

2.21. ábra. Komplementer MOS-FET (CMOS) inverter-kapcsolás. A két, egymáshoz képest tükörkép-típusú (komplementer) tranzisztor sorosan van elhelyezve, kapubemenetük közös. A kimenő feszültség a bemenet függvényében a jobb oldalon látható: szimmetrikusan vált nagyjából középen. A váltás környékét kivéve egyik tranzisztor mindig zárt, azaz nem folyik áram a rendszeren

viszont a d átlagos méret négyzetével csökken. Egy kapu fogyasztása tehát $P \approx U_{tp}^2 f_0 / d^2$, azaz látható, hogy a processzorok kapuszámát és sebességét csak az U_{tp} csökkentése és a tranzisztorok méretének csökkentése mellett lehet egy adott teljesítménynél növelni. Mivel a feszültség csökkentése a zaj relatív növekedését jelenti, valamint a processzor hűtése csak nehezen javítható (az 1 cm^2 -ről elvihető hőmennyiséget nehéz növelni), ezért fontos a méretek csökkentése a korszerű elektronikában.

A differenciális erősítőkapcsolás lényege tehát, hogy erősítése akkor nagy, ha a bemenetek közötti feszültségváltozás különbsége nagy. Ha a két feszültség együtt (szokásos elnevezéssel „közös módon”) változik, akkor erősítése kicsi, gyakorlatilag elhanyagolható (kapcsolástechnikai finomításokkal zérussá is tehető). A differenciális erősítőkapcsolás lesz a lelke a műveleti erősítő nevű (lásd XXX fejezet), modern analóg elektronikai rendszerekben központi szereppel bíró összetett alkatrésznek.

2.6. Tranzisztoros digitális inverter kapcsolások

A fentiekben olyan elektronikus erősítőkapcsolásokat vizsgáltunk (2.16 illetve 2.18) amivel közel lineáris módon (időben alakhűen) lehet kis jeleket erősíteni. Vannak ettől eltérő elektronikus jelek is, ahol az információt nem az hordozza hogy pontosan mekkora a feszültségérték. Ahogy egy kapcsoló is két állapotú lehet, egy elektronikus jelnél is elég lehet tudni hogy az „nagy” vagy „kicsi” ^{elő} valami referenciához képest. Ez a hozzáállás a digitális rendszerekre lesz jellemző, és részletesen áttekintjük őket a XXXX fejezetben. Foglalkozzunk most a konkrét technikai megvalósítással, ^{ami} a félvezetők alkalmazásának témakörébe illik inkább.

A már látott földelt emitteres (földelt source-ú) kapcsolást nézzük most meg újra ebből a szemszögből, a 2.20 ábra szerint. Mondjuk azt (példaképpen), hogy ha egy feszültségérték (be- vagy kimenet) 0,5V-nál alacsonyabb, akkor „alacsony” („0”, LO), ha 4V-nál magasabb, akkor „magas” („1”, HI). Ami ezen kívül van az egy bizonytalan közepes tartomány. Észrevehetjük (az ábrán szaggatott vonallal jelölt tartományhatárokat tekintve), hogy mindkét esetben igaz: ha a bemenet „alacsony”, akkor a kimenet éppen „magas”, és fordítva. Az áramkör tehát az „ellentétére változtatás” (invertálás) logikai műveletét valósítja meg tehát.

Az áramkör egyik fontos hátránya, hogy ha a bemenet magas (HI), akkor folyamatosan áram folyik a kollektor (drain) ágban, azaz az ellenálláson hőtermeléssel energiát fogyasztunk. Ennek kiküszöbölésére a legelegánsabb megoldás az (csak a MOS-FET-es esetben alkalmazott, de ott igen elterjedt), ha az ellenállást kiváltjuk egy tükörkép-típusú tranzisztorral. Ezt a 2.21 ábra bal oldala szemlélteti. A felső tranzisztor tehát olyan, ahol felül van az S elektróda, és az alsóhoz képest minden P tartomány N-re, minden N P-re van cserélve – a két tranzisztor egymásnak komplementere.

Ha a bemenet magas, akkor az alsó tranzisztor vezet, ahogy az eddigiekben is láttuk. Viszont ekkor a felső (tükörkép-típusú)-tranzisztor G és S közti feszültsége alacsony (hiszen ott az 5V-os külső feszültséghez képest kell mérni az U_{GS} -t). A felső tranzisztor tehát nem vezet, a teljes, tranzisztorok soros rendszerén átmentő áram zérus. Amennyiben a bemenet alacsony, akkor az alsó tranzisztor zárt, és éppen a felső nyit ki: a kimenetre ez magas feszültséget kényszerít. Fontos hogy a tranzisztorokon átfolyó áram ekkor is zérus!

Ez a fajta, komplementer-MOS (CMOS) kapcsolás rendkívül elterjedt, a digitális

A feszültségerősítés alatt az U_{ki}/U_{be} hányadost értjük a szokásos definícióval (ez volt az átvitel értéke szűrőknél is), viszont a fenti gondolatmenet alapján egy tényleges áramkör tervezésénél figyelembe kell venni, hogy egy fokozatot akkor nem terhel le nagyon az utánakövetkező, ha annak bemeneti ellenállása sokkal nagyobb mint az adott fokozat kimeneti ellenállása. Ez a feltétel nem garantáltan teljesül, emiatt hasznos lehet a kis (1 körüli) erősítésű, de kis kimeneti ellenállású emitter- vagy source-követő kapcsolás beiktatása.

Visszatérve a nagy feszültségerősítésű földelt emitteres kapcsolásra, ott mivel kicsi ΔU_{be} bemeneti feszültségnövekedés általában a bipoláris tranzisztoron nem elhanyagolható ΔI_{be} áramot követel meg, a bemenő ellenállás nem kifejezetten alacsony (épp mert ΔU_{be} kicsi, hiszen az erősítés nagy).

