

Elektronika és mérés technika

Varga Dezső és Bagoly Zsolt

2013 július

Tartalomjegyzék

1. Elektronikai alapfogalmak	4
1.1. Az elektronika szerepe a mérés technikában	4
1.2. Az elektronikai kapcsolások működésének fizikai háttere	6
1.2.1. A Maxwell-egyenletek	6
1.2.2. Idealizált elektronikus alkatrészek	8
1.2.3. A Kirchhoff-törvények	11
1.2.4. Feszültség- és árammérés	14
1.3. Egyenfeszültségű kapcsolások, karakterisztikák	16
1.4. Nemlineáris rendszerek kis perturbációk esetén	18
1.5. Lineáris áramkörök	21
1.5.1. Lineáris áramkörök elemei	21
1.5.2. Az alapvető lineáris alkatrészek áram- és feszültségviszonyai állandósult jelekre	23
1.5.3. Egyszerű szűrőáramkörök	27
1.5.4. A lineáris hálózatok általános jellemzői	32
1.5.5. Bekapcsolási jelenségek, tranziensek	35
1.5.6. RLC áramkörök	38
1.5.7. Transzformátorok	44
2. Félvezető eszközök	47
2.1. A félvezető anyagok fizikai tulajdonságai	47
2.2. PN átmenet: a dióda	52
2.3. Egyenirányítás diódával	56
2.4. Tranzisztorok	60
2.4.1. FET	61
2.4.2. Bipoláris tranzisztorok	63
2.5. Tranzisztoros lineáris erősítőkapcsolások	65
2.6. Tranzisztoros digitális inverter kapcsolások	71

3. Műveleti erősítők és visszacsatolások	74
3.1. Műveleti erősítők tulajdonságai	74
3.1.1. Műveleti erősítők felépítése	75
3.1.2. A műveleti erősítő mint komparátor	77
3.2. Negatív visszacsatolás	77
3.2.1. Az ideális műveleti erősítő kapcsolások szabályai	78
3.2.2. Nem-invertáló erősítőkapcsolás	79
3.2.3. Invertáló erősítőkapcsolás	80
3.2.4. Összeadó áramkör	82
3.2.5. Differenciáló és integráló áramkör	83
3.2.6. Nem-lineáris átviteli karakterisztikák megvalósítása	84
3.3. Pozitív visszacsatolás	86
3.3.1. A Schmitt-trigger kapcsolás	86
3.3.2. A hiszterézis szerepe elektronikai rendszerekben	88
3.4. Oszcillátorok és visszacsatolások	89
3.4.1. Visszacsatolás hatása az átvitelre	89
3.4.2. Wien-hidas oszcillátor	91
3.4.3. Schmitt-triggeres oszcillátor	92
3.5. Moduláció és jelkódolás	93
3.5.1. Amplitúdó-moduláció	94
3.5.2. Frekvencia-moduláció	95
3.5.3. Fázis-moduláció	97
4. Digitális elektronika	99
4.1. Digitális eszközök működése	99
4.1.1. A Boole-algebra	99
4.1.2. Általános Boole függvények	101
4.1.3. Digitális szabványok	102
4.1.4. Logikai jelszintek	102
4.1.5. Jelszintek és zajtűrés	103
4.1.6. Háromállapotú kimenet és buszvonala	106
4.1.7. Digitális kapuk	107
4.1.8. Egyszerűsítések és helyettesítések lehetőségei	111
4.2. Kombinációs logikai hálózatok	114
4.2.1. Kódolók és dekódolók	115
4.2.2. Demultiplexer és multiplexer	118
4.2.3. Programozható logikai hálózatok: PLA, FPGA	120
4.2.4. Összeadó áramkör	122
4.2.5. Logikai hazárdok	124
4.3. Belső állapottal rendelkező hálózatok	125
4.3.1. RS tároló	126

4.3.2.	Az engedélyező bemenet	127
4.3.3.	Engedélyezett D tároló	128
4.3.4.	Élvezérlés: a hazardok kiküszöbölése	130
4.3.5.	Az élvezérelt JK flip-flop tároló	132
4.4.	Szekvenciális áramkörök	135
4.4.1.	Shift regiszterek	135
4.4.2.	Bináris számlálók	139
4.4.3.	Digitális memória áramkörök	147
4.4.4.	Véges állapotú automata	149
4.4.5.	Aritmetikai-logikai egység	152
4.4.6.	Számítógépek felépítésének vázlata	154
4.4.7.	Információátvitel	156
4.5.	Analóg és digitális mérések elvei	158
4.5.1.	Digitális mérőátalakítók	158
4.5.2.	Digitális és analóg jelek átalakítása	162
4.5.3.	Digitális-analóg konverterek	164
4.5.4.	Analóg-digitál konverterek	165
4.5.5.	Változó jelek mérése, mintavételezési törvény	172
4.6.	Információ mérése, tömörítés	175
4.6.1.	Shannon-féle információmennyiség	175
4.6.2.	Tömörítési eljárások	178
5.	Elektronikai kapcsolások fizikai megvalósítása	183
5.1.	Az áramkör mint gráfelméleti probléma	183
5.1.1.	Az áramköri rajz konvenciói	183
5.1.2.	Földpont: az áramköri nulla potenciál rögzítése	185
5.2.	Nyomtatott áramkörök kialakítása	185
5.2.1.	Nyomtatott áramkörök gyártása	185
5.2.2.	Furat- és felületszerelt alkatrészek	186
5.2.3.	Nagysebességű áramkörök szempontjai	187
5.3.	Integrált félvezető eszközök felépítése	188
5.3.1.	Félvezető chip-ek gyártástechnológiája	188
5.3.2.	A számítógép központi feldolgozóegységének fejlődése	189
5.3.3.	Memória áramkörök felépítése	191
5.4.	Elektronikai jelek mérése: az oszcilloszkóp	194

1. fejezet

Elektronikai alapfogalmak

1.1. Az elektronika szerepe a méréstechnikában

A természettudományi megismerés alapja a mérés. A mérés mint a környezetről való információszerzési forrás a tudományos igényeken jelentősen túlmutat: tágabb értelemben mérésnek tekinthető pl. a fényképezés is, de mérés történik az olyan hétköznapi kommunikációk során, mint pl. egy elektronikus kapunyitás vagy akár a telefonálás. Az elmúlt évtizedek technológiai fejlődésével az elektronikus eszközök rendkívüli súlyt kaptak az ilyen, igen általánosan mérésnek tekinthető folyamatokban.

Jelen jegyzet elsősorban fizikusok számára készült, és ennek megfelelően ad képet a modern méréstechnikai eszközök felépítéséről. Egy kutató számára elengedhetetlen, egy laikus számára akár a mindennapokban is hasznos ezen rendszerek működési elveinek megismerése, még akkor is, ha a teljes rendszer részleteiről nem lehetséges, és nem is igazán időhatékony mindent megtudni.

Egy mérési folyamatot három szakaszra érdemes osztani, melyek általában jól elkülöníthetők:

- A A mérendő mennyiség elektronikus jellé való alakítása. Ezt a feladatot az úgynevezett *szenzorok* oldják meg, amelyek rendkívüli fejlődésen mentek keresztül az elmúlt évtizedekben. A szenzorok a mérendő fizikai mennyiséget (pl. hőmérséklet) tipikusan egy vagy több feszültség szinté alakítják: ezek a szintek akár időben gyorsan változóak is lehetnek, és bonyolultan függhetnek a mérendő mennyiség(ek)től és egyéb külső (pl. kalibrációs) paraméterektől. Gyakran a szenzorokat igen nagy számban, egy időben használják.
- B A szenzorok által adott elektromos jelet fel kell dolgozni, ami részben a kalibráció figyelembe vételét jelenti. A mérőberendezés ismeretében a mérés során kapott nyers adatokból megpróbálunk következtetni az eredeti értékre, lehetőség szerint kiküszöbölve a mérőberendezés és a mérési folyamat torzítását. Ez nem mindig

sikerül tökéletesen, hiszen pl. a mindig jelenlévő zajt sem lehet tökéletesen eltüntetni. Az adatok feldolgozása e mellett jelenti az adatok redukcióját, az esetlegesen nagy mennyiségű adatból való, összetett műveletekkel történő lényegi információ kinyerését is.

- C Harmadik lépés az ember számára használható formára alakítás, ami egyszerűbb esetben mint egy számot mutató kijelző valósul meg, bonyolult esetben mint vizualizálható kép vagy ábra.

A fenti lépések közül teljes egészében kimaradhat a (B), ha nem elektronikus mérésről van szó. Mi az oka mégis annak, hogy mostanra elektronikus mérések helyettesítik a klasszikus eszközök legnagyobb részét?

A válasz összetett. Egyik ok, hogy a modern szenzorok kiválóak: nemcsak fény, hang, hőmérséklet, elmozdulás, nyomás, mágneses tér vagy elektromos vezetőképesség érzékelésére alkalmas, pontos és apró eszközök vannak, de akár ízek, szagok, a gravitáció vagy változatos típusú sugárzások mérése is megoldható. Másik ok, hogy ha az összetett szenzorokból jövő nagy mennyiségű, bonyolultan értelmezhető adatokkal kell dolgoznunk, akkor annak (B) pont szerinti feldolgozása modern számítógépes eszközökkel szintén kezelhetővé válik. Harmadik ok, hogy a kapott eredmények továbbítása, prezentációja szintén standard módon megoldható: akár a számítógép képernyőjén, akár hangjelzés vagy egyéb elektromos vezérlés formájában.

A kutatási és fejlesztési alkalmazásokban a mérés technika kivétel nélkül mindig kapcsolatban van a számítógépes rendszerekkel, a számítástechnikai eszköz valójában a mérési berendezés részévé válik.

A hőmérséklet mérése klasszikus feladat, és klasszikus megoldása a folyadékok hőtágulásán alapuló, kapillárisban felfutó folyadékszál helyzetének vizuális leolvasásán alapul. Modern hőmérők digitális kijelzővel rendelkeznek, ami pontosabb és gyorsabb leolvasást tesz lehetővé. Mivel a szenzor itt sokféleképpen választható, elterjedté váltak például az olyan hőmérők is, amelyek érintés nélkül, infravörös sugárzás alapján mérnek: ezzel maga a mérés is kényelmesebbé tehető.

A fényképezés szintén klasszikus mérésnek tekinthető. A digitális fényképezőgépek elterjedésével alig emlékszünk már vissza az előhívás és rögzítés problémáira, nem is beszélve arról, hogy a prezentációs módszerek is nagyban megváltoztak: körülményes lenne egy papírkép közzététele egy internetes közösségi oldalon. A modern digitális fényképezőgépek lelke a film helyett a jó minőségű, több tízmillió homogén egyedi elemből álló fényérzékelő szenzor.

A hangátvitel rádiósugárzással való megoldása is beleillik a mérések fenti kivitelezési sémájába: a mikrofonnal elektronikussá alakított jelet feldolgozzuk, alkalmassá téve rádiósugárzással való továbbításra. Antennák segítségével kisugározzuk illetve érzékeljük a jelet, majd újabb feldolgozási lépéssel visszaállítjuk az eredetihez közeli elektronikus formájában. Ez utóbbit hangszóró teszi prezentálhatóvá, hallhatóvá.

A jegyzet az elektrodinamikai alapfogalmak, anyagfizikai ismeretek tárgyalásától indul. Bevezetjük az elektronikus alapkapsolásokat, az ezekre vonatkozó szabályokat. Az elektronikus jelekkel való műveletvégzés főként félvezető eszközök használatán alapul, ezek fizikai hátterét, működési elveit csak gyakorlati szempontból mutatjuk be. A digitális eszközök a jelek számokká alakításában kapnak elsőként szerepet. Összetett digitális rendszerekkel az adatfeldolgozási problémák oldhatók meg, ezek felépítését végigkövetjük az elemi építőkövektől a számítógépek általános szerkezetének szintjéig. A jegyzetben emellett bemutatjuk a tényleges fizikai megvalósítás szempontjait, ami technológiai szempontból komoly fejlődésen ment keresztül.

1.2. Az elektronikai kapcsolások működésének fizikai háttere

Az elektronikai eszközök a klasszikus elektrodinamika törvényeit követik. Egyelőre nagyon kevés olyan eset van ahol a kvantummechanikai effektusok nem csak mint egy kis méretű, jól körülhatárolt elemi alkotórész néhány paraméterében jelennek meg – ez utóbbira példák a lézer-diódák és általában a félvezető eszközök. Az elektrodinamika törvényeit a Maxwell-egyenletek fogalmazzák meg. Gyakorlati szempontból fő probléma, hogy az utóbbiakban az anyagi tulajdonságok is szerepet kapnak, ami miatt a rendszert rendkívüli pontossággal kellene ismerni hogy egzaktul leírjuk működését. Ezzel szemben *az elektronika az egyszerűsítésről szól*: idealizált alkatrészeket próbálunk megvalósítani, és ezekből felépíteni egy összetett rendszert. Jelen fejezetben az egyszerűsítés és idealizálás lehetőségeit tekintjük át, rámutatva ezen közelítések határaitra is.

1.2.1. A Maxwell-egyenletek

A négy Maxwell-egyenlet írja le az elektromos és mágneses terek kölcsönhatását egymással és a külső töltésekkel, áramokkal:

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad (1.1)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (1.2)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (1.3)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{j} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (1.4)$$

Az egyenletek azt jelentik, hogy az $\mathbf{E}$ elektromos térerősség forrásai a töltések (1.1), a $\mathbf{B}$ mágneses térerősség örvényességét pedig a töltések mozgása, az áram $\mathbf{j}$ sűrűségvektora

határozza meg (1.4). Az egyenletek szerint a mágneses térnek nincs forrása (1.2, ez lenne a hipotetikus mágneses monopólus), az elektromos tér örvényességét pedig a mágneses tér időbeli változása okozza (1.3).

