimmetrikus és közös feszültségerősítés hányadosa

$$CMRR = \frac{A_{v0}}{A_{vk0}}$$

Integrált műveleti erősítő típusok

Számos gyártó, sokfajta ME-jét az egységesen elfogadott jelöléssel látják el. Alapjelként egy 7 jegű betű és számkombináció segít az identifikációban.



Az előtag a gyártóra utal

MC	Motorola
AD	Analog Devices
CA	RCA
NE/SE	Signetics
uA	Fairchild
SG	SiliconGeneral
LM	National
TL	Texas Instruments
stb.	

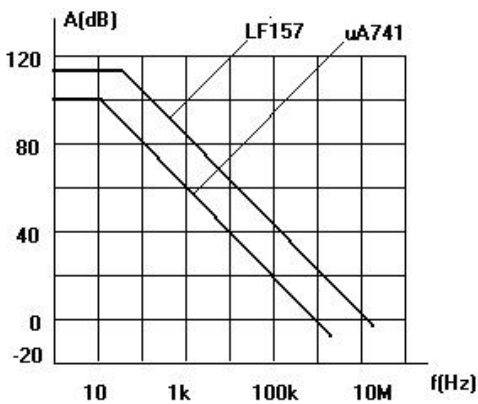
A típusból a szám a ME típusa (a ME felépítése, technikai adatainak többsége stb.). Eszerint lehet ez a szám 702, 709, 741, 108, 155, 156, 157 stb. A típusban foglalt betű az illető ME hőmérséklet kódja, ajánlott felhasználási területe:

C	kereskedelmi (Commercial)	0...70 °C
I	ipari (Industrial)	−25...85 °C
M	katonai (Military)	−55...125 °C

Az utótag a tokozásra utal

D	műanyag tokozás (dual-in-line) DIP
J	kerámia DIP
N,P	műanyag DIP (longer lead)

A ME-k feszültségerősítésének frekvenciamenete



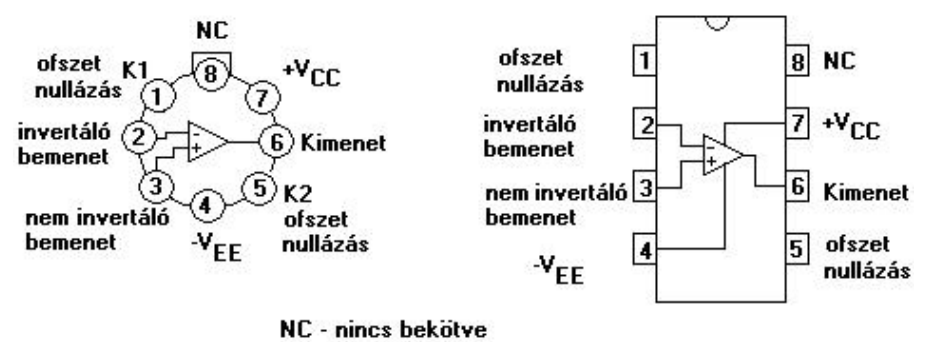
10.2. ábra. A ME feszültségerősítésének frekvenciamenete

Egy ME (741) legfontosabb adatai

paraméter	Tipikus érték $T_{amb} = 25\text{ °C}$ $V_{CC}, V_{EE} = \pm 15\text{ V}$
bemeneti offset feszültség	1 mV
bemeneti hőmérsékleti feszültség-drift	3 $\mu\text{V} / \text{°C}$
nyugalmi bemeneti áram	80 nA
bemeneti offset áramot	20 nA

paraméter	Tipikus érték $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ $V_{CC}, V_{EE} = \pm 15\text{ V}$
bemeneti hőmérsékleti áram-drift	0,1 nA/ $^{\circ}\text{C}$
bemeneti ellenállás	2 M Ω
üresjárási feszültségerősítés	200000 (106 dB)
tápfeszültségváltozás-elnyomás	96 dB
közös feszültségerősítés-elnyomási tényező	90 dB
egységnyi-erősítés határfrekvenciája	1,5 MHz

Egy ME tokozása

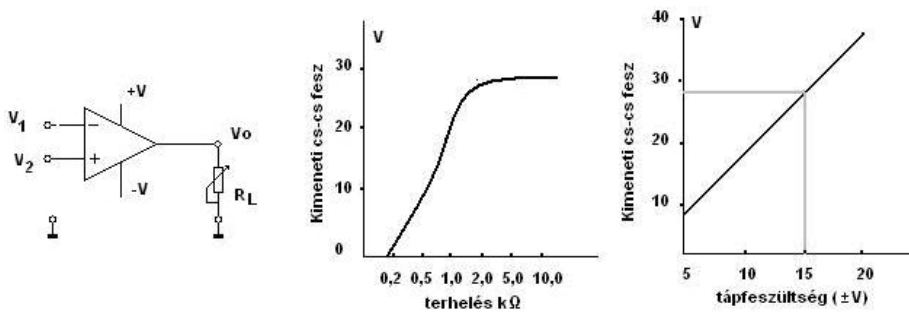


10.3. ábra. Egy ME lehetséges tokozási módjai

10.1. A gyakorlati műveleti erősítő (ME)

10.1.1. A ME tápfeszültsége, kimeneti feszültsége

A ME általában szimmetrikus tápfeszültséget kap (+ V és – V). A kimeneti V_o feszültség terhelés alatt ($R_L \neq 0$) mindig kisebb, mint a tápfeszültség. A 10.4. ábra azt mutatja, hogy a kimeneti feszültség nyílt hurokban függ a tápfeszültségtől, illetve a terhelő R_L ellenállás nagyságától. Gyakorlatilag a terhelés nagyobb kell, hogy legyen, mint 200 Ω , de egészen 10,0 k Ω értékig a kimeneti feszültség kb. 2 V-al kisebb, mint a tápfeszültség. Ha a terhelés értéke nagyobb, mint 10,0 k Ω , a mérhető kimeneti feszültség kb. 1 V-al kisebb, mint a tápfeszültség.



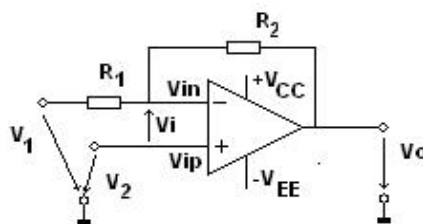
10.4. ábra. A kimeneti feszültség a tápfeszültség és a terhelés függvényében

10.1.2. A visszacsatolt műveleti erősítő

Legyen egy ME nyílthurkú erősítése A_n . Mivel A_n értéke egy modern ME-ben a $10^5 \dots 10^6$ nagyságrendbe esik, nyílthurkú erősítésben nem használunk ME-t. Nem tudnánk ugyanis pontosan kézben tartani az erősítést.

A ME-t általában negatív visszacsatolású áramkörben használjuk. Ennek általános kapcsolási rajza a 10.5. ábrán látható. A kapcsolási rajzon általában nem tüntetjük fel a ME V_{CC} és V_{EE} feszültségforrásait. Az esetek többségében szimmetrikus betáplálást ($V_{CC} = -V_{EE}$) alkalmazunk.

Ha eltekintünk a ME igen kicsi, nyugalmi bemeneti áramától, ill. ofsztet feszültségétől és a közös erősítést elhanyagoljuk, akkor a kimeneti V_o feszültséget könnyen kiszámíthatjuk a bemeneti V_1 és V_2 feszültségekből, illetve az említett A_n nyílthurkú erősítési tényezőből.



10.5. ábra. Negatív visszacsatolású műveleti erősítő

A bemenetek potenciálját megadhatjuk:

$$V_{ip} = V_2$$

$$V_{in} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_0 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_1$$

A kimenő feszültség:

$$V_0 = A_n V_i$$

A bemenő feszültség:

$$V_i = V_{ip} - V_{in}$$

$$V_i = V_2 - \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_0 - \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_1$$

A fentiekből:

$$V_0 = \frac{1}{\frac{R_1}{R_1 + R_2} + \frac{1}{A_n}} \left(V_2 - \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_1 \right)$$

De tudjuk, hogy

$$\frac{1}{A_n} \ll \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

ezért nem követünk el nagy hibát, ha

$$\frac{1}{A_n} \approx 0$$

Ennek eredményeként a fenti egyenlet a következőre módosul:

$$V_0 = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_2 - \frac{R_2}{R_1} V_1 \quad (10.1)$$

A képlet azt mutatja, hogy az említett kapcsolásban a kimeneti feszültség csak a bemeneti feszültségek és a kapcsolásban résztvevő ellenállások (R_1 , R_2) értékeitől függ.

Mielőtt megvizsgálnánk néhány jellegzetes ME-s kapcsolást, meghatározzuk a ME által feldolgozható jel maximális frekvenciáját.

Az átfordulási idő (slew rate)

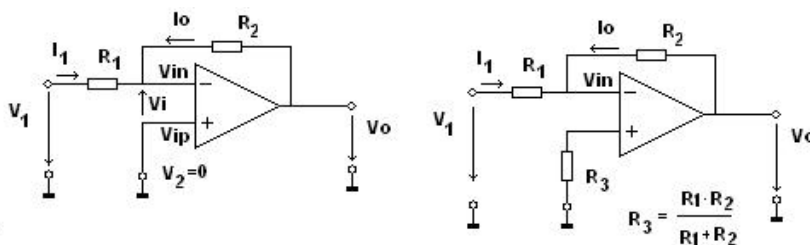
A ME fontos adata, az ún. átfordulási idő, amely megadja, hogy milyen gyorsan változik a kimeneti jel a bemeneti jel változására. Ez az érték tipikusan $0,5 \dots 4 \text{ V}/\mu\text{s}$ között van. Ez azt jelenti, hogy a kimeneti feszültség $0,5 \dots 4 \text{ V}$ -ot változhat minden μs alatt.

Az átfordulási idő (slew rate) ismeretében megadhatjuk a V_{CS-CS} bemeneti jelnek azt a maximális működési frekvenciáját, amit a ME még fel tud dolgozni:

$$f_{\max} = \frac{\text{slew-rate}}{2\pi V_{CS-CS}}$$

10.1.3. A visszacsatolt invertáló ME

ME-t nyílt hurokban nem használunk. A 10.6. ábrán a visszacsatolt invertáló ME kapcsolása látható.



10.6. ábra. ábra: A visszacsatolt invertáló ME

elvi- és a nyugalmi áramok kompenzálásával megvalósított kapcsolás

Alkalmazván a (10.1)-et, ahol $V_2 = 0$,

$$V_0 = -\frac{R_2}{R_1} V_1$$

Ugyanerre az eredményre jutunk, ha elemezzük a 10.6. ábrát. Bár $V_2 = 0$, a ME igen nagy bemeneti ellenállása miatt a ME invertáló bemenetén (V_{in}) nincs számottevő (mérhető) áram, a $V_i = V_0 / A_n$ gyakorlatilag nulla, tehát az $I_i = V_i / R_1$ áram értéke az, amely megterheli a V_1 feszültségforrást.

Erre a pontra felírható Kirchhoff I. törvénye alapján:

$$I_1 + I_0 = 0 \quad I_1 = \frac{V_1}{R_1} \quad I_0 = \frac{V_0}{R_2}$$

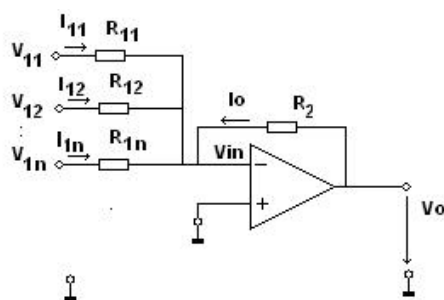
Azaz

$$V_0 = -\frac{R_2}{R_1} V_1$$

Ha figyelembe vesszük a nyugalmi bemeneti áram által az invertáló bemenetre csatlakozó ellenállásokon való feszültségesést, akkor azt mondhatjuk, hogy ez a feszültségesés a kimeneten felerősítve jelenik meg. Hogy ezt elkerüljük, a nem invertáló bemenet és a föld közé az invertáló bemenetre csatlakozó ellenállások párhuzamos eredőjét iktatjuk. Az eredmény: a nyugalmi bemeneti áram azonos feszültségesést okoz mindkét bemeneten, és ezáltal a kimeneti feszültség nem módosul. Ezt nevezzük a nyugalmi áramok kompenzálásának.

A visszacsatolt invertáló ME, mint összeadó

Ha az invertáló bemenetre (10.7. ábra) alkalmazzuk Kirchhoff I. törvényét:



10.7. ábra. A visszacsatolt invertáló ME, mint összeadó

$$I_1 = \sum_{i=1}^{i=n} I_{1i} = I_{11} + I_{12} + \dots + I_{1i} + \dots + I_{1n}$$

ahol

$$I_{1i} = \frac{V_{1i}}{R_{1i}}$$

és

$$I_0 = \frac{V_0}{R_2}$$

A kimeneti feszültség:

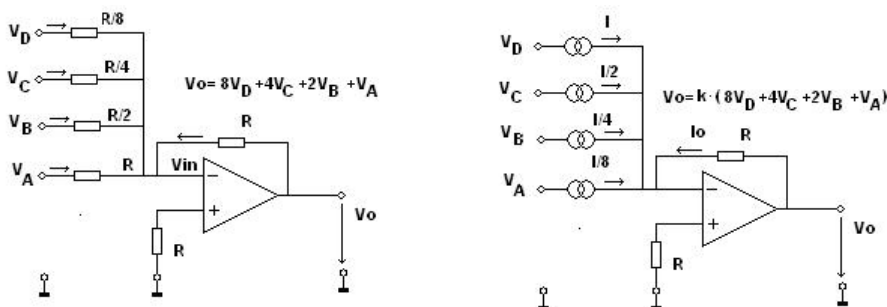
$$V_0 = -R_2 \left(\frac{V_{11}}{R_{11}} + \frac{V_{12}}{R_{12}} + \dots + \frac{V_{1n}}{R_{1n}} \right)$$

Ha, $R_{11} + R_{12} + \dots + R_{1n} = R_2 = R$, akkor

$$V_0 = -(V_{11} + V_{12} + \dots + V_{1n})$$

Digitál/analóg konverter

Ha az összeadó áramkör bemeneti ellenállásait a 2 hatványainak megfelelő értékűekre választjuk (10.8. ábra) és mindegyik bemeneti feszültséget nagyon stabilnak feltételezzük (a logikai 1 értékének mindig azonos feszültség-érték felel meg), akkor a kimenet feszültség értéke megfelel a bemeneti feszültségek 2-es számrendszerben felírt értékének. Mivel nehezen biztosítható a logikai 1 értékhez tartozó feszültségek állandósága a bemeneten, ezért a gyakorlati megvalósításokban sokszor a logikai 1-nek megfelelő feszültségek áramgenerátorokat táplálnak (10.8.b. ábra).



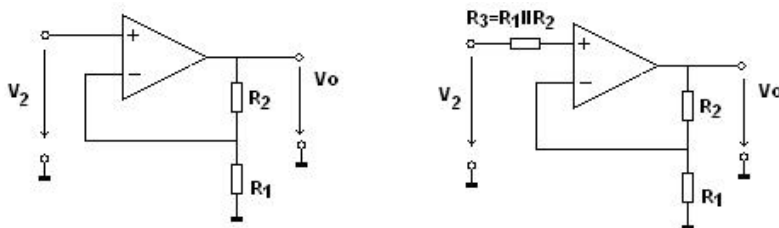
10.8. ábra. Digitál/analóg konverter

10.1.4. A visszacsatolt nem invertáló ME

Mivel $V_i = 0$ (az R_1 ellenálláson keresztül a földre van kötve az R_1 és R_2 ellenállások közös pontja) az általános képlet alapján (10.9. ábra).

A kimeneti feszültség:

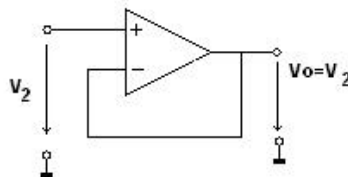
$$V_0 = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_2 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) V_2$$



10.9. ábra. A visszacsatolt nem invertáló ME kapcsolása

A követő erősítő

Ha az előbbi kapcsolásban $R_2 = 0$ és $R_1 \rightarrow \infty$, akkor az R_2/R_1 tört nullává válik és egységnyi erősítésű ME-s kapcsolást kapunk. Mivel a kimeneti feszültség követi a bemeneti feszültséget, követő erősítőről beszélhetünk. E kapcsolat jellegzetessége az, hogy nagyon nagy a bemeneti ellenállása és rendkívül kicsi a kimeneti ellenállása, tehát ún. impedancia illesztésre használjuk.



10.10. ábra. A követő erősítő

10.1.5. Differencia (kivonó) erősítő

A (4.1)-hez hasonlóan felírhatjuk:

$$V_0 = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_{ip} - \frac{R_2}{R_1} V_1$$

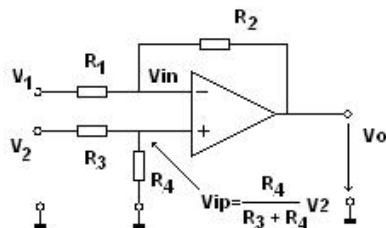
ahol

$$V_{ip} = \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

$$V_0 = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_2 - \frac{R_2}{R_1} V_1$$

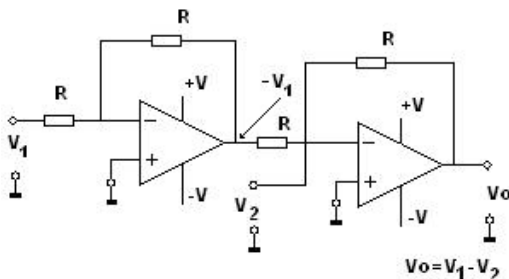
Ha $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$,

$$V_0 = V_2 - V_1$$



10.11. ábra. Differencia (kivonó) áramkör

Természetesen más módszerekkel is ki lehet alakítani kivonó áramkört. A 10.12. ábrán látható példában két darab egységnyi erősítésű inverterrel oldottuk meg a kivonó áramkör megvalósítását.



10.12. ábra. Differencia (kivonó) áramkör két ME-vel

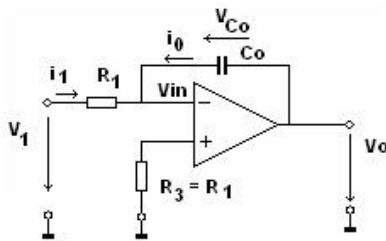
10.2. Jelkondicionáló áramkörök

Azokat az áramköröket, amelyek egy adott jelnek az időhöz, egy másik jelhez vagy a frekvenciához való viszonyulását megváltoztatják, manapság már ME-vel valósítjuk meg. A jelkondicionáló áramkörök családjába tartoznak az integrátorok, differenciátorok, szorzók, vezérelt áramgenerátorok, osztók, logaritmikus átviteli karakterisztikájú erősítők, aktív szűrők. A következőkben csak néhányukkal foglalkozunk.

10.2.1. Az integrátor

Ha elhanyagoljuk ME nyugalmi bemeneti áramát, akkor $i_i = -i_o$, míg a v_o kimeneti feszültség egyenlő a kondenzátoron lévő feszültséggel. A C_0 kondenzátor feszültségét a rajta átfolyó áram adja (10.13. ábra):

$$v_o = v_{C0} = \frac{1}{C_0} \int i_o dt$$



10.13. ábra. Az integrátor

de

$$i_1 = \frac{v_1}{R_1}$$

azaz

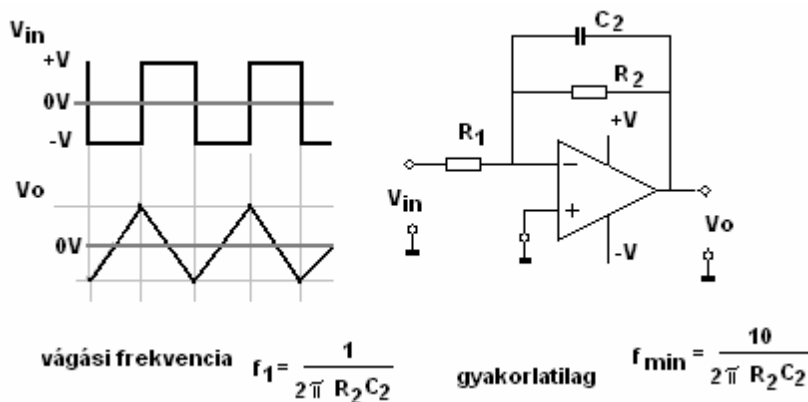
$$v_0 = -\frac{1}{R_1 C_0} \int v_1 dt$$

Tehát a kimeneti feszültség a bemeneti feszültség időbeli integrálja.

Ha $v_1 = V_1 \cdot \sin(\omega t)$, akkor

$$v_0 = -\frac{1}{R_1 C_0} \int V_1 \sin \omega t dt = \frac{V_1}{\omega R_1 C_0} \cos \omega t$$

Tehát a kimeneti feszültség amplitúdója fordítottan arányos az ω -val. A kimeneti feszültség fázistolása 90° (10.14. ábra).



10.14. ábra. Az integrátor kapcsolás

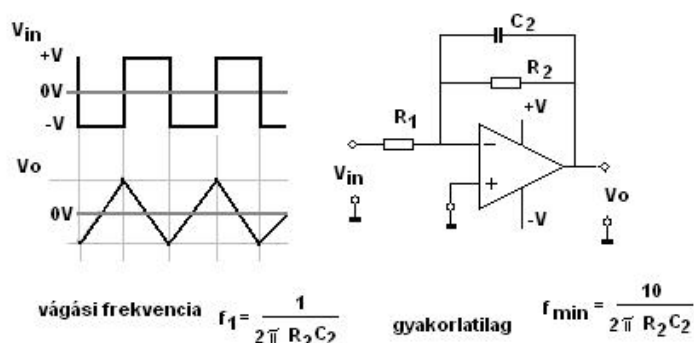
10.2.2. A differenciátor

A kondenzátoron átfolyó áram a rajta levő feszültség deriváltja, valamint

$$i_1 = C_1 \frac{dv_1}{dt} \quad i_0 = \frac{v_0}{R_2} \quad i_1 = -i_0$$

A kimeneti feszültség ezekből számítható,

$$v_0 = -R_2 C_1 \frac{dv_1}{dt}$$



10.15. ábra. A differenciátor és jelalakjai

Ha a bemenetre $v_i = V_i \cdot \sin(\omega t)$ feszültséget kapcsolunk, akkor a kimeneti feszültség:

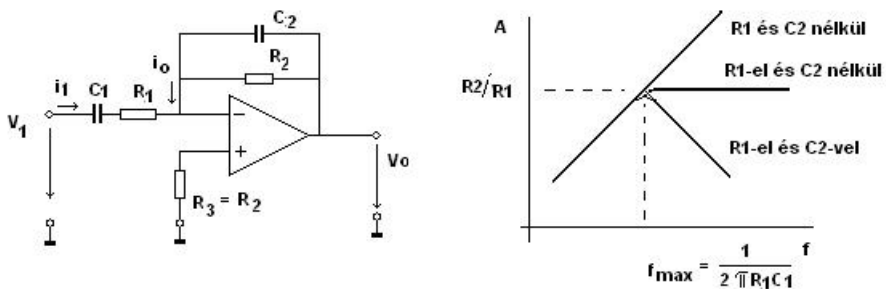
$$v_0 = -R_2 C_1 \frac{d(V_i \sin \omega t)}{dt} = -\omega R_2 C_1 V_i \cos \omega t$$

A kimeneti feszültség amplitúdója lineárisan növekszik a frekvenciával, ez azzal a veszéllyel jár, hogy a bemeneti feszültség nagyfrekvenciás komponense felerősítve jelenik meg a kimeneten. Ezért a gyakorlati differenciátor kapcsolása némiképp különbözik az elméletitől (10.16. ábra).

Nagyfrekvencián az R_1 ellenállás a differenciátor növekvő erősítését R_2/R_1 értékre korlátozza. A C_2 kondenzátor az erősítést a frekvenciával csökkenti. Természetesen az áramkör deriválási tulajdonsága csak az

$$f_{max} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

frekvenciáig használható ki.



10.16. ábra. A gyakorlati differenciátor és frekvenciamenete

10.2.3. A komparátor (küszöbérték) áramkör

A komparátor egy viszonylag egyszerű áramkör, amely két feszültség összehasonlítására használható (10.17. ábra).

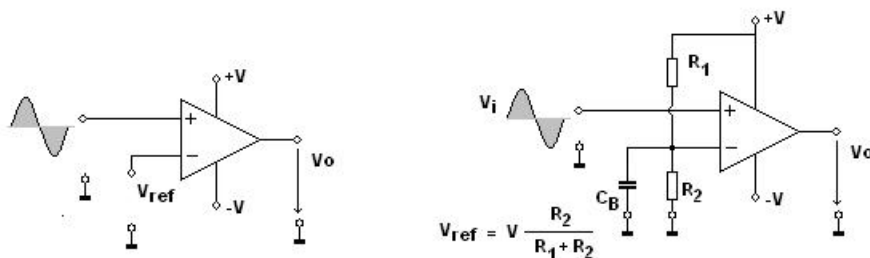
Az összehasonlítást általában

- két változó feszültség között, ill.
- a vizsgált feszültség referencia feszültségéhez történő viszonyításakor végezhetjük.

A komparátor az analóg jelek által hordott (egyszerű) információt (ebben az esetben, pl. a feszültség nagyságát) általában a digitális rendszereknek adja át.

Az eddig tárgyalt ME-s kapcsolások, mind-mind visszacsatolást alkalmaztak. Ha a ME-t komparátor (összehasonlító) üzemmódban üzemeltetjük, akkor negatív visszacsatolás nélküli megvalósításokkal is találkozunk.

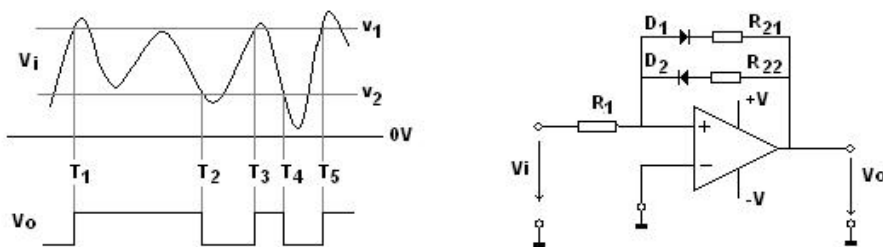
A komparátort a digitális technikában a kis meredekségű impulzusok meredekségének növelésére és impulzusok formálására is alkalmazzák.



10.17. ábra. Komparátor (alap)kapcsolás és a referenciafeszültség (V_{ref}) kialakítása

10.2.4. A Schmitt-trigger (ST)

A Schmitt-trigger valójában egy feszültség komparátor. A különbözőképpen megvalósítható ST kapcsolások feladata az, hogy a bemeneti feszültség egy bizonyos v_1 értékénél, a kimeneten egy impulzus jelenjen meg és az csak akkor változzon meg, ha a bemeneti feszültség egy v_2 érték alá nem csökken. A helyes működéshez feltételnek szabjuk, hogy $v_1 > v_2$.



10.18. ábra. A Schmitt-trigger jelalakjai és kapcsolási rajza

A Schmitt-trigger egyik jellemzője a hiszterézis, amely alatt azt a feszültség különbséget értjük, amely a be- és kikapcsolási küszöbérték között fennáll:

$$v_H = v_1 - v_2$$

Egy ilyen, hiszterézises komparátor kialakítását mutatja a 10.18. ábra, ahol

$$v_1 = -\frac{R_1}{R_{21}}(-V + IV)$$

és

$$v_2 = -\frac{R_1}{R_{22}}(+V - IV)$$

11. Fotofélvezetők

11.1. Fotoellenállások

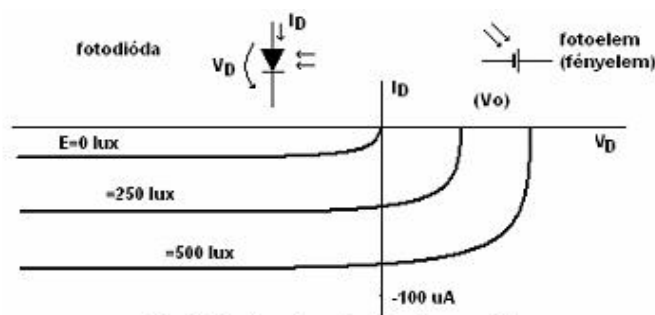
Ha fénysugárzás ér egy félvezetőt, akkor annak vezetőképessége megnő, ami azzal magyarázható, hogy a fénysugárzás energiája ionizálja a kovalens kötéseket. A fotoellenállás egy félvezetőből áll, amely a megvilágítás erősségének a függvényében változtatja az ellenállását. A fotoellenállások leginkább kadmium-szulfidból (CdS) vagy ólom-szulfidból készülnek (PbS). Az előbbieknek 400-800 nm hullámhosszon van az érzékenységük, sötétben az ellenállásuk $2\text{ M}\Omega$ körül van, amely fény hatására nagyon lecsökken, úgy $10\ \Omega$ körüli értékre.

Az ólom-szulfid fotoellenállások érzékenysége az infravörös sugárzás tartományában van ($2,8\ldots 3,0\ \mu\text{m}$).

Előnyeik: a nagy teljesítmény disszipáció, nagy érzékenység, valamint az igen kicsi ellenállás erős fénynél.

11.2. Fotodiódák és fotoelemek

Egy megvilágított, záróirányban előfeszített pn átmenetben, a fény hatására erősen megnő a szabad töltéshordozók száma, ugyanis megvilágításkor a fotonok a zárórétegbe hatolnak. Ha a foton egy kötésben lévő elektronnak ütközik, átadja annak energiáját, és az kiszabadulhat a kovalens kötésből. A zárórétegben elektron-lyuk pár keletkezik, azaz megnő a szabad töltéshordozók száma. Ezek mozgását a záróirányú előfeszítés miatt kialakult térerősség biztosítja. Ez a belső fényelektromos (fotoelektromos) hatás.

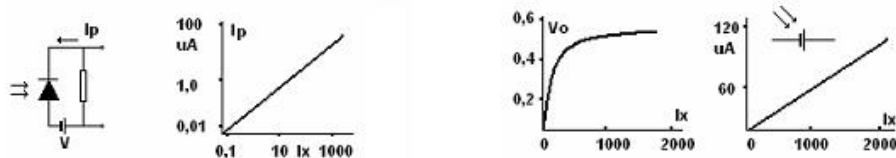


11.1. ábra. A fényelem karakterisztikája

A hatás függ a félvezető anyagától, a fény hullámhosszától, a megvilágítás erősségétől. A sötétáram (megvilágítás nélküli áram) néhány pA, a világos áram vagy fotoáram nagyságrendekkel nagyobb.

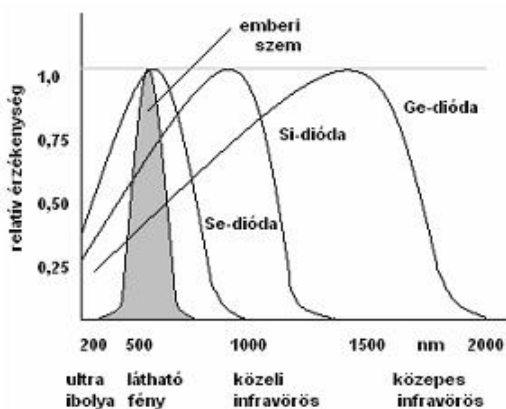
Tehetatlenségük kisebb a fotoellenállásokénál és egyes speciális fotodiódák (lavina fotodiódák) sávszélessége a GHz tartományban van.

Ha a fotodiódát megvilágítjuk, akkor villamos feszültség rákapcsolása nélkül is a kiürített rétegben töltésszétválasztás jön létre, amely a dióda kivezetésein elvezethető (11.2. ábra). A fotodiódák karakterisztikájából megállapítható, hogy ha rövidre zárjuk a dióda kivezetéseit, egy rövidzárási folyamat lép fel, és a létrejövő zárlati áram pontosan arányos lesz a megvilágítással.



11.2. ábra. A fotodióda és a napelemek karakterisztikái.

Az így áramgenerátorként használt fotodiódákat fotoelemeknek nevezzük. Ha közvetlenül a nap fényenergiájának villamos energiává való átalakítására használják őket, akkor az elterjedt nevük napelemek. A jelen, de inkább a jövő egyik ígéretes energiaforrása lehet. Ehhez az kell, hogy jelenlegi hatásfokukat megnöveljék (a mostani 15...20%-ról) és az áraik jelentősen csökkenjenek. Üresjárási feszültségük 0,4...0,5 V körül van.



11.3. ábra. Az emberi szem érzékenysége és a fotodiódák sugárzási hullámhosszainak összehasonlítása

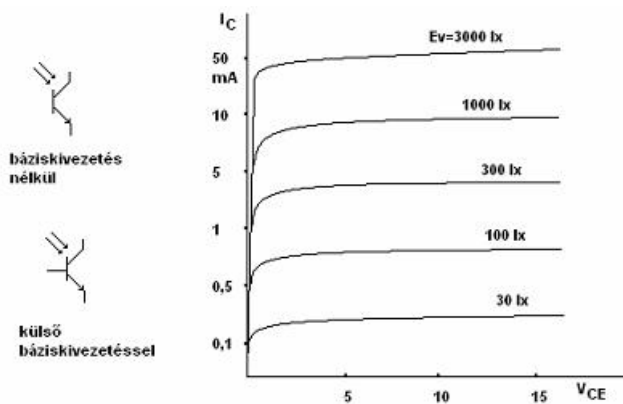
Mai főbb felhasználási területük: műholdak és kozmikus eszközök áramellátása, segélykérő (pl. autópálya melletti) állomások energiával való ellátása, fotofénymérők stb.