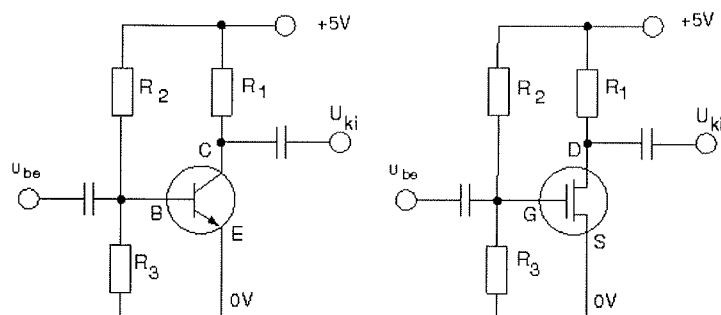
A FET-ek és a bipoláris tranzisztorok között mint láttuk jelentős különbséget jelent, hogy a *FET-ek bemenetén zérus áram folyik*, ezért definíció szerint a bemenő ellenállás praktikusán végtelen nagy lehet! Tekintve hogy ez a közel ideális helyzet, nagyban megkönnyíti az áramkörtervezés feladatát.

Kapcsolás típusa	feszültségerősítés	bemenő ellenállás	kimenő ellenállás
Földelt emitteres (BIP)	nagy (10 – 200)	kicsi (1 – 10 k Ω)	közepes (0,1 – 10 k Ω)
Földelt source-ú (FET)	nagy (5 – 20)	igen nagy (> 10 M Ω)	közepes (0,1 – 10 k Ω)
Emitterkövető (BIP)	egység (0,9 – 0,99)	nagy (0,1 – 1 M Ω)	kicsi (0,01 – 1 k Ω)
Source-követő (FET)	egység (0,8 – 0,95)	igen nagy (> 10 M Ω)	közepes (1 – 10 k Ω)
Differenciális (BIP)	nagy (30 – 300)	közepes (10 – 100 k Ω)	közepes (0,1 – 10 k Ω)
Differenciális (FET)	nagy (10 – 50)	igen nagy (> 10 M Ω)	közepes (0,1 – 10 k Ω)

2.1. táblázat. Tranzisztoros erősítőkapcsolások jellemzői. Az adatok mind a bipoláris (BIP), mind a tervezérelt (FET) tranzisztorokkal megvalósított áramkörökre mutatnak tipikus, gyakorlatban főleg előforduló értékeket. FET-eknél a bemenő ellenállás mindig nagyon nagy, azaz közel ideális

Az egyetlen tranzisztort tartalmazó kapcsolások közül a két legfontosabbat néztük meg, és nem is maradt ki sok (konkrétan egy). Ha két tranzisztort kombinálunk, akkor viszont nagyon sok (tucatnyi) technikailag hasznos lehetőség adódik, melyeket jelen jegyzet meg sem próbál feltérképezni. Van mégis egy olyan, ami (legalábbis az elvet tekintve) központi szerepet kap a későbbiekben: ez a differenciális erősítőkapcsolás (nevezik még emittercsatolt párnak vagy hosszúfarkú párnak is). Magát a kapcsolást a 2.19 ábra mutatja mind bipoláris, mind FET-es megvalósításban (ismét megfigyelhető hogy a két kapcsolás teljesen analóg egymással).

A differenciális erősítőkapcsolásnak ez a tipikus megvalósítása *két bemenettel és egy (ritkábban két) kimenettel rendelkezik*. A két tranzisztor szimmetrikusan van elhelyezve, emitterek közösek, de az emitterek nem zérus potenciálon vannak. A kimenet ismét a



2.17. ábra. A földelt emitteres (balra) illetve földelt source-ú (jobbra) erősítőkapcsolás, amivel kis értékű, zérus közeli bemenő feszültséget lineáris módon nagyobb értékűre (de ellentétes előjelűre) lehet erősíteni. A jól megválasztott ellenállások beállítják a tranzisztor munkapontját (a 2.15 ábra lineáris tartományának közepére), a bemeneti kondenzátorral pedig elérhető hogy a bemenet ΔU_{be} feszültségváltozása hozzáadódjon a munkaponti bázis-(kapu)-feszültséghez

*Nem túl informatív,
fóhisleges gondolat.*

„fázist fordít” az eszköz, hiszen szinuszos jelre ez épp 180 fokos fázistolást jelent). (Egy fontos további jellemző mennyiségre, ami az áramerősítés számszerű értékénél jobban jellemzi a rendszert, még az alábbiakban visszatérünk.)

Egy másik tranzisztor alapkapsoláshoz jutunk, ha az emitter (source) helyett a kollektort (drain) kötjük konstans értékű feszültségre. A kapcsolás, melyet a 2.18 ábrán láthatunk, első ránézésre a 2.16 ábra (vagy a 2.17) fordítottja, mégis alapvetően különböző működést kapunk.

A fentiekben láttuk, hogy bipoláris tranzisztoroknál a bázis és az emitter között (ha a kollektor árama nem zérus) mindig majdnem pontosan 0,6V esik (2.15 ábra). Ez azt jelenti, hogy bármekkora is a feszültség a bemeneten (a bázison), a kimeneten ennél pontosan 0,6V-tal alacsonyabb (addig amíg a bemenet 0,6V alá nem esik). A ki- és bemenő feszültség függvénye szintén fel van tüntetve a 2.18 ábrán alul: a kimenet tehát pontosan párhuzamos a bemenettel, *a görbe meredeksége nagy pontossággal egységnyi*. A helyzet nem ennyire éles a FET-ek esetén (jobb oldalt), ott gyakran van egy nem elhanyagolható különbség a két meredekség között (ezt az ábra vázlatosan szemlélteti is), de ott is jó közelítés az egységnyi meredekség. Az áramkör tehát olyan kapcsolás, ahol a kimenet pontosan annyit változik mint a bemenet, erősítése egységnyi. A kapcsolás nevére általában az *emitterkövető* vagy *source-követő* kifejezést használják, ami épp az egységnyi erősítés tulajdonságára utal.

Adódik a kérdés, hogy mi is az értelme egy egységnyi erősítésű kapcsolásnak, amikor egy jobbfajta vezeték (ki = be) is meg tudja ezt valósítani. Ami lényeges, az az, hogy a bemeneti áram a kapcsolás esetén jelentősen kisebb mint a kimeneti, azaz *áramot* (és ezzel együtt jelentős teljesítményt) erősít a rendszer.

fejlődésnek köszönhetően beértek, és mára jelentősen túlhaladtak a FET-ek, különösen a MOS-FET-ek. Az integrált áramkörökbe szinte kizárólag ez utóbbiak kerülnek, egy-egy egységben (számítógép vagy okostelefon processzorában) akár tíz-százmilliószámban is.