Az egyenletek figyelembe veszik azt hogy az anyag polarizálható mind elektromosan (dielektrikumok), mind mágnesesen (például ilyen a ferromágnesség). A fenti egyenleteket tehát anyagi egyenletek is ki kell egészítsék, amelyek megadják $\mathbf{D}$ függését $\mathbf{E}$ -től illetve $\mathbf{H}$ függését $\mathbf{B}$ -től. A rendszer teljes leírásához még szükség van annak ismeretére, hogy a töltések hogyan mozognak a külső $\mathbf{E}$ és $\mathbf{B}$ terekben. Elektronikus rendszerekben a töltések vezető anyagban (a vezetékekben) mozognak, itt jó közelítéssel teljesül hogy az áram arányos az elektromos térerősséggel. A releváns anyagi egyenletek tehát:

$$\mathbf{D} = f(\mathbf{E}) \approx \epsilon \mathbf{E} \quad (1.5)$$

$$\mathbf{H} = g(\mathbf{B}) \approx (1/\mu) \mathbf{B} \quad (1.6)$$

$$\mathbf{j} = h(\mathbf{E}) \approx \sigma \mathbf{E} \quad (1.7)$$

ahol f , g és h elvileg tetszőleges, gyakran közel lineáris függvények. A Maxwell-egyenletek mint csatolt differenciálegyenletek megoldhatóságához még ismerni kell a határfeltételeket. Szerencsére a legritkább esetben kényszerül egy tervező arra hogy tényleges megoldást keressen, kivéve, ha az alábbiakban használható közelítések jelentős mértékben sérülnek. A Maxwell-egyenletek egyik nevezetes megoldása a végtelen, töltések nélküli térben fénysebességgel (300000km/s) terjedő elektromágneses hullám. Az elektronikus áramkörök tervezésének egyik legfontosabb szabálya, hogy elektromágneses hullámok keltését vagy elnyelését megpróbáljuk elkerülni (természetesen az adó-vevő berendezések kivételével).

Definíció szerint az U elektromos potenciál (vagy feszültség) az $\mathbf{E}$ elektromos térerősség vonal menti integrálásával adódik, a potenciál gradiense éppen $\mathbf{E}$. Az I áramerősség egy vezető anyagban a $\mathbf{j}$ áramsűrűségnek a vezető keresztmetszetére vett felületi integráljaként számolható.

A Maxwell-egyenletekből következik (1.1 idő szerinti deriváltját illetve 1.4 divergenciáját véve) a kontinuitási egyenlet: $d\rho/dt = -\nabla \cdot \mathbf{j}$, ami azt az azonosságot fogalmazza meg, hogy az elektromos töltés egy tartományból éppen az elektromos áram miatt vándorol el.

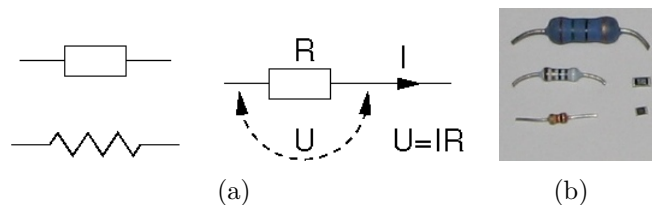
A Maxwell-egyenletek alapján olyan rendszereket is kiszámolhatunk, mint pl. egy telepből, vezetékből és izzólámpából álló egyszerű áramkör: a határfeltételek (a telep geometriai, fizikai és kémiai felépítése, vezetékek és izzólámpa pontos anyagi és geometriai méretei, az izzólámpa gáztöltése, üvegbúra mérete, stb.) azonban nagyon bonyolult megoldandó egyenletrendszerre vezetnek, amit pl. véges numerikus közelítéssel lehetne megoldani. A helyzet hasonlít a mechanikában egy labda hajításához: a teljes, a labda

molekuláit összekötő belső erők és a belső gáz részletes leírását egyszerűsítjük, első közelítésben mindössze egy tömegponttal közelítjük. Ehhez hasonlóan idealizált elektronikus alkatrémek bevezetésével az áramkörök esetén is egyszerűsítjük a leírást. Az egyszerűsített kép segítségével megérthető a problémák nagy része, a rendszer leírása pedig jól közelíthető. Az egyszerűsített képet szükség szerint speciális esetekben bővíthetjük (ilyen pl. integrált antennával ellátott chip), hasonlóan ahhoz, mint amikor pl. a labda esetében figyelembe vesszük a közegellenállást.

1.2.2. Idealizált elektronikus alkatrészek

Idealizálnak azon alrészeit nevezhetjük egy rendszernek, amely csak nagyon kevés, jól definiált külső paramétertől függő viselkedést mutat (például a teljes átfolyó áram illetve a két végpontja közti feszültségkülönbség), amely miatt a Maxwell-egyenletek megoldását praktikusán egyáltalán nem kell elvégezni esetükben. A legfontosabb példák az ellenállás, a kondenzátor (kapacitás) és az induktivitás (tekercs), mint egyedi alkatrészek. A továbbiakban megismerünk bonyolultabb elemi alkatrészeket is, de elvi újdonságot azok sem tartogatnak majd. Minden idealizált alkatrészre jellemző, hogy vannak „végpontjai” vagy „kivezetései”, amiken jól meghatározott áram folyik, és bármely kettő között a feszültség értéke meghatározható. A kivezetéseket kivéve máshol nem folyik áram (sem ki, sem be) a rendszerbe, és az áramkör más része által érzékelhető feszültséget sem keltenek ezek az eszközök.

Az ellenállás mint alkatrész az Ohm-törvényt követi, azaz olyan anyagból készül, amelynél a vezetőképesség független az áramtól (ne feledjük ez utóbbi feltétel nem mindig teljesül, gondoljunk pl. a melegedés miatti változásra). Az ellenállás nemzetközi (és még mindig gyakran használt hagyományos amerikai) rajzjele az 1.1 ábrán látható:

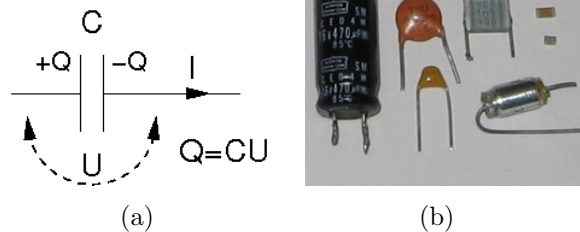


1.1. ábra. Ellenállás rajzjele (bal fent a nemzetközi, bal alul a hagyományos amerikai), rajta eső feszültség és az áram jelölése. Kép: ellenállások (klasszikus, illetve jobbra SMD kiserelésű)

Az eszköznek két egyenértékű kivezetése van. A két kivezetésen ugyanakkora I áram folyik zérus előjeles összeggel (ld. 1.2.3 fejezet, Kirchoff-féle csomóponti törvény), a két kivezetés között U feszültségkülönbség mérhető. A kettő közötti kapcsolat a fent

említett *Ohm-törvény*: $U = IR$. Fontos hogy ez *időben változó áram és feszültség esetén is teljesül*. Néhány ellenállás fizikai megvalósítása látható a fenti képen, mind a klasszikus, mind a felületszerelt (surface mounted device, SMD) elrendezés, ami utóbbi szinte kizárólagos szerepet kap a modern eszközökben.

A kondenzátor egy jelentős kapacitással rendelkező eszköz. Szintén két kivezetése van, amelyeken az áram ugyanakkora mindig. A két oldal közt mérhető feszültség arányos a (kívülről közvetlenül nem látható) tárolt töltéssel: $Q = CU$. Rajzjele az 1.2 ábrán látható.



1.2. ábra. Kondenzátor rajzjele, a Q töltés megjelenése a két oldalon. Kép: kondenzátorok (klasszikus, jobbra fent SMD).

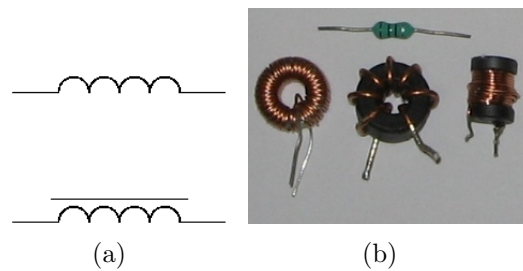
Fontos, hogy a Q töltés a befolyt áramból származik, tehát Q definíciója az, hogy időbeli deriváltja éppen az áram: $\frac{dQ}{dt} = I$. A továbbiakban Q helyett tehát az I és U ilyen összefüggését fogjuk használni: $I = C \frac{dU}{dt}$. Az időbeli deriválás okozza az elektronikus áramkörök idő függvényében érdekes viselkedését, melyet a tervezésnél széles körben kihasználunk. Kondenzátorok fizikai kialakítása a 1.2 képen látható (klasszikus és SMD verzióban).

A jelentős induktivitással rendelkező, klasszikusan tekercs formájában megvalósuló elektronikai eszköz működése azon alapul, hogy a rajta átfolyó áram mágneses teret kelt, melynek változása feszültséget indukál. A mágneses tér csak a tekercs belsejében jelenik meg, azaz ismét jó közelítés, hogy az induktivitásnak csak két kivezetése van, és köztük egy adott feszültségkülönbség mérhető. A Maxwell-egyenletekben megjelenő időbeli deriválás miatt az áram és a feszültség között a következő az összefüggés: $U = L \frac{dI}{dt}$, azaz éppen fordított a deriválás helye a kondenzátorhoz képest.

Induktivitások gyakorlati megvalósítására mutat példát az 1.3 kép.

Tekercseket manapság sem olcsó kis méretekben jó minőségben előállítani, ezért használatuk eléggé behatárolt. Egy bonyolult, több ezer alkatrészt tartalmazó rendszerben is csak néhány induktivitás van azokon a helyeken ahol valóban fontosak. A transzformátorok két (vagy több) egymással mágneses csatolásban lévő tekercsből épülnek fel, ezeket a 1.5.7 fejezet tárgyalja.

Az ideális eszközök neve is arra utal, hogy ilyenek a valóságban nem is léteznek. Fontos kérdés, hogy mennyire lehet ideálisnak tekinteni a valós alkatrészeket, illetve ha

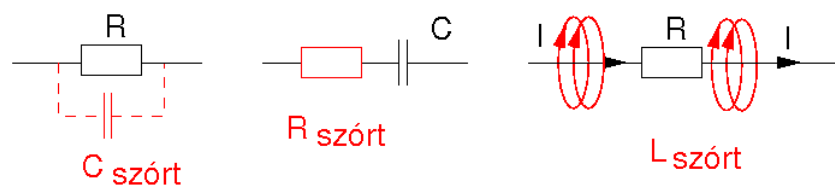


1.3. ábra. Induktivitás (tekercs) rajzjele. Bal felül vasmag nélküli, bal alul vasmagos változatban. Jobb oldali kép: tekercsek (toroidális és lineáris kialakítás, illetve felül tokozott alkatrész)

nem igazán, akkor mi a jobb közelítés.

Egy ellenállás két vezetéke között elektromos feszültség van, azaz a vezeték fizikai méretéből adódik egy kicsi, véges kapacitás. Első közelítésben tekinthetjük úgy, hogy egy valódi ellenállás egy ideális ellenállás és egy kis értékű ideális kondenzátor párhuzamos kapcsolása. Ez utóbbi, a megvalósítástól és a geometriai elrendezéstől igen nagyban függő kapacitás neve a „szórt” vagy „parazita” kapacitás (angolul „stray” vagy „parasitic”), arra utalva, hogy az ideálistól való eltérést igyekszik megbecsülni.

Hasonló jelenségek a többi alkatrészénél is előfordulnak: ha az ellenállás úgy van kialakítva, hogy egy vékony huzalt tekercselnek egy kerámia hordozóra, akkor szórt induktivitása lesz az eszköznek. Egy kondenzátor vezetékeinek véges a vezetőképessége, ezért szórt (soros) ellenállással fog rendelkezni. Még magában a vezetékben folyó áram is indukál mágneses teret, tehát a hosszú vezetékkel rendelkező alkatrészek szórt induktivitása sem elhanyagolható általában.



1.4. ábra. Példák szórt vagy parazita paraméterekre

A szórt paraméterek nagyságrendi becslését általában könnyen meg lehet adni, mert a modern eszközök (különösen a felületszerelt kialakítás) ezeket minimálisra igyekeznek csökkenteni. Nagyon jól megfogalmazható a következő szabály: ha egy adott tipikus frekvenciájú jelre tervezünk berendezést, akkor az egyes alkatrészek mérete legyen kisebb mint körülbelül egy százada a frekvenciából számolható elektromágneses hullám hullámhosszának, ekkor nagyságrendileg 1% alatt maradnak a szórt paraméterek hatá-

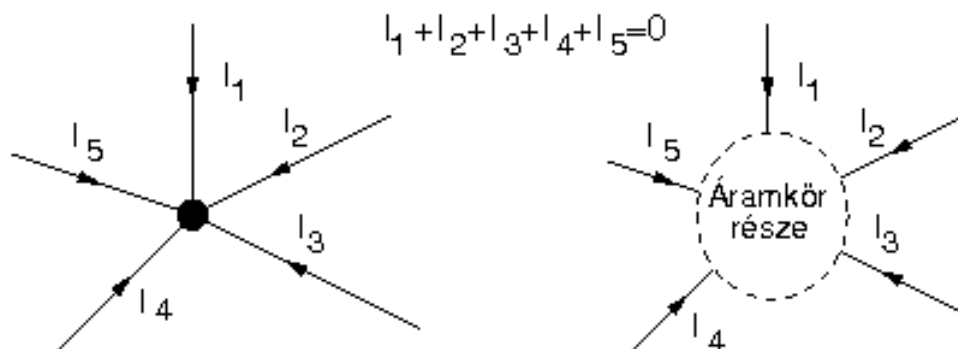
sai. Ugyanezt jelenti, hogy ha a jel változásának adott tipikus időskáláját ismerjük, akkor ezt megszorozva a fény sebességével, ennél jóval kisebb méretű eszközöket használjunk. A kérdéskörre még visszatérünk az áramkörök fizikai megvalósítását tárgyaló 5.2.3 fejezetben.

1.2.3. A Kirchoff-törvények

A Gustav Kirchoff által megfogalmazott szabályok a Maxwell-egyenletek igen jól használható közelítéseit fogalmazzák meg, segítségükkel tetszőleges áramkör viselkedésének alapegyenletei (melyek közönséges differenciálegyenletekké egyszerűsödnek így) felírhatók.

A Kirchoff-féle csomóponti törvény legegyszerűbb megfogalmazása, hogy egy tetszőleges áramköri csomópontba a be- és kimenő áramok (előjelesen) kiegyenlítik egymást. Ennek oka, hogy ha nem lenne így, akkor a ki nem egyenlített áram nagyon gyorsan töltést vinne a csomópontba, aminek így megnövekedne a potenciálja – ez pedig a töltés távozását segítené elő.

Általánosabban úgy is tekinthetjük, hogy ha egy tetszőleges tartományát kijelöljük az elektronikai kapcsolásnak, úgy hogy abból csak vezetékek jönnek ki- vagy be, akkor ezen vezetékeken folyó áramok is ki kell egyenlítsék egymást.