A 11.3. ábrán összehasonlítottuk, hogy az emberi szem milyen hullámhosszú fényre érzékeny és milyen (relatív) erősséggel és milyen hullámhosszon sugároznak a különböző alapanyagú fotodiódák.

11.3. Fototranzisztorok

A fototranzisztor a záróirányban előfeszített kollektor-bázis átmenet fotoáramát felerősíti és ennek következtében felerősített kollektoráram keletkezik. Így a fototranzisztor kollektor áramát a fény fotonja mintegy megnöveli. Kimeneti karakterisztikája hasonló egy normál tranzisztoréhoz, azzal a különbséggel, hogy a tranzisztorra jutó fényerősséggel szabályozzuk a kollektoráramot.

Az áramerősítési tényező miatt a fototranzisztoroknak nagyobb a fényérzékenységük, mint a fotodiódáknak. Elvileg a fototranzisztoroknak nincs szükségük a báziskivezetésre, de a munkapont beállítása és stabilizálása miatt általában alkalmazzák. A fototranzisztorok kapcsolási ideje nagyobb, mint a fotodiódáké (a nagyobb kollektor-bázis kapacitás miatt), és frekvenciatartományuk 0...250 kHz között van.

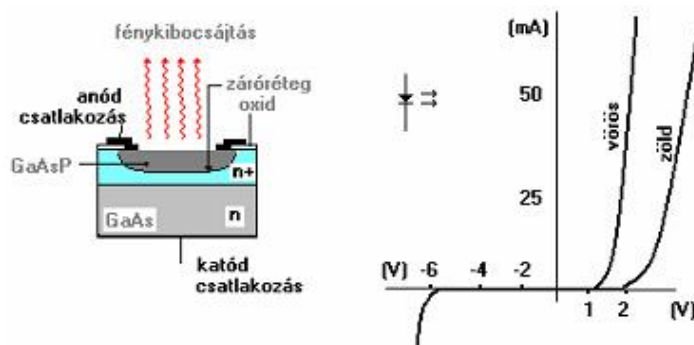


11.4. ábra. A fototranzisztor és jelleggörbéje

11.4. A fényemittáló dióda (LED)

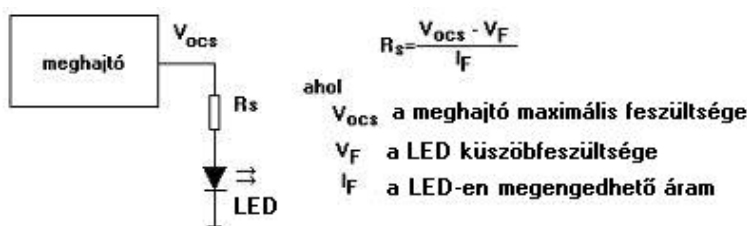
A fényemittáló dióda nyitóirányban működő félvezető dióda. A félvezető anyaga gallium-arszenid (GaAs), gallium-foszfid (GaP) vagy gallium-arszenid-

foszfid (GaAsP). Nyitóirányú feszültség rákapcsolásakor a záróréteg fényt bocsát ki. A dióda anyagától és a szennyezésektől függően (Zn, Si, N stb.) a kibocsátott fény lehet infravörös vagy a látható tartományba eső színű (zöld, sárga, narancs, vörös, kék és ezek kombinációi, pl. fehér). Ha a feszültséget növeljük, a sugárzási teljesítmény szinte egyenesen arányosan nő. A LED-ekre jellemző, hogy a tehetetlenségi idejük nagyon rövid (ns-μs).



11.5. ábra. A LED és jellegzetes feszültségei

A LED-ek küszöbfeszültsége 1,3...2,7 V, a megengedett legnagyobb zárófeszültség pedig 3...6 V. Az egyik legfontosabb paraméter a LED-en megengedhető maximális áram (lehetnek 2...50 mA közöttiek).



11.6. ábra. A LED védelme (pozitív feszültségre)

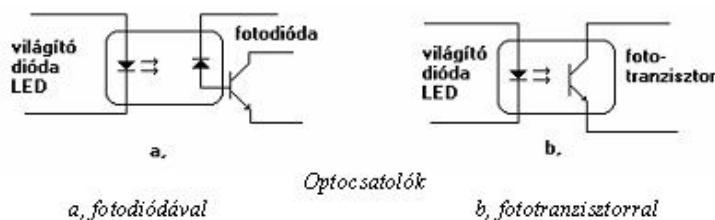
Mivel a LED zárófeszültsége nagyon alacsony (3...6 V), a negatív (záróirányú) feszültség ellen egy sorba kapcsolt közönséges diódával védjük meg az eszközt.

A fénykibocsátó diódákat fényforrásként (pl. autókban) és kijelző egységekben, valamint fénykapukban, optocsatolókban alkalmazzák.

11.5. Optocsatolók

Két optocsatoló áramkört láthatunk a 11.7. ábrán. Mindkettő egy fénykibocsátó diódából (LED) és egy fényérzékelő eszközből (fotodióda, illetve fototranzisztor) áll. A fényforrás és a fényérzékelő egy közös tokban van elhelyezve. A szigetelési szilárdság a két rész, adó és vevő között a kialakítástól függően elérheti a 2...7 kV-ot.

Mindkét esetben a kimeneti tranzisztort nyitásba vezéreljük a fény segítségével, amelyet a fénykibocsátó diódák hoznak létre.



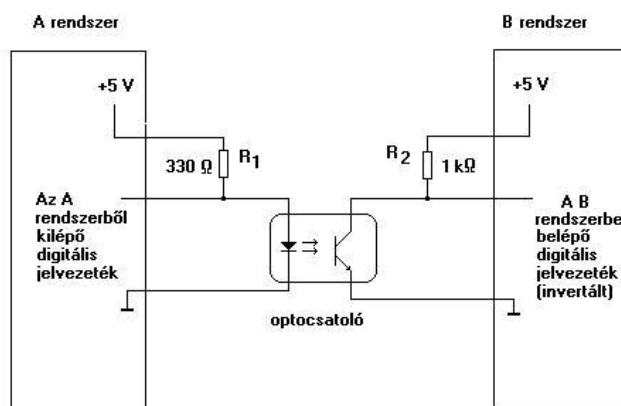
11.7. ábra. Optocsatolók

Egy optocsatoló jellemző tulajdonságai:

- nagy átviteli sebesség (1 Mbit/s)
- TTL kompatibilis
- 3000...7000 V vizsgálati feszültségnek ellenáll
- nyitott kollektoros kimenetek

A 11.8. ábrán bemutatjuk két digitális (TTL) rendszer összekapcsolását egy optocsatoló segítségével.

Az A rendszer normál TTL kapu használatakor csak max. 400 μA -es áramot adhat ki a logikai 1 állapotában, de az optocsatolók világítódiodái mintegy 10...16 mA meghajtóáramot igényelnek. Ezt a nagyobb áramot, egy külső ún. felhúzó-ellenállás segítségével biztosítjuk (R_1). Amikor az A rendszer kimenetén logikai 1 van, az optocsatoló LED diódájának az áramot a +5 V-os tápfeszültség szolgáltatja az R_1 ellenálláson keresztül és a LED világít. Logikai 0 esetében az R_1 ellenállás az A rendszeren belül a földre kapcsolódik és így a LED nem kapja meg a működéséhez szükséges feszültséget. Az optocsatoló kimeneti tranzisztora invertálja a LED jelét, hiszen amikor a fototranzisztor meg van világítva, akkor az A rendszer logikai 1-et küld, a fototranzisztor vezet, viszont a B rendszer ez esetben logikai 0-t érzékel.



11.8. ábra. Két számítástechnikai rendszer összekapcsolása optocsatoló alkalmazásával

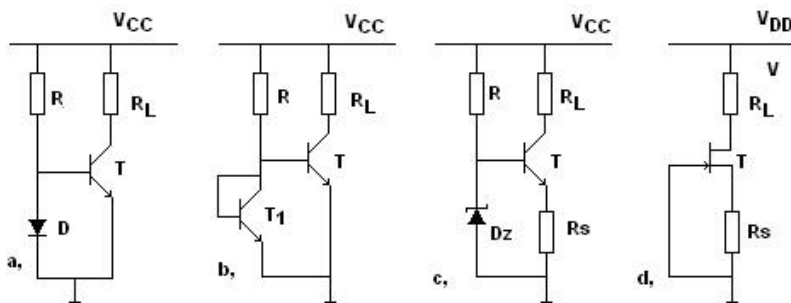
A mai modern optikai szálás jelátviteli rendszerek fényemittáló diódákat és fotodiódákat alkalmaznak.

Ipari célokra és nem túlságosan nagy távolságokra (néhány száz méter) az optikai szál anyaga műanyag (polietilén) és vastagsága kb. 1 mm, míg az optikai hírközlő rendszerekben igen vékony (néhány 10 μm vastagságú) üvegszálakat használnak. Természetesen a használatra szánt optikai adókat és vevőket igen nagy gondossággal alakítják ki, a vevő a jel torzulása miatt sokszor Schmitt triggeres bemenetű.

12. Az áramgenerátor

Az áramgenerátor jellegzetessége, hogy bizonyos határok között az R_L terhelő-ellenálláson átfolyó áram állandó, független a terhelő-ellenállás értékétől.

A 12.1. ábrán az áramgenerátor többféle megvalósítását mutatjuk be.



12.1. ábra. Különböző áramgenerátor kialakítások

Az a, és b, ábrán a bipoláris tranzisztorral megvalósított áramgenerátor kapcsolási rajzát láthatjuk. Ezekben az esetekben az R ellenállás határozza meg az R_L terhelésen átfolyó áram nagyságát. Gyakorlatilag a R és R_L ellenállásokon ugyanakkora áram folyik, hiszen az R ellenálláson átmenő áram a D diódán állítja be a T tranzisztor bázis-emitter feszültségét, és ez a feszültség független a T tranzisztoron átfolyó áramtól.

A b, ábrán a dióda helyett egy dióda-kapcsolásban használt tranzisztorral állítjuk be az említett bázis-emitter feszültségét a T tranzisztorban. Előnye az előző kapcsoláshoz viszonyítva, hogy a két tranzisztor hőmérséklet függése megegyező és ezért a kapcsolás szélesebb hőmérsékleti határok között működik ugyanolyan pontossággal.

A c, ábra olyan kapcsolást mutat, amelynél a T tranzisztoron átmenő I áramot az R_s ellenállás felhasználásával határozzuk meg a következőképpen:

$$V_Z = V_{BE} + I \cdot R_s$$

ahol V_Z a D_z Zener-dióda feszültsége, V_{BE} a T tranzisztor bázis-emitter feszültsége ($\approx 0,6$ V), I az áramgenerátor árama és R_s az I áramot beállító ellenállás értéke.

A d, ábra egy FET tranzisztor alkalmazó áramgenerátor kapcsolási rajzát tartalmazza.

13. A kimeneti port

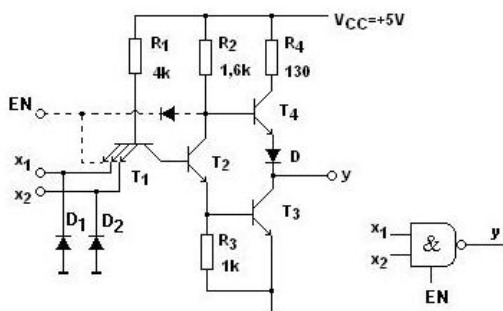
13.1. A TTL integrált áramkörök

A TTL áramkörök legfontosabb jellemzője az egységes +5 V-os tápfeszültség, valamint a pozitív logikában a logikai változó 0 értékének megfelelően 0...0,8 V feszültségszint, ill. a logikai változó 1 értékének a 2,4...5,0 V feszültségszint.

Bár napjainkban az egyedi logikai áramkörök felhasználása erősen visszaszorulóban van, ismeretük szükséges, mert a mai felhasználási területük egyszerű interfészek kialakítása, a számítógépekben használatos párhuzamos kimeneti portok megvalósítása hasonló elveken alapszik.

13.1.1. NAND (ÉS-NEM, NEM-ÉS) kapu

A NAND kapu a 13.1. ábrán megadott logikai függvény előállítására alkalmas. Példánk egy kétbemenetű NAND áramkör kapcsolási rajzát tartalmazza.



13.1. ábra. A NEM-ÉS (NAND) kapu kapcsolási rajza és jelölése

A T_1 egy több emitterű – ábránkon két emitterű – tranzisztor. Ha bármelyik bemenetere logikai 0 szintet kapcsolunk, akkor a T_1 tranzisztor normál üzemmódban működik. Az R_1 ellenállás által biztosított bázisáram a tranzisztor kollektorát a földhöz viszonyítva alacsony potenciálon tartja, ami azt jelenti, hogy a T_2 tranzisztor le van zárva. Ekkor a T_3 bázisa az R_3 ellenálláson keresztül a nulla potenciálra kerül, azaz a T_3 is zárt állapotba kerül. Mivel a T_3 zárt, a T_4 bázisa magas potenciálon lesz, azaz a T_4 nyit. Ebben az esetben az y kimeneten 5 V-hoz közeli feszültség mérhető.

	be	be	kimenet
	x_1	x_2	y
	0	0	1
	0	1	1
	1	0	1
	1	1	0

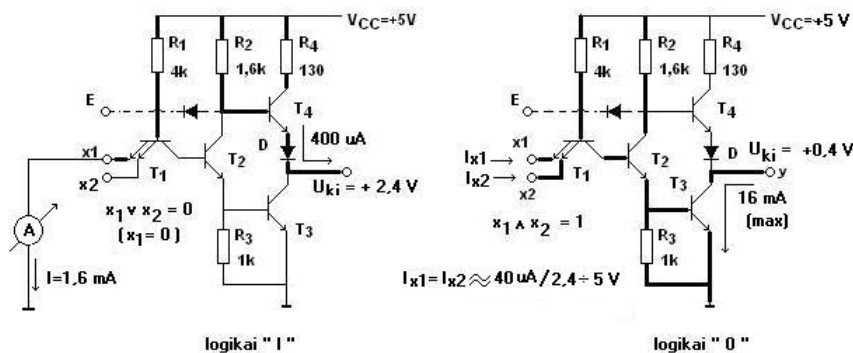
A NAND (NEM-ÉS) kapu
egyezményes jelölése és igazságtáblázata

Hogy mekkora is ez a kimeneti feszültség, azt az y kimenetre kapcsolt terhelések határozzák meg. Minél kisebb impedanciát képez a terhelés, annál nagyobb lesz a kimeneti áram, ami a kimeneti körben lévő R_4 ellenálláson a T_4 tranzisztoron illetve D diódán mind nagyobb feszültségeséseket hoz létre, amelyek természetesen levonódnak a +5 V-os tápfeszültségből. Ezért határozza meg a TTL logika úgy, hogy a logikai 1-et a 2,4...5 V feszültségszint képviseli.

Megjegyezzük, hogy a különböző megvalósítású TTL áramkörök behatárolják a kimeneti áram nagyságát is, amely még biztosítja a kimeneti logikai 1 szintet. Ez a normál TTL áramkörökben 400 μ A. Az ilyen TTL logikai kapuk úgy vannak kialakítva, hogy a kimeneti rövidzárat is elviseli károsodás nélkül (ilyenkor 40...55 mA mérhető a kimenet és a föld között).

Ha mindkét bemenetre logikai 1 szint kerül, akkor a T_1 fordított üzemmódban működik (az emitter és a kollektor szerepe felcserélődik). Megjegyzés: ha egy tranzisztornál felcseréljük az emittert a kollektorral, az ugyanúgy npn tranzisztorként fog működni, de ez a tranzisztor már nem a normál (optimális) β -val rendelkezik, hisz a β értéke függ az (új)emitter és (új)kollektor szennyezettségének a nagyságától, amelyek a két rétegben nem ugyanolyan értékűek. A két logikai 1 biztosítja a T_2 telítéséhez szükséges bázisáramot, azaz a T_2 nyit. Ekkor az R_4 ellenállás már nem biztosítja a T_4 -nek elegendő bázisáramot, tehát a T_4 zár. Az $R_2 - T_2 - R_3$ feszültségosztó biztosítja a T_3 tranzisztor bázisáramát, amely a T_3 tranzisztort nyitja, és az y kimenet logikai 0 szintre kerül.

A D_1 és D_2 a bemeneti védődiódák és feladatuk az, hogy a bemeneti feszültségek véletlenül se legyenek kisebbek, mint $-0,6$ V. Ha ennél kisebbek lennének a bemeneti jelek, akkor a megfelelő dióda mintegy 0,6 V-on rögzíti ezt a feszültséget.



13.2. ábra. A NAND kapu be- és kimeneti áram és feszültségviszonyai

Fontos adat, hogy egy egy TTL áramkör hány másik TTL áramkört vezérelhet (az ún. fan-out). Normál áramköröknél ez 10, de a gyors TTL-eknél ez csak 3.

13.1.2. A tri-state logika elve

A mai digitális kapcsolások egyik eleme a buszrendszer, amely nagyban leegyszerűsíti a digitális rendszerek közötti belső összeköttetéseket. A busz egy olyan vezetékhálózat, amelynek egy-egy vezetékeire több kimenet és több bemenet kapcsolódik. Hogy a buszrendszeren csak a megfelelő jel (kimenet) legyen aktív, azt kell elérni, hogy csak az az egy áramkör kapcsolódjon a buszvezetékre. Ezt engedélyeztetni kell, és a többi kimenetnek, amelyek ugyanerre a buszvezetékre kapcsolódnak olyan funkciót kell adni, hogy azok lekapcsolhatóak legyenek a kimeneti terhelésről, a buszról. Ez azt jelenti, hogy az illető áramköröknek három állapotuk kell, hogy legyen (tri-state), a logikai 0 és a logikai 1 mellett, a lekapcsolás vagy a lekapcsolás ellenpárja: az engedélyeztetés (EN).

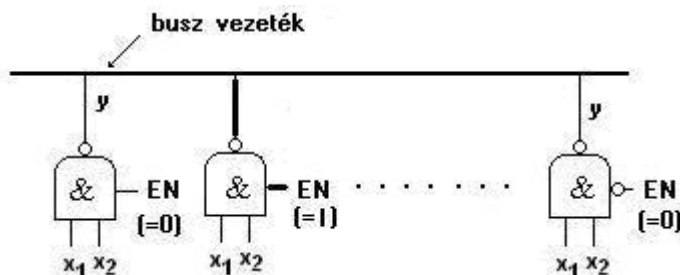
A bemutatott NAND áramkört kiegészítettük az EN (enable = engedélyezés) bemenettel is.

Ha azt akarjuk, hogy az y kimenet lekapcsolható legyen a terhelésről, ami a T_3 és a T_4 tranzisztorok együttesen zárt állapotát jelenti, az EN bemenetre logikai 0-át kell juttatni. A lekapcsolás azt jelenti, hogy a T_4 -nek és a T_3 -nak is zárt állapotát kell létrehozni. Ha az EN bemenetre logikai 0-t kapcsolunk, az a T_2 kollektorát a földre kapcsolja, ami azt eredményezi és ebben a helyzetben a T_4 és a T_3 is zárt állapotba kerül.

Ha az EN bemenetre logikai 1-et adunk a kapcsolás kimenete aktivizálódik.

A 13.3. ábrán egy elvi megvalósítást mutatunk be. Vastag vonallal jelöltük azt a buszra kapcsolt NAND kapukimenetet, amelynek EN bemenetére adott logikai 1 rákapcsolja őt a buszvezetékre. Természetesen a többi adó kimenete ekkor nincs engedélyezve.

Megvalósítható a tri-state kapcsolás $\overline{EN}$ bemenettel is amikor a logikai 0 adja meg az engedélyeztetést a buszra kapcsolásra. Ilyenkor a NAND kapu EN bemenete után egy inverter van a kapuhoz illesztve, így már nem a logikai 1 hanem a logikai 0 lesz az engedélyeztetés logikai szintje.



13.3. ábra. A tri-state elvének alkalmazása egy buszvezetéken

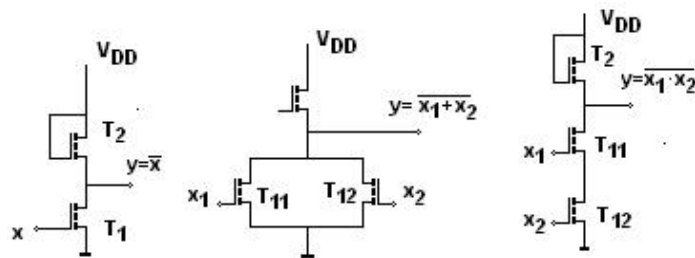
13.1.3. A MOS (CMOS) áramkör család

A MOS integrált áramkörök egyik változata a komplementer MOS (CMOS) áramkörök, amelynek jellegzetessége az inverter kimenetének komplementer MOSFET-ekkel való felépítése. A CMOS áramköröknek igen kicsi az áramfelvétele, amely azzal magyarázható, hogy a MOSFET-ek mindig ellentétes állapotban vannak, az egyik mindig le van zárva. A nagy tápfeszültség-tartomány, nagy logikai feszültség-szint és a kis zavarérzékenység a CMOS logika előnyei közé tartozik.

Legszembetűnőbb jellegzetességeik:

- feszültség ellátás $U_T = 3 \dots 15 \text{VDC}$
- logikai „0” $= 0 \dots 1/3 U_T$
- logikai „1” $= 2/3 \dots 1 U_T$

A nagyobb tápfeszültség és nagyobb feszültségkülönbség a logikai 0, vagy 1 értékénél, nagyobb zavarérzékletlenséget jelent a zavarokkal szemben.



13.4. ábra. A NEM, a NEM-VAGY és a NEM-ÉS kapuk megvalósítása MOS elemekkel

A MOSFET-nek felhasználható az a tulajdonsága, hogy a gate kapacitáson információ tárolható. Ezen alapszik a dinamikus logika, amelynek kicsi az áramfogyasztása.

14. A digitális technika alapjai

Az analóg technikában egy x változó bármilyen értéket felvehet. Az illető értéket a tízes számrendszerben a következő képen fejezzük ki.

$$\text{például } 57 = 5 \cdot 10^1 + 7 \cdot 10^0$$

A történelem folyamán más számrendszerek is kialakultak, de többségük – nem lévén elég praktikusnak – eltűnt pl. a rovásírás számrendszere elfelejtődött, más rendszerek eltűnőben vannak (az angolok különböző hossz és űrmértékeinek rendszere, is mint a coll = 2,54 mm.

Mi is naponta számolunk más számrendszerben is mint a tízes ugyanazt a mennyiséget mérve és itt az időmérésre gondolunk; hisz egy perc az 60 másodperc, egy óra 60 perc (60-as számrendszer), egy nap 24 óra (24-es számrendszer), a rövidtávfutók eredményét tized és század másodpercekben adják meg (10-es számrendszer).

A tudomány és technika fejlődése során mind nagyobb igény merült fel a gépi (mechanikus) számolási technikák felhasználásának irányában. Ezen kísérletek, megvalósítások, melyek a mechanikus számolási eljárásokra alapultak (a mechanikus szó ebben az értelemben az ismétlődő, mintegy robotszerű folyamatot jelent) az elektronikus számológép (angol szóval computer) kialakításához vezettek.

A mai számítástechnikában a kettes számrendszer nyert létjogosultságot. Ez az *igen/nem*-re alapul és ezeket nevezzük digitális értékeknek.

A digitális értékeket két (bini: kettős) számjeggyel, a 0-val és 1-gyel ábrázoljuk. Ezek a *bitek*.

Egymás mellett álló bitek sorozata építi fel a *kettes számrendszert*. Ez a bináris megfeleltetés. A legegyszerűbb a bináris kód, mert ebben az esetben úgy rendelünk értékeket a kettes számrendszerben felírt számhoz, hogy annak direkt kiolvasása visszaadja a tízes számrendszerbeli számot.

$57_{10} \rightarrow 111001_2$, mert a kettes számrendszerben ugyanúgy helyérték alapján írjuk fel a számokat, mint a köznapi életben használt tízes számrendszerben.

Helyérték	2^5	2^4	2^3	2^2	2^1	2^0							
bináris szám	1	1	1	0	0	1							
decimális számítás	32	+	16	+	8	+	0	+	0	+	1	=	57

A kettes számrendszerben nagyon sokszor az illető számot kódolt formában használjuk. A kódolást sokszor praktikus okokból visszük végbe. Íme néhány példa:

- *BCD kód:* a tízes számrendszer helyértékei szerint elrendezve, kettes számrendszerben írjuk fel az illető számot (a karóránk kettes számrendszerben számol, de a megjelenítés tízes-hatvanas számrendszerben történik)

$57 \rightarrow 1001\ 0111$

- *inverz logikai felírás:* amikor a 0 és 1 értékét felcseréljük (a kivonási műveleteknél használjuk)

$57 \rightarrow 000110$

- *önjavító kódok:* a közlendő (elküldött) szám mellé még további biteket rendelünk, amelynek értékét egy logika szerint határozzuk meg (pl. ha páros az elküldött számban a 0-k száma, a további bit értéke 1, ha nem, akkor 0). A vevő oldalon ezt ellenőrizzük, és ebből következtetést vonhatunk le, hogy nem vesztettünk-e bitet, azaz nem sérült-e az információ tartalma a jel továbbítása során.

Egy kódolt adatban lévő bináris helyértékek számának megadásához a *bit* egységet használjuk. Így 16 különböző érték ábrázolásához 4 bitre van szükségünk. Ezt hexadecimális számnak (számrendszernek) is nevezzük. Ezzel azt akarjuk mondani, hogy egy számítógép hexadecimális számrendszerben számol, majd a kimeneti egységre (pl. képernyő) az eredményt már BCD kódra alakítja, mely végül is egy további átalakítás – dekódolás – során a felhasználó számára a 10-es számrendszerben jelennek meg az értékek.

8 bit összetartozó sorozatának neve: *bájt*

$$8\ bit = 1\ bájt = 1B$$

$$1\ kilobájt = 1KB = 2^{10}B$$

$$1\ megabájt = 1\ MB = 2^{10}\ KB = 2^{20}\ B$$

A decimális és hexadecimális rendszerben megadott értékekre példa:

0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17... ← (tízes számrendszer)

0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 A B C D E F 1F 2F... ← (hexadecimális számrendszer)

A hexadecimális számrendszert a processzorokban alkalmazzák, a belső számítási műveletek elvégzésére. A számítógép felhasználó csak a tízes számrendszerrel találkozhat.

Egy digitális rendszer bár bonyolultnak tűnik, topológiája felépíthető néhány logikai alapkapsolás megfelelő logikai kombinációjából. Ennek az a magyarázata, hogy bármilyen logikai művelet elvégezhető egy típusú logikai áramkörrel, például csak NAND(NEM-ÉS) kapuval, vagy csak NOR (NEM-VAGY) kapuval.

A logikai műveletekkel a Boole-algebra foglalkozik és ezt egyesek kapcsolásalgebrának is nevezik. A hagyományos algebrával ellentétben a logikai változók csak két értéket vehetnek fel a 0-át és az 1-et.

A logikai változók tulajdonságait adjuk meg a következőkben:

A logikai változók tulajdonságai, ahol a „ $\cdot$ ” az ÉS (AND) kapcsolatot, míg a „ $+$ ” a VAGY (OR) kapcsolatot szimbolizálja a következők:

$$x \cdot x = x$$

$$x \cdot 0 = 0$$

$$x \cdot 1 = x$$

$$x \cdot y = y \cdot x$$

$$x \cdot \bar{x} = 0$$

$$x \cdot \bar{x} = 0$$

$$x + 0 = x$$

$$x + 1 = 1$$

$$x + y = y + x$$

$$x + \bar{x} = 1$$

$$x(x + z) = x \cdot y + xz$$

$$x + x \cdot y = x$$

$$x + \bar{x} \cdot y = x + y$$

De Morgan tételei

$$\overline{x \cdot y} = \bar{x} + \bar{y}$$

$$\overline{x + y} = \bar{x} \cdot \bar{y}$$

$$=$$

$$x = x$$

A fentebb felsorolt Boole-algebra alapjaiban az x , vagy az y értéke csak 0, vagy 1 lehet. Azért használtuk az x és y jelölést, mert ezeket változóknak tekintettük.

A digitális rendszerekben a logikai változók 0 és 1 értékeinek különböző feszültség szintek felelnek meg. Ha a magasabb feszültség szint 1-et jelent, akkor pozitív logikáról beszélünk, ellenkező esetben negatív logikát használunk.

Egy digitális rendszernek a logikai műveletek elvégzésén kívül, még bináris számokat is kell tudni tárolnia. Ezt memória elemekkel oldják meg. A digitális áramkörök legfontosabb memória elemei a flip-flopok. Különböző bonyolultabb műveletek elvégzésére (bináris összeadás, dekodifikálás, demultiplexálás, multiplexálás, számlálás, bináris adatok tárolása bináris adatok egyenkénti vagy csoportos mozgatása stb.) elvégzésére kapukból és flip-flopokból komplex áramköri elemeket állítanak elő.

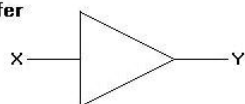
A digitális technika fejlődése során többféle félvezető alapú rendszereket fejlesztettek ki. Ilyenek:

- RTL (Resistor Transistor Logic) – ellenállás-tranzisztor logika
- DTL (Diode Transistor Logic) – dióda-tranzisztor logika
- ECL (Emitter Coupled Logic) – emitter-csatolt logika
- TTL (transistor Transistor Logic) – tranzisztor-tranzisztor logika
- MOS (MOS Logic) – MOS logika

Míg az első hármat a kifejlesztett rendszerekből ma már átmenetileg létezőknek tekinthetjük, hisz ma szinte kizárólagosan csak a TTL és a MOS rendszerek vannak használatban.

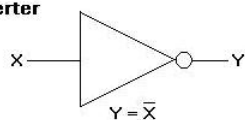
14.1. Kapuáramkörök és igazságtáblázataik

Puffer



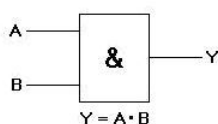
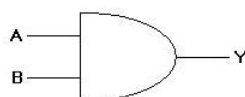
X	Y
0	0
0	1

Inverter



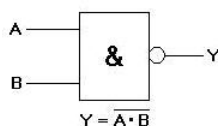
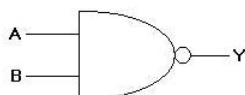
X	Y
0	1
1	0

Kétbemenetű ÉS kapu



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

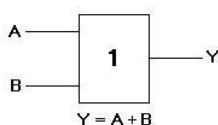
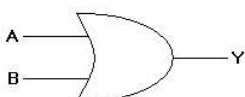
Kétbemenetű NEM-ÉS kapu



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

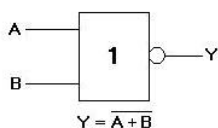
14.1. ábra. Elemi kapuáramkörök és igazságtáblázataik I.

Kétbemenetű VAGY kapu



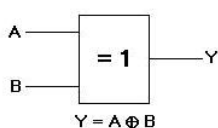
A	B	Y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Kétbemenetű NEM-VAGY kapu



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

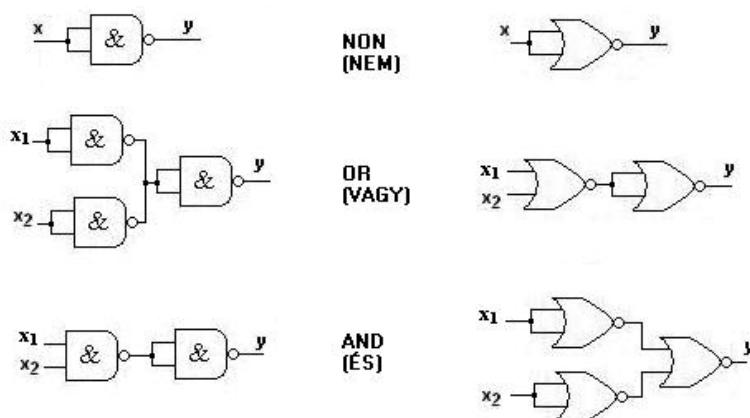
KIZÁRÓ-VAGY (antivalencia) kapu



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

14.2. ábra. Elemi kapuáramkörök és igazságtáblázataik II.

Logikai alapkapsolások NAND és NOR kapuáramkörrel

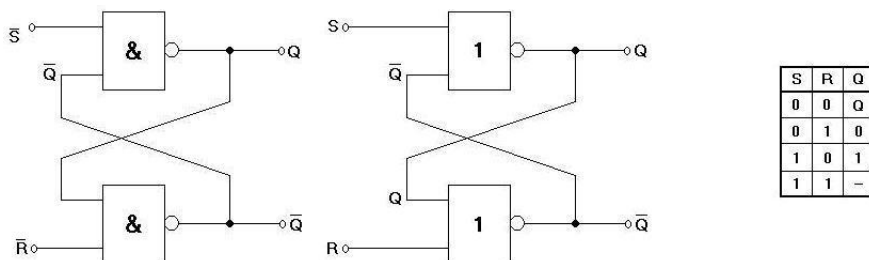


14.3. ábra. A NAND és NOR kapuk univerzitása

14.2. Flip-flopok

A flip-flopok a digitális rendszerek másik alapvető építőköve és alapvető feladatuk az adattárolás.

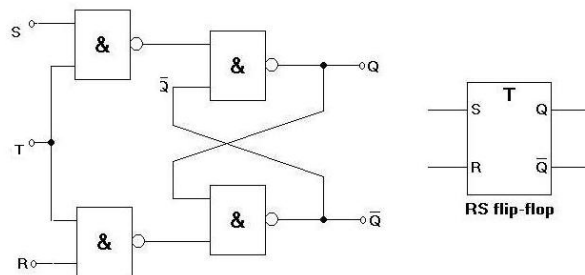
A legegyszerűbb elvi alapkapsolás, a két NAND vagy NOR kaput a következőképpen összekötünk (14.4. ábra).