2.5. Tranzisztoros lineáris erősítőkapcsolások

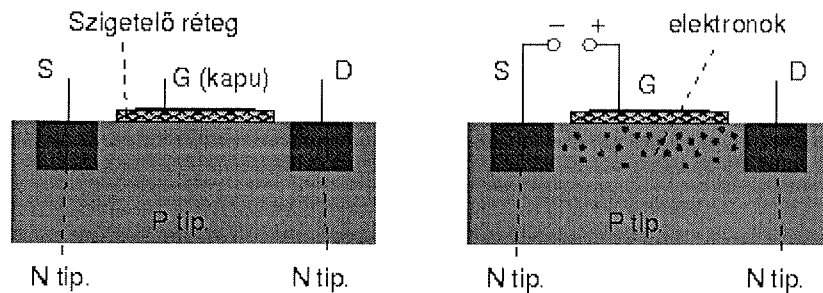
A tranzisztorok kifejezetten nemlineáris eszközök, ez látszik karakterisztikájukon is (2.15 ábra). Közelítően lineáris rendszert akkor lehet belőlük készíteni, ha kis értékű eltérésekkel foglalkozunk egy munkaponthoz (egyensúlyi állapothoz) képest a ?? fejezetben részletesen tárgyalt gondolatmenet alapján. Jelen fejezetben azokat az alapkapsolásokat tekintjük át vázlatosan és legegyszerűbb formájukban, amivel a jelerősítés – kis feszültség lineáris módon való növelése – megoldható. Az összetett eszközök hasonló kapcsolások ravasz kombinációjából állnak.

Tekintsük a 2.16 ábra szerinti kapcsolást (bal oldalon bipoláris, jobb oldalon MOS-FET-tel megvalósítva – a kettő mint látható közeli rokonságban van az elvi kialakítást illetően). A 2.15 ábra szerint mindkettő esetben igaz, hogy az R_1 ellenállás ágában növekedni fog az áram értéke ha a vezérlőelektróda (bázis vagy kapu) feszültsége nő (a jelen esetben zérusponton lévő E-hez vagy S-hez képest). Az R_1 ellenálláson növekvő feszültség és növekvő áram azt jelenti, hogy a kimenet feszültségének értéke (a zéruspont-hoz képest!) *csökkenni fog*. A ki- és bemenet közötti kapcsolatot vázlatosan a 2.16 ábra alsó része mutatja. Bipoláris tranzisztornál 0,6V egy szűk tartományában, FET-nél egy típus szerint változó és kevésbé meredek tartományban találunk közel lineáris tartományt.

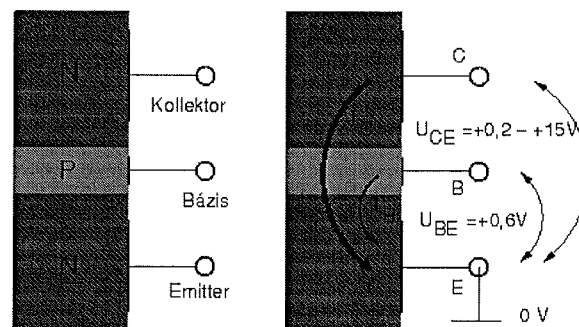
A nagyáramú nemlineáris tartományban (magas U_{be}) a tranzisztor telítésben van, ott az áramot elsősorban a külső elemek (ellenállás, tápfeszültség) határozzák meg, a tranzisztor maga nagyobb áramot is át tudna engedni.

Módosítsuk az előző áramkört úgy, hogy a bejövő jeleket a lineáris szakaszra koncentráljuk. Ez a módosított áramkör kicsi amplitúdójú jeleket tud a bemeneten fogadni, és a kimeneten felerősített feszültség jelenik meg. A megoldás egyszerű, a kiegészített kapcsolat a 2.17 ábrán látható: a bemenettel kapcsoljunk sorba egy megfelelően nagy értékű kondenzátort, és tegyük ezt a kimenettel is! A munkapontban a kondenzátoron egy konstans feszültség esik. Gyors jelek esetén a bemeneten nem folyik nagy áram, ezért (a kondenzátorra vonatkozó $I = CdU/dt$ képlet alapján) a feszültség a kondenzátoron konstans (hiszen nagy C mellett deriváltja közel zérus): bármennyi is a bemenet kis változása, ahhoz hozzáadódik a munkaponti feszültség értéke. A kondenzátor úgy viselkedik, mint ami *egy konstans feszültségeltolást old meg egyszerűen, változó jelekre*. A kondenzátornak ezt az alkalmazását *egyenáramú leválasztásnak* nevezik szakkifejezéssel. Fontos apróság, hogy alacsony frekvencián a kondenzátor feszültségváltozása nem lesz elhanyagolható, és a gondolatmenetet pontosítani kell.

Az R_2 és R_3 ellenállások feszültségosztóként funkcionálnak, és ezek állítják be a vezérlőelektróda (B bázis vagy G kapu) munkaponti feszültségét (nyilván a bemeneti,



2.13. ábra. A MOS-FET tranzisztorok működési elve. Egy P típusú kristályon létrehozunk két N típusú szigetet, mindkettőhöz elektródát csatlakoztatva (S és D). Ezek között áram nem folyik ha S és D közé feszültséget kapcsolunk, hiszen két PN átmenet is kialakul, mintha két szembe kötött dióda lenne (balra). Az S és D közötti tartományra vigyünk fel vékony, igen jó szigetelő réteget (tipikusan fém- vagy szilícium oxidot), és azon alakítsunk ki egy (elszigetelt) fémelektrodát (G). Ha a G-re jelentős pozitív feszültséget kapcsolunk, az az N típusú tartományból elektronokat vonz a P típusú tartományba, ezáltal megindulhat az áram S és D között (jobbra).