1.5. ábra. Csomóponti törvény (csomópontra vagy tetszőleges áramköri résztartományra)

A szabály akkor igaz, ha a (teljes) kiválasztott tartomány szórt kapacitása elegendően alacsony. A szórt kapacitások kapcsán említett becslést itt is felhasználhatjuk, azaz ha a tartomány mérete jóval kisebb mint a tipikusan használt jelfrekvenciákból számolható hullámhossz, akkor ez a Kirchoff-szabály nagy pontossággal teljesül. Ha nem sikerül a szabály feltételeit teljesíteni, az azzal a következménnyel jár, hogy az alkatrészek jelentős rádiósugárzást fognak kibocsátani, illetve képesek lesznek azt elnyelni – egy ilyen rendszer működése nagyon nehezen számolható, jósolható, tehát kerülendő. Összetett

áramkörökben átgondolt tervezéssel könnyen megoldható, hogy nagyon gyors jelekre is a csomóponti törvényt követő, helyes működést kapjunk.

A csomóponti törvény minden időpillanatban teljesül, ezért időfüggő áramkörök vizsgálatára is használjuk.

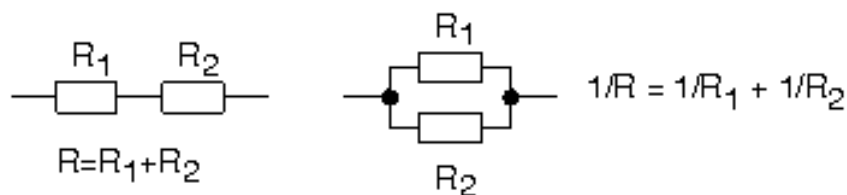
A Kirchoff-féle huroktörvény azt mondja ki, hogy egy áramkörben tetszőleges zárt hurkot felrajzolva, a pontok közt mérhető feszültség-különbségek előjeles összege zérus. Ez annak a feltételezésnek a következménye, hogy az egész áramkörre nézve, így bármely zárt hurkon belül nem változik a mágneses tér, tehát nem indukálódik feszültség. A szabály az energiamegmaradás analógiája: bármely zárt hurokban végigfuttatva egy próbatöltést, kezdeti és végső energiája ugyanakkora.

A huroktörvény érvényességi határa a fentiekhez nagyon hasonló: a hurok mérete jóval kisebb kell legyen mint a tipikus jelfrekvenciából vagy tipikus jelek változási sebességéből számolható méret (hullámhossz). Fontos hogy a huroktörvény is minden időpillanatban teljesül.

A Kirchoff-féle csomóponti törvény egyik legegyszerűbb alkalmazása az a fentiekben esetleg triviálisnak tűnő kijelentés, miszerint egy két kivezetéssel rendelkező eszköz ki- és bemenő árama ugyanakkora.

Két ellenállás soros kapcsolásánál ki lehet használni, hogy a két áram ugyanaz (hiszen a köztük levő csomópontba a ki- és bemenő áram ugyanaz kell legyen), illetve a huroktörvény alapján a két ellenálláson eső feszültségek összege ugyanakkora mint a soros eredőn eső feszültség. Ebből adódik a soros kapcsolás jól ismert szabálya, miszerint az eredő ellenállás a két ellenállás értékének összege. Hasonló megfontolás vezet a párhuzamosan kapcsolt ellenállások eredőjének kiszámolására: a két ellenálláson eső feszültség ugyanakkora (mert hurkot alkotnak), az eredő áram pedig az átfolyó áramok összege. A párhuzamos kapcsolás esetén az eredő ellenállás reciproka adódik mint a két ellenállásérték reciprokainak összege. Mindezekre az 1.6 ábra mutat emlékeztetőt.

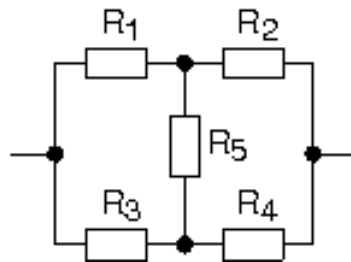
Kondenzátoroknál és induktivitásoknál (az eredő kapacitásra és induktivitásra) szintén analóg összeadási szabályok teljesülnek.



1.6. ábra. Ellenállások soros és párhuzamos kapcsolása

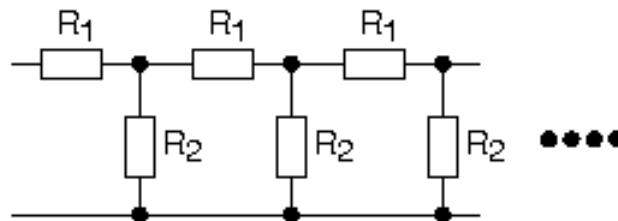
Ellenállások hálózatának eredője nem mindig számolható ki soros- és párhuzamos eredőkből való egyszerűsítéssel, melyet az 1.7, hídkapcsolásnak nevezett elrendezés is szemléltet. Hasznos eset mérés technikai szempontból, amikor a középső R_5 -ös ellenál-

lason éppen zérus a feszültség (illetve az áram is): ekkor a híd kiegyensúlyozott, az ellenállások arányaira pedig nagy pontossággal teljesül, hogy $R_1/R_2 = R_3/R_4$. A kiegyensúlyozott híd esetén az R_5 helyére érzékeny tartományban működő műszert (pl. árammérőt) helyezhetünk: ekkor az egyensúly kicsi megbomlása is nagy jelhez vezet. A hídkapcsolás ágainak a helyes tervezésével erősen csökkenthető a külső (pl. hőmérséklet változás) hatása. Az ágakba gyakran kerülnek kondenzátorok vagy akár tekercsek, amivel a kiegyensúlyozottság a frekvencia függvényében is vizsgálhatóvá válik.



1.7. ábra. Hídkapcsolás

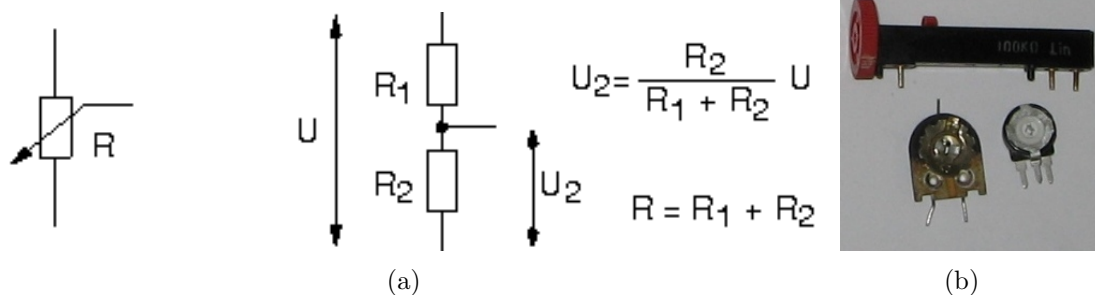
Felvázolható olyan áramköri hálózat is, mely megszámlálhatóan végtelen sok alkatrészről áll. A 1.8 ábra szerinti létrakapcsolás ilyen: R_1 és R_2 értékű ellenállásokból alakítható ki. Feltételezve, hogy ha egy elemmel bővítjük a létrát, akkor nem változik az eredő ellenállása (mert végtelen), kiszámolható az eredő: $2R_e = R_1 + \sqrt{R_1^2 + 4R_1R_2}$. A fenti ellenállás-létra abban a speciális esetben mikor $R_2 = 2R_1$ teljesül (ekkor eredője épp $2R_1$), R-2R létra néven alkalmazásra talál a digitális számok analóg feszültségértékké való alakításánál (4.5.2 fejezet).



1.8. ábra. Létrakapcsolás, ami jobbfelé végtelen hosszan folytatható

Az ellenállások nem csak fix értékben szerezhetők be, hanem vannak változtatható, potenciométernek nevezett kialakítások is, melyek mint szabályozók sokrétű alkalmazáshoz jutnak. A potenciométerek, melyeket a 1.9 ábra mutat, két ellenállás soros kapcsolásának tekinthetők, ahol a két ellenállás összege a kialakítás miatt mindig konstans.

Ha a soros eredőre U feszültséget kapcsolunk, akkor az R_2 ellenálláson megjelenő feszültség a Kirchoff-törvényekből egyszerűen adódik: $U_2 = UR_2/(R_1 + R_2)$. Mivel



1.9. ábra. Potenciométer (változtatható értékű ellenállás) rajzjele és két soros ellenállással való helyettesítő képe. Fénykép: fizikai megvalósítás, jól látható a három csatlakozó

$R_1 + R_2$ állandó, ezért a feszültség szint az R_2 -vel arányos, a „csúszka” mozgatásával beállítható. A képletet „potenciométer-formulának” is szoktuk nevezni, mert sokszor előfordul az összetett kapcsolások elemzése során.

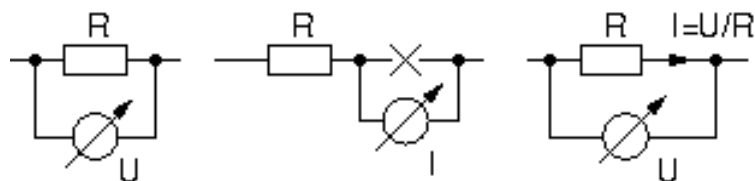
1.2.4. Feszültség- és árammérés

A feszültségmérés két pont között történik, tehát ezen két pont között kell elhelyezni a mérőműszert. Optimális esetben nem folyik áram a műszeren keresztül, ami azzal analóg, hogy a műszert egy gyakorlatilag végtelen ellenállással helyettesíthetnénk. A valóságban ez a *belső ellenállásnak* nevezett érték véges, modern eszközöknél jellemzően $10\text{M}\Omega$, de gyártástechnológiailag lehetne jóval nagyobb is. Ma már nem használunk mutatós voltmérőket.

Az árammérés egy vezetéken keresztül átfolyó áramot igyekszik pontosan meghatározni, tehát *a vezeték megszakításával* az áram útjába kell a műszert rakni. Ideális esetben az árammérőn nem esik feszültség, tehát nagyon kicsi (zérus) ellenállásértékkel helyettesíthető. Ez az ellenállás a gyakorlatban 1 és $100\ \Omega$ nagyságrendjébe esik.

Észrevehetjük, hogy a gyakorlati feszültségmérők sokkal jobban közelítik az „ideálisnak” nevezhető eszközt, mint az árammérők. Ennek oka, hogy nagyon nagy bemeneti ellenállású feszültségmérőt viszonylag könnyű készíteni, azaz a feszültségmérőn nagyon kicsi áram halad át. Az árammérést általában a belső ellenálláson eső feszültség mérésre vezetik vissza, ez - még erősítő alkalmazása esetén is - nehezen csökkenthető a zaj, zavarok miatt. Ráadásul, árammérésnél meg kell szakítanunk az áramkört ami nem egyszerű (erre utal az 1.10 ábra is). Ezen okok miatt az áramot igyekszünk közvetett módon, az Ohm-törvényt kihasználva feszültségméréssel elvégezni: amennyiben lehetséges, az áramkörben egy ismert ellenálláson meghatározzuk a feszültséget, és ebből számoljuk az áramot. Ritka az hogy ilyen ismert ellenállást ne tudnánk találni, sőt gyakran épp emiatt helyeznek el ellenállásokat a megfelelő helyeken a tervezés és gyártás során.

A feszültség- és árammérést multiméternek nevezett, többfunkciós műszerrel szokás



1.10. ábra. Feszültség- és árammérés. A feszültségméréskor (balra) a mérőműszert párhuzamosan, az áram mérésekor (középen) az eszközt (az áramkör megszakításával!) sorosan kell bekötni. Közvetett árammérésre (jobbra) ismert ellenállásérték esetén van lehetőség, feszültségméréssel.

modern laboratóriumi körülmények, de akár házilagos esetekben is mérni. A multiméter egyenfeszültség- és egyenáram mérésére a legalkalmasabb, annak DC (direct current) üzemmódjában. Ebben az üzemmódban a kijelzett feszültség a mérendő feszültség tipikusan 0.1 - 1 másodperces *időre átlagolt* értéke. Váltakozó feszültség mérésére az AC üzemmódot használhatjuk, de ennek alkalmazása általában korlátozott: elsősorban a *hálózati 50Hz-es frekvenciájú, szinuszos jelek* esetén pontos (ekkor az amplitúdó úgynevezett effektív értékét mutatja, amit az 1.5.1 fejezetben definiálunk). Ha a jelek időben nem szinuszos alakúak és 50Hz-esek, akkor a multimétereket - amelyek szinuszos jelre vannak kalibrálva - kerüljük: ilyenkor az oszcilloszkópnak nevezett, a jelek időbeli viselkedésének részletes vizsgálatára való eszközt kell alkalmazni (az 5.4 fejezet alapján).

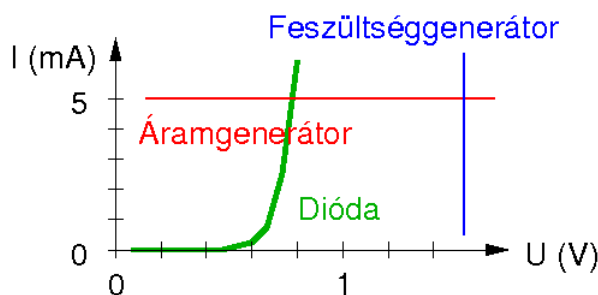
A feszültség (elektromos potenciál) zéruspontja szabadon választható. Elektronikus áramkörökben kivétel nélkül gyakorlati szempontok alapján választunk egy igen jól meghatározott zéruspontot. Ez a zéruspont lehet a „fizikai földpont”, ha a hálózati földeléssel kapcsolatban vagyunk, de ha nem, akkor is földpontnak (vagy testpontnak) nevezzük. A zéruspont általános esetben a készülék fémburkolatával is kapcsolatban van (például mobiltelefon), amely Faraday-kalitka elven árnyékolást ad a külső zavarokkal szemben. A zéruspont teleppel vagy akkumulátorral meghajtott eszközöknél a telep egyik pólusa szokott lenni, igen gyakori választás a negatív pólus. Ha egy adott áramköri pont feszültségének az értéke a kérdés, akkor azt mindig úgy értjük, hogy a *választott földponthoz mint referenciához képest* mért feszültség. A feszültség- és árammérő eszközöknek van egy hasonló módon funkcionáló, „közös” (common, COM vagy ground, GND) vezetéke, ezt érdemes az áramkör földpontjához kapcsolni méréseknél (ha lehetséges), mert így jobb árnyékolást kapunk a műszer által keltett nagyfrekvenciás zavarokkal szemben. A földpont és az árnyékolás problémái olyan szempontból jelentősek, hogy nagy sebességű elektronikai kapcsolások fizikai megvalósíthatósága nagyban függ a jól kialakított földről.