14.4. ábra. Elvi alapkapsolások R-S flip-flopokra

A kapcsolás és igazságtáblázata megmutatja, $S=1$ ($S=SET$, beírás) akkor a $Q=1$, azaz a kimenet 1 és mindaddig 1 marad, amíg az $R=1$ ($R=RESET$, törlés). A két R és S vagy S és R közötti időben a tároló megtartja a beírt információt. A tárolók másik feltétele is teljesült a kapcsolással és pedig az, hogy minden időben az utoljára beírt információ és annak negáltja is rendelkezésünkre áll.

Nagy hátránya a kapcsolásnak, hogyha együttesen van jel a bemeneten ($R=1$ és $S=1$), a kimenet határozatlanná válik, nem lehet tudni, hogy milyen értéket vesz fel



14.5. ábra. Az R-S flip-flop felépítése és jelölése

Ezen az állapoton segít az R-S tároló, amely tartalmazza a T ($T=tact$, órajel) bemenetet is és ebben az esetben csak akkor tekinthető érvényes beírásnak az R vagy S ha az szinkronba van a T órajellel. A T órajel nagyon rövid idejű impulzussorozatból áll.

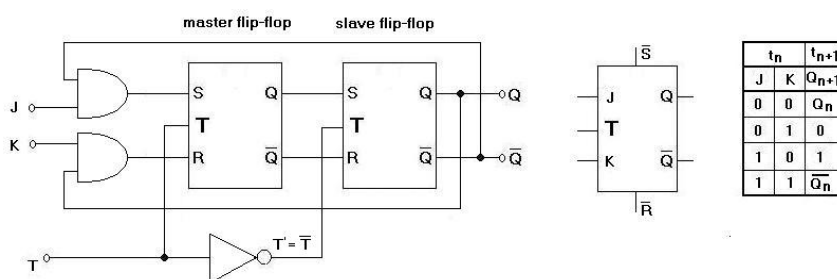
14.2.1. A J-K master-slave

A R-S tárolót szinte teljesen kiszorította J-K tároló (J-K master-slave), amely két összekapcsolt R-S flip-flopból áll.

Működésének rövid leírása: amikor $T=1$ a master flip-flop a bemenetek állapotát veszi fel (eltekintettünk a bemeneti ÉS kapuktól). Mivel ilyenkor a slave T bemenetén alacsony feszültség szint van, ez az áramkör nem veszi fel a master kimenetének állapotát. Ha a bemeneti $T=0$ a bemeneti tároló lezár, míg a kimeneti a slave tároló átveszi a master állapotát.

Ezek a J-K tárolók előnyei:

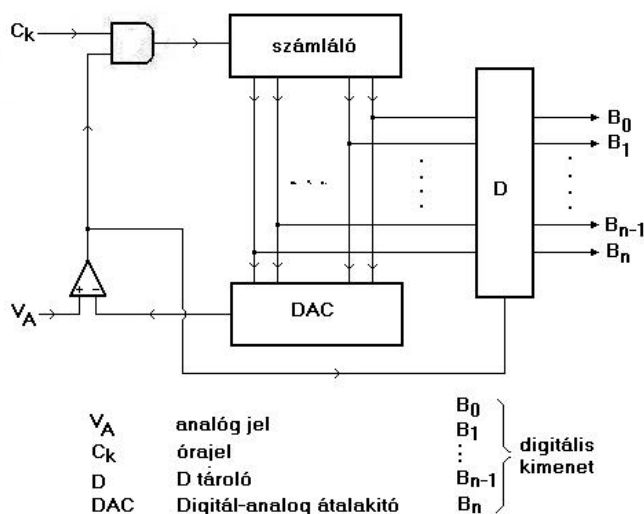
- a be és kimenet egymástól el van választva, az áramkör független az órajel le- és felfutási idejétől.
- mivel megtörténhet, hogy $R = S = 1$, ekkor kapnak szerepet a bemeneti ÉS kapuk; a visszacsatolások révén ilyenkor $S = \bar{Q}$ és $R = Q$, tehát sohasem válnak egyidejűleg 1-é
- az $\bar{S}$ -re kapcsolt logikai 0 a kimenetet a $Q=1$ állapotba hozza függetlenül az órajelimpulzustól
- az $\bar{R}$ -re kapcsolt 0 logikai szint a kimenetet a $Q=0$ állapotba hozza függetlenül az órajelimpulzustól



14.6. ábra. J-K master-slave flip-flop felépítése, áramköri jelölése és működési táblázata

14.2.2. Analóg/digitál átalakító

A C_k órajel által jelsorozat kerül egy számlálóra. A számláló digitális formában jeleníti meg a bevitt impulzusok számát.



14.7. ábra. Analóg/digitál átalakító

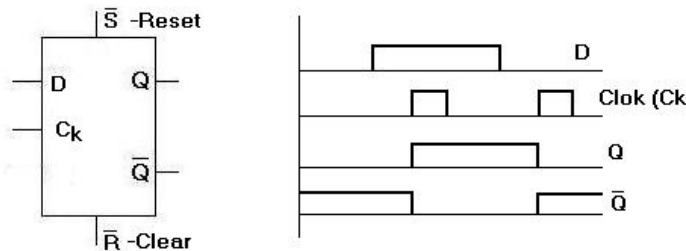
Ezt a digitális számot a DAC (digitál/analóg átalakító) analóg formában adja vissza a bevitt jelek összegét. Amikor a DAC által szolgáltatott feszültség az összehasonlító áramkör egyenlőnek találja a V_A analóg jellel egy impulzust ad a D tárolónak, amely megjeleníti digitális formában a V_A feszültség értékét (14.7. ábra).

Ettől a pillanattól a számláló értéke törlődik és újból kezdődik a számlálás. A D tároló a következő feszültség egyenlőségig tárolja az adatokat, majd az új egyenlőség pillanatában tárolja az új V_A értéket.

14.2.3. A D tároló

A 14.8. ábra mutatja egy egybites D (késleltető, vagy tároló) rajzjelét illetve idődiagramját.

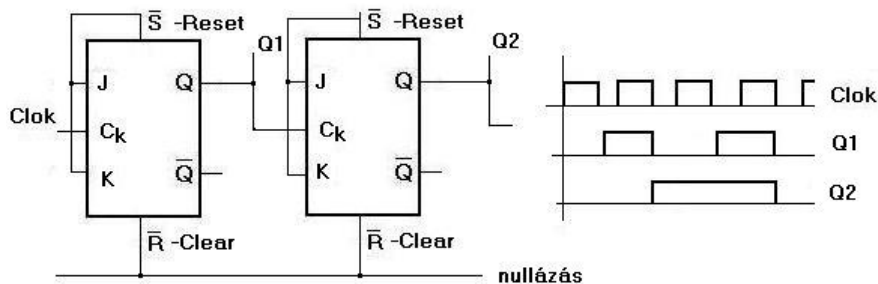
A D tároló jelentősége az, hogy bármikor is érkezik a D bemenetre jel, az csak akkor lesz aktív bemenet, azaz beíródik a magas szint, és addig marad beírva ameddig egy újabb C_k jel ki nem törli. Ezen idő alatt a Q kimeneten (a két C_k impulzus között) magas szint van. Természetesen gyártanak több párhuzamos bites D tárolót is, amely közös törlőimpulzus bemenettel rendelkezik.



14.8. ábra. A D tároló

14.2.4. Bináris számláló (frekvenciaosztó)

Ha J-K áramköröket a 14.9. ábrának megfelelően kötünk össze, akkor egy bináris számlálót alakíthatunk ki. Ez gyakorlatilag egy frekvenciaosztó. E számláló nullázható.



14.9. ábra. A bináris számláló felépítése és idődiagramjai

Megfelelő kötések kialakításával, 10-es számlálót, előre/hátra számlálót stb.-t alakíthatunk ki.

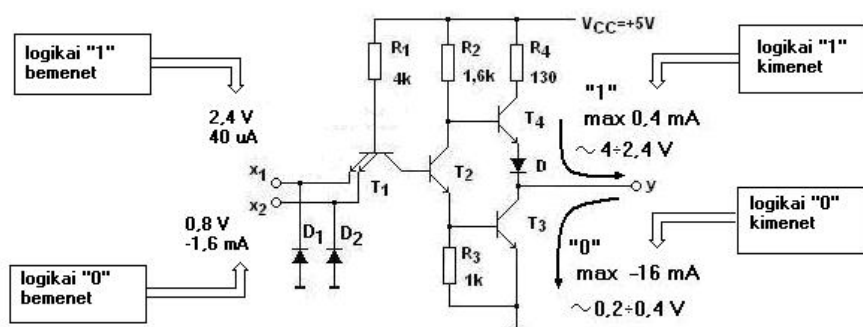
14.3. Bevezetés az interfészek technikájába

A számítógépek, mikroprocesszoros rendszerek az ún. interfészeken keresztül kapcsolódnak az őket adatokkal közlő elektronikus rendszerekkel illetve a számítógépek eredményeit közlő, feldolgozó készülékekhez.

Ma még általánosnak mondható, hogy az általános be- és kimeneti portok TTL kompatibilisek vagy az újabb rendszerekben esetleg CMOS alapúak megvalósítások.

A számítógéységek külső perifériákat, gépeket vezérelnek amelyek különböző feszültségen üzemelnek. Ilyen típusú megvalósításokkal foglalkozunk a továbbiakban.

Az alábbi ábrán (14.10. ábra) összefoglaltuk a TTL jellegzetes be és a kimeneti feszültség és áramviszonyait.



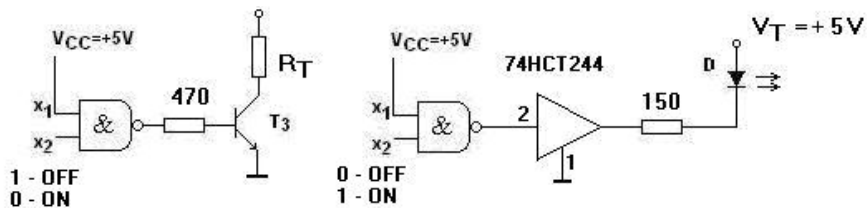
14.10. ábra. A TTL jellegzetes be- és a kimeneti feszültség- és áramviszonyai

Kapcsolások TTL kimenetekre

Ha egy mikroprocesszoros rendszer TTL jelszintjeit akarjuk felhasználni külső áramkörök vezérlésére, ahhoz egy pár kapcsolást mutatunk be az alábbiakban.

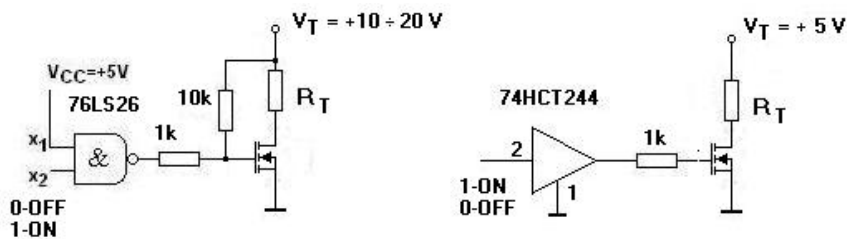
A terhelés a külső $+V_T$ feszültségre kapcsolódik

Alkalmazhatunk egy tranzisztoros (npn tranzisztor) meghajtót, vagy egy ere a célra kifejlesztett erősítőt un. buffer-t (74 HCT244 vagy valamilyen más típust), mint ami a 14.11. ábrán is látható.



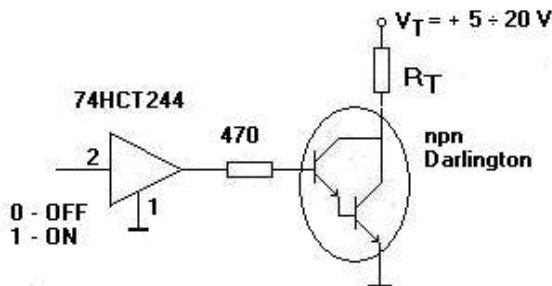
14.11. ábra. TTL-el vezérelt terhelés, ha az a $+V_T$ feszültségre kapcsolódik

Nagyobb terheléskor MOSFET (14.12. ábra), vagy esetleg Darlington tranzisztort is alkalmazhatunk.



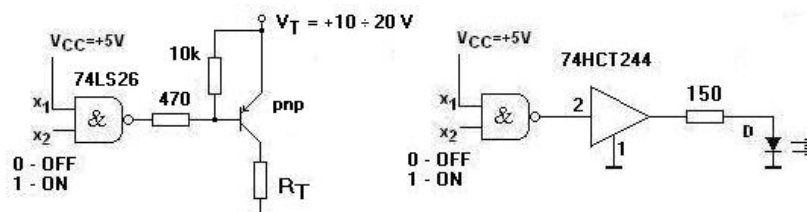
14.12. ábra. TTL-el vezérelt MOSFET tranzisztor

Ha Darlington tranzisztoros a terhelés, a 14.13. ábra szerint járhatunk el.



14.13. ábra. TTL-el vezérelt Darlington tranzisztor

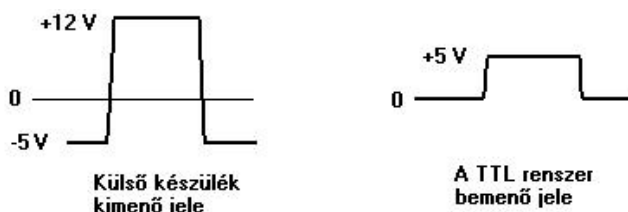
Ha terhelést a földre kötjük, akkor az alábbi kapcsolás alkalmazható (14.14. ábra).



14.14. ábra. TTL-el vezérelt „földre” kötött terhelés

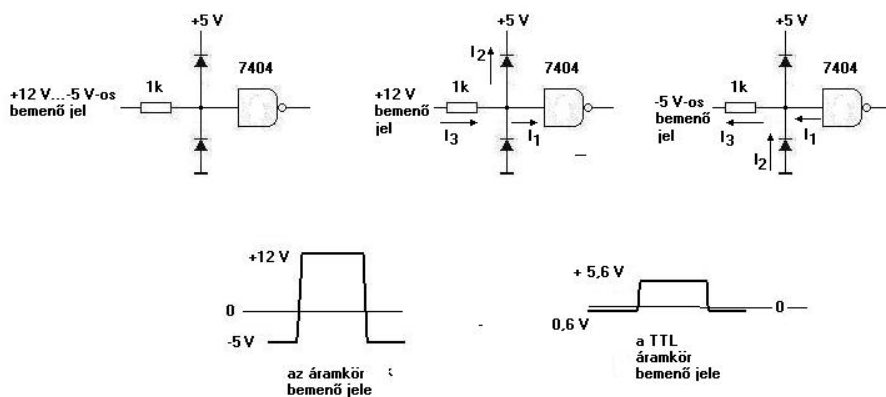
A TTL szintről eltérő impulzusok bevitele

Egy gyakorlati példával megvilágítjuk, hogy különböző feszültségű jeleket (estünkben a +12V és -5V), hogyan lehet egyszerűen TTL szintre hozni, hogy bemeneti jelként szolgálhassanak egy TTL áramkörnek. Ilyen jelszint alkalmazunk a mikroprocesszoros rendszerekhez kapcsolódó perifériás készülékek esetén (14.15. ábra)



14.15. ábra. A továbbított jelszint és a kért jelszint

Egy egyszerű vágódiodás áramkörrel a probléma megoldható (14.16. ábra).



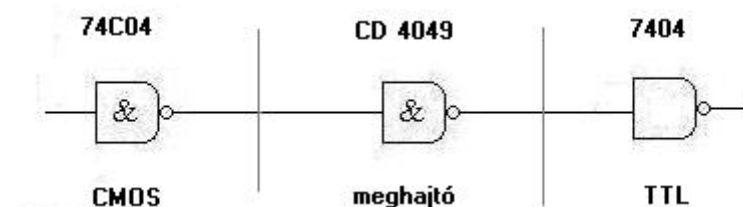
14.16. ábra. Magyarázó ábra a jelszint átalakítására

Az ábrából kiolvasható az áramkör működése. Ha +12V-os jel érkezik, akkor a felső dióda melynek katódja a +5V-os feszültségre van kötve, nyit és anódján kb. 5,6 V-os feszültség mérhető. Ha -5V-os jelet fogad az áramkör, akkor a jel az alsó diódán keresztül záródik és ekkor a két dióda közös pontján -0,6V-os jelszint kapunk.

TTL és CMOS áramkörök illesztése egymáshoz

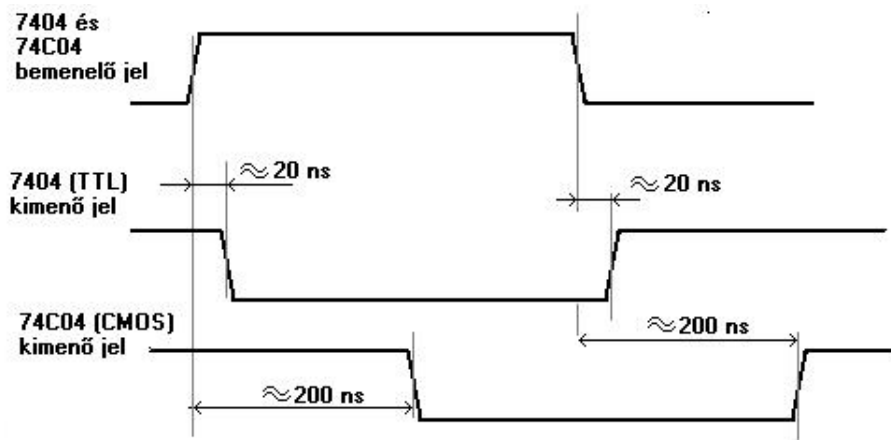
A CMOS áramkör családok komplementer MOS tranzisztorokból épülnek fel. A MOS tranzisztor mint tudjuk egy nagy bemeneti impedanciával rendelkező szigetelt gate-elektrodás eszköz. A komplementer kifejezés arra utal, hogy úgy a p csatornás, mint az n tranzisztorok együtt szerepelnek a kapcsolásban.

Vezérléstechnikai szempontból ezeket a CMOS áramköröket úgy kell felfogni, mint egy igen kis kapacitású kondenzátort, amelyet feltöltsünk, vagy kisüssünk. Ezek az eszközök az esetek többségében +3...+15V-os tápfeszültséggel üzemelnek. Ezek a vezérlő áramok pedig nem haladják meg a $1\mu\text{A}$ -t. Kimeneti oldalon a terhelésük kb. 0,9 mA logikai 0 állapotban, illetve mintegy $8\mu\text{A}$ logikai 1 állapotban. Ebből következik, hogy a CMOS áramkörökkel nem lehet direkt standard TTL áramköröket vezérelni. Szükségünk van egy soros meghajtóra, amely lehet egy egyetlen kisfogyasztású TTL áramkör, vagy pedig használjuk az ipar által kifejlesztett és ajánlott speciális áramkör családot (pl. a CD4049 invertáló, vagy CD4050 nem invertáló) érdemes felhasználni az illesztésekhez.



14.17. ábra. CMOS – TTL kapcsolat

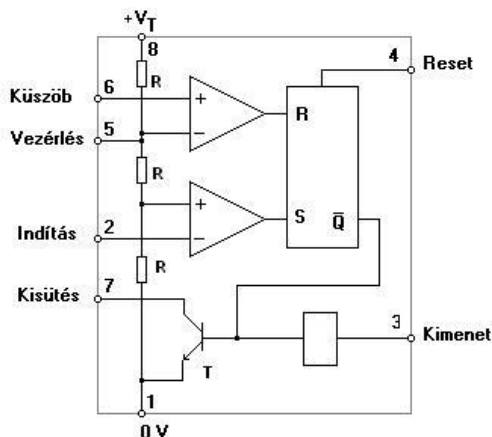
A szabványos CMOS család lassabb, azaz nagyobb jelkésleltetéssel rendelkezik, mint egy TTL áramkör. Ezt a jenséget a TTL-CMOS vegyes áramkörökből álló kapcsolások tervezéskor figyelembe kell venni (14.18. ábra).



14.18. ábra. Szemléltető ábra a CMOS áramkörök lassúságára

15. Az 555 típusú időzítő

A világ egyik legismertebb, impulzusok előállítására használt integrált áramkör típusa az 555. Az 555 analóg és digitális áramkörökből épül fel. A 15.1 ábra alapján vizsgáljuk meg az 555-ös áramkör működését!



15.1. ábra. Az 555 típusú időzítő felépítése

Az áramkör lényegében két komparátorként működő műveleti erősítőből és egy bistabil áramkörből áll. Ezekhez a komponensekhez egy pufferként működő erősítő fokozat kapcsolódik, hogy áramkörünk viszonylag nagy áramot tudjon szolgáltatni. A külső kondenzátor kisütéséhez egy tranzisztor is be van építve az IC-be. 4,5...15 V tápfeszültséggel működtethető és így a normál TTL családdal együtt (velük összekapcsolva) alkalmazható.

Létezik az 555-ös CMOS változata is 7555 típusjellel (tápfeszültség 2...18 V), ennek áramfelvétele kisebb, mint a TTL változaté, de a gyakorlatban a kimenete két TTL terhelés meghajtására elegendő.

Az 556, illetve 7556-os áramkör család IC-ben két 555 (7555) áramkör került tokozásra.

15.1. 555 astabil kapcsolásban

Tételezzük fel, hogy a kimenet (3) H-szintű és a tranzisztor nem vezet. A C kondenzátor az R_1 és R_2 ellenállásokon keresztül elkezd töltődni. Amikor a küszöbbemeneten (6) a feszültség eléri a $\frac{2}{3} \cdot V_T$ értéket (ahol V_T a tápfeszültség) a felső komparátor állapotot vált és az RS bistabil nullázó-

dik, tehát $\overline{Q}$ kimenete H-szintű lesz és működésbe hozza a kapcsolótranszisztort. A puffer invertáló hatása miatt az időzítő egység kimenete (3) L-szintre vált.

A C kondenzátor az R_2 ellenálláson és a tranzisztoron kisülésbe kezd. E feszültség azonban megjelenik az indítás (2) bemeneten, és ha értéke eléri a $1/3 \cdot V_T$ -t, az alsó komparátor állapotot vált és eredeti állapotába állítja vissza az RS bistabilt. Akkor a bistabil $\overline{Q}$ kimenete L-szintű lesz, a kapcsolótranszisztor lezár és a (3) kimenet H-szintre vált. Ez a működési folyamat végtelen sokáig ismétlődik.

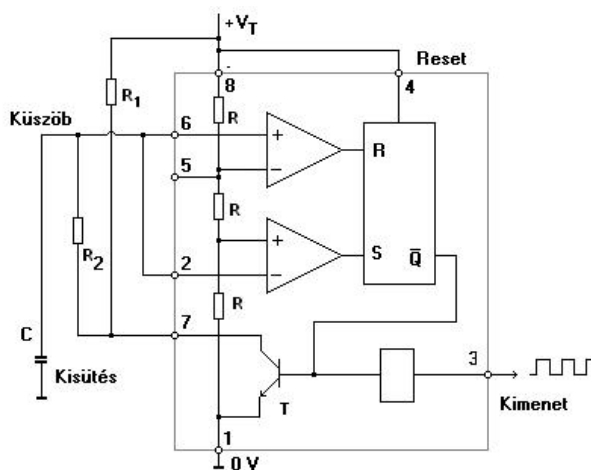
A kimenőjel jellemzői:

- a kimenet H-állapotának ideje $t_{be} = 0,7 \cdot (R_1 + R_2) \cdot C$
- a kimenet L-állapotának ideje $t_{ki} = 0,7 \cdot R_2 \cdot C$
- periódusidő: $t = t_{be} + t_{ki} = 0,7 \cdot (R_1 + 2R_2) \cdot C$
- impulzusismétlődési frekvencia: $f = 1/t$
- jel-szünet arány

$$K = \frac{t_{be}}{t_{ki}} = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

- kitöltési tényező (üzemarány)

$$D = \ddot{U} = \frac{t_{be}}{t_{ki} + t_{ki}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2R_2} \cdot 100\%$$



15.2. ábra. Az 555-ös jelgenerátoros kapcsolásban

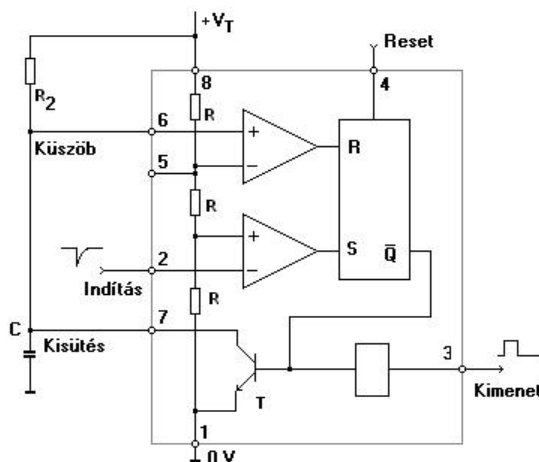
Az 555 típusú időzítőegységgel létrehozott impulzusok jel-szünet aránya nem lehet kisebb, mint 0,5. Ha R_2 értéke sokkal nagyobb, mint az R_1 értéke, a kimeneten jó közelítéssel szimmetrikus négyszög hullám jelenik meg.

15.2. 555 monostabil kapcsolásban

Az 555-tel kialakított monostabil kapcsolás az indítás (2) bemenetre adott lefutó élre (H $\rightarrow$ L átmenetre) indul. Amikor az indító bemenetre adott jel (él) feszültség értéke a $1/3 \cdot V_T$ feszültség szint alá csökken, az alsó komparátor kimenete H-szintű lesz és beállítja az RS bistabilt. A bistabil $\overline{Q}$ kimenete L-szintre vált, a tranzisztor lezár és a (3) kimenet H-szintű lesz. Ekkor a C kondenzátor az R_2 ellenálláson keresztül töltődni kezd mindaddig, amíg a (6) küszöbkimeneten a feszültség el nem éri a $2/3 \cdot V_T$ értéket. Ennél a feszültségnél a felső komparátor állapotot vált, a bistabil nullázódik. A $\overline{Q}$ kimenete H-szintre vált, a tranzisztor vezet és a (3) kimeneten L-szintű jel észlelhető. Az áramkör a következő indítóimpulzus megjelenéséig ebben az állapotban marad.

Jellemző adatok a monostabil üzemmódra:

- a kimenet H-állapotának ideje $t_{be} = 1,1 \cdot R_2 \cdot C$
- az indítóimpulzus ajánlott szélessége $t_{tr} < t_{be}/4$



15.3. ábra. Az 555-ös, mint monostabil

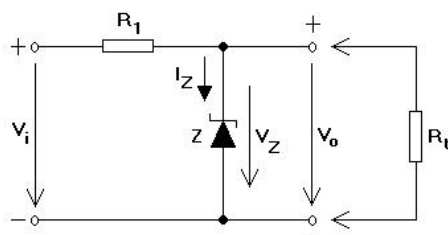
16. Lineáris tápegységek

A (feszültség)tápegységek vagy feszültségstabilizátorok feladata, hogy a kimeneti terhelésre akár a bemeneti feszültség változásától, akár a kimeneti terhelés változásától függetlenül – bizonyos határok között – állandó feszültséget szolgáltatassanak. Egyszerűen stabilizált tápegységeknek is nevezzük őket.

Ha kimenet (terhelés) állandó áramot igényel, akkor az állandó áramot előállító kapcsolást áramgenerátornak, vagy állandó áramú generátornak nevezzük. Ezen áramkörökkel egy másik fejezetben foglalkozunk.

Lineáris (analóg) tápegységek bemutatása e fejezet célja. Lineáris (analóg) tápegységeknek azokat a tápegységeket nevezzük, amelyek a bemeneti feszültségből, a kimeneti feszültséghez képest többletfeszültséget a tápegységen belül disszipáltnak egy rezisztív elemen, egy ellenálláson. Ezen típusú feszültségcsökkentés folytonos (analóg). Mivel viszonylag egyszerű kapcsolások, elterjedtségük nagy, bár ma már szinte csak az amatőr kapcsolások, áramkörök része. A ma gyártott, forgalmazott és felhasznált tápegységek döntő hányada (több mint 99%-a) kapcsolóüzemű tápegység, amelynek működése más elveket követ, mint az alább bemutatottak.

A legegyszerűbb (legsimplább) és professzionális és háztartási elektronikában sokat alkalmazott feszültség stabilizátor a Zener dióda, amellyel egy másik fejezetben foglalkoztunk (16.1. ábra).

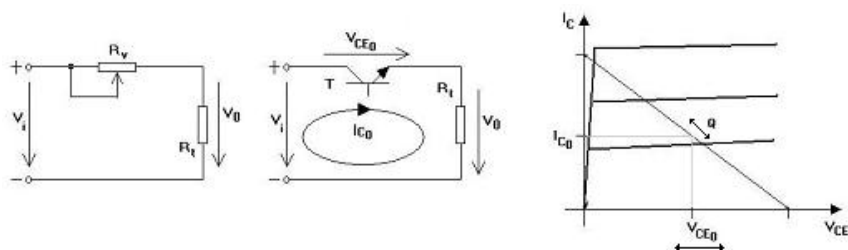


16.1. ábra. Zener diódás feszültségforrás

16.1. A feszültségstabilizátor kapcsolás

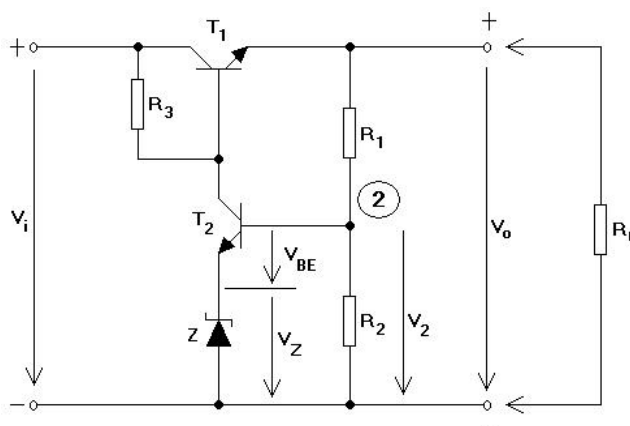
Az áramkör és a működés elve leegyszerűsítve az, hogy a feszültségforrás és a terhelés közé egy változtatható értékű ellenállást kapcsolunk. Ez az esetek döntő többségében egy vezérelt tranzisztor, amelynek a mindenkor I_{C0} V_{CE0} munkapontját úgy szabályozzuk, hogy a tranzisztoron lévő V_{CE0}

feszültségesés az a feszültségtöbblet, amelyet el kell vennünk a bemeneti feszültségből, hogy a kimeneten a megfelelő.



16.2. ábra. Lineáris feszültség stabilizátor elve

Vizsgáljunk meg egy egyszerű tápegységet (16.3. ábra)!



16.3. ábra. Lineáris feszültségstabilizátor

A 2-es pont feszültsége meghatározható, mint

$$V_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_0$$

de ez a V_2 feszültség felírható még

$$V_2 = V_{BE} + V_Z$$

ahonnan

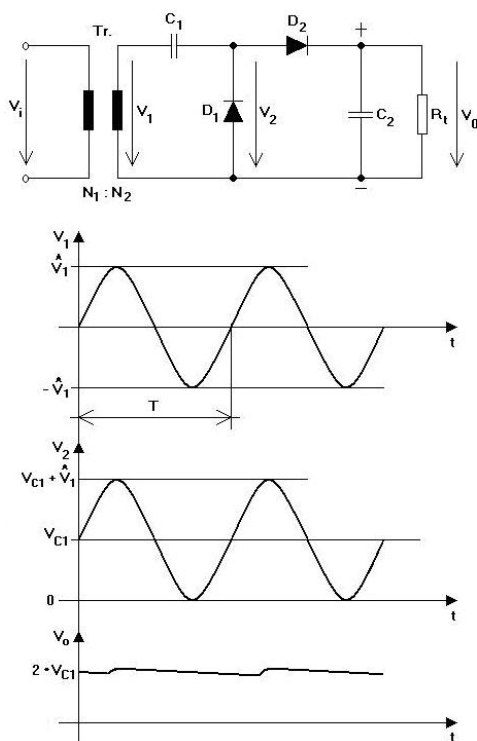
$$V_0 = \frac{R_1 + R_2}{R_2} (V_{BE} + V_Z)$$

ha $V_{BE} \gg V_Z$
akkor

$$V_0 = \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_Z = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_Z$$

16.2. A feszültségkétszerező kapcsolás

A 16.4. ábrán egy klasszikus feszültségkétszerező kapcsolást látunk.



16.4. ábra. Feszültségkétszerező kapcsolás

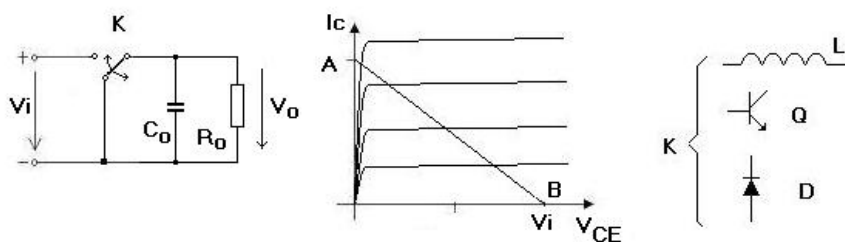
Ha feltételezzük, hogy a V_1 feszültség fordított irányú a rajzhoz képest, akkor a C_1 kondenzátor feltöltődik a V_1 feszültségre. A következő félperiódusban a V_1 feszültséghez hozzáadódik a C_1 kondenzátor feszültsége és a D_2 diódán keresztül szabad utat kap a terhelésre. Tehát a kimeneti feszültség ez esetben megközelíti a bemeneti feszültség csúcsértékének kétszeresét. A V_0 feszültség hullámosságának csökkentésére szolgál a C_2 jelű kondenzátor.