2.14. ábra. Bipoláris tranzisztorok felépítésének vázlatja. Három félvezető tartomány van egymáshoz közel, a bázisnak nevezett középső jellemzően vékony (balra). Ha a bázison keresztül áramot vezetünk a rendszerbe (E irányába), akkor egy ennél sokkal jelentősebb értékű áram indulhat meg a C és E elektródák között (ha C és E közé legalább néhány tized V feszültség kerül). A B és E között, mivel a PN átmenet egy nyitóirányú diódát képez, majdnem pontosan 0,6V esik

véges) áram folyik. Ez egy alapvető különbség a FET-ekkel szemben (ahol a G elektródán zérus áram volt): a bipoláris tranzisztorok vezérléséhez egy véges (bár kicsi) áramra van szükség. Még egy tulajdonságuk, hogy egy Si tranzisztor bázisa és emittere között tipikusan 0,6V, azaz egy szilícium dióda nyitófeszültségének megfelelő érték kell, hogy legyen. Ennél sokkal kisebb B-E feszültség esetén a tranzisztor bázisán nem folyik áram,

tranzisztor tulajdonságai nagy (MHz fölötti) frekvencián.

2.4.1. FET

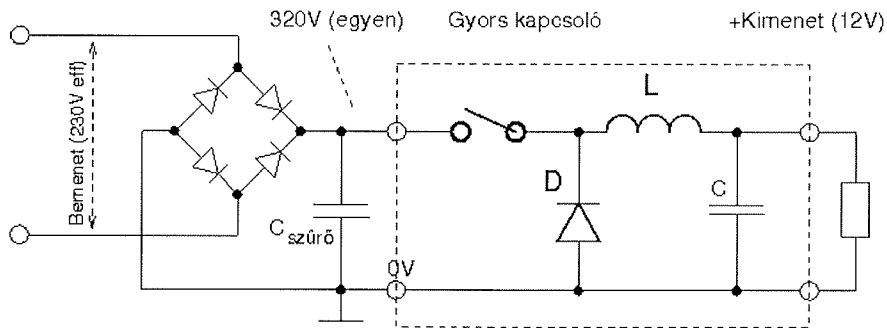
Nézzük meg vázlatosan a tranzisztorok egyik, aránylag könnyen megérthető típusának, a térvezérelt tranzisztornak a működését: ez alapján kiderül hogyan lehet a „vezérlési” effektust elérni. Tekintsünk egy N típusú félvezető kristályt, aminek mindkét oldalára kivezetést helyezünk el a 2.12 ábra bal oldala szerint. A rendszerben bármilyen irányban folyhat áram, hiszen a félvezetőben töltéshordozók (elektronok) vannak. Az egyik kivezetést nevezzük „forrásnak” vagy „source”-nak, a másikat „nyelőnek” vagy „drain”-nek, és jelöljük őket S-nek és D-nek. A kristály közepe táján helyezzünk el egy P típusú tartományt a 2.12 ábra középső része szerint, megfelelő kivezetéssel, ez utóbbit hívjuk „kapunak” vagy gate-nek (G). A PN átmenet diódaaként működhetne, ha akarnánk a GS és GD irányban, ~~de ezt most nem használjuk ki.~~ A továbbiakban a G mindig negatívabb legyen mint a D vagy S, tehát a PN átmenet mindig zárt diódaaként funkcionál. Ha a G-n zérushoz közeli feszültség van (D vagy S feszültségéhez képest), akkor a D és S között továbbra is vezet a rendszer. A PN átmenetnél megjelenik egy vékony, kiürített, töltéshordozó nélküli tartomány (emlékezzünk a 2.5 ábrára), de marad egy olyan csatorna, ahol a töltéshordozók át tudnak áramlani.

Kapcsoljunk most a G-re jelentős, negatív értékű feszültséget! Ismét visszagondolva a 2.5 ábrára, a záróirányú feszültség miatt a kiürített réteg vastagsága növekszik, amit a 2.12 ábra jobb oldala szemléltet. Akár olyan nagyra is növekedhet, hogy teljesen elzárja a csatornát: nem lesz hol töltéshordozók áramoljanak, a D és S közötti áram leáll. Sikerül tehát elérni a vezérlést: a G és S közé minél nagyobb negatív feszültséget kapcsolunk, annál kisebb áram folyik D és S között. Ténylegesen olyan a helyzet, mint mikor egy locsolócsövet elkezdünk elszorítani (a szorítási erő a feszültség analógiája!), és ezzel a vízáramlást (elektromos áram analógiája) csökkentjük, akár meg is szüntethetjük. Vegyünk észre egy nagyon fontos dolgot: *a G kapu-elektrodán befelé nem folyik áram*, hiszen egy záróirányú diódát képezzük, tehát *zérus áram mellett, azaz zérus teljesítménnyel tudjuk a „kapcsolót”, a D és S közötti áramot egy adott értéken tartani!* A vezérléshez természetesen kell energia: az SG kapacitást fel kell tölteni-ki kell sütni akkor, amikor változtatni akarunk az áramon - ez az, ami a vezérlés veszteségeként megjelenik pl. egy digitális áramkörben.

A fentiekben bemutatott eszköz működési elve, hogy az elektromos térerősség ravasz kialakulása miatt egy vezetési csatornát zárunk el. Ezzel a tranzisztorok egy igen széles, modern rendszerekben sokrétűen használt osztályának egyik klasszikus képviselőjét kapjuk: ez egy *térvezérelt tranzisztor (Field Effect Transistor, FET)*, ezen belül is a „junction FET” vagy JFET-et.

Van a JFET-ek mellett egy nagyon fontos FET típus, ennek vázlatos rajza a 2.13 ábrán látható. Itt fizikailag elhelyezünk egy vékony, rendkívül jól szigetelő réteget a PN átmenet túloldalán, és ténylegesen az elektromos térrel vezéreljük a kiürített tartomány

A kérdés tehát: a bemenő, közel egyenfeszültségű brumm-szűrt 320V-ból hogyan lehet jó hatásfokkal lemenni kis feszültségre? Vagy másképpen: hogyan lehet a kimeneti áramot (átlagosan) nagynak tartani akkor is, ha a bemeneten (átlagosan) kicsi áram folyik? A megoldás lényegi részét a 2.11 ábra szaggatott vonallal kiemelt része szemlélteti.