1.3. Egyenfeszültségű kapcsolások, karakterisztikák

Egyenfeszültségűnek akkor nevezhetünk egy elektronikus rendszert, ha abban a feszültség- és áramviszonyok állandósultak, azaz gyakorlati szempontból konstansnak tekinthetők. Az időfüggetlenség azt vonja maga után, hogy az idő szerinti deriváltak zérusok, azaz a kondenzátorokon zérus áram folyik (szakadásnak tekinthetők), az induktivitásokon pedig zérus feszültség esik (rövidzárnak, vezetéknek tekinthetők). Egyenfeszültségű szempontból a fent említett, legegyszerűbb alkatrészek közül tehát csak az ellenállást kell figyelembe venni.

Az ellenállás egy két kivezetéssel, vagy két pólussal rendelkező eszköz. Egy adott áramkörben két paraméter jellemzi őt: a rajta eső U feszültség és az átfolyó I áram. Ez utóbbiak nem függetlenek: az $I = U/R$ teljesül az Ohm-törvény szerint.

Vannak olyan két kivezetéssel rendelkező eszközök is, melyek nem az Ohm-törvényt követik. Legegyszerűbb a telep vagy feszültséggenerátor, melynek a feszültsége független az átfolyó áramtól, vagy az áramgenerátor, amely árama független a rajta eső feszültségtől. Valójában tetszőleges lehet a kapcsolat U és I között: az úgynevezett általános kétpólust (azaz általános, két kivezetéssel rendelkező, egyenfeszültségű alkatrészt) éppen az $I(U)$ függvény (vagy ennek inverze) definiálja. Az $I(U)$ függvényt *karakterisztikának* nevezzük. Az ellenállás karakterisztikája eszerint épp az Ohm-törvény. A feszültség- és áramgenerátor karakterisztikáját az jellemzi, hogy állandó a rajtuk eső feszültség illetve az átfolyó áram. Az egyenirányító diódák, melyet a 2.2 fejezetben tárgyalunk részletesen, bonyolult karakterisztikával rendelkező eszközök, melyekre az jellemző, hogy egy bizonyos feszültség alatt szinte egyáltalán nem vezetnek, fölötte az áram viszont gyorsan növekszik. Erre a néhány karakterisztikára mutat példát az 1.11 ábra.

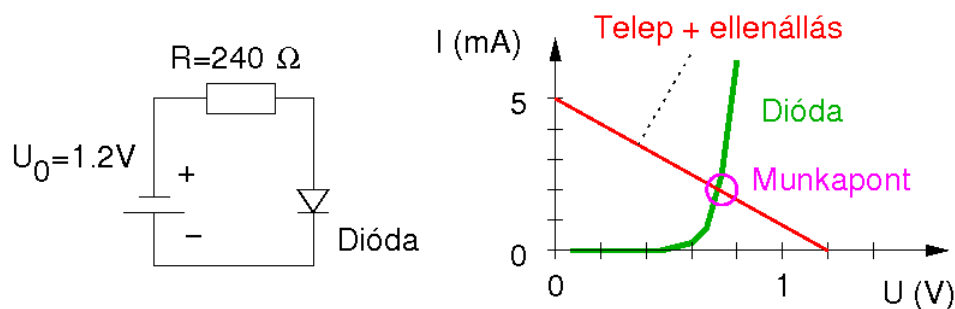


1.11. ábra. Tipikus karakterisztikák: feszültséggenerátor (1,5V-os telep), áramgenerátor (5 mA-es), dióda.

Fontos megjegyezni, hogy az általános kétpólusok közül kitüntetett szereppel bír az ellenállás: ez az egyetlen olyan alkatrész, ahol az áram szigorúan arányos a feszültséggel, azaz a karakterisztika lineáris. Általános esetben, különösen a félvezető eszközöknél, tetszőleges, nem lineáris karakterisztikákat is találunk.

Egy egyenfeszültségűnek tervezett áramkört adott karakterisztikájú elemekből összerakva, majd azt bekapcsolva, egy idő után stabil egyensúlyi helyzet áll be (ha nem így lenne, nem nevezhetnénk egyenfeszültségűnek – a későbbiekben a nem egyensúlyi, például oszcilláló rendszereket is megvizsgáljuk). Ezt az *egyensúlyi állapotot nevezzük munkapontnak*: minden alkatrész a saját karakterisztikájának megfelelően enged át áramot és esik rajta feszültség, a Kirchoff-törvények pedig minden csomópontra és hurokra teljesülnek.

Tekintsünk egy példát. Egy $U_0 = 1,2V$ -os telepet, egy $R = 240\Omega$ -os ellenállást és egy ismert karakterisztikájú diódát kapcsolunk sorba egymással, egy hurokban, az 1.12 ábra szerint.



1.12. ábra. Telep, ellenállás és dióda sorbakapcsolása. A munkapont grafikus megkeresése, a dióda karakterisztikájának és a telep és ellenállás együttes karakterisztikájának metszéspontja alapján

A telep áramot indít az ellenálláson, a feszültség egy része a diódán esik. Olyan áram fog stabilan folyni (minden eszközön ugyanakkora, a csomóponti törvény alapján), amikor a diódán és az ellenálláson eső feszültség összege épp a telepfeszültséget adja ki (a huroktörvény alapján). Érdekes a telep és az ellenállás egymással való sorbakötését egyetlen kétpólusként kezelni: ekkor az ellenálláson eső feszültség levonódik a telep feszültségéből, azaz az $I = (U_0 - U)/R$. Ez az egyenes a fenti ábrán is látható. Az U feszültség épp a diódán esik, azaz ugyanerre az (U, I) síkra felrajzolhatjuk a dióda karakterisztikáját is. A munkapont épp a két karakterisztika metszéspontja lesz, hiszen ez az egyetlen olyan pont, amikor mind a feszültségek, mind az áramok egyformák az eszközökön. Ez a fajta grafikus megoldás gyakori, és érdemes úgy elvégezni, hogy minél több karakterisztikát kiszámolunk az ismeretlenek számának csökkentése érdekében (adott esetben egybevetjük az ellenállást és a telepet), majd megkeressük az így adódó karakterisztikák metszéspontját (annyi dimenzióban, ahány ismeretlenünk van, itt szerencsésen csak kettőben).

Bonyolult áramkörök esetében lehetséges hogy nehéz a munkapont meghatározása, ezért gyakran használnak olyan tervezési eszközöket, amivel a feladat egyszerűsíthető

(ilyen pl. a SPICE). Ha az áramkör valamelyik két része például kondenzátorral van csak összekötve, akkor ezek munkapontjai egymástól függetlenek, hiszen a kondenzátoron nem folyik egyenáram.

1.4. Nemlineáris rendszerek kis perturbációk esetén

Fizikai alkalmazásokban a lineáris rendszerek kiemelten fontosak, mert hatékonyan számolható, jósolható a viselkedésük – legfontosabb példa a harmonikus oszcillátor. Ha egy rendszer lineáris, akkor a szuperpozíció elve teljesül: két adott megoldás összege, általános esetben ezek tetszőleges lineárkombinációja is helyes megoldás. A fentiekben láttuk hogy az elektronikus eszközök gyakran nem lineárisak: egy ideális telep feszültsége állandó akkor is ha duplájára növeljük a belőle kivett áramot. Időfüggetlen (egyenfeszültségű) nemlineáris rendszerek munkapontját a fentiek szerint számolhatjuk, tehát ez az eset is kezelhető.

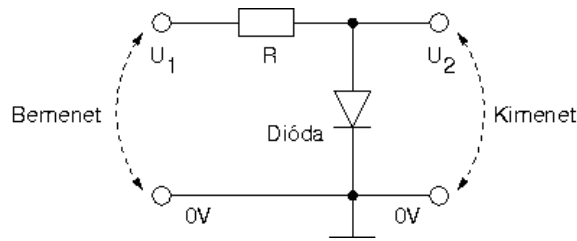
Ha egy rendszer nem lineáris és időfüggő – a gyakorlatban szinte minden rendszer ilyen – akkor viselkedése általános esetben nem jósolható. Sőt: előfordulhat, hogy a paraméterek bizonyos tartományában alapvetően más viselkedést mutat mint másutt: például kis telepfeszültségnél van egyensúlyi helyzete (munkapontjai), nagyobb feszültségnél pedig kontrollálatlanul oszcillál (begerjed). A nemlineáris rendszerekre jellemző, hogy kaotikus viselkedést mutathatnak: ez épp azt jelenti, hogy bár ismerhető egyenletek szerint fejlődik, mégis jósolhatatlan a rendszer jövőbeli állapota mert a paraméterekre túl érzékeny.

Mivel minden, számunkra érdekes elektronikus rendszer nem lineáris és időfüggő egyszerre, olyan tervezési elveket kell alkalmaznunk, amivel a kaotikus viselkedést elkerüljük. Az alapgondolat egyszerű: a rendszernek legyen egy egyensúlyi állapota (azaz adott munkapontokban legyen akkor, ha benne épp nincsenek feldolgozandó jelek), és a tervezést végezzük úgy hogy ezen *egyensúly körüli kis perturbációkra nézve legyen minél jobb közelítéssel lineáris*.

Azt hogy mikor tekinthető kicsinek egy perturbáció (kitérés vagy zavar), a rendszer részletei döntik el. Az elektronikus alkatrészek karakterisztikái általában sima, azaz sokszor differenciálható függvények. Egy karakterisztikát az egyensúly körüli kis jelekre tekinthetünk egyenesnek, és amíg ez jó közelítés (azaz a Taylor-sorfejtés magasabb rendjei elhanyagolhatók), a kis jelekre nézve valóban lineáris lehet a rendszer.

Tekintsünk egy példát: építsünk fel egy igen egyszerű elektronikai rendszert úgy, hogy sorbakötünk egy R ellenállást és egy diódát az 1.13 ábra szerint. A dióda egyik pólusát kössük zérus potenciálra, a másik, R ellenállással közös póluson megjelenő feszültséget pedig nevezzük „kimenő feszültségnek”. A rendszerbe „bemenő feszültséget” a zérus és az ellenállás nem diódához kapcsolódó pontja közötti feszültségként értelmezzük.

Anélkül hogy bármi előzetes ismeretünk lenne a diódáról, tudjuk, hogy karakterisztikája majd meghatározza a viselkedését. Tegyük fel, hogy ezt, azaz a feszültség-áram



1.13. ábra. Egy nem lineáris rendszer, bal oldalon az U_1 bemenő-, jobb oldalon az U_2 kimenő feszültséggel

kapcsolatot az f függvény adja meg, $U = f(I)$ szerint.

Ha a kimenet irányába (tételezzük fel!) nem folyik áram, akkor a bemenő U_1 és kimenő U_2 feszültség között a kapcsolat ezzel a két egyenlettel adódik: $U_1 = IR + U_2$, $U_2 = f(I)$ (itt U_2 és I az ismeretlenek). Az egyenletrendszer megoldható, időben konstans U_1 esetén U_2 és I adott értékű konstans, ez lesz tehát a munkapont.

Tekintsük most azt az esetet, ha (a konstans) U_1 -hez és U_2 -höz egy kis értékű jelet (perturbációt) adunk. Ezeket ΔU_1 -nek és ΔU_2 -nek jelölve:

$$U_1 + \Delta U_1 = (I + \Delta I)R + U_2 + \Delta U_2 \quad (1.8)$$

$$U_2 + \Delta U_2 = f(I + \Delta I) \quad (1.9)$$

ahol az áram változása ΔI . Ezeket a fenti 1.8 1.9 egyenletekből kivonva kapjuk:

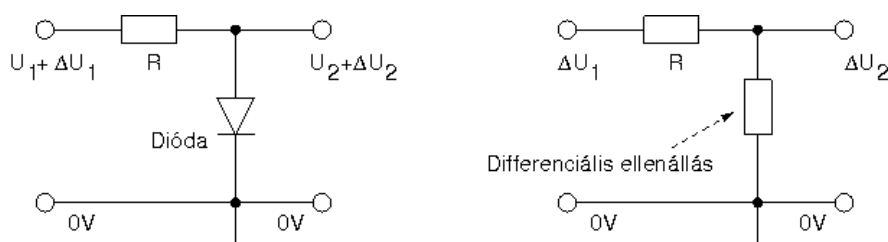
$$\Delta U_1 = \Delta IR + \Delta U_2 \quad (1.10)$$

$$\Delta U_2 = f(I + \Delta I) - f(I) \approx \frac{df}{dI} \Delta I \quad (1.11)$$

Az egyenletekben megjelenik az f függvény (a karakterisztika) deriváltja a munkapont helyén. A leegyszerűsödött egyenletet meg tudjuk már oldani:

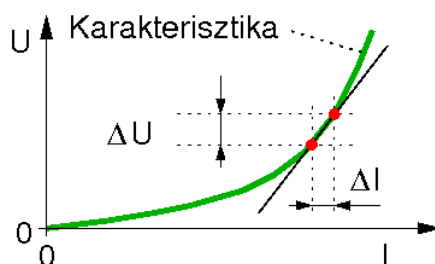
$$\Delta U_2 = \frac{\frac{df}{dI}}{\frac{df}{dI} + R} \Delta U_1 \quad (1.12)$$

Észrevehetünk két dolgot: egyik, hogy ΔU_2 arányos ΔU_1 -gyel, tehát valóban (a deriválttal való közelítés erejéig) valóban lineáris a kapcsolat a ki és bemenet között (pontosabban: a perturbáció ki és bemeneti értéke között). Másik, hogy a ΔU_2 -re kapott formula nagyon hasonlít a potenciométer formulára: mintha a diódát éppen egy $\frac{df}{dI}$ értékű ellenállással helyettesítettük volna. A 1.14 ábra szemlélteti a helyzetet.



1.14. ábra. Dióda helyettesítése ellenállással, kis perturbáló jelek esetén.

A fenti példa nagyon általános esetben is analóg módon teljesül: kis perturbációkra a munkapont körül úgy viselkedik a rendszer, hogy a karakterisztikák deriváltjaiból számolt ellenállásértéket elegendő figyelembe venni. Az $U(I)$ karakterisztika munkapont körüli $\frac{dU}{dI}$ deriváltját differenciális ellenállásnak nevezzük, melyet az 1.15 ábra szemléltet. (Ha a karakterisztika $I(U)$ függvényként adott, akkor a deriválási szabályok szerint a differenciális ellenállás éppen reciproka, azaz $1/(dI/dU)$, az adott munkapont körül számolva).