17. A kapcsolóüzemű tápegységek alapjai

A kapcsolóüzemű tápegységek alapvetően megváltoztatták felfogásunkat egy tápegységről, sőt azt is mondhatnánk, hogy az egész teljesítményelektronikáról.

Ma a naponta rendszerbe helyezett tápegységeknek több mint 99,99%-a, kapcsolóüzemű tápegység. Analóg tápegységek szinte csak hobby szinten kerülnek be egy-egy kapcsolásba.

Vajon milyen alapvető felismerés vezetett el ahhoz, hogy ma már döntő részben ilyen tápegységekkel találkozunk? Az analóg tápegységekkel ellentétben itt az egész tápfeszültséget (V_i), rákapcsoljuk-lekapcsoljuk az R_0 - C_0 terhelésre, és az átlagfeszültség lesz a kimeneti V_o feszültség. A C_0 egy szűrőkondenzátor, szerepe lényeges. Az alapelv az, hogyha a fenti kapcsolási stratégiát alkalmazzuk, akkor a tápegység hatásfoka közel lehet a 100%-oz, hisz a tápegységen vagy nulla áram van, vagy közel nulla feszültségesés a K kapcsolón. A K kapcsoló egy Q tranzisztorból, egy D diódából áll és lényeges szerep van az L induktivitásnak is. Az L tekercs szerepe, energiatárolás, hogy a terhelés energiaellátása közel állandó legyen a K kapcsoló mindkét állásánál. Mi ezen induktív energiatárolós tápegységekkel, a *konverterekkel* fogunk foglalkozni. A konverter szó e tápegységben megvalósuló periodikus, a villamos energia mágneses energiába is viszont, átalakításra utal.



17.1. ábra. A kapcsolóüzemű tápegység alapelve

Konvertereknek nevezzük általában a kapcsolóüzemű energiaátalakítást. Az alábbiakban DC-DC konverterekkel fogunk foglalkozni.

Természetesen a működés vizsgálatakor állandósult állapotot vizsgálunk. Állandósult, stacionárius állapotnak nevezzük ebben az esetben azt a

működési módot, amely feltételezi, hogy időben ugyanolyan ciklusok követik egymást. Nem változik a be- és kimeneti feszültség, nem változik a terhelés mértéke, a t_{on} idő alatt a tekercs energiája akkora energiaértékkel növekszik, mint amennyivel a t_{off} időben csökken.

Az állandósult állapotú működési módban két esetet tudunk megkülönböztetni:

- a *folytonos üzemmódot* (CCM, continuous conduction mode), amely feltételezi, hogy az L induktivitásban folyamatosan van áram
- a *száaggatott üzemmódot* (DCM, discontinuous conduction mode), amely feltételezi, hogy egyes időközökben az L induktivitás áram nélkül marad

A következőkben bemutatásra kerülő kapcsolóüzemű DC/DC konverterek vizsgálatakor csak a folytonos, CCM üzemmódú működéssel foglalkozunk (DC/DC egyenáramú/ egyenáramú átalakító).

A DC-DC átalakítók előnyei:

- jó hatásfok
- kis méretek
- feszültségnövelési kapcsolások létrehozása is lehetséges
- nagyobb üzembiztonság, hosszabb élettartam
- érzéketlenek a nagy bemeneti feszültségváltozásra
- több kimeneti feszültséget is szolgáltathatnak
- transzformátoros változataik feszültségleválasztást is biztosítanak
- egységnyi teljesítménytényezőjű konverterek is kialakíthatóak

A DC-DC átalakítóknak (konvertereknek) hátrányai:

- bonyolultak
- speciális alkatrészeket igényelnek

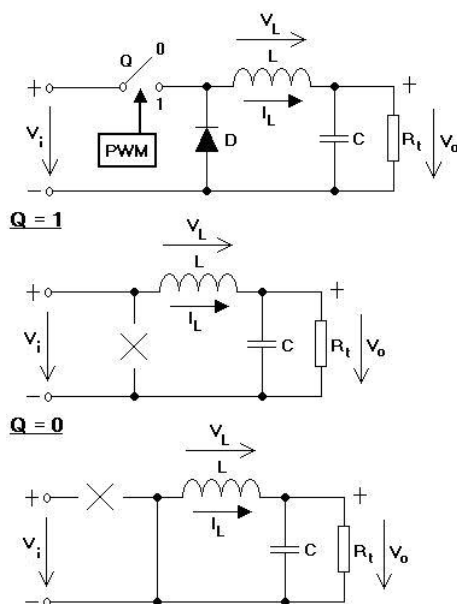
17.1. A feszültségcsökkentő (buck) konverter

E konverter, mint neve is mutatja, feszültségcsökkentésre szolgál. Működését a következő ábra (17.2) alapján könnyen megérthetjük.

Amikor a Q tranzisztort bekapcsoljuk (t_{on}), a teljes bemeneti V_i feszültség a kimeneti szűrőn keresztül – amelyet L és C elemek alkotnak – az R_t terhelésre kerül. Ebben az esetben a bemeneti áram elkezd növekedni és így az L tekercsben felhalmozott energia is nő.

Amikor a tranzisztor lezár, kikapcsol (t_{off}), a tekercs önindukciója révén a D dióda nyitóirányú előfeszítést kap. Ezen a diódán keresztül az L inductivitásban lévő energiaáram szabad utat kap a C kondenzátor és az R_t terhelés felé. Az L inductivitásban az áram csökkenő tendenciájú, a kimeneti áramhoz a C kondenzátorban tárolt energia is hozzájárul.

Innentől kezdődően a kapcsolási folyamat periodikusan ismétlődik.



17.2. ábra. A feszültségcsökkentő (buck) konverter alapkapsolása és működése

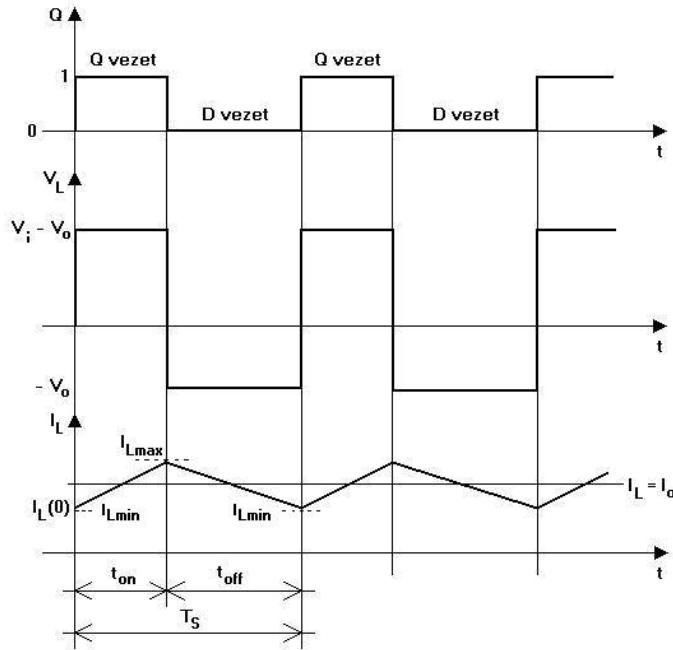
A feszültségek és áramok alakulását CCM üzemmódban vizsgáljuk meg. Ezt az üzemmódot az jellemzi, hogy az L tekercsben az áram jelenléte folyamatos, azaz az áram értéke soha nem csökken le 0-ra.

Ha a Q tranzisztor vezet (t_{on}), a tekercsen mérhető feszültségre felírhatjuk a következő egyenletet:

$$V_L = V_i - V_o = L \cdot \frac{\Delta I_L}{t_{on}} = L \cdot \frac{I_{L \max} - I_{L \min}}{t_{on}}$$

Ha a Q tranzisztor nem vezet (t_{off}), a tekercsen mérhető feszültségre felírhatjuk, hogy

$$V_L = -V_0 = -L \cdot \frac{\Delta I_L}{t_{off}} = -L \cdot \frac{I_{Lmax} - I_{Lmin}}{t_{off}}$$



17.3. ábra. A feszültségcsökkentő (buck) konverter jellegzetes feszültség- és áramalakjai

De az állandósult állapotot feltételezve, az áramváltozás értéke a tekercsen nulla, (amennyi a növekedés, annyi a csökkenés is) tehát

$$(V_i - V_0) \cdot t_{on} = V_0 \cdot t_{off}$$

ahonnan

$$V_0 = V_i \cdot \frac{t_{on}}{T_s} = D \cdot V_i$$

ahol $D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T_s}$ a kitöltési tényező, $\overline{D} = \frac{t_{off}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{off}}{T_s}$

$$D + \overline{D} = 1$$

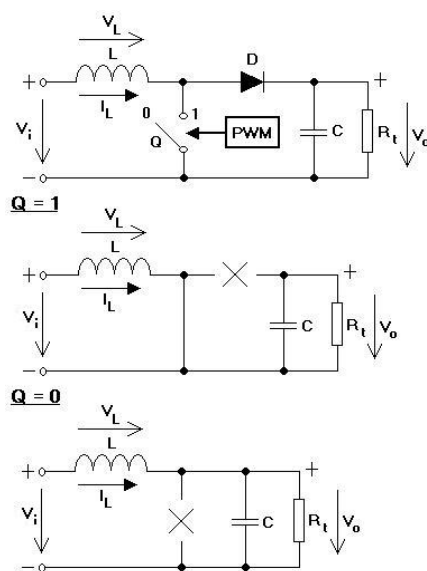
Ebből a kifejezésből következik, hogy folytonos üzemmódban a kimeneti V_o feszültség nem függ a terhelő áram nagyságától. A tekercsben az áramalak egyforma, különböző I_o kimeneti áramoknál, feltételezve, hogy a bemeneti feszültség és a kitöltési tényező nem változik. Az I_L áramalak párhuzamosan eltolódik a terhelés függvényében. Ha a terhelés nő, felfelé tolódik, ha csökken, akkor lefelé.

17.2. A feszültségnövelő (boost) konverter

Az analóg (lineáris) tápegységek egyik nagy hiányossága, hogy nem tudnak feszültségnövelést végrehajtani.

A feszültségnövelő (boost) konverter ugyanazt a három eszközt (L, Q, D) tartalmazza, mint a buck konverter, csak más elrendezésben. E konverter legfőbb tulajdonsága, hogy a kimeneti V_o feszültsége magasabb, mint a bemeneti V_i feszültség.

A boost konverter topológiáját és kapcsolástechnikai elrendezését a 17.4. ábrán láthatjuk.



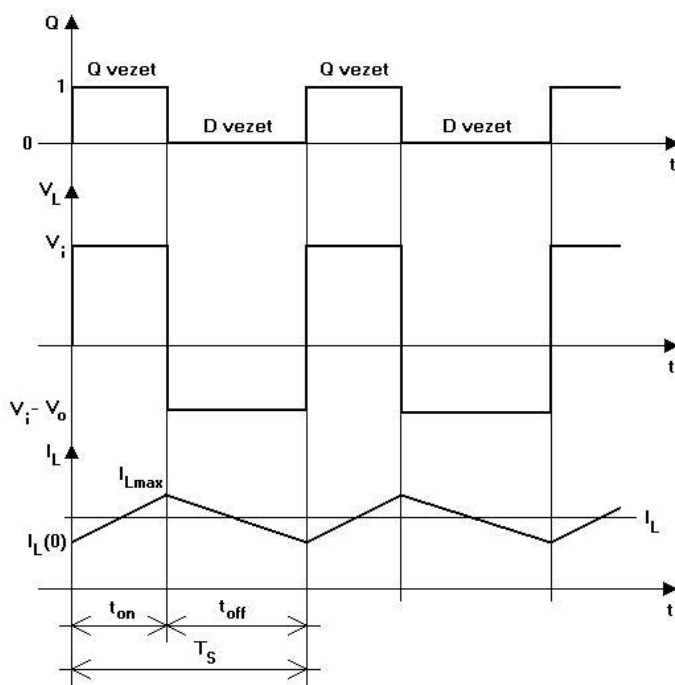
17.4. ábra. A feszültségnövelő (boost) konverter kapcsolási rajza és működése

Vizsgáljuk meg a kapcsolás működését!

A Q tranzisztor periodikusan kapcsolja az L tekercset a bemeneti V_i feszültségre. A bekapcsolási idő (t_{on}) alatt a bemeneti áram rohamosan növekszik, az L induktivitás tárolja a bemeneti energia egy részét. Ebben az intervallumban a D dióda fordított polaritású előfeszítést kap, tehát nem vezet. A kimeneti V_o feszültséget és az ehhez tartozó kimeneti I_o áramot a C kondenzátor szolgáltatja.

Amikor a Q tranzisztort zárt állapotban tartjuk (t_{off}), az L tekercs önindukciós feszültsége kinyitja a D diódát (a tekercs árama nem szűnhet meg ugrásszerűen). A tekercsen ekkor a kimeneti áramnak és a kondenzátor töltőáramának összege mérhető.

A feszültségek és áramok alakulását folytonos (CCM) üzemmódban vizsgáljuk meg. Ezt az üzemmódot az jellemzi, hogy az L tekercsben az áram jelenléte folyamatos. A konverter jellegzetes feszültség és áramalakjait adja meg a 17.5. ábra.



17.5. ábra. A feszültségnövelő (boost) konverter jellegzetes feszültség- és áramalakjai

Ha a Q tranzisztor vezet (t_{on}), a tekercsen mérhető feszültségre felírhatjuk a következő egyenletet:

$$V_L = V_i = L \cdot \frac{\Delta I_L}{t_{on}} = L \cdot \frac{I_{Lmax} - I_{Lmin}}{t_{on}}$$

Amikor a Q tranzisztor nem vezet (t_{off}), a tekercsen mérhető feszültségre felírhatjuk, hogy

$$V_L = -V_0 + V_i = -L \cdot \frac{\Delta I_L}{t_{off}} = -L \cdot \frac{I_{Lmax} - I_{Lmin}}{t_{off}}$$

De az állandósult állapotot feltételezve, az áramváltozás értéke a tekercsen nulla, (amennyi a növekedés, annyi a csökkenés is) tehát

$$V_i \cdot t_{on} = (V_0 - V_i) \cdot t_{off}$$

ahonnan

$$V_0 = V_i \cdot \left(1 + \frac{t_{on}}{t_{off}}\right) = \frac{1}{1-D} \cdot V_i$$

ahol

$$D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T_s} \text{ a kitöltési tényező,}$$

$$t_{on} = T_s \cdot \left(1 - \frac{V_i}{V_0}\right) \text{ és } t_{off} = T_s \cdot \frac{V_i}{V_0}$$

Mivel $1 > D > 0$ azt jelenti, hogy $V_0 \geq V_i$

Ebből a kifejezésből következik, hogy folytonos üzemmódban a kimeneti V_0 feszültség nem függ a terhelő áram nagyságától. A tekercsben az áramalak egyforma különböző kimeneti áramoknál, feltételezve, hogy a bemeneti feszültség és a kitöltési tényező nem változik. Az I_L áramalak párhuzamosan eltolódik a terhelés függvényében. Ha a terhelés nő, felfelé tolik, ha csökken, akkor lefelé.

17.3. A polaritásváltó (buck-boost) konverter

A buck-boost konverter a bemeneti feszültségéhez képest megfordítja a kimeneti feszültség előjelét, azaz polaritást vált. A kimeneti feszültség a

kitöltési tényezőtől függően lehet nagyobb is és kisebb is, mint a bemeneti feszültség.

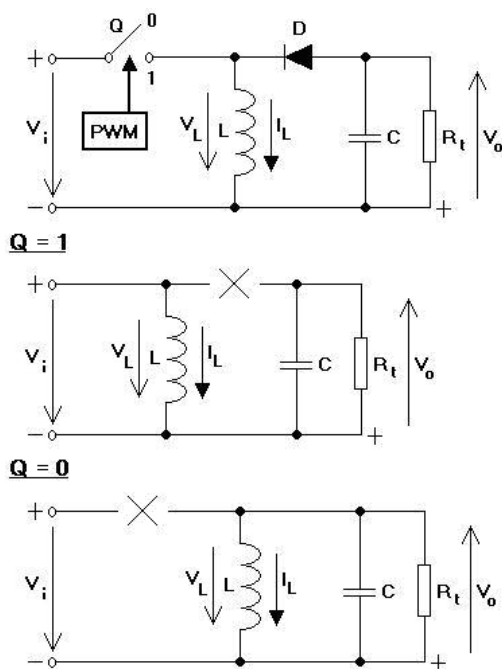
A 17.6. ábra segítségével magyarázzuk meg a kapcsolás működését.

A Q tranzisztor periodikusan kapcsolja a V_i tápfeszültségre az L inductivitást.

Ha $Q = 1$, azaz a kapcsolóelem vezet (t_{on}), a bemenetről abszorbeált energia a tekercsben tárolódik. A D dióda polarizációja záróirányú, a kimeneti I_o áramot a C kondenzátorban felhalmozott energia szolgáltatja.

Ha a tranzisztor lezár, a tekercs önindukciója révén keletkező feszültség kinyitja a D diódát. A tekercsben felhalmozódott energiából kerül a kimenetre és a kondenzátor is visszakapja az előző ütemben elvesztett töltésmennyiségét.

A kimeneti V_o feszültség polarizációja ellentétes a bemeneti V_i feszültséghez képest.



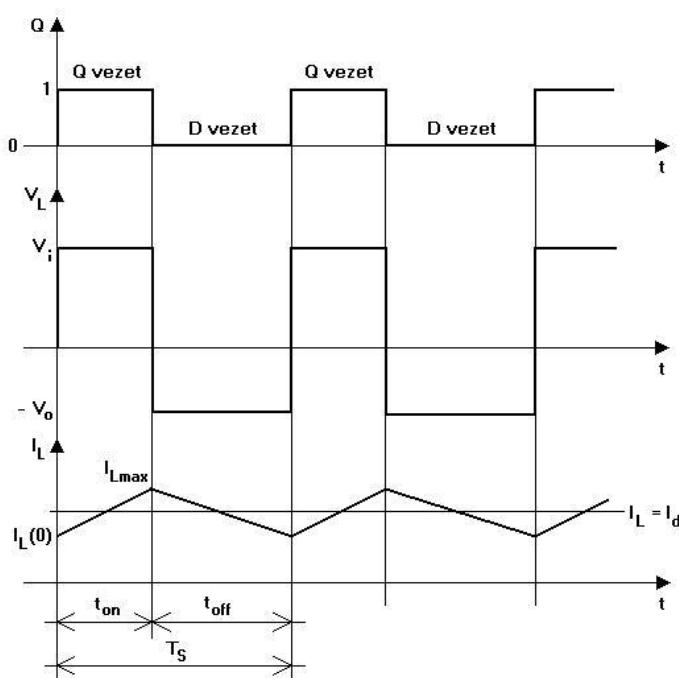
17.6. ábra. A polaritásváltó (buck-boost) konverter kapcsolási rajza és működése

A kapcsolást CCM üzemmódban vizsgálva, a Q tranzisztor vezetési ideje alatt felírható, hogy

$$V_L = V_i = L \cdot \frac{\Delta I_L}{t_{on}} = L \cdot \frac{I_{Lmax} - I_{Lmin}}{t_{on}}$$

A Q tranzisztor kikapcsolási idejére a következő összefüggés érvényes:

$$V_L = -V_0 = -L \cdot \frac{\Delta I_L}{t_{off}} = -L \cdot \frac{I_{Lmax} - I_{Lmin}}{t_{off}}$$



17.7. ábra. A polaritásváltó (buck-boost) konverter jellegzetes feszültség- és áramalakjai

De az állandósult állapotot feltételezve, az áramváltozás értéke a tekercsen nulla, (amennyi a növekedés, annyi a csökkenés is) tehát

$$V_i \cdot t_{on} = V_0 \cdot t_{off}$$

ahonnan

$$V_0 = V_i \cdot \frac{t_{on}}{t_{off}} = \frac{D}{1-D} \cdot V_i$$

ahol

$$D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T_s} \text{ a kitöltési tényező,}$$

$$t_{on} = T_s \cdot \frac{V_0}{V_i + V_0} \text{ és } t_{off} = T_s \cdot \frac{V_i}{V_0 + V_i}$$

Ha	$D > 0,5$	akkor	$V_0 > V_i$
	$D = 0,5$	akkor	$V_0 = V_i$
	$D < 0,5$	akkor	$V_0 < V_i$

Ebből a kifejezésből következik, hogy folytonos üzemmódban a kimeneti V_0 feszültség nem függ a terhelő áram nagyságától. A tekercsben az áramalak egyforma különböző kimeneti áramoknál, feltételezve, hogy a bemeneti feszültség és a kitöltési tényező nem változik. Az I_L áramalak párhuzamosan eltolódik a terhelés függvényében. Ha a terhelés nő, felfelé tolik, ha csökken, akkor lefelé.

17.4. A modern konverterek

Ha egy konverter nagy bemenő (több 100 V-os) és kimenő (pl. 400 VDC) feszültséggel üzemel – ilyenek lehetnek például az egységnyi teljesítménytényezővel dolgozó konverterek –, akkor ezek igen jó hatásfokkal működhetnek. A hatásfokuk elérheti a 97...98%-ot is.

Jellemző példa, hogy egy 1000 VA-es transzformátorral ellátott tápegységben csak a transzformátor tömege több mint 12 kg és hatásfoka 35...40%-os, az ugyanolyan teljesítményű transzformátoros kapcsolóüzemű tápegység tömege alig 0,3 kg és a hatásfoka elérheti a 97...98%-ot is.

A mai mikroprocesszoros rendszerek mind kisebb feszültséggel üzemelnek. Az 1995-ös évre még jellemző +5 VDC feszültség helyett ma már a 3,3 V-os, majd a 2,4 V-os tápfeszültségű rendszerek kerültek forgalomba. Piacra dobás előtt állnak az 1,8 V tápfeszültséget igénylő berendezések. Mai tudásunk és a mikroprocesszoros rendszerek előállítására ma alkalmazott technológiák szerint a minimális feszültség határa, amellyel e rendszerek még működhetnek 1,4...1,2 V. Az ilyen processzorok gyártásának tömeges beindítása 2007–2008-ra prognosztizálható.

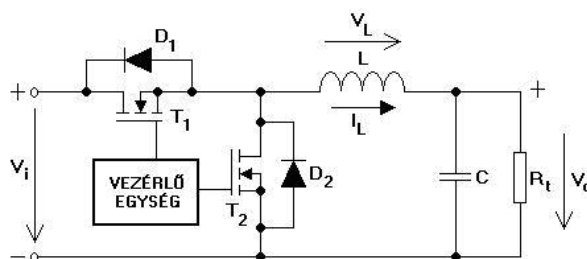
17.4.1. A szinkron konverterek

Ha megnézzük a konverterek hatásfokát megadó képletet, abból egyenesen következik, hogy ilyen alacsony kimenő feszültségű konvertereknél nagy hátrány a kimenő körben lévő dióda.

Az első megoldás ennek kiküszöbölésére, hogy Schottky-diódákat alkalmazunk, amelyeknél a nyitóirányú feszültségesés kb. fele a hagyományos Si-diódáénak.

Az igen alacsony $R_{ds(on)}$ -nal rendelkező MOSFET tranzisztorok és különösen a CoolMOS tranzisztorok is helyettesíthetik e diódákat. Ilyen tranzisztorokat már $R_{ds(on)} = 2,7 \dots 3,5 \text{ m}\Omega$ értékkel is gyártanak.

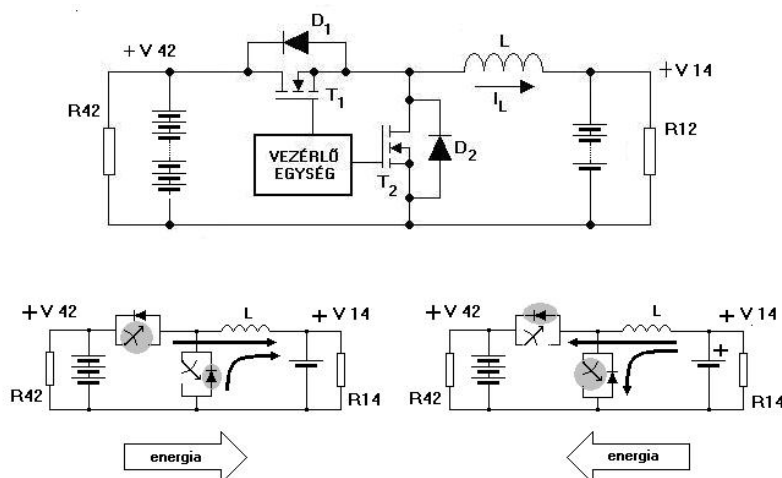
Ha a diódát egy vezérelt MOSFET tranzisztorral helyettesítjük, akkor a kapott konvertert szinkron konverternek nevezzük. Érdekesség, hogy ebben az esetben a szinkron nem azt jelenti, hogy mindkét tranzisztor egyszerre kap bekapcsolási jelet, hanem azt, hogy a tranzisztorok felváltva kapnak nyitóirányú vezérlést (17.8. ábra).



17.8. ábra. Szinkron buck konverter kapcsolás MOSFET kapcsolókkal

A diódát helyettesítő tranzisztor áramiránya nem a D-S (drain-source), hanem a S-D irány. Ez lehetséges, mert a MOS tranzisztoroknál tetszőlegesen adhatjuk meg a kivezetések elnevezését. Természetesen ma már gyártanak olyan MOS tranzisztorokat is, amelyeket optimalizáltak a S-D áramirányra.

Ezeknél a konvertereknél az alkalmazott vezérlő egység sokkal bonyolultabb, mint a hagyományos konverternél, hiszen sokkal több feladatot kell, hogy ellásson. Bár elvileg minden hagyományos MOS tranzisztor tartalmaz beépített inverz diódát, de ma még általában a kapcsolásban szereplő D_2 diódaént egyedi gyors (többnyire Schottky) diódát alkalmaznak.



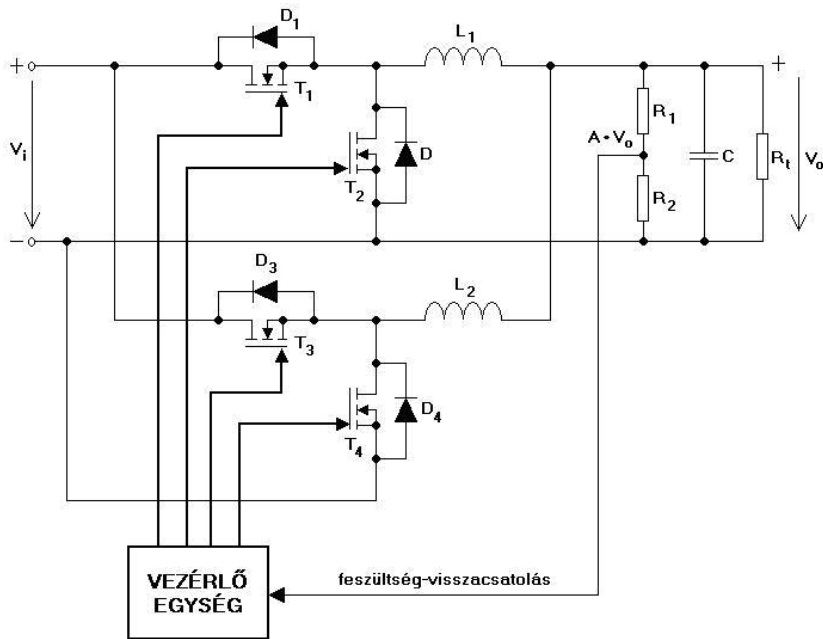
17.9. ábra. Kétirányú energiaáramlás a 14/42 V-os rendszerekben

Mint látjuk, a szinkron buck konverter a vezérlés révén átalakulhat szinkron boost konverterré (17.9. ábra), tehát az energia áramlás iránya megfordítható.

A szinkron konverterek egyik felhasználási területe a modern személygépkocsik 14/42 V-os rendszere (két akkumulátor egy 12 V-os és egy 36 V-os). Mind jobban terjed ez a rendszer, mert több előnye van (a 42V-os feszültségnél, az ugyan akkora teljesítmény átviteléhez harmadannyi áramerősség kell, tehát a vezetők vékonyabbak, a gépkocsiban használt több száz MOSFET tranzisztor viszonylag legolcsóbb az 50–70 V-os működési tartományban. Ha a gépkocsi generátorát és önindítóját egy rendszerben hozzák össze, egy m háromfázisú motor–generátor ($3 \times 42\text{V}$) direkt a tengelykapcsolóba építve, a meglévő 12 V-os fogyasztóknak egy 12V-os míg a nagyobb feszültségű fogyasztóknak egy 36 V-os akkumulátor kerül beépítésre. A két rendszer között az energia transzfert (kisegítést pl. indítás-kor) egy szinkron konverter biztosítja.

Az egy-egy tranzisztorral megépített konverterek a tápforrásból szaggatottan veszik ki az energiát. A mai tápforrások egy részének (note book számítógépek akkumulátora, autóakkumulátorok, elemek stb.) sokkal kedvezőbb, ha az energia-kivétel folytonos. De ugyanez elmondható akkor is, ha közvetlenül a 230 V-os hálózatra kapcsolódik a rendszer. Kifejlesztették a többfázisúan vezérelt konvertereket és az ezeket vezérlő IC-et (8. ábra). Ebben az esetben a terhelésre párhuzamosan kapcsolódnak az

egyedi szinkron konverterek, amelyek egymáshoz képest időben eltoló vezérlést kapnak a fent említett célból. Gyakorlatilag ilyen konvertereket használnak a 14/42V gépkocsi rendszerekben (17.10. ábra).



17.10. ábra. A multifázisú konverter elvi kapcsolási rajza

18. A frekvenciaváltók

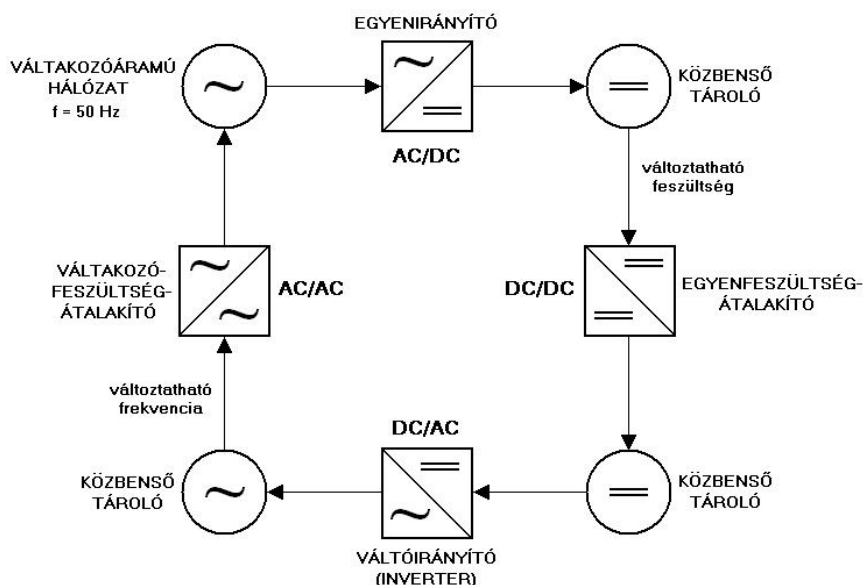
A mai erősáramú elektronikában, egy-egy berendezésen belül többször is megváltoztatjuk az áram és feszültség jellegét.

Az elektrotechnika frekvenciaváltót már régóta ismer. Gondoljunk csak a híres Kandó frekvenciaváltós mozdonyokra, ahol az 50 Hz-es hálózathoz a váltakozó áramú vontatásban előnyösebb $16\frac{2}{3}$ Hz-es váltakozófeszültséget állították elő, igaz nem félvezető technikával.

Ebben a könyvben csak a félvezető technika felhasználásával megvalósított frekvenciaváltókkal foglalkozunk

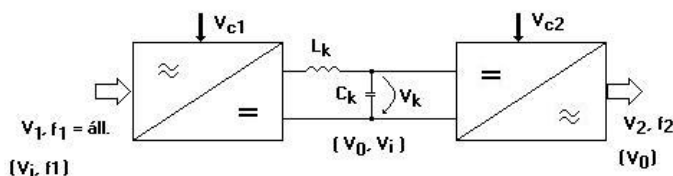
A 18.1. ábrán közbenső tárolónak neveztük ezen átalakítások egyes lehetséges végeredményének a változatát, akármelyik tároló és az 50(60) Hz-es hálózat is, lehet vagy fogyasztó (terhelés) vagy feszültségforrás.

A technikai nyelvben kavarognak az olyan kifejezések mit inverter, váltóirányító, konverter, szaggató, egyenirányító, vezérelt egyenirányító, frekvenciaváltó stb. Ha egyértelműnek tűnik, akkor a konvertert használjuk a megfelelő előtaggal (DC/DC, AC/DC, AC/AC).



18.1. ábra. Az energia átalakítás sematikus struktúrája

Egy másik megközelítése a problémának, hogy bemutatjuk egy frekvenciaváltó struktúráját, amely ma leginkább használt hajtástechnikai kapcsolás (18.2. ábra). Ezt a kapcsolást (struktúrát) egyenáramú közbensőkörrel ellátott (statikus) frekvenciaváltónak nevezik.



18.2. ábra. Egy frekvenciaváltó sematikus struktúrája

A frekvenciaváltó lényegében egy (vezérelt)egyenirányító és egy váltóirányító (inverter), amelyet a közbensőköri egyenáramú rész (angolul DC link) köt össze.

E kapcsolatban, ha a közbensőköri egyenáramú rész áramforrás jellegű (az L_k induktivitás értéke jelentős és a C_k kondenzátor hiányozhat) akkor a kapcsolás egy *áraminverter*. Ha a közbensőköri egyenáramú rész feszültségforrás jellegű (a C_k kondenzátor kapacitása jelentős és az L_k induktivitás akár hiányozhat is), a kapcsolás egy *feszültséginverter*.