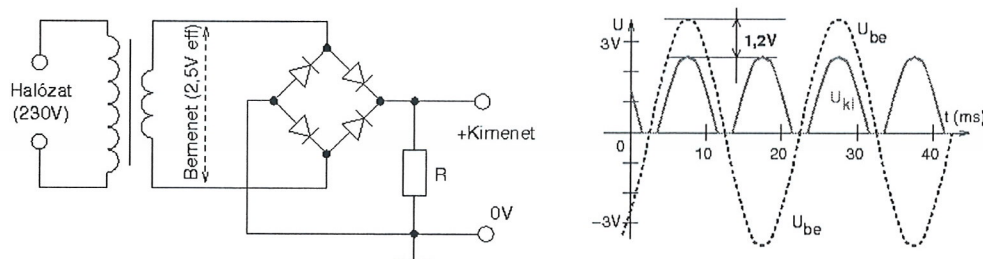


2.11. ábra. Kapcsoló üzemű tápegység elvi felépítése. A hálózati feszültséget közvetlenül egyenirányítjuk, ebből adódik a bemeneten 320V körüli egyenfeszültség. A kapcsoló gyors ki- és bekapcsolásával indítunk áramot a terhelő ellenálláson. Bekapcsoláskor a feszültség nagy része az L tekercsen esik, kikapcsolt állapotban az áramot a D diódán keresztül az L tekercs tartja fenn. A két kondenzátor az egyenfeszültség simítására szolgál

A (gyors) kapcsolónak van egy zárt és egy nyitott állapota. Tegyük fel hogy az L induktivitás értéke nagy, tehát az áram változása az egész folyamat során kicsi – a tekercsen gyakorlatilag *konstans áram folyik* (de a feszültség lehet nagy, akár negatív is, emlékezzünk az $U = LdI/dt$ képletre!). A kapcsolót rövid időre kapcsoljuk be. Ekkor az induktivitáson esik a 320V nagy része, hiszen a terhelésen csak a kimenő kisfeszültség esik (a D dióda zárt). Az áram az induktivitáson aránylag nagy lesz, értéke lassan emelkedik hiszen a feszültség jelentős pozitív érték. Egy idő után (tipikusan néhány milliomod másodperc után!) kapcsoljuk ki a kapcsolót. Ebben a fázisban történik a működés szempontjából legfontosabb folyamat: a tekercs az áramot közel konstansra kényszeríti, azaz áramot kényszerít át a terhelésen is. Az áram a D diódán érkezik *zérus potenciálról*, tehát a tekercsen az árammal *ellentétes irányú feszültség esik*: a tekercs az általa felvett energiát a kapcsoló nyitott állapotában lassan kiadja magából a terhelés felé. A kapcsoló jelentősen hosszabb ideig van nyitva mint zárva, a 320V felől tehát rövid impulzusokban veszünk ki nagy áramot. A kivett áram csúcserőértéke annyi mint ami a terhelésen megjelenik, de fontos, hogy *átlagos értéke alacsony*, és ez a kulcsa annak hogy a rendszer jó hatásfokú lesz.

A kapcsolóüzemű tápoknál a gyors ki-be kapcsolás alapvető fontosságú, tipikusan 30-300kHz frekvenciával történik. Ennek oka, hogy ha rövid ideig kell az induktivitásnak az energiát tárolni, akkor kisebb lehet az értéke (olcsóbb). Másik szempont, hogy itt is megjelenik a nagyfrekvenciás „brumm-szűrés” problémája, ezért kerül kon-

Fontos apróság, hogy a transzformátornak ez esetben egyik pontja sincs zérus feszültségen, azaz a „bemenő feszültséget” úgy értelmezzük, mint a transzformátor szekunder oldalának két pontja közötti feszültség. A diódák irányát megvizsgálva látható, hogy egy adott félperiódusban mindig egy pár (egymással szemben levő) dióda vezet, úgy, hogy az ellenállás felső pontjára mindig pozitív feszültség jut. A kimenő feszültség mindig körülbelül 1,2V-tal, azaz a nyitófeszültség kétszeresével kisebb mint a bemenő feszültség pillanatnyi értéke.



2.9. ábra. A Graetz-féle dióda kapcsolással megvalósított egyenirányítás. A kimenet a transzformátor szekunder feszültségének mind a pozitív, mind a negatív félhullámára pozitív feszültséget ad. Jobb oldalon látható a kimenő feszültség, ami 1,2V-tal, azaz a dióda nyitófeszültségének kétszeresével alacsonyabb a bemenetnél. A bemenőfeszültség itt a szekunder tekercs két kivezetése közötti érték, melyek közül egyik sincs zérus feszültségen

Késze Graetzeket lehet boltban kapni. Alom!

Az eddigiekben elértük, hogy mindig adott irányú a feszültség az ellenálláson, de ez egy erősen ingadozó ($|\sin \omega t|$ jellegű) feszültség, ami nagyon messze van az ideális állandó egyenfeszültségtől. A helyzetet úgy javíthatjuk, ha egy aránylag nagy kapacitású $C_{szűrő}$ értékű *szűrőkondenzátort* kapcsolunk párhuzamosan az R értékű ellenállással, a 2.10 ábra szerint. A feszültség felfutásakor a kondenzátor feltöltődik, és valamennyire akkor is tartja a feszültséget amikor az jelentősen csökkenni kezd. A csökkenést a ?? fejezetben látott módon az RC időállandó határozza meg, a kimeneti jel tehát exponenciálisan lecsengő darabokat is tartalmaz. A kimenő jelet a 2.10 ábrán („brumm-szűrt kimenet”) láthatjuk. Ha a $C_{szűrő}$ értéke nagy (azaz az időállandó nagy), akkor a kimenet jobban közelíti az egyenfeszültséget. Ezt a fajta simítást, azaz a 100Hz-es frekvenciájú, konstanshoz adódó változás csökkentését brumm-szűrésnek nevezik. A brumm kifejezést (angolul a ripple szót használják) valószínűleg a transzformátorházak jellegzetes mély hangja inspirálhatta.

Az egyenirányítás utolsó lépése a stabilizálás, azaz amikor a 2.10 ábrán bemutatott kapcsolás „brumm-szűrt” kimenetén megjelenő, közelítő egyenfeszültségből további néhány V feszültségvesztés árán stabil, nagy pontossággal konstans feszültséget állítunk elő. Ennek modern kapcsolásokban nincs egyszerűen lerajzolható verziója, de vis-

- Ha egy LED-ként működő félvezető kristályban a töltéshordozók száma egy kritikus értéket meghalad, az eszközben lézerhatás alakul ki. A kristály falai viselkednek ekkor tükörként (megfelelő bevonattal). Ezek a lézervedióák koherens fényt bocsátanak ki egy nagyon vékony hullámhossz-tartományban, és igen jó hatásfokú lézervedényforrásként viselkednek. Alkalmazásuk a kis kézi pointerektől a telekommunikációs eszközökig és az optikai adattárolók (CD, DVD) leolvasó rendszeréig terjed.
- Záróirányban a diódák nem (vagy csak a minimális I_s értékkel) vezetnek, de egy bizonyos (típusfüggő) határfeszültségnél nagyobbat nem bírnak, mivel a kiürített tartomány mérete nem lehet végtelen. Normálisan az ilyen túlterhelés a dióda tönkremeneteléhez (átütéshez) vezet.