1.15. ábra. A differenciális ellenállás, azaz a kis ΔU feszültségváltozás és a kis ΔI áramváltozás aránya az $U(I)$ karakterisztika-függvény mentén a karakterisztika érintőjeként (deriváltjaként) adódik

Egy összetett, nem lineáris áramkört tehát úgy vizsgálhatunk, hogy egyenfeszültségű esetben meghatározzuk a munkapontot (van-e értelme és milyen áramoknál, feszültségeknél), majd ha van, akkor a nemlineáris elemeket a differenciális ellenállásukkal helyettesítünk. Az időfüggő jelekre való válasz az áramkör valódi ellenállásai, kondenzátorai, tekercsei, illetve differenciális ellenállásai által alkotott, lineáris hálózat kiszámolásával adódik. A hangsúly azon van, hogy ez utóbbi már *lineáris*: az 1.5 alfejezet ilyen áramkörök kiszámolását (és kiszámolhatóságát!) tárgyalja.

Az eljárás természetesen csak kicsi változásokra használható: ilyen pl. egy erősítő torzításmentes (túlvezérlés nélküli) viselkedése. Az adott munkapontban működő erősítő kicsi jelekre való viselkedését a fentiek alapján meghatározhatjuk, de ez a közelítés már nem lesz érvényes akkor, amikor az erősítőt túlvezéreljük (pl. túl nagy szinuszos jelet

vezetünk a bemenetre, és a kimeneten megjelenő jel torzul, mivel nem lehet nagyobb a tápfeszültségnél).

1.5. Lineáris áramkörök

A lineáris rendszerek, azaz a lineáris differenciálegyenletek által leírt, a valóságot többé-kevésbé jól leíró modellek kiemelten fontos szereppel bírnak a fizika tudományában. Két fontos tulajdonságuk miatt van ez így. Egyik, hogy szinte ez az egyetlen olyan egyenletrendszer-típus, amire igen hatékony analitikus megoldási módszerek léteznek. Másik ok, hogy a természetben ténylegesen is nagyon sokszor előfordulnak jó közelítéssel lineáris rendszerek, tehát valóban van értelme foglalkozni velük. A harmonikus oszcillátor (pl. a rugóra függesztett tömeg), amelynek épp a linearitás ad létjogosultságot, lépten-nyomon előfordul a klasszikus fizikai problémáktól a kvantummechanikai számolásokig, az anyagfizikától a részecskefizikáig. Ha a modell nem lineáris, akkor – kevés, de épp ezért igen érdekes kivételtől eltekintve – igyekszünk lineáris módon közelíteni, az ettől való (jó esetben) kis eltérést pedig perturbációnak tekinteni. Az elektronikai rendszerek két nagy csoportját különböztetjük meg: egyik ahol a lehető legpontosabban igyekszünk a linearitás feltételeit teljesíteni (akár csak kis jelekre is, l. az 1.4 fejezet gondolatmenetét), másik ahol a linearitástól a lehető legmesszebb megyünk, hogy újra stabil viselkedést kapjunk: ezek a véges állapottal rendelkező digitális rendszerek. Jelen fejezetben az összetett lineáris rendszerek viselkedését mutatjuk be.

1.5.1. Lineáris áramkörök elemei

A lineáris rendszerek azok, melyekre teljesül a szuperpozíció elve: két tetszőleges megoldás lineáris kombinációja is megoldás. Más módon fogalmazva: két tetszőleges megoldás összege is megoldás, és egy bármely megoldást egy számmal szorozva is megoldást kapunk. Elektronikus rendszereknél megoldás alatt azt értjük, hogy teljesülnek a Kirchhoff-törvények, illetve minden alkatrészen megjelenő feszültség és átfolyó áram az alkatrész karakterisztikájának felel meg.

Szerencsés módon a Kirchhoff-törvények lineárisak (akárcsak a Maxwell-egyenletek, melyekből következnek), tehát a linearitás feltétele, hogy lineáris karakterisztikájú elektronikus alkatrészeket használhatunk csak (kivétel nélkül minden alkatrészre teljesülnie kell ennek). Egyenfeszültségű esetben az ellenállás jöhetne szóba, ami nem vezetne különösebben izgalmas rendszerekhez. A matematikai műveletek közül a deriválás és az integrálás lineáris (gondoljunk függvények összegének vagy számszorosának deriválási és integrálási szabályaira): a deriválást és integrálást tartalmazó lineáris áram-feszültség összefüggésekkel bíró alkatrészeket tehát felhasználhatjuk.

A lineáris áramkörök alkatrészei ennek megfelelően előfordultak már a fentiekben: az ellenállás, a kondenzátor és az induktivitás. Ezen kétpólusok $I(t)$ árama és a pólusok

között megjelenő $U(t)$ feszültség szabályai ezek voltak (a t az időfüggésre utal):

$$U(t) = RI(t) \quad (1.13)$$

$$I(t) = C \frac{dU(t)}{dt} \quad (1.14)$$

$$U(t) = L \frac{dI(t)}{dt} \quad (1.15)$$

Az R értékű ellenállás, C kapacitású kondenzátor és L értékű induktivitás esetén a feszültség és az áram között fennálló lineáris függvénykapcsolatok minden időpillanatban teljesülnek. Ez azt is jelenti hogy lineáris differenciálegyenletekkel kell dolgoznunk, hiszen éppen az időfüggés az ami érdekel minket. Fontos egyszerűsítési lehetőséget ad majd, hogy a linearitás miatt elegendő arányokat vizsgálni, például az áramok és feszültségek arányát (ami az ellenállás analógiája lesz).

Lineáris rendszerek vizsgálata szempontjából az időfüggő jelek egy speciális típusa kiemelkedő fontossággal bír, ezek az időben szinuszos- és koszinuszos jelek:

$$U(t) = U_0 \sin(2\pi ft + \phi) = U_0 \sin(\omega t + \phi) \quad (1.16)$$

itt U_0 az amplitúdó nagysága, f a frekvencia (a T periódusidő reciproka), $\omega = 2\pi f$ pedig a körfrekvencia. A fizikus konvenciót követve ez utóbbi formát használjuk, sok-sok π -faktor megspórolására.

A koszinuszos és szinuszos jelek használatára a Fourier-sorokra és a Fourier-transzformációra vonatkozó tételek adnak alapot. Ez utóbbi alapján bármilyen (gyakorlati szempontból előforduló) időfüggő jel egyértelműen felbontható adott amplitúdójú szinuszos és koszinuszos (azaz harmonikus) jelek súlyozott összegére. Lineáris rendszerekben a szuperpozíció elve teljesül, tehát elegendő csak a szinuszos – koszinuszos jelekkel foglalkozni!

Lineáris rendszereket (adott esetben áramköröket) tehát három lépésben egyértelműen lehet vizsgálni, és a megoldásokat megtalálni:

1. A Fourier-transzformációra vonatkozó tételek szerint az időfüggő jeleket egyértelműen felbontjuk különböző frekvenciájú és amplitúdójú koszinuszos-szinuszos jelekre, és a kapcsolódó súlyokra.
2. A koszinuszos és szinuszos jelekre kiszámolunk mindent amire kíváncsiak vagyunk, meghatározzuk azok amplitúdó és fázisváltozásait.
3. A ténylegesen létrejövő jeleket (időfüggő feszültségek, áramok) mint a megoldásként adódó, különböző amplitúdójú koszinuszos-szinuszos jeleknek az eredeti ((1) szerinti) súlyokkal szuperponált értékeivel állítjuk elő.

Az (1) és (3) lépések matematikai problémák, melyeknek analitikus vagy numerikus megoldására ismert módszerek vannak (hivatkozás!!!!), jelen jegyzet keretein belül csak néhány példát mutatunk majd be. Ezúttal a (2) lépés, azaz az elektronikai rendszer elemzésének a lényegi része érdekel minket, és ilyen szempontból folytatjuk a gondolatmenetet.

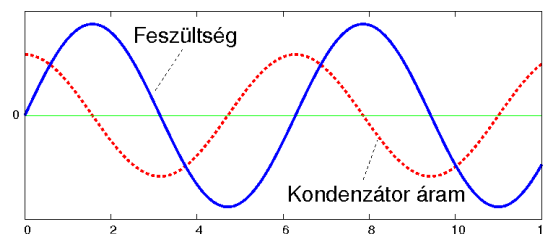
1.5.2. Az alapvető lineáris alkatrészek áram- és feszültségviszonyai állandósult jelekre

Az ellenállás esetében az áram minden időpillanatban szigorúan arányos az árammal az Ohm-törvény szerint. Kondenzátor esetében az áram és feszültség között egy időbeli deriválás teremt kapcsolatot, tehát állandósult esetben, ha a feszültség a fentiek szerint szinuszos, akkor az áram koszinuszos:

$$I(t) = C \frac{d}{dt} U(t) = C \frac{d}{dt} U_0 \sin(\omega t) = C\omega U_0 \cos(\omega t) = I_0 \cos(\omega t) \quad (1.17)$$

Az áram I_0 amplitúdója tehát $C\omega U_0$ -ként adódik. Valóban lineáris a kapcsolat az áram és a feszültség amplitúdója között, de fontos megjegyezni két dolgot: egyik hogy a lineáris kapcsolat nem igaz minden időpillanatban, másik, hogy az arány frekvenciafüggő (és ebben fog megnyilvánulni a kondenzátor áramkörbeli szerepe).

Az áram és a feszültség közötti kapcsolatot grafikusan ábrázolva látható hogy a két harmonikus jel 90 fokkal el van tolva egymáshoz képest, frekvenciájuk szigorúan azonos.



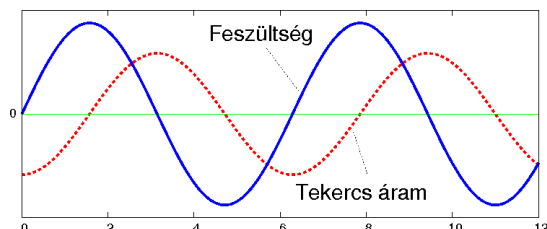
1.16. ábra. Kondenzátoron megjelenő áram és feszültség időbeli viszonyai

Az áram maximuma előbb van mint a feszültségé (hiszen az áram az ami feltölti a kondenzátort), szokás azt mondani hogy az áram „siet” a feszültséghez képest.

Induktivitás esetén a deriválás helye más, ezért az áram-feszültség összefüggés így alakul:

$$U(t) = L \frac{d}{dt} I(t) = L \frac{d}{dt} (-I_0 \cos(\omega t)) = L\omega I_0 \sin(\omega t) = U_0 \sin(\omega t) \quad (1.18)$$

azaz a kondenzátorhoz hasonló szinuszos feszültség esetén az áram mínusz koszinusz jellegű, mondhatni „késik”. Az időbeli viszonyokat az alábbi ábra mutatja, feltéve ismét hogy egy végtelen ideje tartó jel kis tartományára tekintünk rá.



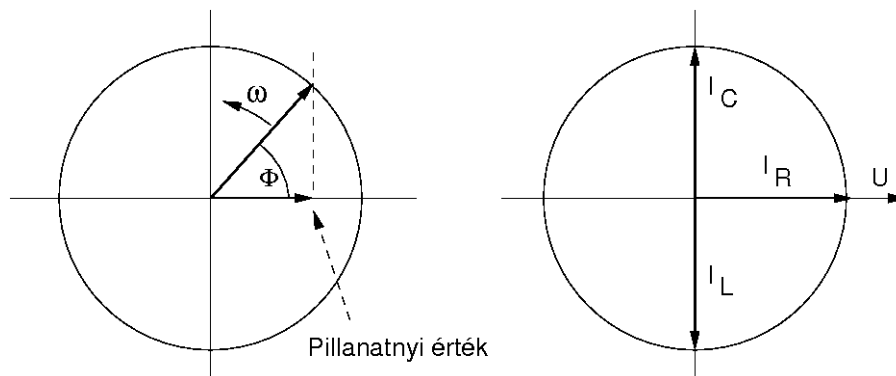
1.17. ábra. Induktivitáson (tekercsen) megjelenő áram és feszültség időbeli viszonyai

Színusz- és koszinusz (harmonikus) függvényekkel, melyek a deriválások során megjelennek, azért nehézkesek a számolások, mert ha ilyenekkel műveleteket végzünk, akkor a megfelelő komponenseket összegszabályokkal kell kibogarászni, a színusz- és koszinusz függvények keverednek egymás között. Több elegáns módszer is kialakult arra hogy miképp lehet egyszerűsíteni ezeket a számolásokat, kettő ilyet bemutatunk az alábbiakban. Egyik a mérnöki technológiában igen elterjedt, forgó vektorokkal való reprezentáció. A másik a fizikusokhoz igen közelálló komplex számokkal való számolás. Rámutatunk arra, hogy a kettő teljesen analóg egymással, az utóbbi viszont olyan sok egyéb helyen előkerül (elektrodinamika, hullámtan, kvantummechanika, anyagfizika), hogy fizikusok számára érdemes megismerni ezt az - esetenként kifejezetten egyszerűbb - leírást.

Egy $U(t) = U_0 \cos(\omega t + \phi)$ alakú függvény tekinthető úgy, mint egy U_0 hosszúságú ω körfrekvenciával körbeforgó vektor vízszintes vetülete az alábbi ábra szerint. A megfelelően választható ϕ fázisszög miatt ebben a szinuszos jelek is benne vannak természetesen. Mivel a rendszerben minden harmonikus jelre ugyanaz lesz a frekvencia, a forgást ki-transzformálhatjuk (formálisan „forgó koordinátarendszerbe ülhetünk”), és mondhatjuk, hogy egy referenciaként választott jel legyen éppen koszinuszos, a többit pedig ehhez mérjük. Ellenállás, kondenzátor és induktivitás esetén az áram-vektorok egymáshoz képest az alábbi ábra jobb oldalának megfelelően néznek ki, ha a feszültséget választjuk referenciának. A 90 fokok szög a feszültség és az áram között épp a színusz-koszinusz közti deriválási viszonyt reprezentálja.

Ha a feszültség vagy áram igazi, adott időpillanatbeli értékére vagyunk kíváncsiak, akkor az egész vektor-rendszert meg kell forgatnunk természetesen. Erre praktikusan sincs szükség, hiszen fizikai szempontból az amplitúdó és a relatív fázis egyértelműen megmondja a feszültségviszonyokat.