A kimeneti feszültség változó frekvenciáját az inverter szabályozásával érjük el. A szabályzójelet a V_{c2} szolgáltatja, míg a kimeneti V_2 feszültség nagyságát beállíthatjuk vagy a vezérelt egyenirányító kimeneti feszültségével vagy az inverter szabályozásával.

Az első esetben a V_{c1} jel segítségével állítjuk be a közbensőköri V_k feszültséget és ezt sokan *amplitúdómodulációnak* nevezik.

A második esetben, a kimeneti feszültség nagyságát is az inverterrel állítjuk elő. Ilyenkor mindegyik kimeneti félperiodunyi feszültség egy vagy több impulzusból áll, amelyek szélessége változhat. Ha tehát az inverter szabályozásának következtében az inverter kimeneti jelei (a kimeneti feszültsége), hosszabb-rövidebb idejű vezérelt impulzusokból áll össze, akkor ezt a szabályozási módot impulzusszélesség modulációnak nevezzük (ISZM-nek, angol-német rövidítésben, PWM-nek) nevezzük.

Bár a fentiekben az invertert egy mondattal meghatároztuk, de valójában közöttük is három csoportot különböztetünk meg. Ezek a következők, a hálózatról vezetett, a terhelésről vezetett és az autonóm inverterek.

A hálózatról vezetett inverterek egy létező, nagyon nagy teljesítményű hálózatra (merev hálózatra) adnak le energiát (pl. szélérőművek inverterei

és a nemzeti, vagy nemzetközi hálózatok). Vezérlési technikájuk folyamatos fejlesztés alatt áll.

A terhelésről vezetett inverterek legismertebb típusai tirisztoros vezérlésűek, amelyeknél a tirisztor által kért kommutációs feszültséget a terhelés (szinkronmotor, indukciós hevítő rezgőköre stb.) szolgáltatja.

Az autonóm (szabadonfutó) inverterekkel egyenáramú tápforrásból szabadon meghatározható frekvenciájú, fázisszámú és feszültségű váltakozó áramot állíthatunk elő.

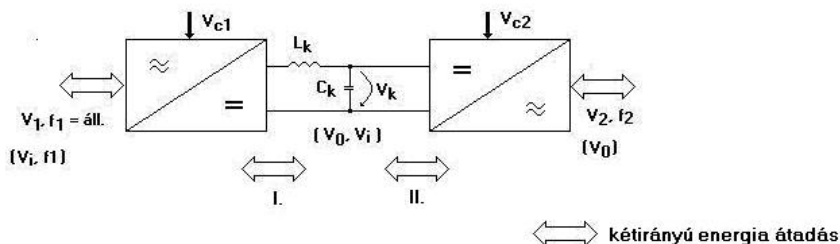
18.1. A modern energetikai szemlélet a teljesítményelektronikában

Korunk emberének mind nagyobb az elektromos energia igénye. Elektromos és elektronikus eszközökkel vesszük körül magunkat (mosógép, TV, számítógép, világítás, szállítás stb.) Ehhez járul hozzá majd, a közeljövőben az elektromos meghajtású közúti járművek tömeges elterjedése.

A villamosenergia felhasználás szempontjából a villamos hajtás, ma a felhasznált energia kb. 30–35%-át képviseli. Az elektromos meghajtású közúti járművek tömeges elterjedésével már alapkövetelményként kezelhetjük, hogy a fékezési energiát visszatápláljuk az energiaforrásba (az akkumulátorba vagy a villamosok és trolibuszok esetén a hálózatba).

Ma nagy súlyt fektetnek az olyan konverterek ki- és továbbfejlesztésére, amelyek ezt a követelményt megvalósíthatják, azaz kétirányú energiaáramlást tesznek lehetővé.

Az alábbi ábrában V_1 , f_1 a háromfázisú (egyfázisú) hálózatot képviseli, a C_k a közbensőköri energiatárolót (az esetek többségében egy kondenzátor telep, de lehet egy akkumulátor telep is), míg aV_2 , f_2 a felhasználónak szükséges feszültség és annak frekvenciája.



18.3. ábra. Kétirányú energiaáramlásra tervezett frekvenciaváltó felépítése

Természetesen, ha az $f_2=0$, az egyenáramú fogyasztói igényt jelent, de itt is felmerül a kétirányú energiaáramlás szükségége (pl. egyenáramú villamos).

A frekvenciaváltók egyik különleges csoportját alkotják az ún. ciklokonverterek, amelyek közbenső egyenáramú kör nélkül hoznak létre az 50(60) Hz-es hálózathoz egy alacsonyabb frekvenciájú hálózatot.

18.1.1. Az AC-DC átalakító (az egyenirányító)

Az AC-DC átalakítónak az egyszerűbb esetekben csak egyenirányító szerepe van. Ez a vezéreltlen egyenirányító. Ha az egyenirányító kimeneti feszültsége változtatható akkor vezérelt egyenirányítóról beszélünk.

Az egyenirányító lehet áramgenerátoros vagy feszültséggenerátoros kialakítású és a vezérelt egyenirányítónál lehetséges inverteres üzemmód kialakítása is.

A háromfázisú vezéreltlen egyenirányító

A vezéreltlen egyenirányító a hálózati váltakozó feszültséget alakítja át egyenfeszültséggé.

Alapvetően két típus létezik a monofázisú (egyfázisú) és a háromfázisú egyenirányító.

Az alapvető elektronikai ismeretekkel már megszereztük azokat az ismereteket, amelyek az egyfázisú egyenirányítókkal foglalkoznak. Így ezeket most nem tárgyaljuk, hanem csak a háromfázisú egyenirányítókkal foglalkozunk a továbbiakban.

A háromfázisú háromütemű egyenirányító

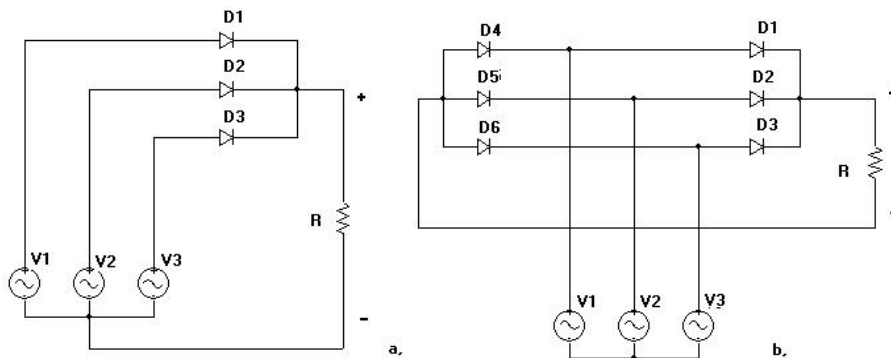
Alapvetően két megoldást alkalmazunk a félhidas (háromütemű) és az egészhidas (hatütemű) megoldás az ismert (18.4.a, és 18.4.b, ábra).

A vezéreltlen háromfázisú félhidas (18.4.a, ábra) egyenirányító kimeneti V_0 átlagfeszültsége:

$$V_0 = \frac{3}{2 \cdot \pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} \sqrt{2} \cdot V_f \cdot \sin(\omega t) \cdot d(\omega t)$$

ahol V_f a fázisfeszültség (effektív)

$$V_0 = \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot V_f}{2 \cdot \pi} = 1,17 \cdot V_f$$



18.4. ábra. Vezéreltlen háromfázisú fél- és egészshidas egyenirányító

A vezéreltlen háromfázisú egészshidas (hatütemű) egyenirányító kimeneti átlagfeszültsége

$$V_0 = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \sqrt{2} \cdot V_v \cdot \sin(\omega t) \cdot d(\omega t)$$

ahol V_v a vonalfeszültség (effektív)

$$V_0 = \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot V_v}{\pi} = \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot V_f}{\pi} = 2,34 \cdot V_f$$

ahol V_f a fázisfeszültség (effektív).

Az egészshidas (6 ütemű) háromfázisú egyenirányító

Nagyobb teljesítmények egyenirányítására, szinte kizárólag az egészshidas kapcsolást alkalmazzuk. Ezzel a kapcsolással foglalkozunk a következőkben.

Legyen a vezéreltlen háromfázisú H hidas egyenirányító bemenete tiszta szinuszos, míg terhelése lehet kapacitív (18.5. ábra) vagy induktív (18.7. ábra).

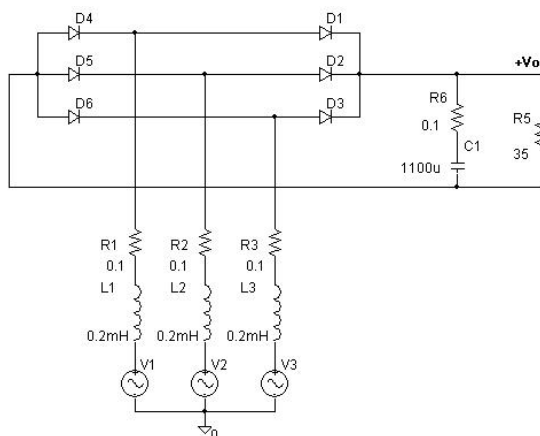
Vizsgáljuk meg a hatütemű egyenirányító bemeneti áramait kapacitív, illetve induktív terhelésre. Terhelése akkor kapacitív, ha nagy értékű C szűrőkondenzátor alkalmazzunk és akkor induktív, ha a szűrőkörben egy nagy értékű induktivitás található.

Kapacitív terhelésű egyenirányító

Az alábbi ábrák SPICE áramkör szimulációs programmal készültek. A két áramkör (18.5. és 18.7. ábra) között a különbség csak a kimeneti terhelő körben van. A háromfázisú bemeneti fázisfeszültségek (V_1 , V_2 , V_3) csúcsértékei 33V 50Hz mindkét esetben. A terhelés is mindkét esetben $R_5=35\Omega$ és hol mint kapacitív R-C terhelés (35Ω és $C_1=1100\mu\text{F}$) majd mint L-R terhelés (35Ω és $L_4=1\text{mH}$) jelentkezik.

Mindkét szimulációban a hálózat reaktanciáját is (L_1 , L_2 , L_3) is beépítettük a kapcsolásba.

Itt jegyezzük meg, hogy a hálózati reaktancia nem egy állandó érték, nagymértékben függ az egyenirányító előtti pillanatnyilag kialakult hálózattól.

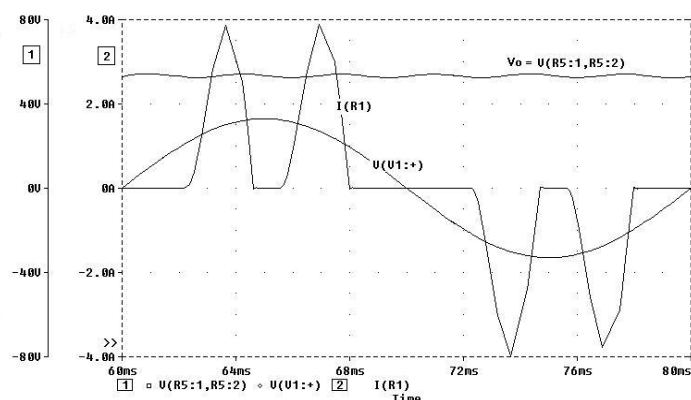


18.5. ábra. C-R terhelésű vezéreltlen egyenirányító

Mivel a háromfázisú H hidas egyenirányító kapcsolásban a 2π periódusidő alatt 6 feszültség csúcs adódik, és a terhelésbe bemenő áram mindig két fázison keresztül jön létre, ezért alakul ki a feszültséggenerátoros egyenirányítón a jellegzetes kettős bemeneti áram egy-egy fázisra.

Bemeneti áram csak akkor lehetséges, ha a bemeneti feszültség nagyobb a terhelési oldalon lévő kondenzátor pillanatnyi feszültségénél. A szimuláció remekül megmutatja ezt az állapotot.

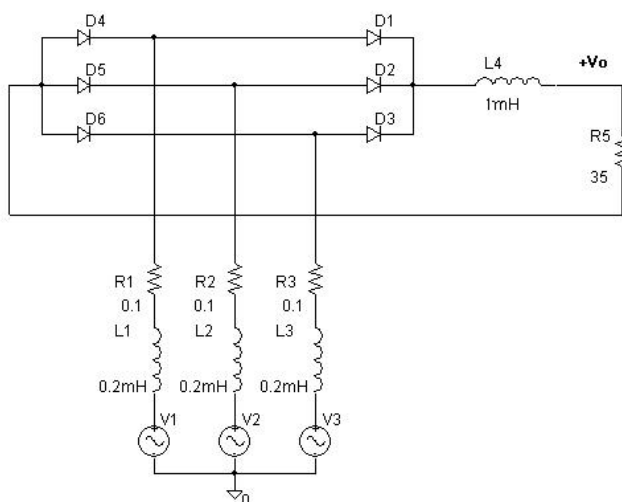
A 18.6. ábra a szimuláció eredményét mutatja. Természetesen a bemeneti áram nagy felharmonikus tartalommal bír.



18.6. ábra. C-R terhelésű vezéreltlen egyenirányító: feszültség és áramalakjai.

Induktív terhelésű egyenirányító

Ha a háromfázisú hatütmű (H híd) egyenirányító nem kapacitív terhelésű, hanem induktív, akkor a diódák vezetési ideje 120° (elektromos fok). Így pl. a pozitív ágra kötött D_1 -es dióda, 60° – 60° -ot fog vezetni a negatív ágra kapcsolódó D_5 és D_6 diódákkal (18.7. és 18.8. ábra).



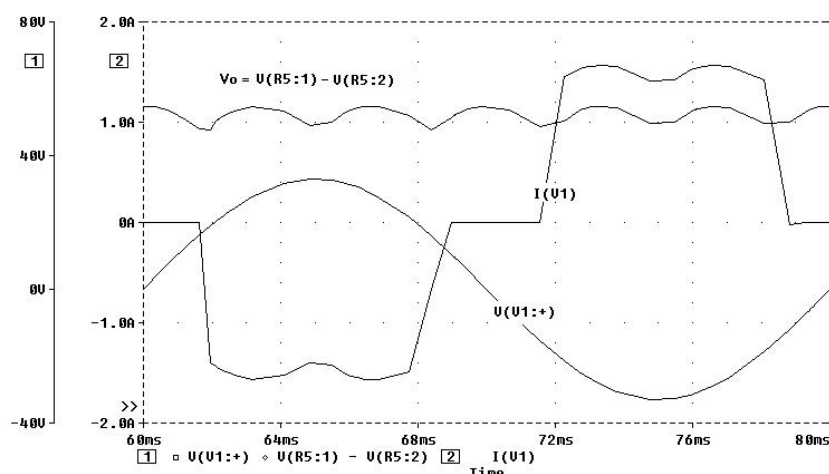
18.7. ábra. L-R terhelésű vezéreltlen egyenirányító

Ilyenkor a bemeneti áram megközelítőleg négyszöghullám, amely sajnos az is jelentős felharmonikus összetevőt tartalmaz. Ebben az esetben a generálódó felharmonikus feszültségek frekvenciájára következő képletet alkalmazhatjuk

$$f_b = b f_1$$

$$h = k \cdot q \pm 1$$

ahol f_1 az alapharmonikus frekvenciája pl. 50 Hz, b a felharmonikus sorszáma, k az egész számok halmaza, q az ütemszám (6 a háromfázisú, hat-ütemű egyenirányítónál)



18.8. ábra. L-R terhelésű vezéreltlen egyenirányító:
feszültség és áramalakjai

18.1.2. A 3 fázis+null hálózat

A klasszikus elektrotechnika idején alakult ki a hámfázisú rendszer, amelynek jellemzője, hogy négyvezetékes rendszer (három fázisvezeték és egy null-vezeték). A három fázisvezetékben a nullhoz képest a három szinuszosan változó fázisfeszültség fázishelyzete egymáshoz képest 120° (elektromos fok) és jelölésként használhatjuk, a $3f+N$ (3 fázis és egy null vezeték) rövidítést.

A szimmetrikus (kiegyenlített) $3f+N$ rendszer által szolgáltatott teljesítmény

$$P = 3 \cdot V_f \cdot I_f \cdot \cos \varphi$$

ahol V_f a fázisfeszültség és I_f a fázisáram. φ a feszültség és az áram közötti fáziskülönbség.

Vonali feszültséggel (két fázisvezeték közötti feszültség) és áramokkal is megadhatjuk a 3 fázisú rendszer teljesítményét

$$P = 3 \cdot V_f \cdot I_f \cdot \cos \varphi = \sqrt{3} \cdot V_v \cdot I_v \cdot \cos \varphi$$

Ha a rendszer kiegyenlített (mindhárom fázis terhelése azonos), a null-vezetékben áram nem folyik (lehet a terhelés: rezisztív, induktív vagy kapacitív).

Teljesen megváltozik a helyzet, ha a háromfázisú rendszerünkre ún. kapacitív bemenetű fogyasztót kapcsolunk.

Az elektronikus eszközök általában egyenfeszültséggel működnek. A legegyszerűbb egyenfeszültség előállítási mód a diódás egyenirányítás és az azt követő kondenzátoros szűrés.

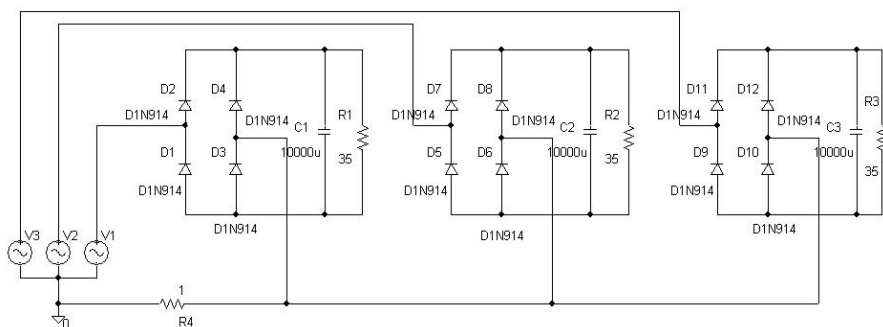
Egy ilyen 3f+N rendszert ábrázoltunk a 18.9. ábrán.

Mint látjuk egy teljesen szimmetrikus háromfázisú rendszert ábrázoltunk, ahol a fogyasztókat egy Greatz típusú egyenirányító, az azonos értékű terhelő ellenállások (35Ω) és azonos értékű szűrőkondenzátorok ($10000 \mu\text{F}$) képviselik.

SPICE szimulációs programcsomagot alkalmaztunk a feszültségek és áramok kiszámításához, megjelenítéséhez. (SPICE Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis). A szimulációs programcsomag első változatát az 1960-as évek vége felé, a kaliforniai Berkeley Egyetemen fejlesztették ki. Utólag eprogramcsomag még számos fejlesztésen ment keresztül, elterjedéséhez nagyon nagy mértékben hozzájárult a személyi számítógépek (a PC-k) térhódítása. Ma sok különböző márkanév alatt futó programcsomagot ismerünk (PSPICE, Tina, Intrusoft stb.), amelyek mind mind az eredeti SPICE programcsomagra támaszkodnak. A SPICE alapvetően egy megadott villamos (elektronikus) kapcsolást mint csomópontokat (ahol minimum 3 vezeték kapcsolódik) és hurkokat szemlél. Ezekre meghatározza Kirchhoff I. és II. törvényei szerint a feszültség és áramviszonyokat. Az így kapott egyenletrendszert megoldja és az eredményeket vagy a az illető pontok potenciáljainak és az ágakban folyó áramok megadásával és a kapcsolási rajzra való felvázolásával adja meg vagy pedig idődiagramok formájában teszi elérhetővé az alkalmazó számára.

A 18.10. ábra a kialakult feszültség és áramformákat mutatja a 18.9. ábra 3f+N rendszerében. Láthatjuk, hogy a bemeneti áram $I(V_3)$ alakja

messze eltér a szinuszfórmától. Egy-egy rövid áramimpulzus feltölti a szűrő-kondenzátorokat és az összesített null-áramot a 18.9. ábrán az $I(R_4)$ mutatja. Gyakorlatilag egy 150Hz-es áramot látunk. Természetesen ennek a 150 Hz-es áramnak az alakja nem szinuszos, csak ahhoz hasonló. Az áramalak pontos meghatározásához a kondenzátoros töltés transzcendens egyenleteit kéne megoldani. Ma inkább áramköri szimulációs program-csomagokat használunk, ha pontosan ismerni akarjuk az említett áram alakját.



18.9. ábra. 3f+N rendszer szűrt egyenirányítós terheléssel

Matematikailag is megmagyarázható a kialakult helyzet.

Egy-egy fázis bemeneti áramát kifejezhetjük Fourier-sorba fejtve is, a felharmonikusaik segítségével. Egy fázis árama

$$i_{v1} = i_{v11} + \sum_{i=2k+1}^{\infty} i_{v1i}$$

$$= \sqrt{2} \cdot I_{11} \cdot \sin(\omega_1 \cdot t + \Phi_1) + \sum_{i=2k+1}^{\infty} \sqrt{2} I_{1i} \cdot \sin(\omega_i \cdot t + \Phi_i)$$

ahol a mi esetünkben a három fázisra nézve $\Phi_1=0$, $\Phi_2=120^\circ$, $\Phi_3=240^\circ$ és $k = 1, 2, 3, \dots$

A másik két fázis áramnak (i_{v2} , i_{v3}) Fourier-sorba fejtett változata teljesen hasonló, csak az 1-es indexeket átveszi a 2-es illetve a 3-as.

Ha összegezzük a fázisáramokat, hogy megkapjuk a null-áramot (i_n)

$$i_n = i_{v1} + i_{v2} + i_{v3}$$

Ekkor igaz (szimmetrikus terheléskor), hogy

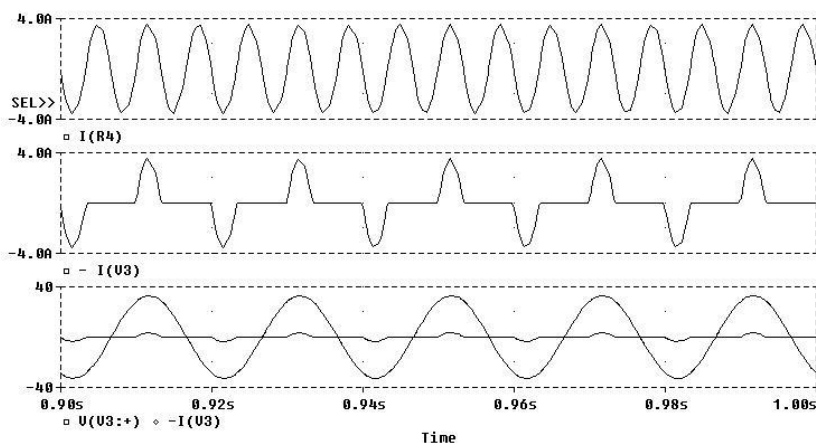
$$i_{v11} + i_{v21} + i_{v31} = 0$$

Az előbbi egyenlőség azért áll fenn a Fourier sorba fejtéskor tiszta szinuszos áramokkal van dolgunk, amelynél az alapharmonikusok áramának mindenkor összege egyenlő zero értékével. A null-vezetékben ebben az esetben felharmonikus áramokat találunk.

$$i_n = \sum_{i=3(2k-1)}^{\infty} \sqrt{2} I_{1vi} \cdot \sin(\omega_i \cdot t + \Phi_{vi})$$

és effektív értékben

$$I_n = 3 \cdot \sqrt{\sum_{i=3(2k-1)}^{\infty} I_{li}^2}$$



18.10. ábra. Feszültség és áramformák a 18.8. ábra 3f+N rendszerében

Egy Fourier-sorba fejtett feszültség vagy áram n -edik felharmonikusának amplitúdójának értéke az alapharmonikus $1/n$ -ed értékével egyenlő. Itt mivel csak páratlan felharmonikusok vannak, a fenti kifejezés akkor adja a null-áramra a legnagyobb értéket, ha csak a 3. felharmonikus létezik. Szimmetrikus terheléskor, a null-áram maximuma ($I_{n(\max)}$) elérheti az alábbi értéket

$$I_{n(\max)} = 3 \cdot \sqrt{\frac{1}{3} \cdot I_{fázis}^2} = \sqrt{3} \cdot I_{fázis}$$

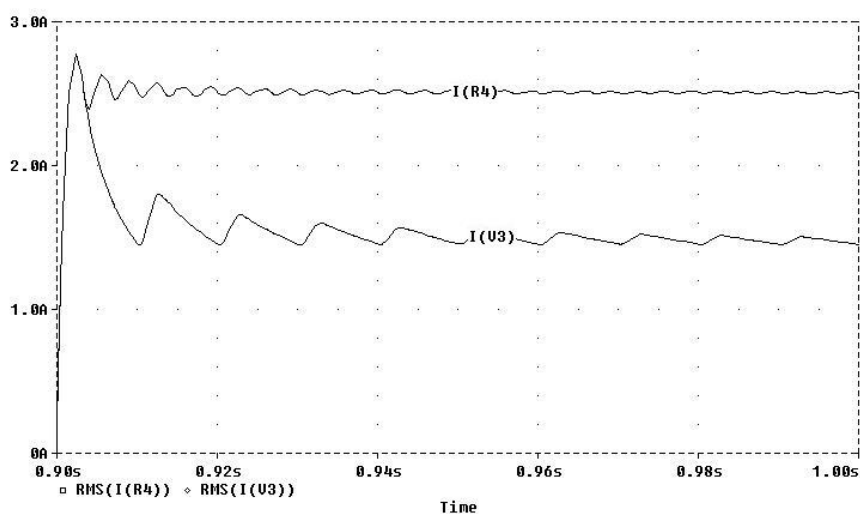
A null-vezetékben folyó rendkívül nagy null-áramnak több negatív következménye van. A null-vezeték ellenállása miatt a null-potenciál és a föld-potenciál nagyban különbözhet egymástól. Ez nem csak életvédelmi problémákat okozhat, hanem megzavarhatja a rendkívül érzékeny vezérlőberendezések, számítógépek működését is. E null-áram a mindenkor terhelések függvénye, a null- és föld-potenciál azonos szinten tartása szinte lehetetlen.

A null-vezeték nagyobb áram terhelheti, mint a fázisvezeték, tehát a null-vezeték tervezésére igencsak oda kell figyelni.

A ma létező, de ma még igen drága megoldás, hogy minden elektronikus eszközt, amely a hálózat egyik fázisára kapcsolódik ún. PFC (Power Factor Corrector), egységnyi teljesítménytényezőjű konverterrel lássunk el. E konverterekkel már foglalkoztunk e könyv előbbi fejezeteiben.

A példa, amelyen a szimulációt végeztük nem légből kapott. A kimeneti feszültség és teljesítmény a mai modern lap-top számítógépek energiaellátásának kategóriájába esnek. Egy-egy irodaházban százával üzemelnek hasonló kategóriájú számítógépek, amelyek energiaellátása szét van osztva a hálózat 3 fázisára.

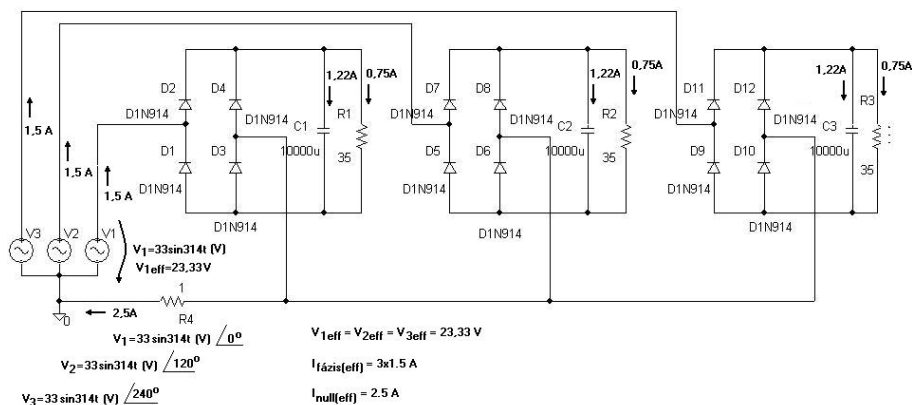
A SPICE program, amit használtunk egy ingyenesen használható diákverzió, amely sajnos nem tartalmaz nagy feszültségű és nagyáramú félvezetőket. Ezért mutattunk be egy példát az 50V és 5A alatti tartományból. A SPICE programok diákverziói, csak viszonylag kisszámú csomópontot tartalmazó elektronikus kapcsolások szimulációját támogatják.



18.11. ábra. A számított-szimulált effektív fázis- I_{V3} és null-áram I_{R4}

A 18.11. ábrán a példánkban kiszámoltattuk és ábrázoltattuk egy fázisáram ($I_{(V_3)}$) és a null-áram ($I_{(R_4)}$) effektív értékét. Hasznosabb (szebb?) lett volna, ha a 18.10. ábra effektív áramszámolásait csak kimetszettük volna, egy hosszabb számolási periódusból. Akkor szinte egyenes vonalakkal találkozhattunk volna mint effektív értékek. Az ábrázolt rajzott, szimulációt dinamikusabbnak, gondolthatóbbnak ítéltük.

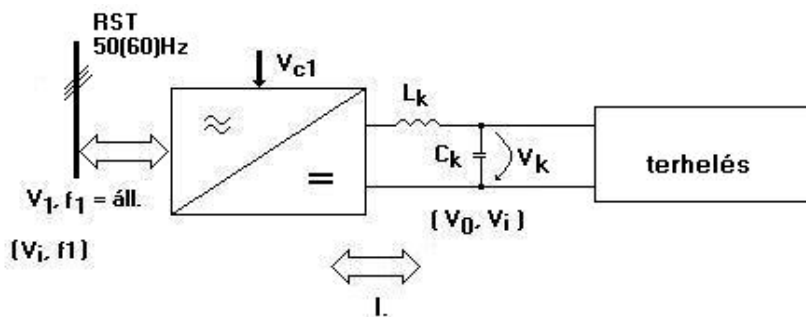
Kiszámoltattuk az effektív áramértékeket a terhelő-ellenálláson, illetve a szűrőkonkondenzátoron is. A 18.12. ábrán bejegyeztük a kiszámított értékeket.



18.12. ábra. Effektív áram és feszültségértékek a vizsgált 3f+N kapcsolásban

18.2. Vezérelt egyenirányító

A vezérelt egyenirányító egy V_{c1} vezérlőfeszültség segítségével változó (kért) kimeneti egyenfeszültséget (V_0 , V_k) biztosít (18.13. ábra).

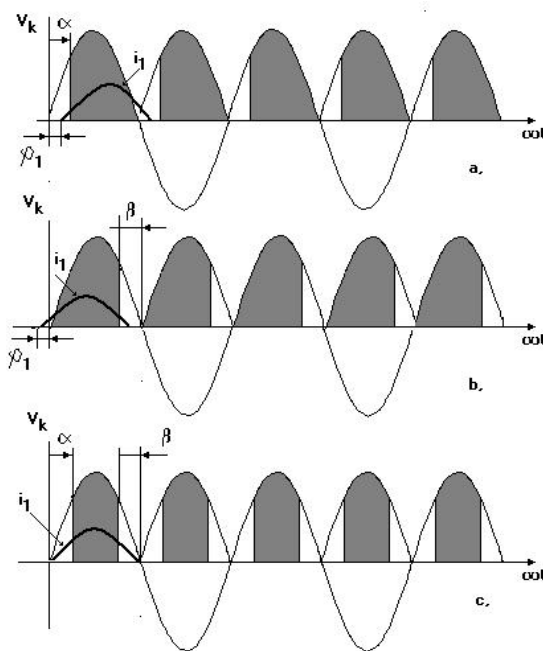


18.13. ábra. Vezérelt egyenirányító

A váltakozó feszültségből szektorvezérléssel lehet változó egyenfeszültséget előállítani. A szektorvezérlést alapelvét a 18.14. ábra mutatja.

A tirisztorok bemutatásánál már foglalkoztunk a tirisztoros vezérelt egyenirányítókcal. Ott is szektorvezérlést alkalmaztunk, az ott bemutatott technika a szokásos gyűjtásszögvezérlés. (18.14.a, ábra). Az α gyűjtási szög változtatásával lehet a kimeneti feszültséget változtatni. Ott is láttuk, hogy abban az esetben, ha a terhelés rezisztív vagy induktív (ezekkel az esetekkel foglalkoztunk) a hálózati áram alapharmonikusa a feszültséghez képest φ_1 fázisszöggel késik.

Ha ellenben a kommutációt úgy állítjuk be, hogy a bekapcsolás a feszültség null-átmenetelnél legyen és a kikapcsolás a $\pi - \beta$ szögnél következzen be akkor az áram alapharmonikusa a feszültséghez képest sietni fog. Ebben az esetben, a hálózatban induktív meddőteljesítmény helyett kapacitív meddőteljesítmény keletkezik (18.14.b, ábra). Ennél a kapcsolásnál természetes kommutációt nem lehet alkalmazni, a kapcsolók vezérelt eszközök.