Ezzel szemben a Zener-diódák olyan technológiai kialakításúak, hogy egy jól definiált záróirányú feszültségnél (amit letörési feszültségnek neveznek) meghibásodás nélkül vezetővé válnak. Ez az éles letörési feszültség jellemzően 2 és 200V közötti értékű, és a gyártás során beállítható. A letörési feszültség jó referenciát ad, így feszültségstabilizálási alkalmazásokban (XXXX fejezet) alkalmazzák őket elsődlegesen.

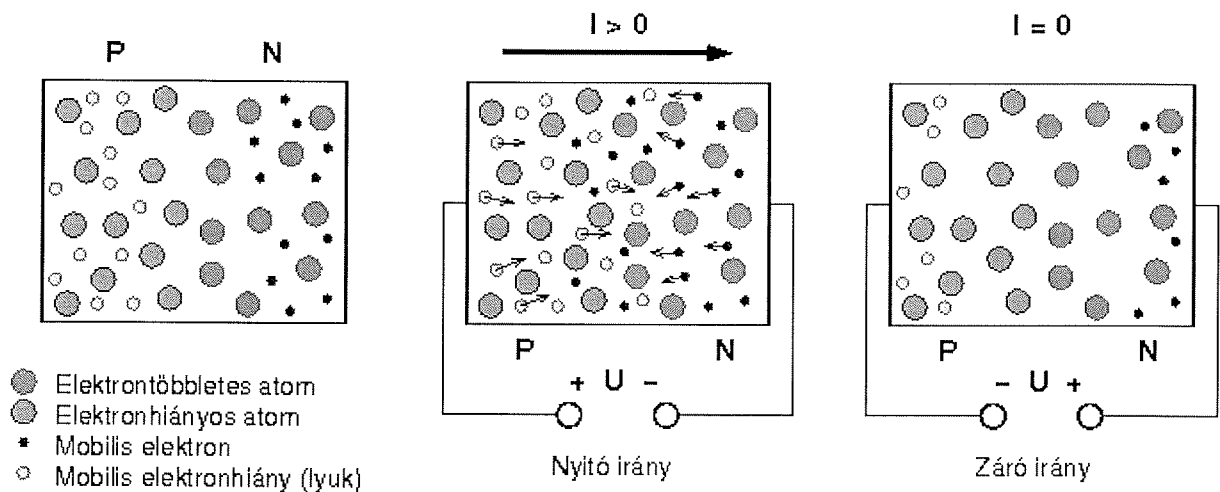
A diódák záróirányú hasznosításának másik érdekes felhasználása az un. varikap diódák létrehozása. Ezeknél a diódára kapcsolt (záróirányú) feszültség szabályozza a kiürített réteg vastagságát, és így dióda két csatlakozása közötti kapacitást. Minden dióda mutat ilyen viselkedést: ügyes geometriai elrendezéssel ez a hatás megnövelhető. Manapság szinte minden rádiófrekvenciás vevőberendezés (rádió, tv, stb.) rezgőköreinek hangolása varikap diódára kapcsolt feszültséggel történik.

FÉNYKÉPEK MINDERRŐL ✓ hasznos lesz a fénykép.

2.3. Egyenirányítás diódával

Az európai elektromos energiaellátási hálózat 50Hz-es frekvenciájú, közel szinuszos váltakozó feszültséggel üzemel. Ennek oka, hogy a feszültségátalakítást a nagy teljesítményű rendszerekben transzformátorokkal költséghatékonyan meg lehet oldani. Egyenfeszültség esetén a feladat nehezebben kezelhető, ezért még az elektromos hálózatok hőskorában kivétel nélkül mindenütt a váltakozó feszültségű rendszerek terjedtek el. Az összetett, kis teljesítményű áramkörök ezzel szemben egyenfeszültséget igényelnek. A diódák elsődleges alkalmazása az egyenfeszültségre való átalakítás első lépése. Az alábbiakban ennek különböző lehetőségeit tekintjük át. Az egyenfeszültséget, mint egy rendszert ellátó „tápfeszültséget” előállító eszközöket szokásosan tápegységeknek nevezzük (ilyen egy mobiltöltő vagy a számítógépek belső nagy hatásfokú tápegysége is).

Ha egy diódát és egy ellenállást sorba kapcsolunk, akkor az ellenálláson csak a dióda nyitóirányába folyhat az áram. Tekintsük bemenetnő feszültségnek a dióda és az ellenállás