A komplex számok a fenti, két dimenziós vektorok nagyon elegáns leírását teszik lehetővé. Kiindulva az $e^{ix} = \cos x + i \sin x$ Euler-képletből, ahol a valós rész épp $\cos x$, felírhatjuk az általános alakú harmonikus jelet: $\text{Re}(U_0 e^{i\omega t + i\phi}) = U_0 \cos(\omega t + \phi)$. Az ötlet



1.18. ábra. Forgó vektor vízszintes vetületével reprezentált harmonikus jel. Ellenállás, kondenzátor és induktivitás árama koszinuszos jellegű feszültség esetén (beülve a vektorokkal együtt forgó rendszerbe)

tehát a következő: a (valós értékű) feszültség- vagy áramértéket egy $U_0 e^{i\omega t + i\phi}$ mennyiséggel reprezentálunk, ahol a valós rész a fizikai mennyiség, az imaginárius rész pedig csak egy számolási segéd. Ha bármilyen egyenletet felírunk, akkor a valós rész képzését mindkét oldalra „odaképzeld”, és mivel két komplex szám akkor egyenlő ha a valós és imaginárius részek is egyenlők, a valós (fizikai) mennyiségek egyenlősége is garantált (az hogy az imaginárius részek épp egyenlők, itt érdekes, de irreleváns tény).

Az exponencializált alak igen kellemes számolási tulajdonságokkal rendelkezik. A kitevőben lévő összeg az exponencializálás szabálya szerint (melyek érvényesek komplex számok esetére is!) felírható mint egy szorzat tagjai:

$$U(t) = U_0 e^{i\omega t + i\phi} = U_0 e^{i\phi} e^{i\omega t} = U e^{i\omega t} \quad (1.19)$$

ahol bevezethetjük az $U_0 e^{i\phi}$ komplex amplitúdót. A komplex amplitúdó tartalmazza a fizikai amplitúdó értékét (U abszolút értéke épp U_0), de tartalmazza a fázist is mint információt az időbeli viszonyokról. A deriválás és integrálás szintén az exponenciális függvényekre vonatkozó szabályok miatt válik egyszerűvé: az idő szerinti deriválás egy $i\omega$ szorzót jelent, az idő szerinti integrálás pedig egy $1/i\omega$ osztást jelent, hiszen a szorzatnak csak egyetlen tagja tartalmaz időfüggést.

A fentiekben látott, kondenzátor esetén megvalósuló áram- és feszültség közötti kapcsolat komplex felírása így alakul:

$$I(t) = C \frac{d}{dt} U(t) = C \frac{d}{dt} U e^{i\omega t} = C i\omega U e^{i\omega t} = I e^{i\omega t} \quad (1.20)$$

Ebben a felírásban az U komplex feszültségamplitúdó és az I komplex áram-amplitúdó közötti kapcsolat tehát: $U/I = 1/(iC\omega)$ hiszen az $e^{i\omega t}$ faktor mindkét oldalról kiosztható. Ez az utóbbi osztás éppen annak analógiája, mikor a forgó vektoros módszer esetén

beülünk egy vektorokkal együtt forgó rendszerbe. A vektorokkal szemléltetett leírás épp a komplex síkon a megfelelő, komplex számokat leíró két dimenziós vektorokat adja. Fontos megjegyezni, hogy az áram- és feszültség amplitúdó-arány frekvenciafüggő.

A linearitás feltételezése azt jelenti, hogy ha a feszültség duplájára növekszik, akkor az áram is kétszeresére nő, arányuk tehát konstans (de függ a rendszer paramétereitől és a frekvenciától is, ahogy épp láttuk). Ez az arány emlékeztet az Ohm-törvényből következő arányosságra, emiatt az U/I komplex amplitúdó-hányadost „*váltakozó feszültségű ellenállásnak*” vagy szokásosan *impedanciának* nevezzük és Z -vel jelöljük. Egy R értékű ellenállás impedanciája természetesen éppen $Z_R = R$ (valós számnak adódik), egy kondenzátoré a fentiek szerint $Z_C = 1/(iC\omega)$, egy induktivitásé (a bizonyítás a feladatok között is szerepel) $Z_L = iL\omega$. Összetett áramkörök impedanciáit az alábbiakban kiszámoljuk.

A komplex impedancia bevezetése azért teszi rendkívül hatékonyvá a lineáris elektronikai rendszerek számolását, mert a (Kirchoff-törvények teljesülése miatt) a soros- és párhuzamos kapcsolási képletek igazak rájuk, azaz úgy számolhatunk velük mintha „igazi” ellenállások volnának. Figyelni kell viszont hogy ezek komplex számok, amelyek szorzási-osztási szabályait (melyeket az Appendixben ????? felelevenítettünk) követnünk kell. A komplex számok elektromérnöki alkalmazása is igen kiterjedt, egyetlen konvencióbeli eltéréssel: mivel az i mennyiséget változó áram jelölésére is használják, az imaginárius egységet j -vel jelölik. Jelen jegyzetben tartózkodunk ettől, tehát az áram mindig nagybetűs I lesz, a képzetes egység pedig, fizikus jelölés szerint, kisbetűs i .

A harmonikus váltakozó feszültségű jeleket az amplitúdó nagysága meghatározza, ha az időbeli viszonyokra nem vagyunk kíváncsiak. A gyakorlatban mégsem ezt szokás megadni, hanem az úgynevezett *effektív értéket*, melynek definíciója, hogy olyan egyenfeszültségű tápegység feszültsége, ami egy R ellenálláson épp akkora átlagteljesítményt ad le, mint a kérdéses szinuszos feszültség. A hálózati 230V-os feszültség tehát nem 230V-os amplitúdójú, hanem pont annyira melegít átlagosan egy villanyrezsót, mint tenné ezt egy 230V-os egyenfeszültségű akkumulátor.

Az effektív érték és az amplitúdó kapcsolatát egyszerűen megkaphatjuk, a teljesítmény időbeli átlagából számolva. Ha $P(t)$ a pillanatnyi teljesítmény, akkor:

$$P(t) = U(t)I(t) = \frac{U^2(t)}{R} = \frac{U_0^2}{R} \sin^2(\omega t) = \frac{U_0^2}{R} \frac{(1 - \cos(2\omega t))}{2} \quad (1.21)$$

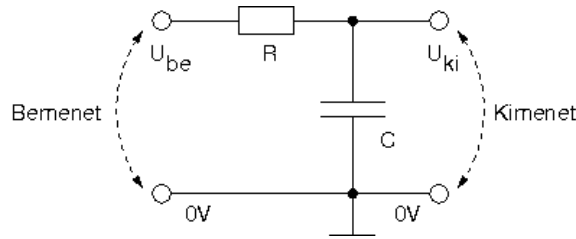
Az effektív érték definíciója ez volt:

$$P_{\text{átlag}} = \frac{1}{2} \frac{U_0^2}{R} = \frac{U_{\text{eff}}^2}{R} \quad (1.22)$$

tehát $U_{\text{eff}} = U_0/\sqrt{2}$ azaz az effektív érték szinuszos-koszinuszos jel esetén az amplitúdó $1/\sqrt{2}$ -ed része. A hálózati feszültség amplitúdója például 325V. Nem harmonikus jelek esetén is értelmezhető az effektív érték, de ekkor természetesen nem a fenti váltószám adja az effektív érték és az amplitúdó között a kapcsolatot.

1.5.3. Egyszerű szűrőáramkörök

Az alábbiakban néhány egyszerű lineáris kapcsolást vizsgálunk meg, amelyek fontos gyakorlati szerepet töltenek be, és megvizsgáljuk bennük az áram- és feszültségviszonyokat. Olyan elrendezéseket tekintünk, amelynek van egy „bementi” oldala, amire külső harmonikus feszültséget adunk, és megnézzük, hogy a „kimeneten” (az áramkör tetszőlegesen (de logikusan) választott pontjában mekkora feszültség mérhető (emlékeztetőképpen, egy adott pont feszültségét mindig úgy értelmezzük, mint a választott referencia zéruspont-hoz képesti feszültség, amit az áramkörön mindig jelölni kell). Tekintsük a következő kapcsolást, amely egy ellenállás és egy kondenzátor soros kapcsolásából nyerhető, és az „egyszerű aluláteresztő” vagy „kváziintegráló” áramkör nevet viseli.



1.19. ábra. Az egyszerű aluláteresztő RC szűrő kapcsolása

A kimenő és bemenő feszültség amplitúdóinak arányát és relatív fázisát először közvetlenül valós mennyiségekkel számolva határozzuk meg, majd ugyanezt a számolást elvégezzük komplex mennyiségekkel.

Tételezzük fel hogy a kimeneten nem folyik áram, tehát a kondenzátor és az ellenállás $I(t)$ árama ugyanakkora (minden pillanatban). A kondenzátor feszültsége, ami éppen a kimenő feszültség, legyen $U_C(t) = U_{ki} \cos(\omega t)$. Az ellenálláson $RI(t)$ feszültség esik, a bemenő feszültség tehát $RI(t) + UC(t)$. Utóbbit az árammal való kapcsolata alapján határozzuk meg:

$$I(t) = C \frac{d}{dt} U(t) = C \frac{d}{dt} (U_{ki} \cos(\omega t)) = -\omega C U_{ki} \sin(\omega t) \quad (1.23)$$

A bemenő feszültség tehát:

$$U_{be}(t) = I(t)R + U_{ki} \cos(\omega t) = -R\omega C U_{ki} \sin(\omega t) + U_{ki} \cos(\omega t) \quad (1.24)$$

Az utóbbi két tagot összevonva egy olyan harmonikus jelet kapunk, ami egy ϕ fázissal el van tolva:

$$-R\omega C U_{ki} \sin(\omega t) + U_{ki} \cos(\omega t) = U_{ki} \sqrt{1 + (RC\omega)^2} \cos(\omega t + \phi) \quad (1.25)$$

A ki- és bemenő jelek amplitúdó-aránya tehát:

$$\frac{U_{ki}}{U_{be}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (RC\omega)^2}} \quad (1.26)$$

Itt is teljesül a lineáris rendszerek azon alapulajdonsága, hogy a feszültségek egymással arányosak, tehát elegendő a ki- és bemenő feszültség hányadosát meghatározni.

A fenti számolást komplex írásmódban is elvégezhetjük. Legyen $U_{be}(t) = U_{be}e^{i\omega t}$ és $U_{ki}(t) = U_{ki}e^{i\omega t}$ szokásos módon, ahol most már komplex amplitúdókkal dolgozunk. A kimenő (kondenzátoron eső) feszültség és az áram kapcsolata

$$I(t) = C \frac{d}{dt} U_C(t) = C \frac{d}{dt} (U_{ki}e^{i\omega t}) = i\omega C U_{ki}e^{i\omega t} \quad (1.27)$$

A bemenő feszültség pedig (az ellenálláson és kondenzátoron eső feszültségek összege):

$$U_{be}(t) = U_R(t) + U_C(t) = I(t)R + U_{ki}e^{i\omega t} = (i\omega CR U_{ki} + U_{ki})e^{i\omega t} \quad (1.28)$$

A kettő aránya ebből (az időfüggő tag ismét kiesik):

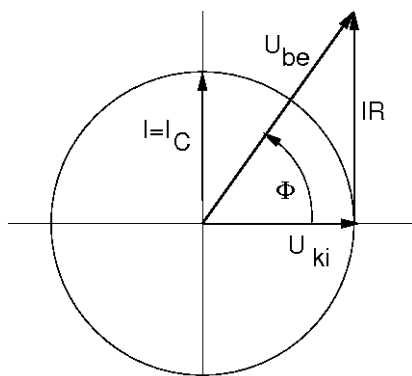
$$\frac{U_{ki}}{U_{be}} = \frac{1}{1 + i\omega RC} \quad (1.29)$$

illetve

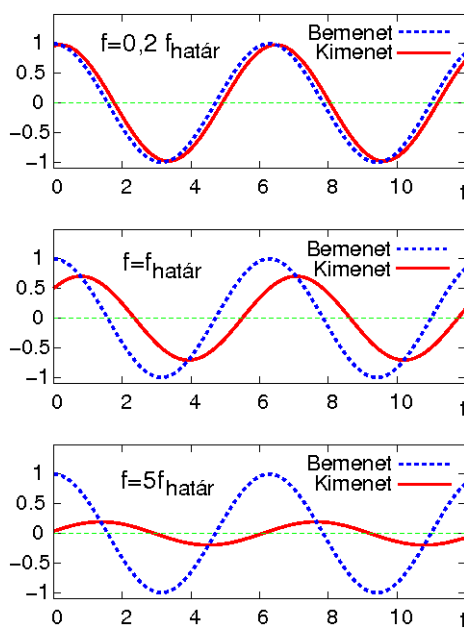
$$\left| \frac{U_{ki}}{U_{be}} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (RC\omega)^2}} \quad (1.30)$$

Látható hogy a két számolási mód ekvivalens, a komplex esetben viszont közvetlenül, egyetlen osztással megkaptuk a helyes eredményt. A négyzetgyökös tag azért jelenik meg az abszolút értékek (valós amplitúdók) arányában, mert a kondenzátoron és az ellenálláson eső feszültségek között 90 fokos fáziskülönbség van. Grafikusan, vektorokkal szemlélteve az alábbi ábrán láthatók a fázis- és feszültségviszonyok, egy adott frekvencián.

A kapcsolás kimeneti feszültsége, mind amplitúdót mind fázisszöget tekintve függ a frekvenciától. Nevezzük az $\omega_h = 1/(RC)$ mennyiséget határfrekvenciának, észrevéve, hogy az RC szorzat az egyetlen idő dimenziójú mennyiség a rendszerben. Az alábbi ábra egy egységnyi amplitúdójú, zérus fázisú (azaz koszinuszos) bemenő jel esetén mutatja a kimenőjel alakját, az f_h határfrekvenciánál illetve alatta és felette egy ötös faktorial. Jól látható, hogy kis frekvencián a kimenőjel közel ugyanolyan mint a bemenet ($U_{ki}/U_{be} \approx 1$), nagy frekvencián ezzel szemben a kimenet jelentősen lecsökken ($U_{ki}/U_{be} \approx \omega_h/\omega$). A határfrekvencia egy köztes helyzetet jelent, ahol éppen a bemenetnek $1/\sqrt{2}$ -ed részére csökken a kimenet amplitúdója - vegyük észre, hogy az kimenő jel teljesítménye ebben a pontban a fele a bemenő jelének!