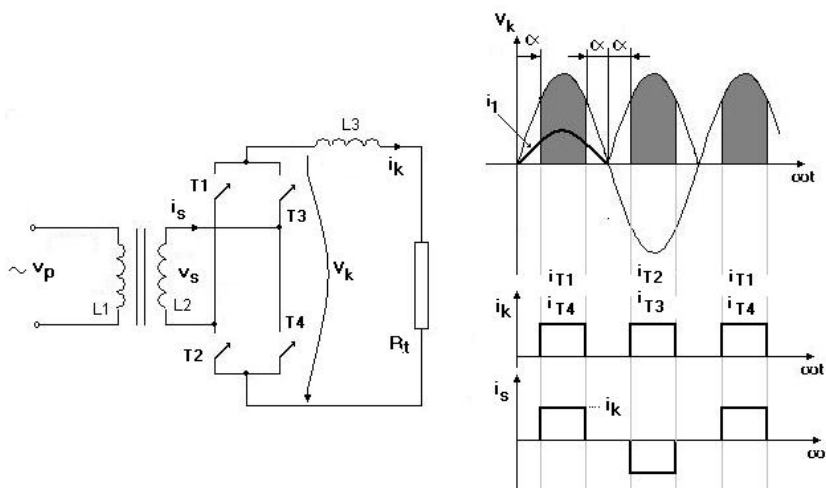


18.14. ábra. Szektorvezérlés

Ha a két módszert együttesen alkalmazzuk és ha az $\alpha = \beta$, akkora hálózati áram i_1 alapharmonikusa fázisban marad a feszültséggel. Az egyenirányító egységnyi teljesítménytényezőjű lesz, de a felharmonikus tartalma jelentős lesz.

Az egységnyi teljesítménytényezőjű egyenirányító számítása

Az előző fejezetben állítottuk, hogy ha $\alpha = \beta$, akkor a teljesítménytényező egységnyi lesz.



18.15. ábra. A $\cos\varphi_1=1$ egyenirányító

Terhelés nélkül a kimeneti feszültség átlagértéke (az egyenirányított feszültség periódusa π)

$$V_k = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin \omega t = \frac{\sqrt{2} \cdot V_s}{\pi} [\cos \alpha - \cos(\pi - \alpha)] = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_s}{\pi} \cos \alpha$$

Egy kapcsolón átmenő áram átlagértéke

$$I_{T(av)} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{2\pi} i_T \cdot d(\omega t) = \frac{I_K}{2 \cdot \pi} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} d(\omega t) = \frac{I_K}{2 \cdot \pi} (\pi - 2 \cdot \alpha)$$

Ennek maximuma akkor van, ha $\alpha = 0$

$$I_{T(av)\max} = \frac{I_K}{2}$$

A transzformátor szekunder áramának effektív értéke

$$I_s = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{2\pi} i_s^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_s^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_k^2 d(\omega t)} = I_K \sqrt{1 - \frac{2 \cdot \alpha}{\pi}}$$

A transzformátor szekunder áramának alapharmonikusának effektív értékének a kiszámításához figyelembe kell venni, hogy ez a függvény páratlan és ezért a Fourier sorba fejtéskor csak szinuszos összetevők vannak

$$I_{s1} = \frac{1}{\sqrt{2} \cdot \pi} \int_0^{2\pi} i_s \cdot \sin \omega t \cdot d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \int_0^{\pi} i_s \cdot \sin \omega t \cdot d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot I_k \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} \sin \omega t \cdot d(\omega t)$$

$$I_{s1} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot I_k \cdot \cos \alpha$$

A transzformátor szekunder tekercsén a látszólagos teljesítmény

$$S = V_s \cdot I_s = V_s \cdot I_K \cdot \sqrt{1 - \frac{2 \cdot \alpha}{\pi}}$$

A terhelésen disszipált aktív teljesítmény

$$P_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} v_K \cdot i_K d(\omega t) = V_K \cdot I_K = V_{K0} \cdot I_K \cdot \cos \alpha = P_{K0} \cdot \cos \alpha$$

Ahol P_{K0} a maximális disszipált teljesítményt jelenti

Az alapharmonikus látszólagos teljesítménye

$$S_1 = V_s \cdot I_{s1} = V_s \cdot \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} I_K \cos \alpha = V_{K0} \cdot I_K \cdot \cos \alpha = P_k$$

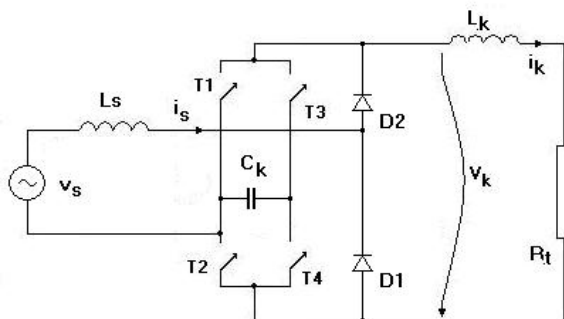
Az alapharmonikus teljesítménytényezője

$$\cos \varphi_1 = \frac{P_K}{S_1} = 1$$

Elvileg ez a kapcsolás inverter üzemmódban is működik, ilyenkor a kapcsolók vezérlése felcserélődik, T_1 és T_4 a negatív, míg T_2 és T_3 a pozitív félperiódusban kap nyitóirányú szabályozó jelet.

A fenti fejtegetések azt mondhatnánk, hogy csak elméletiek, nem számoltunk több fontos tényezővel. Ezek közül felsorolunk néhányat: nem vettük figyelembe a hálózat mindig jelenlévő L_s jelentős induktivitását. Ha az i_s áramot megszakítjuk az L_s induktivitásban tárolt mágneses energiának ($L_s i^2/2$) villamos energiaként kell tárolódnia. Erre szolgál a C_k oltókonkondenzátor amely gyakorlatilag megszakítja az L_s induktivitás áramát (18.16. ábra).

A 18.16. ábrán közölt kapcsolást a (T_1, T_2, T_3, T_4) tirisztorokra fejlesztették ki. A kapcsolás a D_1 és D_2 diódák miatt inverter üzemre nem alkalmas. A kifejlesztéskor a cél a kapacitív meddőteljesítményt létrehozó áramkör megalkotása volt. Hátránya még e kapcsolásnak, hogy a kondenzátorban tárolt energia a mindenkori áram nagyságától függ, és ezért a ($T_1, \dots, T_4$) kapcsolók feszültség igénybevétele jelentős és változó. E kapcsolásnak léteznek továbbfejlesztett változatai is.

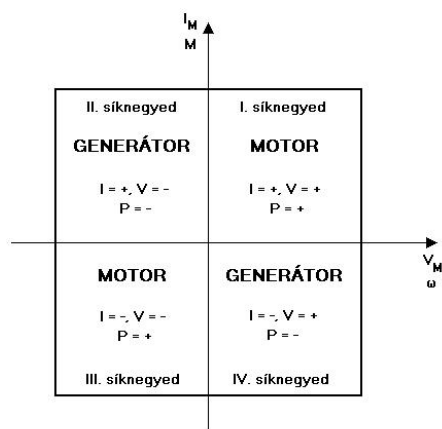


18.16. ábra. A kapacitív meddőteljesítményű egyenirányító

A továbblépést a tirisztorok elhagyása és helyettük kikapcsolható tranzisztorok alkalmazása, és mindezt egy megváltozott vezérlési struktúrára építve.

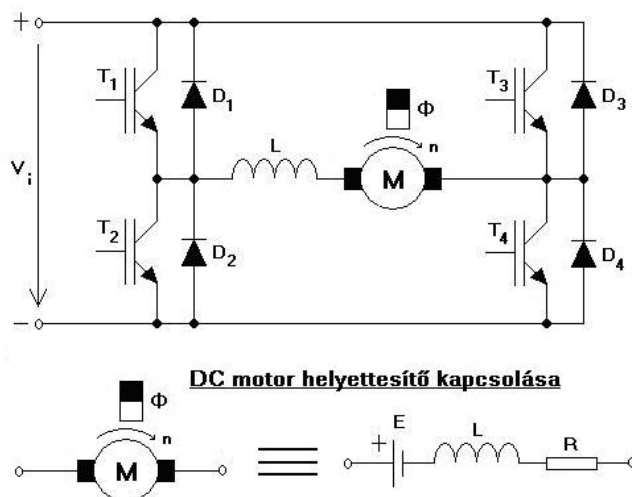
18.3. DC motor szabályozása

Egy egyenáramú gépnek (jelen esetben DC motornak) a működését négy síknegyedben ábrázolhatjuk, amelyben kettőn, mint motor (a két forgásiránynak megfelelően) míg a másik kettőn szintén a két forgásiránynak megfelelően, mint generátor (fék) működik (18.17. ábra).



18.17. ábra. Az egyenáramú gép működési módjai

Az egyszerűség kedvéért tételezzük fel, hogy a motor egy állandó gerjesztésű (állandó mágnesű) villamos gép. Minden villamos gépnek működés közben van egy belső feszültsége (E), illetve a tekercselésének van egy L induktivitása és egy R ellenállása is. Egyes esetekben, az elektronikusan vezérelt villamos gépekhez még egy külső L induktivitást is alkalmaznak, hogy a feszültségek be, illetve kikapcsolásakor az árammeredekségeket (az áram időbeni változását) a megfelelő értéken tartsák.

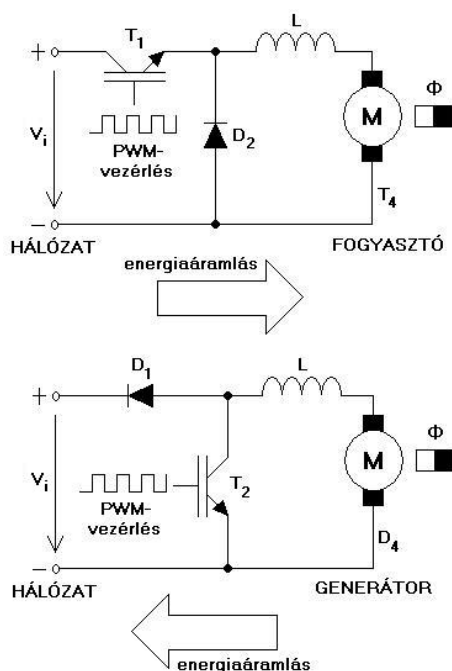


18.18. ábra. Egyenáramú motor négynegyedes működtetését megvalósító hídkapcsolás

Ha egy ún. H híd átlójában helyezzük el az egyenáramú villamos gépet (DC motort), akkor a különböző kapcsolók megfelelő kapcsolgatásával a gép mind a négy síknegyedben vezérelhető (18.18. ábra).

Motor üzemben a fordulatszám szabályozási módja a kapocsfeszültség változtatása. Ha a maximális V_i feszültséget kapcsoljuk a villamos gépre, akkor a gép ennek a feszültségnek megfelelő maximális fordulatszámot, perdületet éri el. Ha ezt a feszültséget kapcsolgatva adjuk a motor kapcsaira, az átlagfeszültség – hasonlóan, mint a buck konverternél – kisebb lesz, a motor fordulatszáma is csökkenni fog. Ilyenkor az energia áramlása hálózathoz a motor irányában megy végbe.

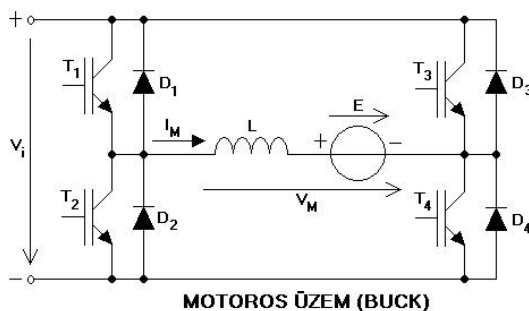
Ha az egyenáramú villamos gépet, mint generátort akarjuk üzemeltetni, akkor az energia áramlása a gépből a villamos hálózat irányába kell, hogy történjen. A korszerű vezérlés valósítja meg azt a működési módot, hogy a fékezés következtében az egyre lassuló fordulatszámú motor, az egyre csökkenő belső feszültsége ellenére is – tehát amikor a belső feszültség folyamatosan sokkal kisebb, mint a hálózati feszültség –, mint generátor



18.19. ábra. Motor és generátor üzem szaggatós (buck és boost konverteres) kapcsolása

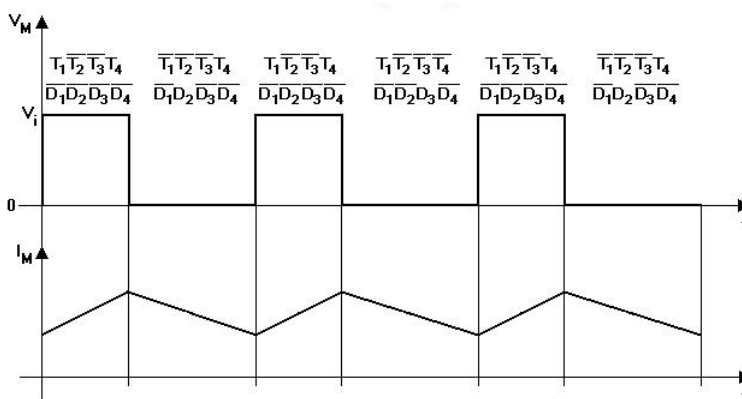
(tehát fék) működjön és a fékezési energiát majdnem minden fordulatszámmon $(1,0 \dots 0,1 \cdot n_{\max})$ visszatáplálja a hálózatba.

Az egyenáramú villamos gép motorüzemben



18.20. ábra. Motorüzem H hídban

A motorüzem kapcsolási elve



18.21. ábra. A motorra jutó feszültség és áram időbeni alakulása motor üzemben

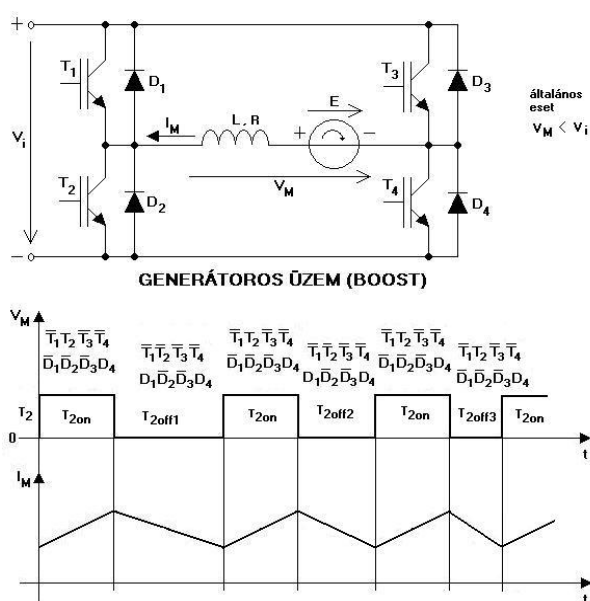
$$V_M = D \cdot V_i$$

Az egyenáramú villamos gép generátorüzemben (visszatápláló féküzem)

Ha adott a T_2 tranzisztor kapcsolási frekvenciája és a kitöltési tényezőt a T_{2off} idejével állítjuk be ($T_2 = T_{2on} + T_{2off}$ és ha $T_{2on} =$ állandó), akkor ismervén a tápvonal V_i feszültségét és a fékezendő motor pillanatnyi belső

feszültségét (V_M), a T_2 bekapcsolási idejét minden bekapcsoláskor a következő képlet alapján számíthatjuk ki:

$$T_{2off} = T_{2on} \frac{V_M}{V_i - V_M}$$

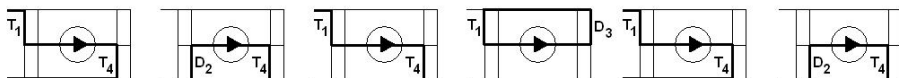
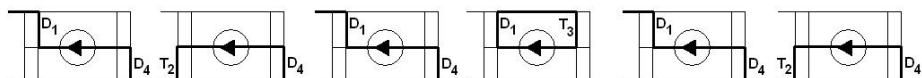


18.22. ábra. A motorra jutó feszültség és áram időbeni alakulása generátor üzemben

$$V_i = \frac{1}{1-D} V_M$$

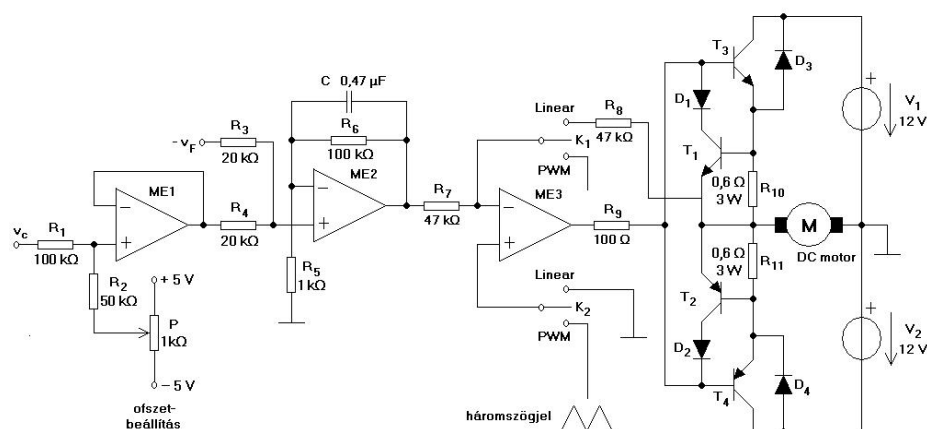
ahol $D = \frac{T_{2on}}{T_{2on} + T_{2off}}$ a T_2 kitöltési tényezője.

A 18.23. ábra mind motor, mind generátor üzemben olyan áramutakat vázol fel, amelyeknél a H híd alsó és felső ágában a kapcsoló tranzisztorok felváltva vannak az egyes ütemekben bekapcsolva, hogy a viszonylagos kapcsolási számaikat, tehát a termikus igénybevételüket csökkentsük.

MOTOR**GENERÁTOR**

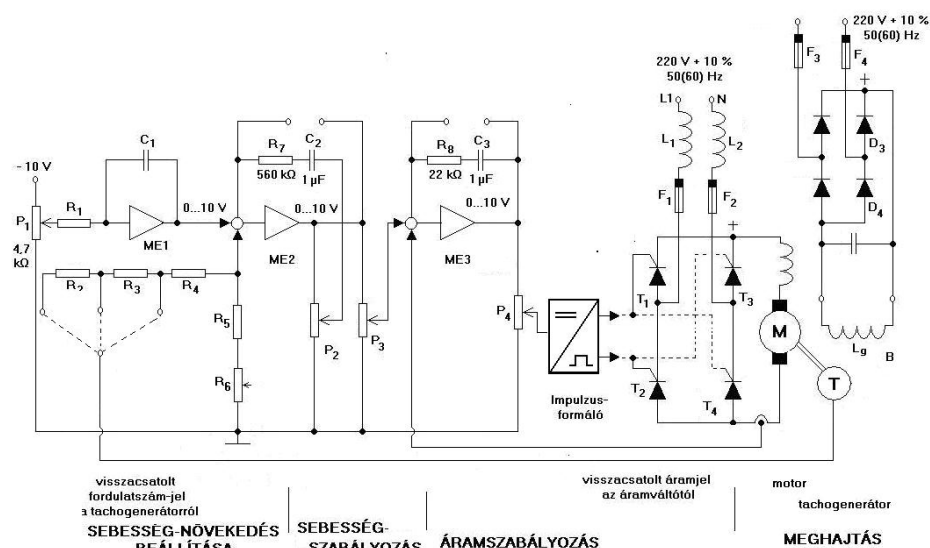
18.23. ábra. A H híd vezető állapotban lévő elemeinek ábrázolása az egyes kapcsolási fázisokban motor és generátor üzemben. A vastag vonal az áramutat jelöli. A tranzisztorok kíméléséért felváltva használjuk a szabadonfutó diódákat

Egy laboratóriumi DC motorvezérlés a vezérlő áramkörrel együtt látható a 18.24. ábrán.



18.24. ábra. DC motorvezérlés gyakorlati (laboratóriumi) megvalósítása

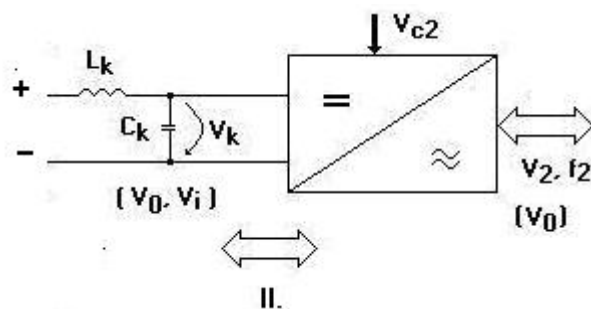
Egy motorvezérlési kapcsolás ipari megvalósítását a 18.25. ábrán láthatjuk.



18.25. ábra. DC motorvezérlés gyakorlati ipari megvalósítása

18.4. DC-AC átalakítók

A DC-AC alakítók, még nevezik őket invertereknek is, (18.26. ábra) egyenfeszültséget alakítanak át váltakozó feszültséggé egy V_{c2} vezérlőjel hatására. A kimenet váltakozó feszültség amplitúdója és frekvenciája (V_2 , f_2) változtatható.



18.26. ábra. DC-AC átalakító

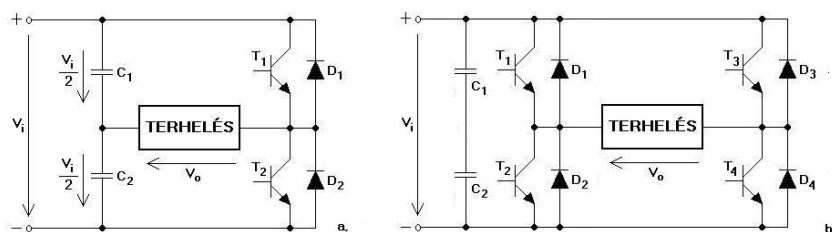
Felhasználásuk nagyos sokrétű, váltakozó áramú motorok, világítás, szél- és vízierőművek inverterei stb. Megvalósítható velük a kétirányú energia áramlás is.

Mint a 18.26. ábrából következik, lehetséges, hogy az inverter bemene-
tére egy meghatározott (kontrollált) áram kerül (létezik a nagy induktivitá-
sú L_K induktivitás) és ekkor áraminverterről beszélünk amelyet mind gyak-
rabban CSI inverternek (az angol CSI Current Source Inverter) neveznek.

Ha a 18.26. ábra típusú ábrázolást alkalmazzuk az inverterre, és a be-
meneten nem az L_K induktivitás hanem C_K kapacitás a domináns, akkor
feszültséginverterről beszélünk, mind gyakrabban használt rövidítése VSI
(az angol VSI Voltage Source Inverter). A feszültséginverterekre jellemző,
hogy a kapcsoló tranzisztorokkal (amely lehet teljesítmény tranzisztor,
MOSFET, IGBT, GTO stb.) egy ellenpárhuzamos dióda is beépítésbe
kerül a kapcsolásba.

Kis és közepes teljesítményeknél ma már szinte csak feszültséginverte-
reket alkalmaznak

Létezik az egy-, illetve a háromfázisú inverter (18.27. ábra).



18.27. ábra. Fél- és egészhidas egyfázisú feszültséginverter

Amplitúdó moduláció

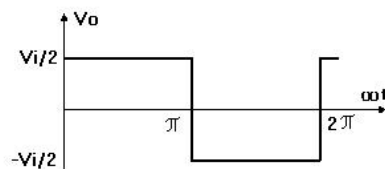
Félhidas feszültséginverter

Számítsuk ki, a 18.27.a, ábra félhidas feszültséginverterének, hogy mekko-
ra a V_o kimeneti feszültsége, ha a két tranzisztor 50-50%-ban vezet. Ezt
viszonylag könnyen meghatározhatjuk. Ha T_1 vezet, akkor $V_o = \frac{1}{2}V_i$, ha
 T_2 vezet, akkor $V_o = -\frac{1}{2}V_i$ (18.28. ábra).

Ha Fourier sorba fejtjük a kimeneti V_o feszültséget meghatározó függ-
vényt (18.28. ábra), akkor az alapharmonikus feszültségét a következőké-
pen számíthatjuk

$$V_{o1} = \frac{2}{T} \int_0^T v_i \cdot \sin \omega t \cdot dt = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{V_i}{2} \sin \omega t \cdot dt = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{V_i}{2}$$

A fenti összefüggés azt mutatja, hogy az inverter kimeneti feszültségének megváltoztatása csak a bemeneti feszültség (a V_i) változtatásával lehetséges.



18.28. ábra. A V_o kimeneti feszültség a félhidas inverternél

A kimeneti feszültség effektív értéke

$$V_N = V_{o\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_o^2 \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi v_o^2 \cdot d\omega t} = \frac{V_i}{2}$$

Egészhidas feszültség inverter

Az egészhidas feszültség inverter (18.27.b, ábra) kimeneti feszültségét teljesen hasonló módon határozzuk meg, mint a félhidas inverterét. Itt természetesen két-két tranzisztor kell, hogy vezessen egyidejűleg (T_1 - T_4 , T_2 - T_3). Ebben az esetben a kimeneten az egész bemeneti V_i feszültség megjelenik

A kimeneti feszültség alapharmonikusa

$$V_{01} = \frac{2}{T} \int_0^T v_i \cdot \sin \omega t \cdot d(\omega t) = \frac{2}{\pi} \int_0^\pi V_i \sin \omega t \cdot d(\omega t) = \frac{4}{\pi} \cdot V_i$$

A kimeneti feszültség effektív értéke

$$V_{0\text{eff}} = V_i$$

Háromfázisú DC-AC átalakító

Háromfázisú feszültség előállítás (DC-AC inverter)

Tudjuk, hogy a háromfázisú hálózatot az egymáshoz képest $2\pi/3 = 120^\circ$ elektromos fokkal eltolt három feszültség jellemző, e három fázisfeszültség matematikai felírása:

$$v_R = \sqrt{2} \cdot V \cdot \sin \omega t$$

$$v_s = \sqrt{2} \cdot V \cdot \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3})$$

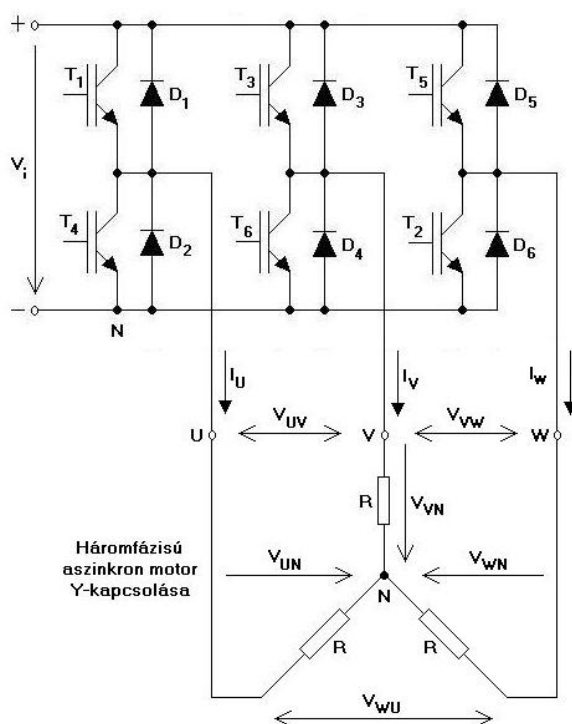
$$v_T = \sqrt{2} \cdot V \cdot \sin(\omega t + \frac{4\pi}{3})$$

Egyenfeszültségből, háromfázisú hálózatot több módon is létrehozhatunk. Azokat az eszközöket, melyek DC $\rightarrow$ AC átalakítást végeznek, inverterek-nek nevezzük. Ha bizonyos feltételek fennállnak, akkor az energia-áramlás kétirányú is lehet, DC $\leftrightarrow$ AC.

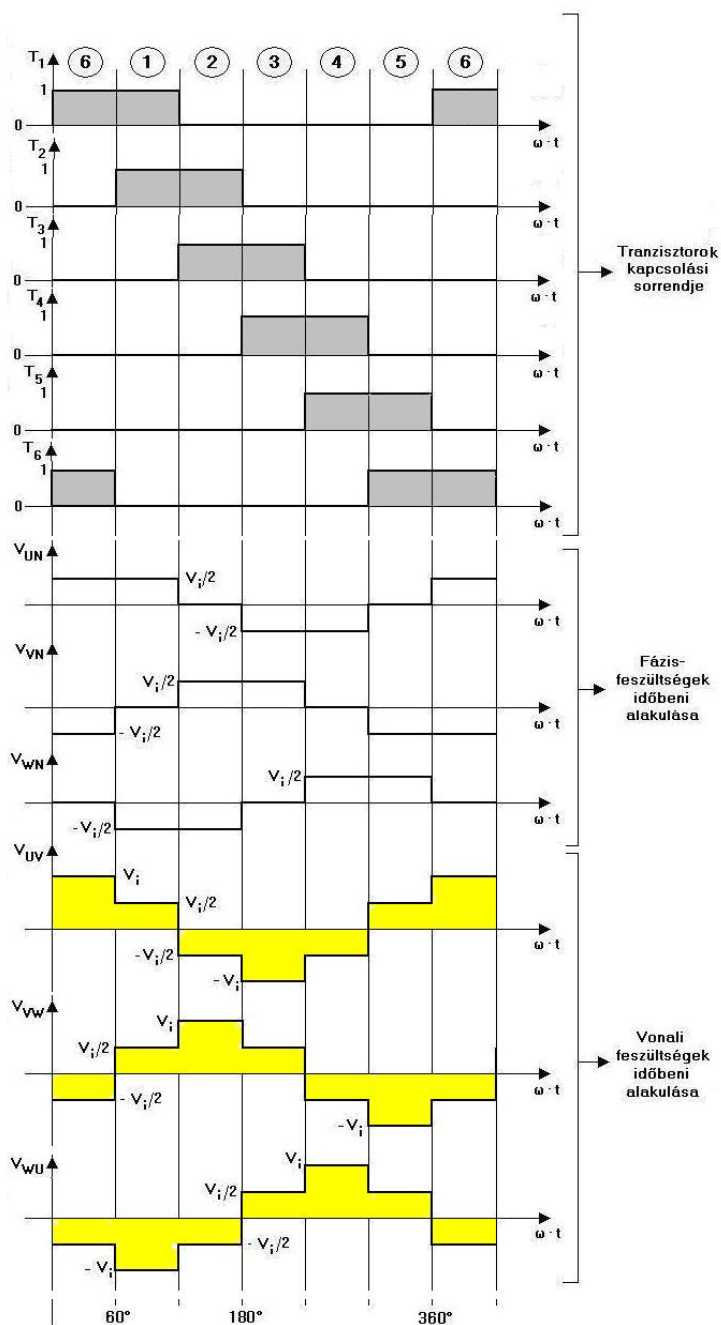
Az átalakítás (DC $\leftrightarrow$ AC) ma leismertebb eszköze a háromfázisú híd-kapcsolás.

Az alábbi ábra (18.29. ábra) egy egyenfeszültségre kapcsolt háromfázisú hídkapcsolást mutat be, ahol a terhelés egy Y-ba kapcsolt aszinkronmotor.

Ahhoz, hogy forgó mágneses teret tudjunk létrehozni az aszinkron motorban, alapvetően két módon kapcsolhatjuk a tranzisztorokat: 120°-os, illetve 180°-os kapcsolásban (18.30. és a 18.32. ábra).



18.29. ábra. Háromfázisú hídkapcsolás, a terhelés aszinkronmotor



18.30. ábra. Kapcsolási diagram egy 120°-os vezérlésnél
(a 18.29. ábra áramköre)

Itt jegyezzük meg, hogy bár az ábrán kapcsolóként IGBT tranzisztorokat használtunk, a kapcsolt teljesítmény függvényében ez lehet, GTO, tranzisztor vagy oltóáramkörrel rendelkező tirisztor is. Az utóbbival már egyre ritkábban találkozunk, hiszen ez az 1980–90-es évek technikájára volt jellemző.

A 120°-os vezérlés

Egy teljes, 360°-os szinuszhullámot megközelítő feszültség létrehozásához (18.29. ábra) egy-egy tranzisztor folyamatosan csak 120°-ot vezet. Innen a 120°-os vezérlés elnevezés. Előnye ennek a kapcsolásnak, hogy egy-egy ág kapcsolóinak ($T_1 - T_4$, $T_3 - T_6$, $T_5 - T_2$) a vezetési periódusa 60°-al el van egymástól választva és ezért rövidzár (+ → -), ún. hídág rövidzáráram, normál esetben nem alakulhat ki.

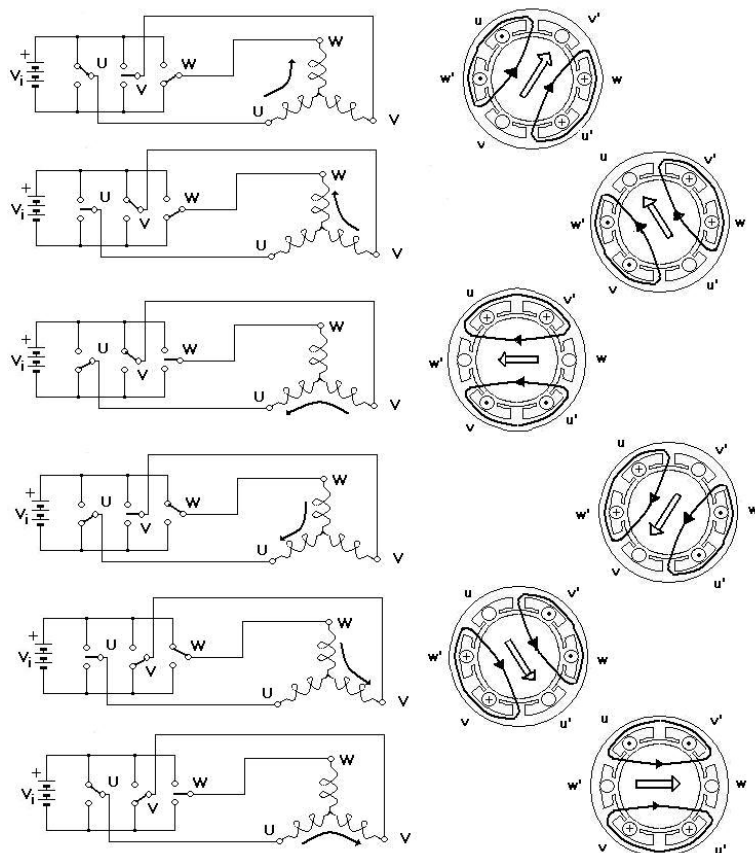
A 18.30. ábra a kapcsolók bekapcsolási periódusait és a motoron mérhető fázis és vonali feszültségeket mutatja.