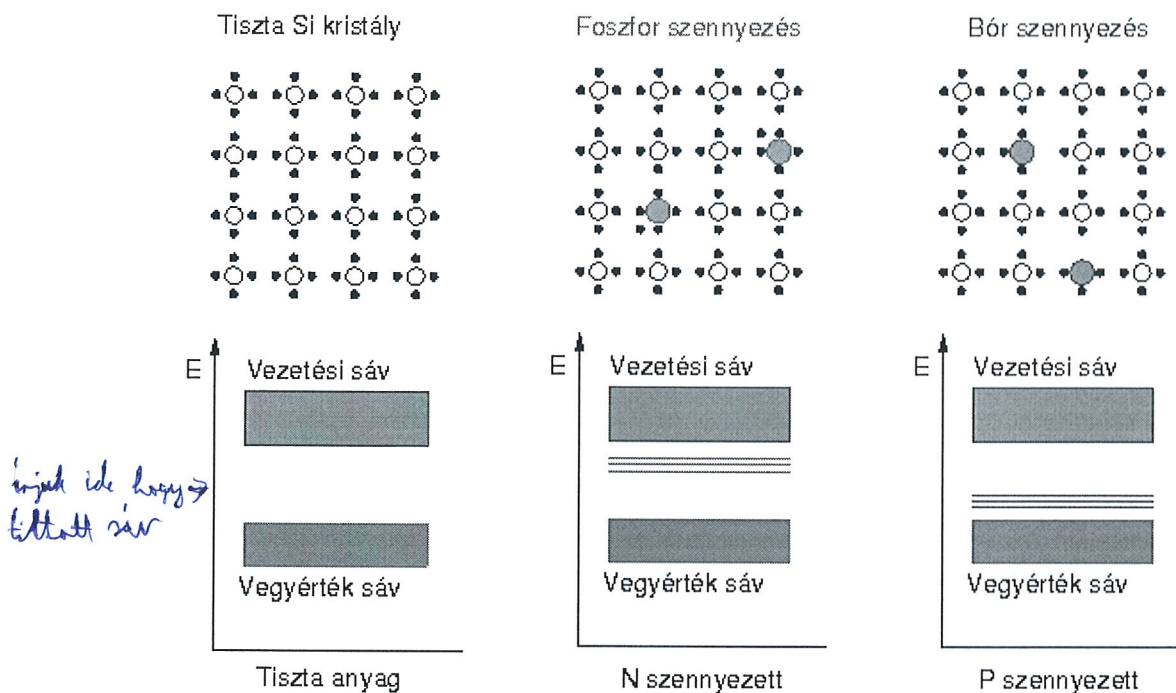
2.5. ábra. A PN átmenet kialakulása (balra). Ha egy Si kristály egyik oldala P, másik oldala N szennyezettségű, akkor a két tartomány találkozásánál a töltéshordozók rekombinálnak. Ha a PN átmenetre feszültséget kapcsolunk (középen), akkor a töltéshordozók megindulnak, középen találkoznak és a folyamatos rekombináció folyamatos, jelentős áramot eredményez. Ha ellentétes irányú feszültséget adunk a rendszerre (jobbra), akkor a töltéshordozók mind kifelé indulnak el, az áramlás leáll, gyakorlatilag zérus áram folyik

előálló helyzet.

A PN átmenet a fentiek szerint igen érdekes tulajdonsággal rendelkezik: egyik irányban vezet, másikban nem, azaz *egyenirányító tulajdonságú*. A vezető irányt (P oldalon a pozitív pólus) *nyitóiránynak*, a nem vezetőt (logikusan) *záróiránynak* nevezzük.

Ha konkrétan egyenirányításra használunk egy PN átmenettel rendelkező eszközt ~~(mivel más célra is lehet alkalmazni PN átmenetet)~~, akkor diódának nevezzük a rendszert. Rajzjele a 2.6 ábra bal oldalán látható. A kis nyílból és a zárást jelképező merőleges vonalból intuitívan megjegyezhető hogy melyik a nyitó- és a záróirány. Tekintve hogy általános kétpólusról van szó (l. ?? fejezet), a karakterisztikája, azaz az áram-feszültség $U(I)$ függvénykapcsolata meghatározza elektromos tulajdonságait. Ez utóbbit mutatja a 2.6 ábra második panele. Ha a dióda „ideális” lenne, akkor pozitív (nyitóirányú) feszültség rákapcsolásával tetszőlegesen nagy áramot átengedne, negatív (záró) irányban árama zérussá válna. A 2.6 ábra jobb oldala mutatja a valóságos dióda karakterisztikáját, ami ettől az ideálistól jelentősen eltér.

Gyakorlati szempontból fontos figyelembe venni hogy a Si diódára *egy véges, körülbelül 0,6 - 0,7V feszültséget kell kapcsolni hogy vezetni kezdjen, ez utóbbit nyitófeszültségnek nevezzük*. Felrajzolhatunk tehát egy „gyakorlatias” karakterisztikát, ami zérus áramot jelent a 0,6V-os nyitófeszültség alatt, felette pedig tetszőlegesen nagy áramot (de a diódán



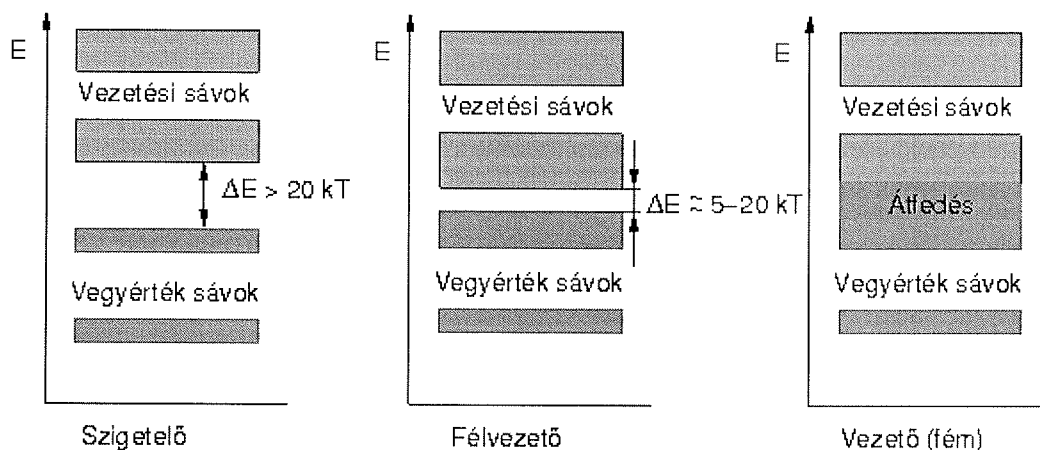
2.4. ábra. Tiszta szilícium vázlatos kristályrácsába (balra) szándékosan elhelyezhetők hibák, idegen atom igen kis mennyiségű adagolásával. Ha elektrontöbbletes a szennyező atom (középen), akkor fölös elektronja vezetővé válhat. Ha elektronhiányos atom kerül a rácsba (jobbra), akkor az elektron hiánya, a „lyuk” kezdhet vándorolni a rácsban. Az ilyen rendszer sáv szerkezete látható az alsó ábrákon vázlatosan: az elektrontöbblet új betöltött szinteket jelent, az elektronhiány új betöltetlen energiaszinteket.

ban, és az vinné a töltést.

A módosult kristályrácsot és az elektronszerkezetet a 2.4 ábra jobb oldali része mutatja. Az új, betöltetlen energiaszintek a vegyérték-sáv fölött jelennek meg, és ha a hőmozgás miatt elektronok jutnak oda, akkor azok mobilissá válnak. Ebben az esetben is tehát tulajdonképpen elektronok vezetnek az áramot, de mivel az elektronhiány (lyuk) mozog, fizikai tulajdonságaiban pozitív töltéshordozók áramát tapasztalhatjuk az anyagban.