1.20. ábra. Egyszerű aluláteresztő szűrő feszültség- és áramviszonyai, forgó vektorokkal szemléltetve. Az áram irányát tekintjük referenciának, ϕ a ki- és bemenő feszültségek közötti fázisszög

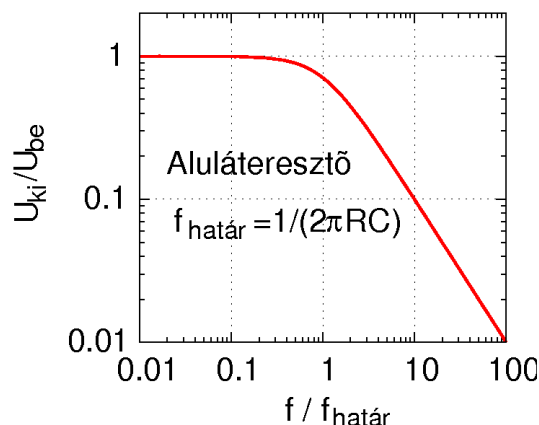


1.21. ábra. Adott bemenőjel esetén a kimenőjel alakja egyszerű RC aluláteresztő kapcsolás esetén. Felül $\omega = \omega_h/5$, középen $\omega = \omega_h = 1/(RC)$, alul $\omega = 5\omega_h$ frekvencián

Ha nem körfrekvenciával, hanem a valódi frekvenciával számolunk, akkor a határfrekvencia értéke: $f_h = 1/(2\pi RC) = \omega_h/(2\pi)$

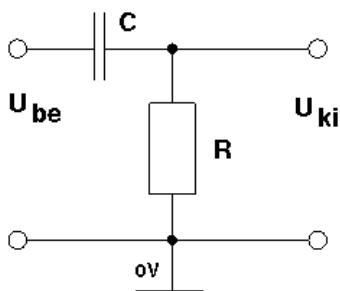
A ki- és bemenő amplitúdó nagyságának arányát ábrázolhatjuk a frekvencia függvényében. Az ábrázolásnál figyelembe kell venni, hogy mind az arányt, mind a fekvén-

ciatartományt több nagyságrenden keresztül szeretnénk megismerni általában: emiatt *kétszer logaritmikus ábrázolást szokás használni*. Ez az 1.22 ábrán látható módon alakul.



1.22. ábra. A ki- és bemenő feszültségek aránya a frekvencia függvényében, az egyszerű aluláteresztő RC szűrő esetén. Alacsony frekvenciákon az arány 1 körül van, nagyobb frekvenciákra $1/\omega$ függvény szerint csökken. A kettő között a trendforduló épp a határfrekvenciánál, azaz $f_h = 1/(2\pi RC)$ értéknél van, ahol a ki- és bemeneti amplitúdók aránya $1/\sqrt{2}$

A feluláteresztő RC kapcsolás hasonlít az aluláteresztőhöz, de itt az R és C alkatrészek fel vannak cserélve, a 1.23 ábra szerint.



1.23. ábra. Az egyszerű feluláteresztő RC szűrő kapcsolása

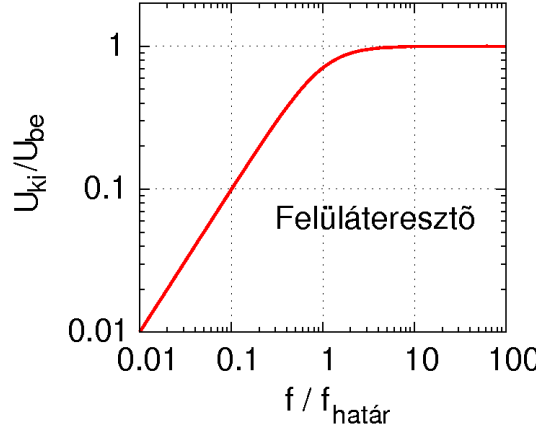
A komplex számokkal való számolási módszerrel gyorsan megadhatjuk a ki- és bemenő feszültségek arányát (ez a feladatok között is szerepel):

$$\frac{U_{ki}}{U_{be}} = \frac{i\omega RC}{1 + i\omega RC} \quad (1.31)$$

Az amplitúdók aránya pedig (ez valóban számolva is egyszerűen adódik):

$$\left| \frac{U_{ki}}{U_{be}} \right| = \frac{\omega RC}{\sqrt{1 + (RC\omega)^2}} \quad (1.32)$$

Ha a ki- és bemenő feszültség arányát ábrázoljuk, látható, hogy épp az aluláteresztőnek a „fordítottja”, azaz nagy frekvencián egységnyi, kis frekvenciákon pedig csökken, ω -val (vagy f -fel) arányosan.



1.24. ábra. Ki- és bemenő feszültség amplitúdójának aránya a felüláteresztő RC kapcsolás esetén

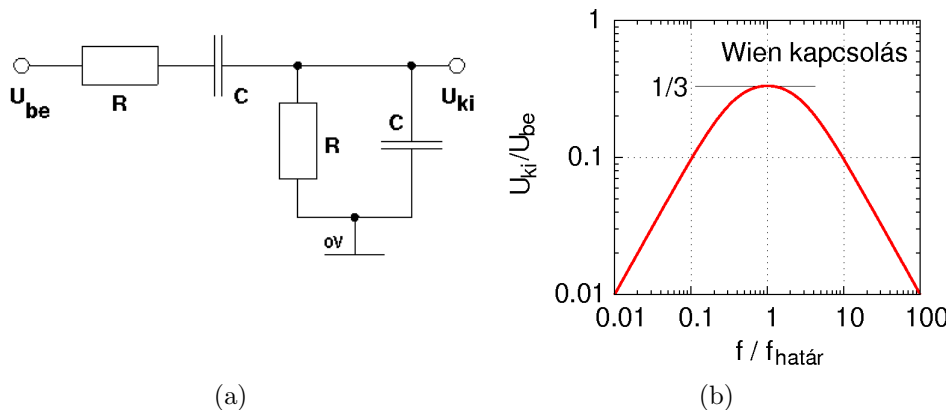
A határfrekvencia itt is $f_h = 1/(2\pi RC)$ -nek adódik, és itt is teljesül hogy a trendfordulót jelentő határfrekvencián a jelek aránya $1/\sqrt{2}$. Ezeket az eredményeket úgy is megkaphatjuk, ha észrevevesszük, hogy a 1.23 és a 1.19 kapcsolás igazából ugyanaz az RC kapcsolás, csak egyik esetben az R , a másik esetben a C alkatelemen nézzük a jelet. A kettő összege nyilvánvalóan a bemenő jelet adja, azaz az egyiket megkaphatjuk, ha bemenő jeltől levonjuk a másikat.

Az alul- és felüláteresztő kapcsolás egy érdekes kombinációja a Wien-kapcsolás. Itt két egyforma C kapacitású kondenzátort és két egyforma R ellenállást kapcsolunk össze az alábbi ábra szerint.

Bár bonyolultnak tűnik, a számolás nem nehéz, mert kihasználhatjuk a kondenzátorok és ellenállások egyenlőségét (amire általános esetben természetesen nem lenne szükség). A ki- és bemenő komplex amplitúdók arányára a következő adódik (ennek, azaz a 1.33 kifejezésnek az ellenőrzése tanulságos számolási feladat):

$$\frac{U_{ki}}{U_{be}} = \frac{1}{3 + (i\omega RC) + 1/(i\omega RC)} \quad (1.33)$$

A fenti ábrán látható a ki- és bemenő feszültség amplitúdóinak aránya is, amire jellemző, hogy mind alacsony, mind magas frekvenciákon csökken. Az arány maximuma $1/3$ -nak adódik, éppen a határfrekvencia $f_h = 1/(2\pi RC)$ értékénél.



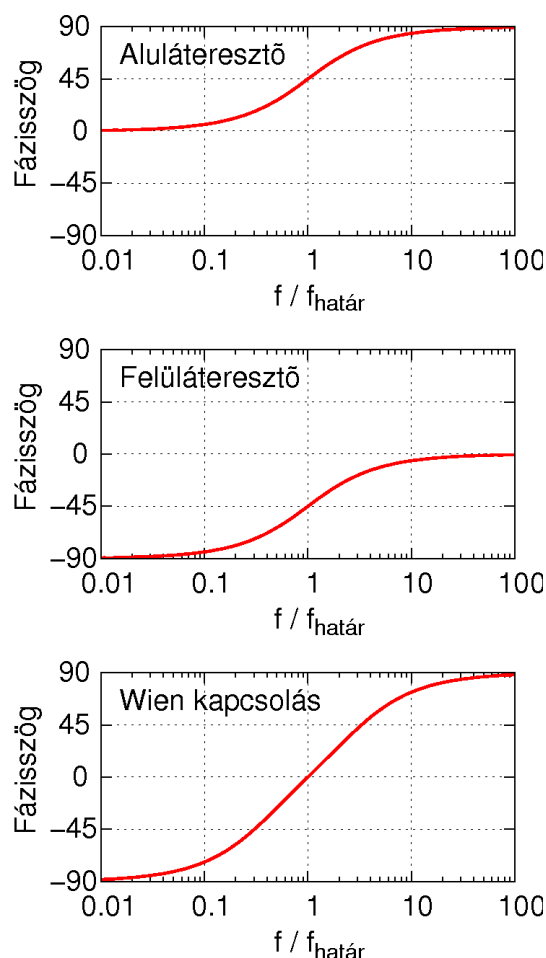
1.25. ábra. Wien-kapcsolás: egy alul- és egy felüláteresztő kombinációja (balra), valamint ennek ki- és bemenő feszültségének aránya a frekvencia függvényében (jobbra)

A ki- és bemenő amplitúdók aránya talán leglényegesebb, de nem egyetlen mennyiség ami az alul- és felüláteresztő szűrőkapcsolásokra jellemző. A be- és kimenet között az egyforma frekvenciájú harmonikus jelek amplitúdóváltozása mellett eltérés lesz a fázisban is (l. $\sin - \cos$ cserék), azaz a jelek között egy fázisszög eltérés jelenik meg. Ennek meghatározása (ϕ szög a fentiekben, ami általában függ ω -tól, azaz $\phi(\omega)$), valós számolási módban a szögfüggvények összeadási képletei alapján adódik. Komplex módszernél ezt a komplex amplitúdó-arány argumentuma adja (ennek tangense a képzetes és valós részek aránya). A fentiekben tárgyalt esetekre (alul- és felüláteresztő szűrők, illetve Wien-kapcsolás) a fázisszög az alábbi ábrán látható.

Látható, hogy a fázisszög éppen a határfrekvencia környékén változik gyorsan. Alul- és felüláteresztőnél a fázisszög zérus ott ahol a ki- és bemenő amplitúdó-arány 1 körüli, és 90 (vagy -90) fok azokon a frekvenciatartományokon ahol a kimenet lecsökken. A Wien-kapcsolás érdekes átmenet: itt a határfrekvenciánál éppen zérus a fázisszög, alatta-felette ± 90 fokot közelít.

1.5.4. A lineáris hálózatok általános jellemzői

A fenti egyszerű három példa jól motivál általános jellegű összefüggéseket és fogalmakat is. A ki- és bemenő amplitúdó nagyságának arányát *átvitelnek* nevezzük, ennek frekvenciafüggését pedig *átviteli- vagy transzfer karakterisztikának*. A karakterisztika kifejezést már alkalmaztuk nemlineáris de egyenfeszültségű esetben, ezzel szemben itt mint átviteli karakterisztika összetétel jelenik meg, és lineáris rendszerek frekvenciafüggő leírására használjuk. Az amplitúdó átviteli karakterisztika mellett fontos információt tartalmaz a



1.26. ábra. Ki- és bemenő feszültségek közötti ϕ fázisszög a frekvencia függvényében az egyszerű alul- illetve felüláteresztő esetben, illetve a Wien-kapcsolásnál

fáziskarakterisztika is: a kettőt együtt teljesen leírja a komplex átvitelt.

Az átvitel értékének logaritmikus megadására elterjedt a *decibel* (dB) egység használata. Ez mindig egy *arányszám logaritmus*a, definíciója az átvitel esetén (ami éppen egy arány)

$$20 \log_{10}(U_{ki}/U_{be}) \quad (1.34)$$

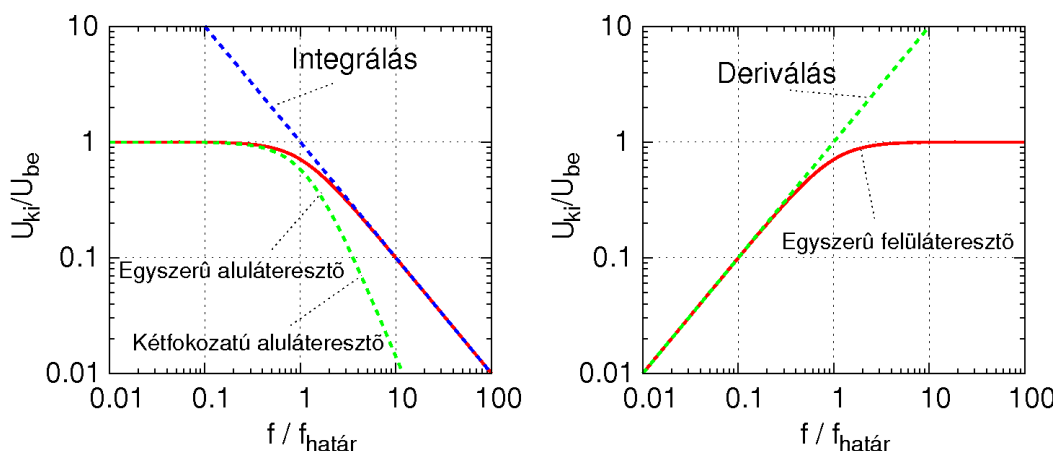
Az elnevezés Alexander Graham Bell nevét őrzi, de csak a fenti formában használatos (ráadásul a helyesírása is csupa kisbetűvel és egy l-lel terjedt el). A decibel skála értéke akkor zérus, ha az arány 1, és a fenti esetben látott átviteli függvényekre mindenhol negatív. A decibel skálát nagyon sok helyen alkalmazzák az elektromérnöki technológián kívül: a biológiai rendszerek érzékenységének leírására (különös tekintettel az érzékszervekre) jellemzően logaritmikus skála a természetes. Például hangerőben egy „kettes fak-

tor” teljesítményváltozást mindig közel ugyanakkorának érzünk, hasonló módon ahogy „kettes faktor” a fényerősségváltozás esetén is ilyen. $20dB$ tízes faktornak felel meg amplitúdóban, $6dB$ éppen kettes faktornak, a $-3dB$ pedig $1/\sqrt{2}$ -nek – ez utóbbi tény többször előfordul még a továbbiakban, mert ezt szokás egy átviteli karakterisztika jellemzésére használni. Megjegyezzük, hogy a bel egység a ki- és bemenő teljesítmények logaritmikus arányát jelenti, ami a feszültségek négyzetével arányos ohmikus terhelés esetén, ezért van a 2-es szorzó. A 10-es szorzót az SI deci prefixe adja, így jelenik meg a 20-as faktor képletben.