Természetesen másik forgásirányt is ki tudunk alakítani, ha a kapcsolók kapcsolási sorrendjét felcseréljük.

Megjegyezzük, hogy a 120°-os vezérlést szinte csak az áraminvertereknél használjuk, mert így tudjuk biztosítani, hogy az áramkör az általunk kívánt tekercsen keresztül záródjék.

Ha áraminverteres kapcsolásban használjuk a 120°-os vezérlést, az áram átterelődését az egyik kapcsolóról a másik kapcsolóra (pl. a T_1 -ről a T_3 -ra, az 1-es és 2-es szegmens között) úgy segítjük, hogy a T_3 bekapcsolása valamivel korábban történik, mint a T_1 kikapcsolása. Ha ezt az átfedést vezérlésből nem hoznánk létre, a megszakadó áram nem ellenőrzött (csak az áramkörök szórt induktivitásai által meghatározható) szinte kontrollálhatatlan feszültségugrást generálna, amely az összes kapcsoló épségét veszélyeztetné (18.30. ábra).

A 18.31. ábra leképezi az aszinkron motor állórészében létrehozott forgó mágneses teret. A jobb érthetőség kedvéért képzeljük azt, hogy az aszinkronmotor a hátunk mögött van, valamint három állórész-tekercssel (UU', VV' és WW') rendelkezik és mi az U, V és W bevezetések előtt állunk (a tekercsek másik végződése a U', V' és W' a motorban képezik a csillagpontot). A vezetékben lévő „•” a felénk jövő áramot, míg a „+” a távozó áramot jelöli, s így már egyértelmű a motorban átmenő fluxus iránya. Látjuk, hogy a fluxus iránya 60°-onként szakaszos elfordulást végez.



18.31. ábra. Forgó mágneses fluxus kialakulása 120°-os vezérlésnél

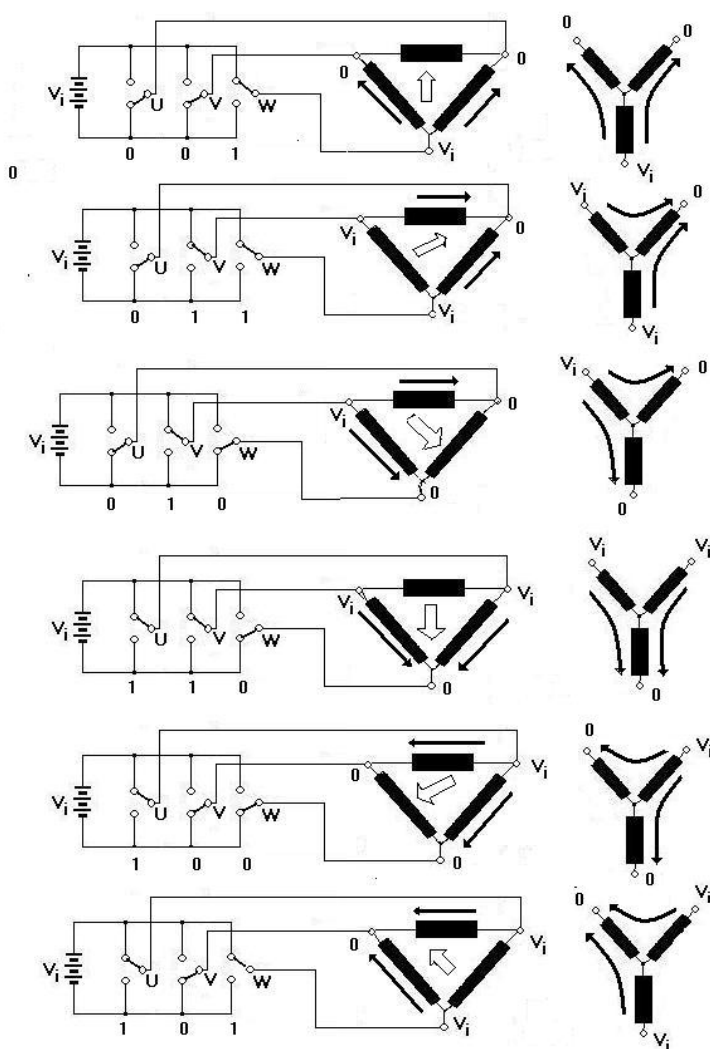
A 180°-os vezérlés

A 180°-os vezérlés jellegzetessége (18.32. ábra) az, hogy mindig 3 kapcsoló van bekapcsolva. A klasszikus (ortodox) szemlélet szerint egy-egy kapcsoló 180° elektromos fokot vezet. Itt, mivel ezt a vezérlésmódot a feszültség inverterekben használják, az áraminverterekben tett megjegyzés (hogy egy rövid időre megengedhető a $+$ $\rightarrow$ $-$ rövidzár), érvényét veszti, sőt, hogy az ilyen típusú rövidzárat elkerüljük, a feszültség (áram) átkapcsolásakor kötelezően beiktatunk egy holtidőt (t_d) egy függőleges ágba található két kapcsoló vezérlése közé.

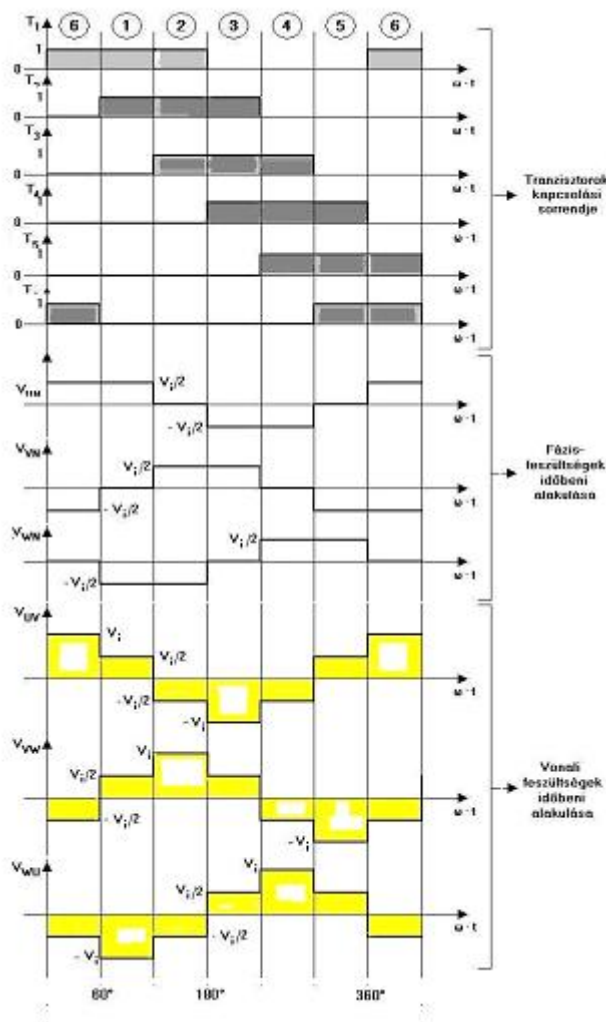
A forgómozgást végző mágneses mező a motorban a 60°-os szektor-vezérlésnél, itt is 60°-os lépésekben teszi meg a kört. Ha ez a körbefordulás sokkal apróbb lépésekben kell, hogy történjék, akkor a be- és a kikap-

csolási (váltási) időket szinusz függvényekkel modulált vezérlőjelek alkotják. Ezt a vezérlést, PWM típusú szinuszos modulációs vezérlésnek (magyarul ISZM impulzus szélesség moduláció) nevezzük (lásd később).

A 18.32. ábra bemutatja, hogy mind a Δ , mind Y kapcsolásban létrejön a forgó mágneses tér, de a motor karakterisztikájának jobb kihasználása érdekében (hogy minden tekercsben, minden pillanatban legyen áram), a Y (csillag) kapcsolást részesítik előnyben.



18.32. ábra. Forgó mágneses tér kialakulása 180°-os vezérlésnél



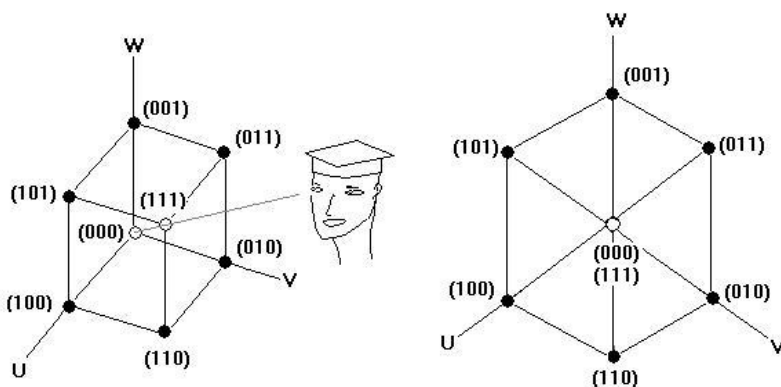
18.33. ábra. A háromfázisú feszültség kialakulása 180°-os vezérlésnél

A mai modern motorvezérlési elvek (a kapcsolók bekapcsolásának a sorrendisége) szerint olyan parancsok is létrejönnek, amely megkívánja, hogy olyan vezérlési szituáció is kialakuljon, amikor mind a három bekapcsolt kapcsoló vagy a „+” vagy a „-” sínre kapcsoljon egyidejűleg. Itt térünk vissza arra a megjegyzésre, hogy feszültség invertereknél léteznek a $D_1, \dots, D_6$ diódák. Mivel ennél a kapcsolási módnál a terhelést a „+” sínről a „-” sínre kell egy sínágból kapcsolni (vagy fordítva), egy t_d időt iktattuk közben az átkapcsolásnál. Ebben a közbeiktatott időben vagy a mind a

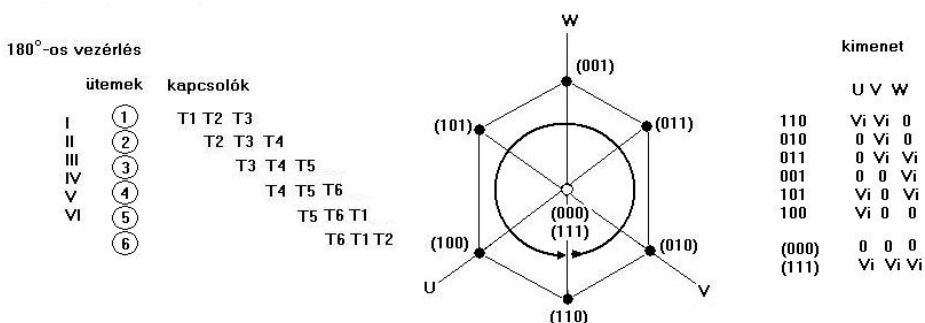
három tekercs egyidejűleg „+” vagy „-” sínre kapcsolásakor szabad utat kell biztosítsunk a motor tekercseiben lévő áramoknak. Ezek a diódák, mint szabadonfutó diódák működnek.

Hogy könnyebben átlátható legyen egy aszinkronmotor vezérlési struktúrája, elterjedt a vezérlési hexagon típusú ábrázolás. Ha egy kocka sarkait kódoljuk az egységnyi élű kockának egy u-v-w térben elfoglalt pozíciójával és e térbeli ábrát egy síkban, kiterítjük, akkor megkapjuk a vezérlési hexagont (18.34. ábra).

A vezérlési hexagon által megadott kapcsolási kép egy három bites szám, amelynél az egyik pozíciót a szomszédos pozíciótól jellemző 3 bites szám mindig csak egy-egy bitben különbözik. A bitek értéke „1”, ha az illető hídág „+ sínre” van kapcsolva és „0” akkor, ha a „- sínre” van kapcsolva a hídág közös pontja.



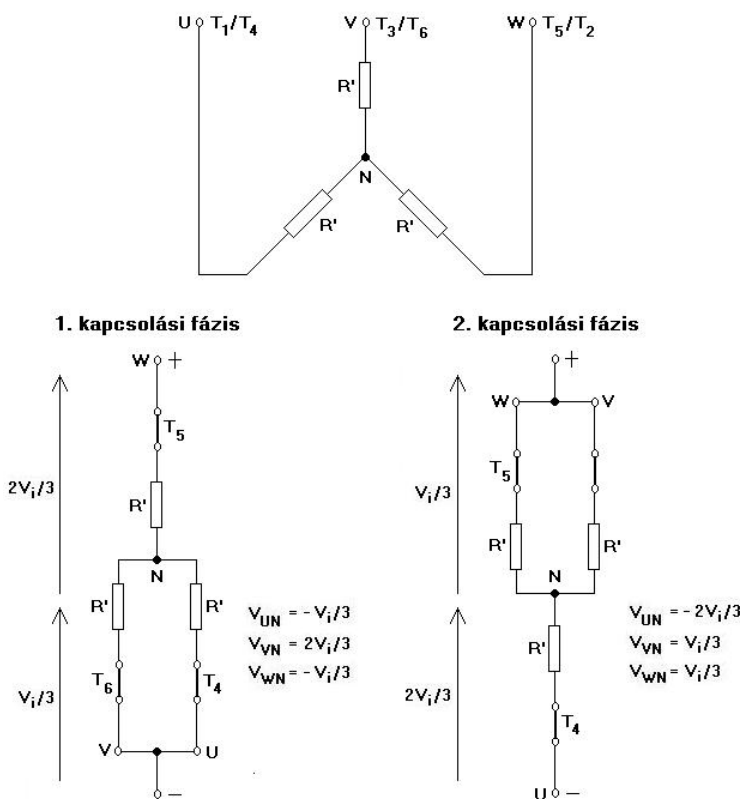
18.34. ábra. A vezérlési hexagon



18.35. ábra. A vezérlési hexagon alkalmazása

Ha a kapcsolók bekapcsolásának sorrendje megegyezik az óramutató járásának irányával, kapjuk az egyik forgási irányt, míg a másik forgási irány természetesen a másik körbejárási irány adja. A három bináris szám, a háromfázisú hídkapcsolás három ágára vonatkozik, ha az illető ágnak, „1” az értéke, az illető ág a „+” sínre kapcsolódik, a „0” akkor a „-” sínre kötődik (18.35. ábra).

A 180°-os vezérlés egyik negatív következménye, hogy a motor csillagpontjának a potenciálja változik (18.36. ábra).



18.36. ábra. A motor csillagpontjának feszültségváltozása

Néhány karakterisztikus feszültség és áramérték

Az effektív vonalfeszültség alapharmonikusának értéke

$$V_{01} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{un} \cdot \sin \omega t \cdot d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} V_i \sin \omega t \cdot d(\omega t) = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot V_i$$

Az effektív vonalfeszültség

$$V_N = V_{0eff} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{un}^2 \cdot d\omega t} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi/3} V_i^2 \cdot d\omega t} = V_i \sqrt{\frac{2}{3}}$$

A bemeneti áram (idealizált állapot $\rightarrow$ tiszta szinuszos kimeneti áramot feltételezve)

$$I_i = \frac{1}{\pi} \cdot \left[\int_0^{\pi} i_u d(\omega t) + \int_0^{\pi/3} i_w d(\omega t) + \int_{2\pi/3}^{\pi} i_v d(\omega t) \right] \approx \frac{3 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot I_N$$

A vonalfeszültség harmonikusai

A k-ik harmonikus effektív értéke (mivel a feszültség csak szinuszos összetevőt tartalmaz):

$$V_k = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{2\pi} v_{uv} \sin k\omega t \cdot d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} V_0 \cdot \sin k\omega t \cdot d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{k\pi} V_0 \left(\cos k \frac{\pi}{6} - \cos k \frac{5\pi}{6} \right)$$

$$V_k = \frac{\sqrt{2}}{k\pi} \cdot V_0 \cdot \sin \frac{2\pi}{3} \cdot \sin k \frac{\pi}{2}$$

Ebből a kifejezésből következik, hogy a páros felharmonikusok valamint a 3-al osztható felharmonikusok hiányoznak, mert

$$\sin 2q \frac{\pi}{2} = 0$$

$$\sin 3q \frac{2\pi}{3} = 0$$

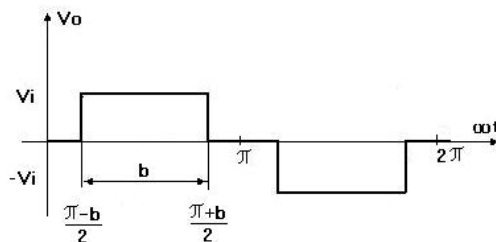
Tehát úgy vonali, mint a fázisfeszültség csak az 5, 7, 11, 13, ... $k=(6q \pm 1)$ felharmonikusokat tartalmazza. A felharmonikusok amplitúdójának értéke fordítottan arányos a harmonikus (sor)számával.

Programozott hullámforma alkalmazása

Az ismertetett négyszögvezérléseknél félperiódusonként egy egy impulzust adunk ki (18.37. ábra), bár a fogyasztók többsége azonban szinuszos feszültséget használ.

Ismert megoldás, ha a félperiódusonként az impulzusok szélességét változtatjuk, akkor a kimeneti jel effektív értékét is változtatjuk. Ha a fél-

periódusonként nem csak az impulzus szélességét, hanem számát is változtatjuk, akkor a kimenő jel effektív értékét és felharmonikus tartalmát is változtathatjuk.



18.37. ábra. Az impulzusszélesség moduláció elve

Elemezzük a 18.37. ábrán megadott jelsorozatot!

A jel szimmetriája miatt, csak páratlan szinuszos tagokat tartalmaz a jel Fourier-sora

$$v = \sum_{k=1}^{\infty} a_i \sin k\omega t$$

ahol $k = 1, 3, 5, 7, \dots$

$$a_i = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v \sin k\omega t \cdot d(\omega t) = \frac{2}{\pi} V_i \int_{\frac{\pi-b}{2}}^{\frac{\pi+b}{2}} \sin k\omega t \cdot d(\omega t)$$

$$a_i = \frac{2}{i \cdot \pi} V_i \left(-\cos \frac{\pi+b}{2} \cdot i + \cos \frac{\pi-b}{2} \cdot i \right)$$

Felhasználva a következő matematikai összefüggést

$$\cos \alpha - \cos \beta = -2 \cdot \sin \frac{\alpha + \beta}{2} \cdot \sin \frac{\alpha - \beta}{2}$$

kapjuk, hogy

$$a_i = \frac{4 \cdot V_i}{i \cdot \pi} \left(\sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot i\right) \cdot \sin\left(\frac{b}{2} \cdot i\right) \right)$$

$$|a_i| = \frac{4 \cdot V_i}{i \cdot \pi} \sin \frac{b}{2} \cdot i$$

A fenti képletből látható, hogy a „b” megfelelő megválasztásával tetszőleges rendszámú felharmonikus megszüntethető.

Pl. az $i=3$ rendszámú felharmonikus megszűnik, ha

$$a_3=0$$

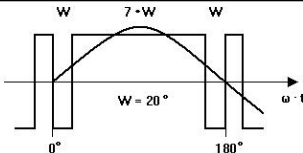
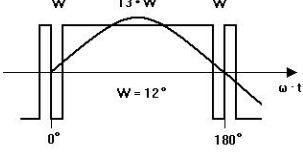
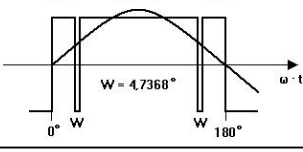
$$0 = \sin \frac{b}{2} \cdot 3$$

Mivel $0 < b < \pi$

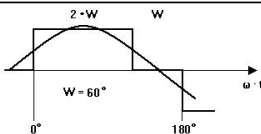
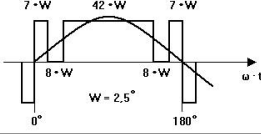
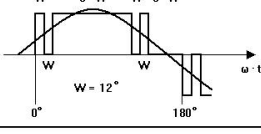
$$b = \frac{2}{3} \cdot \pi$$

Ha egy félperiódusban több impulzust adunk ki, és helyüket megfelelően választuk ki, és akkor az impulzusokat egyenként Fourier-sorba fejtjük és azokat összegezzük. Így annyi felharmonikus tudunk kiszűrni, ahány impulzus lesz egy félperiódusban. Nem feledkezhetünk meg arról, hogy az impulzus szélesség moduláció következtébe az alapharmonikus értéke is csökken és ezért néhány felharmonikus értéke megváltozhat.

Matematikailag így előre meglehet határozni egy ún. programozott hullámformát, amelyből már előre kiszámolták a felharmonikus tartalmat (18.38., 18.39. ábra).

Programozott hullámforma	Semlegesített felharmonikusok (az alapharmonikus százalékában)	Meglévő felharmonikusok (az alapharmonikus százalékában)
 W 7 · W W W = 20° 0° 180°	3.(0,0%) 15.(0,0%)	5.(30,7%) 7.(41,1%) 9.(37,9%) 11.(26,2%) 13.(11,8%)
 W 13 · W W W = 12° 0° 180°	5.(0,0%)	3.(21,5%) 7.(11,8%) 9.(18,8%) 11.(22,2%) 13.(22,7%) 15.(20,9%)
 5 · W 24 · W 5 · W W = 4.7368° 0° 180°	3.(0,8%) 5.(0,3%)	7.(28,9%) 9.(47,7%) 11.(35,3%) 13.(3,8%) 15.(19,5%)

18.38. ábra. Programozott hullámforma I.

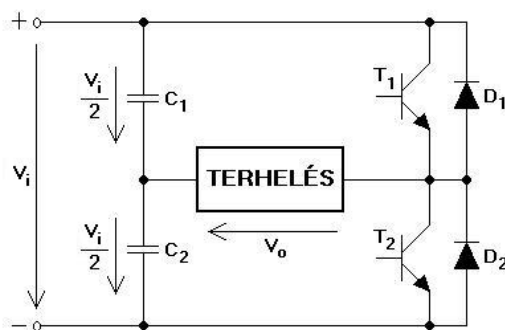
Programozott hullámforma	Semlegesített felharmonikusok (az alapharmonikus szöveletében)	Meglévő felharmonikusok (az alapharmonikus szöveletében)
	3. (0,0%) 9. (0,0%) 15. (0,0%)	5. (20,0%) 7. (14,3%) 11. (9,1%) 13. (7,7%)
	3. (0,0%) 5. (0,0%) 15. (1,4%)	7. (25,7%) 9. (38,4%) 11. (27,2%) 13. (8,6%)
	3. (0,0%) 5. (0,0%) 9. (0,0%) 15. (0,0%)	7. (11,8%) 11. (22,2%) 13. (22,7%)

18.39. ábra. Programozott hullámforma II. (folytatás)

Az igazi megoldás a szinuszos impulzusszélesség moduláció, az ISZM (a szinuszos PWM) amellyel a következő fejezetben foglalkozunk.

18.5. Az impulzusszélesség moduláció (PWM moduláció)

Egy adott félhidas inverteren mutatjuk be az ISZM elvét (18.40. ábra).



18.40. ábra. Félhidas inverter

Kapcsoljuk a T_1 és T_2 tranzisztorokat a 18.41. ábrának megfelelően.

Legyen a v_T háromszögjel frekvenciája f_v , ez a vivőfrekvencia, míg v_c szinuszos alapjel, melynek frekvenciája f_c . A két feszültséget komparáljuk

és a következő feltételekkel nyitjuk (kapcsoljuk be) a tranzistorokat; ha $v_C > v_T$, a T_1 tranzistor vezet, ha $v_C < v_T$ a T_2 tranzistor vezet.

Természetesen háromfázisú frekvenciájú inverterek is lehet ISZM-el vezérelni. Itt az az alapvető követelmény, hogy a másik két fázis frekvenciája 120° , illetve 240° különbözik (el van tolva) az első fázis frekvenciájától.

Meghatározzuk a frekvencia modulációs indexét is, amely

$$m_f = \frac{f_v}{f_c}$$

Ezt az indexet nagyra válasszák. Már jól működik az ISZM-es vezérlés ha $m_f = 7$, de ma már általában $m_f \geq 21$.

Meghatározhatjuk az amplitúdó modulációs indexét is, és ez

$$m_A = \frac{V_{C \max}}{V_{T \max}}$$

Ha m_f egész szám, szinkron modulációról beszélünk. Ha páratlan, akkor a konverter kimenő jele, a Fourier sorba fejtésekor, csak páratlan felharmónikusokat tartalmaz és a kijövő jel szimmetriát mutat az intervallum középpontjához képest.

Ha m_f egy racionális szám, aszinkron modulációról beszélünk és a kimenő jel említett szimmetriája már nincs meg.

Az alábbiakban a szinkron modulációs jellel foglalkozunk.

Hívjuk segítségül a 18.41. és 18.42. ábrát, hogy meghatározzuk a kimeneti átlagfeszültséget. Természetesen közelítéseket alkalmazunk, feltételezzük, hogy a v_T vivőfrekvencia egy periódusa alatt a v_C alapjel értéke nem változik.

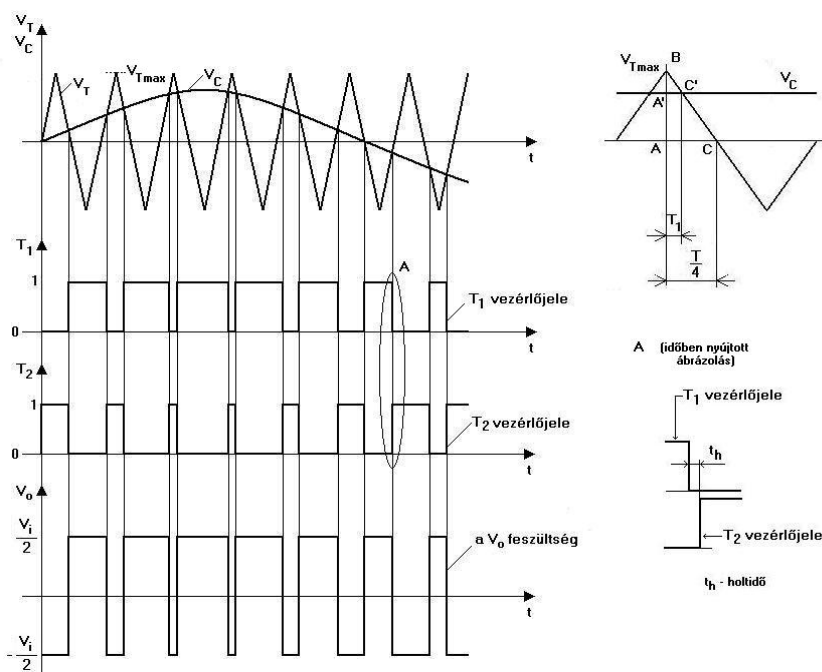
A terhelésen mérhető V_o feszültség középértéke:

$$V_{ok} = \frac{1}{T} \int v_o(t) dt$$

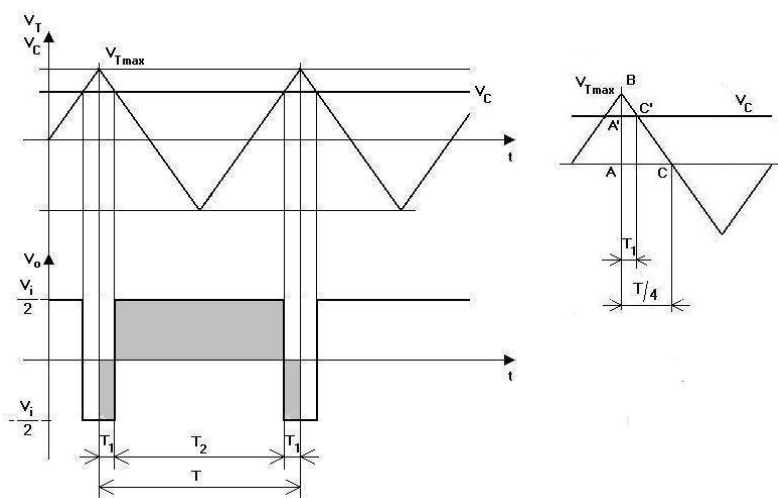
Egy T periódusra, a 18.42. ábrából következik, hogy

$$V_{ok} = \frac{1}{T} \left[T_1 \left(-\frac{V_i}{2} \right) + T_2 \left(\frac{V_i}{2} \right) + T_1 \left(-\frac{V_i}{2} \right) \right]$$

$$V_{ok} = \frac{1}{T} \frac{V_i}{2} (T_2 - 2T_1)$$



18.41. ábra. Ábra az ISZM kalkulációjához



18.42. ábra. Ábra az átlagfeszültség kiszámításához

De az ABC és A'BC' háromszögek hasonlóak és ezért felírható az alábbi aránypár

$$\frac{V_{T \max}}{V_{T \max} - v_c} = \frac{T/4}{T_1}$$

ahonnan

$$T_1 = \frac{T}{4} \left(1 - \frac{v_c}{V_{T \max}}\right)$$

$$\text{de } T_2 = T - 2T_1 \text{ és tudván } T_1 \text{ értékét } T_2 = \frac{T}{4} \left(1 + \frac{v_c}{V_{T \max}}\right)$$

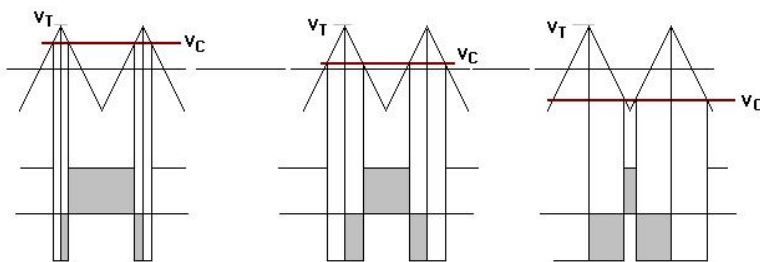
ha a T_1 -t és T_2 -t behelyettesítjük a V_{ok} -t meghatározó egyenletbe, az eredmény (18.43. ábra)

$$V_{ok} = \frac{V_i}{2V_{T \max}} v_c$$

Ha v_c változása szinuszos – tehát $v_c = V_{c \max} \sin \omega t$ –, akkor minden pillanatra felírható, hogy

$$V_{ok} = \frac{V_i}{2V_{T \max}} V_{c \max} \sin \omega t$$

azaz a mindenkor középérték a v_c szinuszos változással arányos.



18.43. ábra. A v_c és V_T feszültségek hatása az átlagfeszültségre

A fenti összefüggésből következik, hogy viszonylag egyszerű eszközökkel (módszerrel), egyenfeszültségből egy olyan frekvenciájú szinuszos feszültséget állíthatunk elő, amelyet a v_c feszültség frekvenciája és amplitúdója

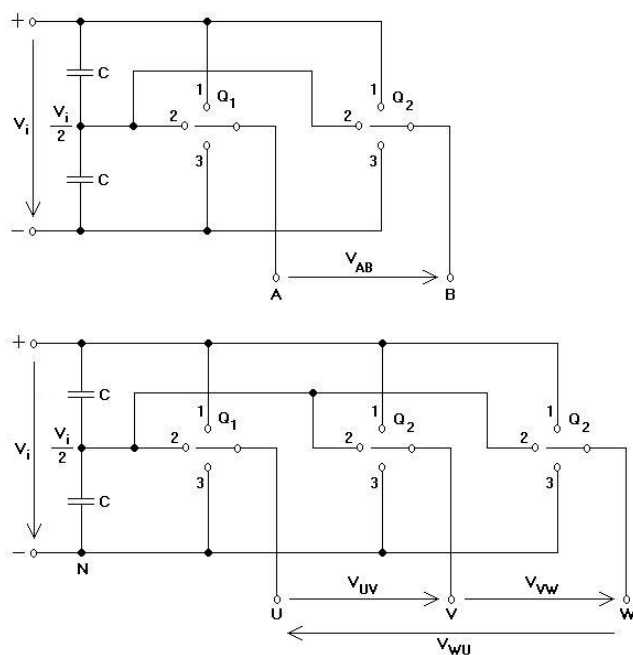
határoz meg. A létrejövő váltakozó feszültség maximális effektív értékét a V_{Tmax} és a V_{cmax} értékeinek beállításával tudjuk meghatározni, de ez természetesen nem lehet nagyobb, esetünkben, mint $V_i/2$.

Természetesen az egészhidas konverternél a kimeneti feszültség maximális effektív értéke egyenlő lehet (vagy kisebb) mint a bemeneti V_i feszültség.

Háromszintű kapcsolók alkalmazása

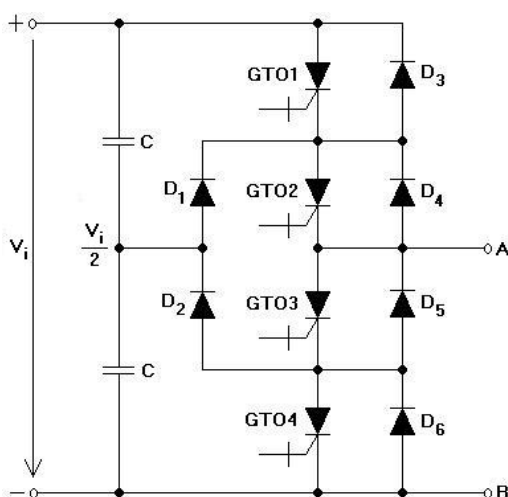
Igen nagy teljesítmények (és feszültségek) átvitelére háromszintű kapcsolókat is kialakítottak. A szinuszos feszültség változásakor a $330^\circ \dots 0^\circ \dots 30^\circ$ és $150^\circ \dots 180^\circ \dots 210^\circ$ elektromos fokok között amplitúdója a maximum-érték felénél kisebb, tehát az egyenfeszültség-forrás fél feszültsége is elegendő. Ezen háromszintű kapcsolók elvi megoldásait mutatja be a 18.44. ábra egy, illetve háromfázisú hálózatra.