A félvezetők tehát kontrollált módon szennyezhetők, ami által töltéshordozók jelennek meg. A kétféle töltéshordozó egyikének elnevezése az „elektron”, a másiké, ami az elektron hiányában manifesztálódik, a „lyuk”. Előbbit a töltés alapján N típusú, a másikat P típusú félvezetőnek hívjuk.

A töltéshordozók száma a szennyezés mértékétől függ, és megfelelő technológiákkal a mikrométernél jóval kisebb méretskálán nagyon finom helyfelbontással szabályozható. A jelenleg (2013) kapható általános processzorok egy része már 22nm felbontással készül - a



2.2. ábra. Szilárd anyagok tipikus sáv szerkezete. Ha az alsó vezetési sáv és a felső vegyérték sáv között nagy az energiakülönbség (a tiltott sáv), akkor az anyag szigetelő (balra). Ha a vezetési és a vegyérték sáv közeledik, akkor a hőmozgás miatt vezetési sávba jutó néhány elektron miatt megindul az elektromos vezetés, ezek a félvezetők (középen). Ha a vezetési- és vegyérték sáv nagyon közel van vagy átfed, az anyag jól vezet, ahogy a fémek is (jobbra).

0.1eV (vagy a vezetési- és vegyértéksáv átfed), akkor az anyag vezetőnek tekinthető, ha pedig nagyobb mint körülbelül 5eV , akkor az anyag gyakorlatilag szigetelő.

Mivel ΔE elvileg tetszőleges lehet, vannak olyan anyagok, amelyek sem a vezetők, sem a szigetelők csoportjába nem sorolhatók (2.2 ábra közepe). Sokáig nem is volt technikai hasznuk, hiszen se vezeték, sem pedig szigetelést nem lehetett belőlük készíteni. Ezen anyagokat, jellemzően a fajlagos ellenállás $10^2 - 10^{-6}\Omega\text{m}$ tartományában félvezetőknek szokás nevezni. Fontos tulajdonságuk, hogy mivel a hőmérséklet növekedésével igen gyorsan növekszik a vezetési sávba jutó elektronok száma (hiszen növekszik a kT , amihez a tiltott sáv szélességét hasonlítjuk), ezen anyagok vezetőképessége igen gyorsan (exponenciálisan) nő a hőmérséklet növekedésével (ellentétben például a fémekkel). Másik fontos technikai szempont, hogy a vezetőképesség erősen függ az anyag tisztaságától: nagyon kevés, egymilliomod (ppm - part per million) nagyságrendben jelen lévő idegen, szennyező atom is jelentősen megnöveli a vezetőképességet, azaz rendkívüli tisztaságú kiindulási anyagra van szükség a félvezetőkkel való kísérletezéshez.

Önmagukban (tisztán) a félvezetők ritkán használhatók, de az iménti felismerés vezetett ahhoz, hogy kiderüljön: kis mennyiségben adagolt idegen atom kontrollált módon változtathatja meg a félvezető anyag tulajdonságait. Jóllehet kontrollált adalékolásról van szó, mégis „szennyezésnek” nevezik (doping), ami nem keverendő össze azzal a szennyezéssel, ami gyártási hiba miatt marad az anyagban.

Tekintsünk egy példát. A szilícium (Si, a Földkéreg egyik leggyakoribb anyaga) nagy

2. fejezet

Félvezető eszközök

A modern idők elektronikai forradalma a félvezető eszközök miniaturizálásán és ezek alkalmazásán múlt. Jelen fejezetben ezek fizikai hátterét és alkalmazási lehetőségeit mutatjuk be. A klasszikus, mérés technikában használatos félvezető eszközök gyártástechnológiájának kifejlesztése rendkívül jelentős befektetést jelent, ezért magukat az alkatrészeket erre szakosodott cégektől, normál kereskedelmi forgalomban lehet beszerezni – cserébe viszont az egyedi alkatrészek, a kis méret miatti alacsony anyagköltségből kifolyólag, kifejezetten olcsók.

2.1. A félvezető anyagok fizikai tulajdonságai

A kondenzált anyagok tulajdonságait több tudományág kutatja, ezek megértése elsősorban a kvantummechanikai megfontolásokon alapszik. Mivel a részletes háttér jelentősen túlmutat jelen jegyzet keretein, itt néhány olyan lényeges szempontot veszünk sorra, ami az elektromos tulajdonságokat határozza meg.

Az első kérdés: mitől lesz vezető, vagy szigetelő egy anyag? Azaz, mitől mozognak egyikben könnyen, másikban nehezen az elektronok? A választ a szilárd anyagok atomszerkezetének megértése adta meg.

Tekintsünk egyetlen atomot (vagy egymástól független atomok ritka gázát). Az atomnak energiaszintjei vannak, melyeket az elektronok a kémiai szabályoknak megfelelően betöltenek. Az energiaszintek általában jól elkülönülnek egymástól. Gerjesztés (például fény vagy atomi ütközés) hatására az atom gerjesztődhet, azaz hosszabb-rövidebb ideig elektronrendszere a magasabb energiaszinten tartózkodhat. Viszont ezt szobahőmérsékleten ritkán teszi meg: mivel a termikus energia jellemzően $kT \approx 410^{-21} J = 0,025 eV = 25 meV$, az energiaszintek közti különbség (tipikusan) ennél sokkal nagyobb.

Két egymástól távoli azonos atom energiaszintjei ugyanakkorák, így ugyanazon az energiaszinten két állapot is lehetséges (egyik vagy másik atom). Ha a atomok egymás közelébe kerülnek, akkor az elektronfelhők kölcsönhatnak, ami miatt a kvantummechanika

Tartalomjegyzék

1. Alapfogalmak	2
2. Félvezető eszközök	3
2.1. A félvezető anyagok fizikai tulajdonságai	3
2.2. PN átmenet: a dióda	8
2.3. Egyenirányítás diódával	11
2.4. Tranzisztorok	16
2.4.1. FET	17
2.4.2. Bipoláris tranzisztoro	18
2.5. Tranzisztoros lineáris erősítőkapcsolások	21
2.6. Tranzisztoros digitális inverter kapcsolások	27