A háromszintű kapcsolók $+V_p + 0,5 \cdot V_i$ és 0 feszültséget tudnak a terhelésre kapcsolni.



18.44. ábra. Egy és háromfázisú hidak kialakítása elvi háromszintű ($V_i - V_i/2-0$) kapcsolókkal

E háromszintű kapcsoló egy ágának gyakorlati kialakítását mutatja be a 18.45. ábra. Egy-egy ág két kapcsoló helyett négyet használ, valamint két dióda helyett is hat kerül beépítésre. A szinuszos változás fél-feszültségének az eléréséig a kapcsolók lényegében a D_1 , GTO2 (D_2 , GTO3) félvezető páros(ok), majd a nagyobb feszültségű szükségletekkor a GTO1, GTO2 (GTO3, GTO4) félvezetők biztosítják a magasabb feszültség-szintet.



18.45. ábra. Egy hídág háromszintű kapcsolókkal

18.5.1. Motorvezérlés ISZM modulációval

A mai modern elektronika eljutott arra a szintre, hogy az aszinkron motort is vezérelhetjük nagyon nagy pontossággal. Ma gyakorlatilag az elektronikus vezérelt aszinkron motor, már majdnem teljesen kiszorította a hajtástechnikai alkalmazásokból az egyenáramú motort (aszinkron motoros hajtástechnikát alkalmaz ma már, a villamos, a trolibusz, a vasút, az elektromos kerékpár és autó is). Ahhoz, hogy megismerjük e hajtástechnikai alkalmazásokat, a motort és az invertert is együtt kell szemlélünk, kutatunk. Az alábbiakban röviden áttekintjük a legfontosabb ismereteinket az aszinkron motorokról.

Az aszinkron motor működésmódja

Ismerjük, hogy az aszinkronmotor a legegyszerűbb felépítésű villamos gép. Az állórészben van egy háromfázisú tekercselés (mindegyik fázisra

legalább egy–egy tekercs), míg a forgórész az esetek döntő többségében egy kalickás forgórész, kivezetés nélkül).

Ha az állórész tekercselését szinuszos háromfázisú feszültséggel vagy megfelelően szaggatott egyenfeszültséggel tápláljuk, forgó mágneses tér keletkezik. Az egyszerűség kedvéért nézzük meg az aszinkron motor egyenleteit szinuszos táplálás esetén.

A forgó mágneses tér fordulatszám:

$$n_0 = \frac{60}{2 \cdot \pi} \cdot \Omega = \frac{60 \cdot \omega}{2 \cdot \pi \cdot p} = \frac{60 \cdot f}{p} [\text{ford} / \text{perc}]$$

ahol f a frekvencia és p a póluspárok száma és n_0 a percenkénti fordulatszám.

A forgó mágneses tér elektromágneses feszültséget indukál úgy az álló- (N_1 és E_1), mind a forgórész tekercselésében (N_2 és E_2). Mivel ugyanaz a Φ fluxus járja át, úgy az állórészt, mint a forgórészt

$$E_1 = 4,44 \cdot f_1 \cdot N_1 \cdot \Phi_m \text{ és } E_2 = 4,44 \cdot f_2 \cdot N_2 \cdot \Phi_m$$

ahol f_1 az állórész, míg f_2 a forgórész frekvenciája, és Φ_m a motor fluxusának a maximuma.

Amikor az állórész feszültséget kap, a forgórész tekercseiben mint egy transzformátorban az I_2 áram indukálódik és a két áram és a forgó mágneses tér eredményeként olyan nyomaték keletkezik, amely a forgórészt a mező forgási irányában forgatja.

A forgórész fordulatszáma motor üzemben nem érheti el az n_0 szinkron fordulatszámot, hiszen ekkor a forgórész tekercselése mozdulatlaná válna a forgó mezőhöz képest, és így nem indukálódna benne az E_2 elektromágneses feszültség, tehát megszűnne az I_2 -es áram. Még üresjárási üzemben sem lehet a két fordulatszám (a mágneses tér, illetve a motor forgórész) egyenlő, mert a veszteségek következtében olyan I_2 áramnak kell létrejönnie, amelynek hatására a hajtónyomaték legyőzi e veszteségeket.

A két fordulatszám meghatározza a motor *csúszását*, az s -t:

$$s = \frac{n_0 - n}{n_0}$$

Induláskor $n = 0$ és $s = 1$, szinkronizmusban $n = n_0$ és $s = 0$.

Ha a motor tengelyét külső nyomaték hajtja, akkor elérhető, hogy $n > n_0$ és $s < 0$ legyen. Ez a generátoros üzemállapot.

Az aszinkron motor mechanikai jelleggörbéi és féküzeme

Az aszinkron motorok mechanikai jelleggörbéjének analitikus kifejezése:

$$M = \frac{2 \cdot M_k}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s}}$$

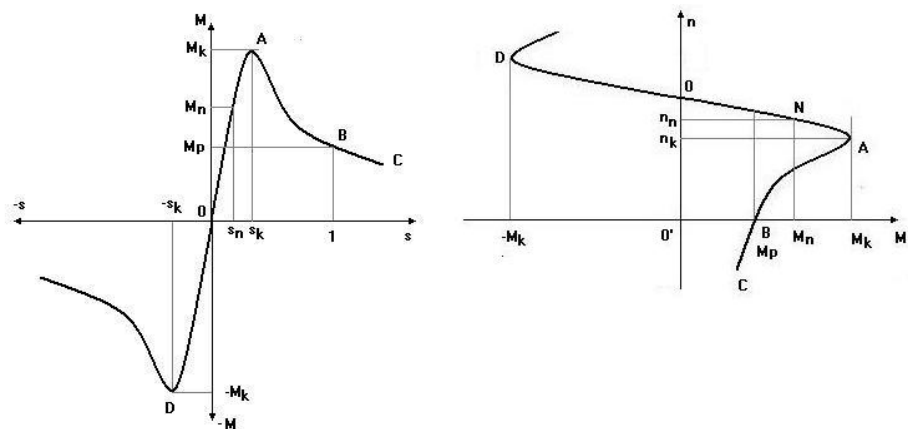
ahol s a motor csúszása, M_k és s_k pedig a billenő (kritikus) nyomaték és billenő csúszás.

M_k és s_k képlet szerint:

$$M_k = \pm K_1 \cdot \frac{V_1^2}{f_1^2} \text{ és } s_k = \pm K_2 \cdot \frac{r_2'}{f_1}$$

ahol K_1 és K_2 a motor felépítésétől függő állandók, V_1 az állórész fázisfeszültsége, f_1 a tápfeszültség frekvenciája és r_2' a forgórész fázisellenállásának sztátorra átszámított értéke.

A hajtástervezők az aszinkron motor két meghatározó, az egyikből a másikba átszerkeszthető jelleggörbéjét, az $M = f(s)$ (a nyomaték a csúszás függvényében) és a $n = f(M)$ (fordulatszám a nyomaték függvényében) használják (18.46. ábra).



18.46. ábra. Az aszinkron motor jelleggörbéi

a) az M - s (mechanikai) jelleggörbe, b) az n - M (természetes) jelleggörbe

A 18.46.a, ábrán látható jelleggörbét a motor mechanikai jelleggörbéjének is nevezik. Látható, hogy az I. térnegyedben a motor nyomatéka csaknem

lineárisan nő zérustól az M_K billenő nyomatéknak és s_k csúszásnak megfelelő **A** pontig. Ha $s > s_k$, a nyomaték csökkenő.

A csúszás kifejezéséből következik, hogy ha a motor fordulatszáma $n = 0$, a csúszás értéke $s = 1$. A **B** pont tehát az indítási állapotra vonatkozik, a motor nyomatéka az indító-nyomatékkal egyenlő ($M = M_p$). A motor katalógusok az indítónyomatékot is megadják, motortól függően $M_p/M_N = 0,6 \dots 1,5$.

Amennyiben $s > 1$ az n fordulatszám negatív lesz, a nyomaték pozitív marad, azaz a jelleggörbe **B-C** részén a motor féküzemben dolgozik.

Az $s < 1$ értéknél – a görbe **0-A** szakaszán –, a nyomaték a csúszással arányos (azaz a fordulatszám csökkenésével arányosan nő) és ezért a motor működése stabil. A jelleggörbe **A-B** részén a fordulatszám csökkenésekor (a csúszás növekedésekor) a motor nyomatéka is csökken, s amikor a munkapont a **B**-be ér, a motor megáll. A jelleggörbe **A-B** részén a motor működése labilis.

Mivel a motor működése csak a jelleggörbe stabil **0-A** szakaszán megengedett, a motor névleges nyomatékát úgy választják meg, hogy annak értéke még terhelésingadozás esetén se haladhassa meg a billenőnyomaték értékét, azaz $M_n < M_k$.

A motor túlterheltségét megszabó állandó a λ és értéke általában $2 \dots 3,5$ között van.

$$\lambda = \frac{M_k}{M_n}$$

Ha $s < 0$ ($n > n_0$) a mechanikai jelleggörbe a III. térnegyedben van és az aszinkronmotor működése generátoros, azaz féküzemű, mert a motor nyomatéka negatív, a forgásiránya azonban pozitív- a motoriránnyal megegyező.

A fordulatszám szabályozás

Kifejezhető a motor fordulatszáma:

$$n = n_0 \cdot (1 - s) = \frac{60 \cdot f}{p} \cdot (1 - s)$$

Ha a képletben szereplő változók közül valamelyiket megváltoztatjuk, akkor fordulatszám szabályozást hajtunk végre.

Ha a motor állórészének tekercselése olyan kialakítású, hogy a pólus-számot változtatni tudjuk (pl. 2-4 póluspár), akkor két fordulatszámú vagy

(pl. 2-4-6 póluspár esetén) három fordulatszámú villamos motorokat kapunk. Ezekben az esetekben nem elektronikus úton avatkozunk be a motor vezérlésébe, hanem kontaktorokkal hozzuk létre a megfelelő kapcsolást.

Ha a motor forgórésze hozzáférhető tekercselt forgórészű és a tekercsvégződések ki vannak vezetve ún. csúszógyűrűk segítségével, akkor ezekre a kivezetésekre ellenállásokat kapcsolva különböző r_2' forgórész fázisellenállásokat kaphatunk (ha ezekre ellenállásokat kötünk), amely szintén fordulatszám szabályozást eredményez.

A mai korszerű, folyamatos fordulatszám szabályozást a frekvencia folyamatos változtatásával valósítjuk meg.

Ha hálózati 50(60) Hz-es feszültségellátása van az aszinkronmotornak, akkor jelleggörbét a hálózati feszültség és frekvencia, valamint a csúszás mértéke határozza meg.

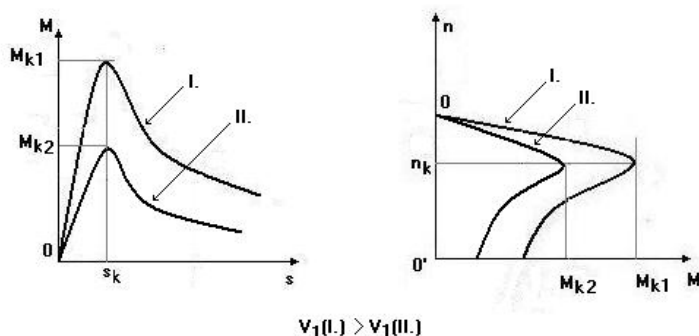
Vizsgáljuk meg az aszinkronmotor működését, ha elektromosan beavatkozunk a mechanikai jelleggörbét meghatározó összetevőkbe. Nevezük ezeket mesterséges mechanikai jelleggörbe seregnek.

Mesterséges mechanikai jelleggörbe

Mesterséges mechanikai jelleggörbe sereget kapunk, ha a kritikus nyomaték (M_k) és/vagy a kritikus csúszás (s_k) értékét megváltoztatjuk. Ezek az értékek befolyásolhatóak a V_1 tápfeszültség, az r_2' rotoráramkörü ellenállás és a tápfeszültség f_1 frekvenciájának a változtatásával.

A V_1 tápfeszültség változtatása

Ha csak a V_1 tápfeszültség módosul, az csak a kritikus nyomatékot változtatja meg (18.47. ábra).



18.47. ábra. Aszinkron motor M-s és n-M jelleggörbájének változása a tápfeszültséggel

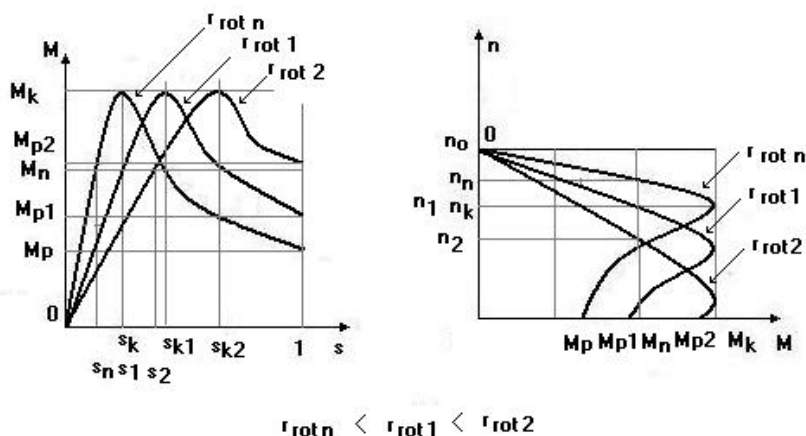
Ha a tápfeszültség kisebb lesz, csökken a kritikus nyomaték is. Mivel a feszültség csökkenésekor a kritikus nyomaték a feszültség négyzetével arányosan csökken, ugyanilyen arányban csökken a λ túlterhelési tényező is, azaz a motor túlterhelésének lehetősége erősen korlátozódik.

Ebben az esetben is beszélhetünk egy viszonylag kismértékű fordulatszám-szabályozásról, abban az esetben, ha $M_n < M_k$.

$$D = \frac{1-s}{1-s_k}$$

A rotoráramkör ellenállásának változtatása

Ha be tudunk avatkozni a rotor áramkörébe (tekercselt forgórész, kivezetésekkel ellátva), akkor a rotoellenállás növekedésével, növekszik az indítónyomaték (18.48. ábra) is. Bár a billenőnyomaték értéke nem változik, a névleges nyomatékhoz más és más fordulatszám felel meg. Tehát tényleges fordulatszám-szabályozást tudunk megvalósítani. Ezt a viszonylag bonyolult motort (tekercselt forgórész, kivezetésekkel ellátva) és az említett fordulatszám szabályozási módot ma már nem alkalmazzák.



18.48. ábra. Aszinkron motor M -s és n - M jelleggörbéjének (a fordulatszám) változása a rotoellenállás értékének a változtatásával

A tápfeszültség frekvenciájának változtatása

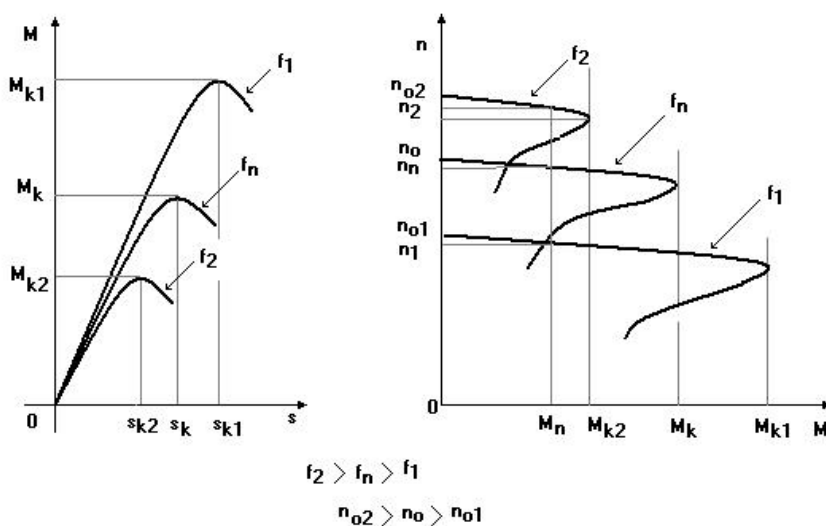
A tápfeszültség frekvenciájának a változtatásával a névleges fordulatszám-nál nagyobb vagy kisebb fordulatszám is elérhető. A fordulatszám változásának a finomsága, a frekvencia változtatásának a finomságától függ.

A tápfeszültség frekvenciájának a változtatása módosítja a billenő csúszást (fordítottan arányosan a frekvenciával), valamint a billenő nyomatékot (fordítottan arányosan a frekvencia négyzetével) is.

Megfigyelhető, hogy a frekvencia növekedésekor a billenő nyomaték erősen csökken, vele ugyanolyan mértékben csökken a túlterhelési tényező, ami jelentős hátrányt jelent.

Ha a motorunk kalickás aszinkronmotor, akkor a motorüzemű fordulatszám szabályozására a frekvenciaszabályozás marad, amelyet még a tápfeszültség változtatásának a kombinációjával lehet kiegészíteni.

Minden aszinkronmotort egy névleges értékre terveznek, így az n index a jelölése a motor névleges értékeinek: van névleges nyomaték M_n , névleges szinkron fordulatszám f_n , névleges kritikus nyomaték M_{kn} stb. Ennek a névleges értéknek kitüntetett szerepe van a motorvezérlés stratégiájának a kialakításában.



18.49. ábra. Aszinkron motor M-s és n-M jelleggörbéjének változása a frekvenciával

A frekvencia módosulásával megváltoznak a motor paraméterei is bizonyos mértékig. Meghatározhatunk egy α tényezőt, amely a pillanatnyi f_i és a nominális frekvencia f_n hányadosa:

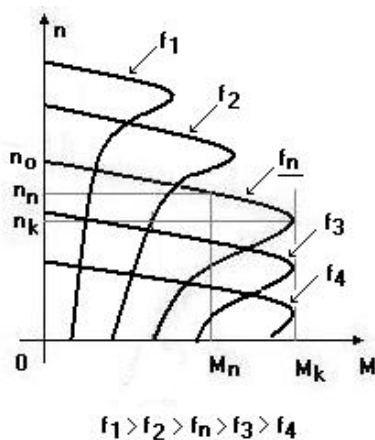
$$\alpha = \frac{f_i}{f_n}$$

Ha α értéke kicsi, $\alpha < 1$ (lásd a 18.49. ábrát) a motor mágneses köre szaturálódni kezd. A mágneses kör szaturálódásának az eredménye az, hogy a motor reaktanciái (az alkotó induktivitások miatt) csökkennek, megnő a motor mágnesezési árama, a $\cos\varphi$ -je csökken, a mágneses kör veszteségei nőnek, a hatásfoka esik. Ezért a frekvencia módosításával (csökkentésével) a tápfeszültséget is ugyanolyan arányban módosítjuk:

$$\frac{V_n}{f_n} = \frac{V_1}{f_1} = \text{állandó}, \text{ ha } \alpha < 1.$$

Ha $\alpha > 1$, mivel a névleges feszültséget nem haladhatjuk meg $V_{1max} = V_n$, ami azt jelenti, hogy a motor csökkentett fluxussal üzemel.

Ha a fentiek szerint járunk el, akkor a konverterre (inverterre) kapcsolt motor üzemi n-M (fordulatszám-nyomaték) jelleggörbéjét a 18.50. ábra mutatja.



18.50. ábra. Üzemi (gyakorlati) n-M jelleggörbe

A féküzem

Az aszinkron motor hasonlóan, mint egy egyenáramú mellékáramkörű motor, üzemeltethető generátoros, dinamikus vagy ellenáramú féküzemben.

Az inverteres táplálású aszinkron motorral mind a három féküzem mód megvalósítható. Mi most csak a generátoros féküzemmel foglalkozunk.

Generátoros féküzem

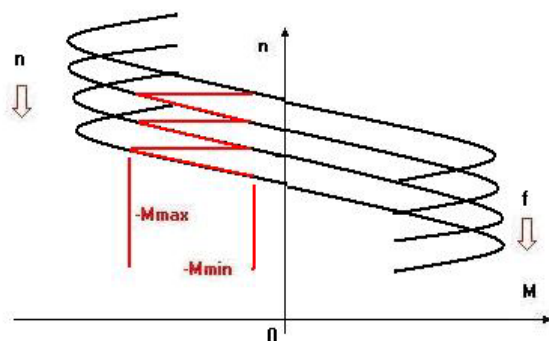
Generátoros féküzemben a motornak elektromos és mechanikai energiát is kapnia kell. A mechanikai energia elektromos energiává alakul és az elektromos energiával együtt egy része a motorban hővé, míg a másik, nagyobbik része kikerül a motorból.

Generátoros üzemben a rotor szolenációja (gerjesztése) fázisában meg kell előznie a sztatór gerjesztését. Ez csak úgy lehetséges, ha a rotor gyorsabban forog, mint a sztatór mágneses tere. Ez azt jelenti, hogy a csúszás negatív kell, hogy legyen. Elméletileg, az említett generátoros üzem fennállhat, ha $0 > s > -\infty$.

A mai modern hajtásokban az egyenáramú közbenső körbe kell visszajuttatni a fékezéskor visszanyert energiát. A vezérlés feladata, hogy generátoros féküzemben folyamatosan olyan frekvenciájú szimmetrikus háromfázisú feszültséget előállítson elő, amelynek frekvenciája folyamatosan mindig alacsonyabb, mint ami a fékezésben lévő motor pillanatnyi fordulatszámának fenntartásának szükségeltetik.

A generátoros féküzem alkalmazható egészen kis fordulatszámokon is, egészen a motor megállásáig, ha az inverter megfelelően alacsony frekvenciát is elő tud állítani.

Stabil generátoros üzem, a motor n-M jelleggörbéje segítségével bemutattva, látható, hogy ez csak akkor lehetséges, ha a negatív csúszást jelölő pont folyamatosan a jelleggörbe stabil szakaszán van, és a fékezési nyomaték kisebb, mint a (negatív) kritikus nyomaték (18.51. ábra).

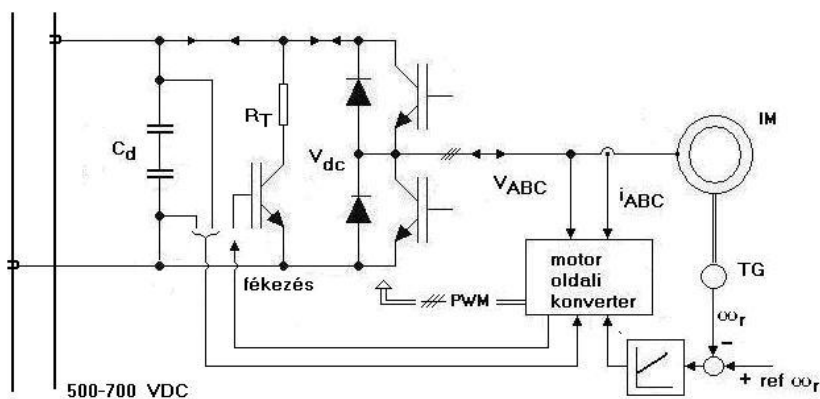


18.51. ábra. Energia visszatáplálásos fékezési stratégia

A közbenső kör lehet egy kondenzátortelep, egy akkumulátor vagy például a városi egyenáramú villamos-, vagy trolibuszhálózat. Minden esetben

fogadóképesnek kell lennie, a visszajutatott energia szemszögéből. A személyeket szállító járművek féküzemének a kialakítására nagy gondot fordítanak. Kialakítható egy egyenletes fékezési nyomaték $-M_{\max}$ és a $-M_{\min}$ egymáshoz való közelítésével, amely folyamatos frekvenciaváltoztatást jelent, amellyel még vagy esetleg a modern ABS-es fékezési mód is megvalósítható, amikor másodpercenként esetleg többtízszeres fékezésszabaddonfutást egymást váltó periódusokat programozhatunk be a motoroldali konverterbe, fékezés üzemmódban.

Természetesen a féküzem alatt energia táplálódik vissza a hálózatba, ahol a hálózat az esetek többségében fogadóképes, hisz statisztikusan nézve egyszerre általában több villamos van motorüzemben mint féküzemben. Ráadásul e városi tömegközlekedési eszközök energiaellátását elégé tág feszültség határok között határozták meg (500–700 VDC). Fékezési periódusban természetesen e hálózat feszültsége emelkedik. Ha mégsem lenne fogadóképes a hálózat, mert feszültsége a maximálisan megengedett feszültséget elérte (esetünkben 700 VDC) ezért, az ilyenkor üzembe lépő IGBT-s „fékezés” szaggató, az R_T ellenálláson emészt fel a fékezési energia java részét, ezzel is kímélvén a kopásoktól a jármű mechanikus fékrendszerét (18.52. ábra).



18.52. ábra. Modern villamos-, trolibusz- vagy metróhajtás

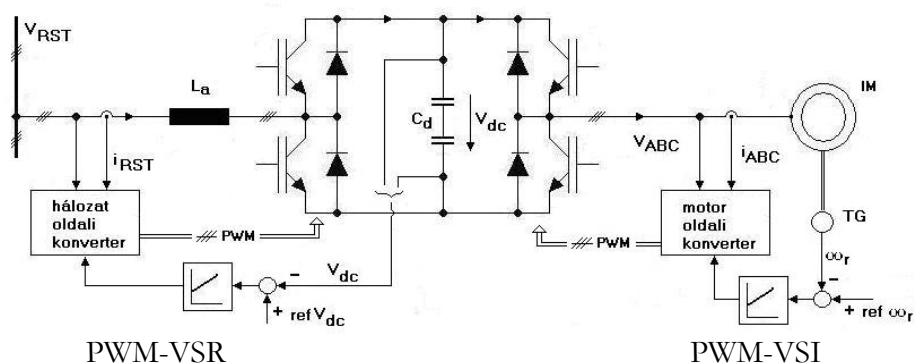
A mai modern konverterekben, ha motorvezérlésre szánjuk őket, akkor nem egyszerű fordulatszám-szabályozást végzünk, hanem menet közben állandóan felügyeljük a motor áramát, illetve fluxusát. Ma mind jobban terjed e vezérlési-szabályozási megoldás, hogy a motor fluxusát méri vagy a pillanatnyi fázisáramokból számítják és az egész szabályozási stratégiát

alárendelik e fluxusszabályozásnak. Ezt a szabályozási rendszert vektoros (Park vektoros) szabályozásnak nevezik.

18.6. Modern aszinkron motoros hajtás és energia visszatáplálás

Kis és közepes teljesítményeknél már egyre gyakrabban használják azt a jól bevált megoldást, melynél a hálózati diódás egyenirányítót egy, a motorfelelőli PWM-inverterre hasonló felépítésű, kényszerkommutációs áramirányítóra cserélik ki, amivel egyúttal az energia visszatáplálást is meg lehet oldani (18.53. ábra). Így a kapcsolás két ellenpárhuzamos PWM-vezérlésű IGBT feszültséginverterből áll. A közbenső egyenáramú kör feszültségforrás jellegű és a C_d kondenzátort tartalmazza.

Ha az egyenáramú közbenső körben bármilyen irányba is áram folyik, az mindig áthalad az egyik áramirányító diódáin és a másik áramirányító tranzisztorain, melyek kontroll alatt tartják az átfolyó energiát.



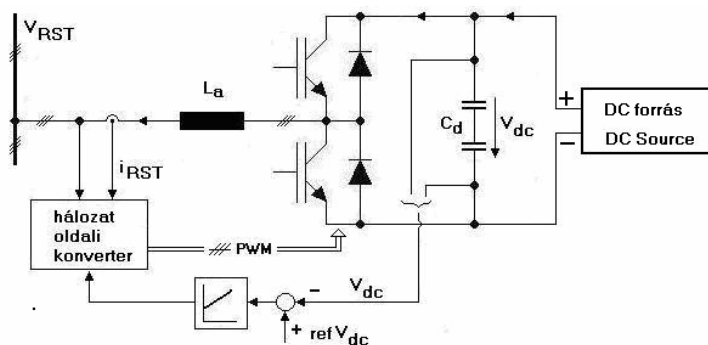
18.53. ábra. Feszültséggenerátoros egyenáramú körrel rendelkező kétoldali PWM vezérlésű frekvenciaváltó

Ha a diódák a hálózati oldalon lévő, feszültségforrású ún. PWM-VSR (PWM-Voltage-Source Rectifier) egyenirányítóban vezetnek, akkor a tranzisztorok a motorfelelőli PWM-VSI (PWM-Voltage Source Inverter) inverterben kontrollálják a motor felé haladó energiát.

Energia visszatáplálás esetén, amikor az IM indukciós gép generátorüzemben működik, a PWM-VSI-ben a diódák fognak vezetni, míg a PWM-VSR-ben tranzisztorok szabályozzák a hálózat felé áramló energiát.

Energia visszatáplálás kötött hálózatba

Kötött hálózatnak nevezzük az energiaellátásunkat biztosító hálózatunkat (230/400 VAC), mert gyakorlatilag végtelen nagy teljesítményű és e miatt a frekvenciát (a pillanatnyi 50/60 Hz körülit) és a feszültségét ne tudjuk befolyásolni. Eszközeinkkel mi kell, hogy alkalmazkodjunk e hálózathoz, és ez hatványozottan igaz, amikor energiát akarunk visszajuttatni e hálózatba (18.54. ábra).



18.54. ábra. Energia visszatáplálás a háromfázisú hálózatba

Az L_a induktivitás szerepe, hogy általában mérsékelje a feszültségugrásokat amelyek megjelennek a kapcsolóüzemű működés alkalmával a szórt kapacitások miatt. Energia-visszatápláláskor a folyamatos üzemmód kialakításában is szerepe van ezen induktivitásoknak.

Ha DC feszültségforrásunk van (aszinkron motor fékezési energiája, egyenáramú energia ellátó rendszerek, a fotovoltaiikus energia átalakítók, szélérőmű – vagy kisebb vízierőművek stb.) e feszültségforrás energiáját kell visszajuttatni a háromfázisú hálózatba.

Az alábbi ábra segítségével mutatjuk be egy lehetséges modern megoldást. Ahhoz, hogy energiát tudjunk visszatáplálni a V_{RST} hálózatba, az a feltétel, hogy a DC forrásból érkező V_{dc} feszültség értéke nagyobb legyen mint a hálózat vonalfeszültsége.

A PWM vezérlés megformálására többféle megoldás is kínálkozik, mi itt a legegyszerűbbet, a kétállásos (bang-bang) vezérlést elvét mutatjuk be. Az RST hálózati feszültség egyik feszültségből formáljuk az alapjelet, amelyet egy hiszterézises komparátor (Schmitt trigger) egyik bemenetére kötünk. A komparátor másik bemeneti jele a pillanatnyi árammal arányos jel.

A beállított hiszterézis függvényében (is) formálódik a PWM vezérlőjel (18.55. ábra).



18.55. ábra. Az egyfázisú, kétállásos (bang-bang) vezérlés alapelve

Ma a számítógépek, mikrokontrollerek, a DSP (Digital Signal Processor-digitális jelfeldolgozó egység) korában, mind ritkább a tiszta hardveres megoldás. A vezérlési és a szabályozási jeleket, stratégiát szoftveres úton valósítjuk meg.

Irodalomjegyzék

- [1] J. P. Stengl, J. Tihanyi: *Teljesítmény-MOSFET-ek és alkalmazásai*. Budapest, 1990, Műszaki Könyvkiadó.
- [2] x x x: *Halbleiter Technische Erläuterungen, Technolgieen und Kenndaten*. Infineon Technologies Publicis Corporate Publishing 2004.
- [3] M. Tooley: *Gyakorlati digitális elektronika*. Budapest, 1992, Műszaki Könyvkiadó.
- [4] Halász Sándor: *Villamos hajtások*. Egyetemi tankönyv. 1993, ROTEL Kft.
- [5] Halász Sándor szerk.: *Automatizált villamos hajtások II*.
- [6] Paynter's, *Introductory Electronic Devices and Circuits*. Prentice Hall Career & Technology Prentice-Hall, Inc. Englewood Cliffs, New Jersey 07632.
- [7] x x x: *Product & Applications Handbook* 1993–94 Unitrode Integrated Circuits.
- [8] Gayakwad R – Sokoloff L: *Analog and Digital Control Systems* Prentice-Hall, Inc. Englewood Cliffs, NJ 07632
- [9] Nohan N – Undeland T. M – Robbins W.P: *Power Electronics*. John Wiley & Sonns, Inc. 2003.
- [10] Schmidt I, Rajki I., Vince Gy.: *Járművillamosság*. Budapest, 2002, Műegyetemi Kiadó.
- [11] Imecs M., Incze J.J., Szabó Cs., Ádám T., Szőke B. E: *Line-Friendly DC-Link Frequency Converters for Low and High Power AC Drives*. ENELKO 2004 Proceedings 88–96 o.
- [12] L.L. Grigsby (editor-in-chef): *The Electric Power Engineering Handbook*. 2001 by CRC Press LLC.
- [13] Mann, Schiffelgen, Froiep: *Einführung in die Regelungstechnik*. 2005 Carl Hanser Verlag München Wien
- [14] Biró Károly: *Masini si actionari electrice*. Institutul Politehnic Cluj-Napoca, 1987.
- [15] P.H Beards: *Analog and Digital Electronics*. Prentice Hall 1991.
- [16] M. K. Kazimierczuk, D. Czarkowski: *Resonant Power Converters*. John Wiley & Sonns, Inc. 1995.
- [17] K. Heumann: *A teljesítményelektronika alapjai*. Budapest, 1979, Műszaki Könyvkiadó.

- [18] A. Bitoleanu, S. Ivanov, M. Popescu: *Convertoare statice*. Editura Info-med Craiova, 1997.
- [19] Marti Sándor: *Erőáramú elektronika*. Budapest, 1981, Műszaki Könyvkiadó.
- [20] Kenjo, Takashi: *Power Electronics for the microprocessor age*. Oxford, 1995, University Press.