A transzfer karakterisztika szokásos ábrázolása a fent látott kétszer logaritmikus mód (a frekvencia logarimusa függvényében a decibelben mért átvitel), ezt pedig a fázisszög frekvenciafüggésével együtt Bode-diagramnak nevezzük Hendrik Wade Bode amerikai elektromérnök emlékére. Az egy bemenetű és egy kimenetű lineáris hálózatok esetén a Bode-diagramm (azaz amplitúdó- és a fáziskarakterisztika együttesen) egyértelműen meghatározza a hálózat viselkedését, tökéletesen leírja a rendszert.

Az átviteli karakterisztika egy lineáris rendszer esetén tetszőleges lehet. Ha tartalmaz félvezetőket, akkor az átvitel 1 fölé is nőhet (erősíthet, vagy „aktív” lehet a rendszer). A frekvenciaszűrő vagy egyszerűen szűrő kifejezést akkor érdemes használni, ha bizonyos frekvenciatartományokban kifejezetten nagy, máshol alacsony az átvitel. Például az ideális aluláteresztő szűrő az, ami egy határfrekvencia alatt mindent átereszt (átvitele 1, azaz 0 decibel), fölötté semmit nem enged át (átvitele közel zérus). Ehhez képest az egyszerű RC szűrő elég lassan, $1/f$ függvény szerint csökkenő átvitelt mutat. Ha több RC tagot kombinálunk, akkor nagyobb frekvenciák felé gyorsabb csökkenést érhetünk el: az RC tagok számának megfelelően $(1/f)^n$ viselkedést. $n=2$ -re, azaz egy kétfokozatú aluláteresztő szűrőre példát mutat az alábbi ábra (ráadásul összetett szűrőknél nem egyetlen határfrekvencia van általában). A fentiekben találkoztunk a deriválás műveletével: érdekes, hogy ehhez is rendelhető átviteli karakterisztika. Ha mindig teljesül, hogy $U_{ki}(t) = (1/\omega_h)dU_{be}(t)/dt$, akkor harmonikus jelekre könnyen látható, hogy (komplex írásmódban) $U_{ki} = i\omega/\omega_h U_{be}$, tehát az átvitel $U_{ki}/U_{be} = i\omega/\omega_h$. (Valós írásmódban az amplitúdók nagyságának aránya $U_{ki}/U_{be} = \omega/\omega_h$). A deriválás mint lineáris művelet tehát egy ω -val való szorzásnak felel meg (egy konstans, megválasztható ω_h „határfrekvencia” erejéig), az integrálás (a deriválás inverze) pedig a ω -val való osztás. Az iménti példákat az alábbi ábra mutatja. Az egyszerű aluláteresztő szűrő transzfer karakterisztikája a határfrekvencia felett belesimul az integrálás művelet egyenesébe, emiatt „kvázi-integráló” kapcsolás névvel is illetik, az egyszerű feluláteresztő analóg tulajdonsága miatt pedig a „kvázi-differenciálónak” is nevezhető.

Ha szűrőkapcsolásokat, vagy általános jellegű, egy be- és egy kimenettel rendelkező lineáris hálózatokat egymás után kapcsolunk úgy, hogy mindegyik fokozat kimenete a következő bemenete legyen, és a lánc elemei egymás működését nem befolyásolják (pl. erősítővel vannak leválasztva), akkor a lánc végén a kimenő amplitúdó és a bemenet aránya az egyes átvitelek értékeinek szorzata. *A teljes hálózat átvitelét decibelben úgy kapjuk, hogy az egyes decibelben mért átvitel-értékeket egyszerűen előjelesen összeadjuk (a*



1.27. ábra. Néhány jellegzetes átviteli karakterisztika. Bal oldalon a fent már látott egyszerű, illetve a kétfokozatú aluláteresztő szűrők és az időbeli integrálás. Jobb oldalon a szintén látott egyszerű felüláteresztő és a deriválás

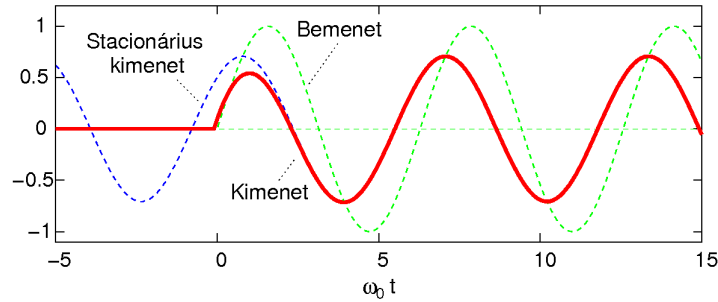
logaritmus függvény tulajdonságainak megfelelően), ez is mutatja a decibel-skála hasznát. Az, hogy mikor teljesül a feltétel, mely szerint a hátrább lévő fokozatok nem befolyásolják az előzőeket, nem mindig látható könnyen, viszont tárgyalni fogunk olyan kapcsolásokat műveleti erősítők segítségével a 3 fejezetben, amiket a fokozatok közé kapcsolva a feltétel teljesülését elegánsan elérhetjük.

1.5.5. Bekapcsolási jelenségek, tranziensek

Az előző fejezetekben tárgyaltuk hogy egy lineáris rendszer esetén a harmonikus jelekre adott válasz teljes egészében leírja a rendszert. A gyakorlatban ilyen – végtelen régóta tartó adott amplitúdójú jel – nem fordul elő, érdekes viszont feltenni a kérdést, hogy milyen rövid tranziens után tekinthető stacionáriusnak (azaz a végtelen ideje tartó jel határesetében lévőnek) a rendszer. Fontos megjegyezni, hogy matematikailag ezek a jelek is előállíthatók harmonikus összetevőkből (bár végtelen számúból), az alábbi tárgyalás tehát inkább praktikus, technikai szempontjai miatt tanulságos.

Nézzünk egy példát: ha a $t = 0$ pillanattól indulva egy $\sin(\omega_0 t)$ (éppen a határfrekvenciának megfelelő) jelet adunk egy aluláteresztő szűrőre, akkor a 1.28 ábra szerint alakul a kimeneti jel időfüggése. Látható, hogy körülbelül $\approx 3 - 5RC$ idő eltelte után a kimenet teljesen belesimul a formailag végtelen régen tartó jel alakjába.

Az alábbiakban meghatározzuk az egyszerű alul- és felüláteresztő RC kapcsolások esetén a kimenő jel időbeli alakját konkrét (egyszerű) bemeneti függvény esetén. A számolásokhoz hasznos első lépésben vizsgálni egy R ellenállás és egy C kapacitású kondenzátor egyetlen hurokba való kapcsolását: ez annak felel meg, ha egy feltöltött kondenzátort



1.28. ábra. Egy zérus időpillanatban induló szinuszos bemenet esetén a kimenőjel aluláteresztő szűrő esetén, a határfrekvenciánál. A stacionárius, azaz végtelen ideje tartó jelet bizonyos idő eltelte után nagy pontossággal követi a kimenet

egy R ellenálláson keresztül hagyunk kisülni. A kapcsolást az 1.29 ábrán láthatjuk. A kondenzátorban tárolt Q töltés és az U_C feszültség közötti kapcsolat $Q = CU_C$. Az áram éppen a töltés időderiváltja: $I = dQ/dt$, és a huroktörvény miatt a kondenzátor és az ellenállás feszültségének előjeles összege zérus. Ez utóbbit kihasználva:

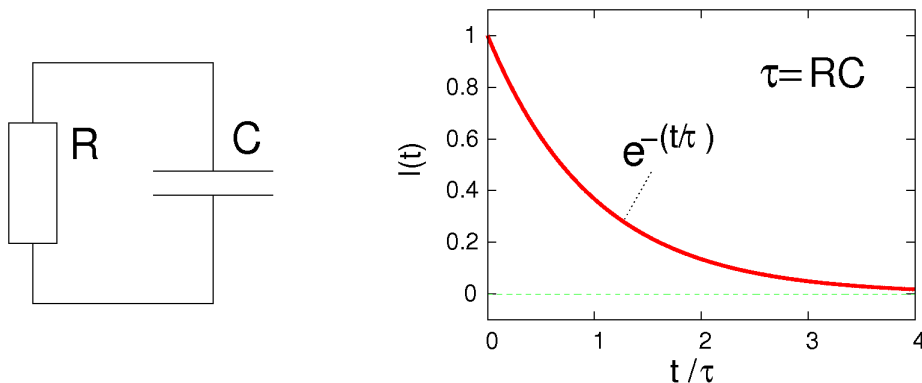
$$U_C + U_R = Q/C + IR = Q/C + R \frac{dQ}{dt} = 0 \quad (1.35)$$

Az időfüggő $Q(t)$ tárolt töltésre kaptunk tehát egy differenciálegyenletet. Az egyenlet megoldása matematikai tankönyvekben megtalálható, és mint kiderül a legegyszerűbbek egyike. Keressük a megoldást $Q_0 e^{-t/\tau}$ alakban, ahol Q_0 és τ adott paraméterek. Behelyettesítve adódik:

$$0 = Q + RC \frac{dQ}{dt} = Q_0 e^{-t/\tau} - RC \frac{1}{\tau} Q_0 e^{-t/\tau} = Q_0 e^{-t/\tau} \left(1 - RC \frac{1}{\tau} \right) \quad (1.36)$$

Látható hogy a $Q_0 e^{-t/\tau}$ egész egyszerűen kiemelhető, és ha a zárójelben lévő tag épp zérus, akkor az egyenletet megoldottuk. A megoldás tehát $Q_0 e^{-t/RC} = Q_0 e^{-t/\tau}$, ahol Q_0 a tetszőleges kezdőérték, $\tau = RC$ pedig az időállandónak nevezett, rögzített paraméter. A kapott jel alakja – exponenciális lecsengés – a 1.29 ábra jobb oldalán látható. A lecsengés időállandójára jellemző a fenti képlet alapján, hogy ennyi idő alatt a töltés éppen $1/e \approx 1/2.72$ -ed részére csökken. Az exponenciális függvény tulajdonságai miatt az áram is ugyanilyen időállandójú lecsengést mutat.

Megjegyezzük, hogy matematikailag a probléma ekvivalens a radioaktív bomlás problémájával: ott csökkenés (az időegység alatt elbomló atomok száma) arányos az éppen rendelkezésre álló atomok számával - az RC kör esetén a feszültségcsökkenés üteme arányos a pillanatnyi feszültséggel. Nem véletlen, hogy mindkét eset időbeli megoldása egyezik.



1.29. ábra. Balra: Egy ellenállás és egy kondenzátor egyetlen hurokban való sorbakapcsolása. Jobbra: Az áram (vagy feszültség) időfüggése: egy $\tau = RC$ időállandójú lecsengés

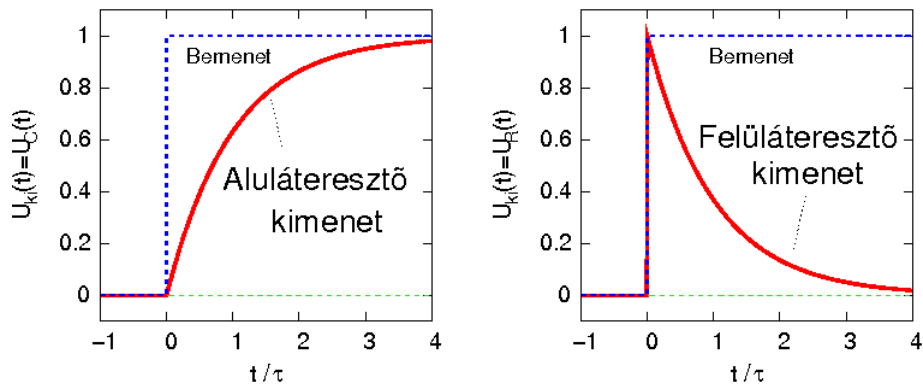
Tekintsük most a fentiekben már látott RC aluláteresztő szűrő kapcsolást. Válasszunk egy speciális $U_{be}(t)$ bemeneti feszültséget: ez legyen zérus $t < 0$ időkre és legyen konstans U_0 a $t > 0$ -ra (szokás ezt lépcsőfüggvénynek nevezni). A fentiekben látott számolást alapul vehetjük, azzal kiegészítve, hogy $U_{be} = U_C + U_R$ és $U_{ki} = U_C$. A megoldás $t > 0$ -ra valóban a τ időállandójú exponenciális függvény szerint alakul, konkrétan (erről behelyettesítéssel meggyőződhetünk):

$$U_{ki}(t) = U_0(1 - e^{t/RC}) \quad (1.37)$$

azaz a kimenő feszültség exponenciálisan közelíti (konstans) bemenet értéket. A be- és kimenet közötti különbség az, ami exponenciálisan csökken - ez, mivel lineáris rendszerről van szó, ahol két megoldás összege is megoldás az 1.36 egyenlet fényben érthető.

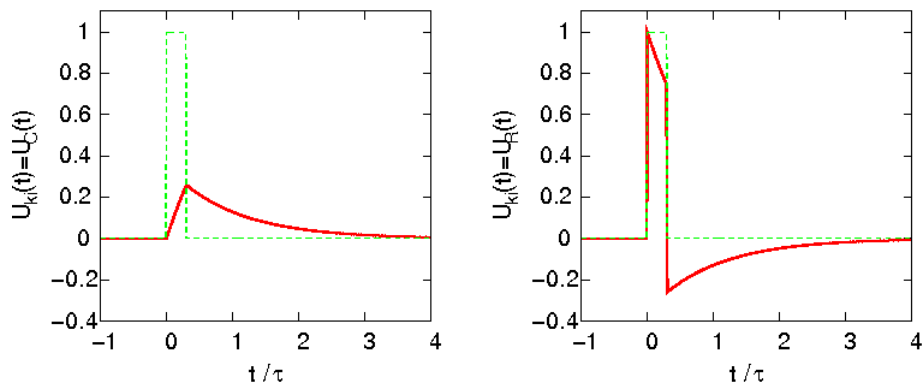
Feluláteresztő szűrő esetén ugyanilyen lépcsőfüggvény bemenetnél azt kapjuk, hogy $t = 0$ -ban a kimenet (azaz ellenálláson eső feszültség) felugrik U_0 -ra, majd exponenciálisan (ismét a $\tau = RC$ időállandóval!) zérushoz tart. Az 1.30 ábra mutatja a kimenőjeleket az utóbbi két esetben. Ez az eredmény egyszerűen belátható úgy is, hogy az aluláteresztő és a feluláteresztő jelének összege vissza kell, hogy adja a bemeneti lépcsőfüggvényt.

Érdekes megvizsgálni egy másik típusú bemenőjelet, ami matematikai szempontból még érdekesebb: ez egy nagyon rövid (az RC időállandónál jelentősen rövidebb ideig tartó) impulzusra adott kimeneti válasz. Az 1.31 ábrán egy ilyen eset látható ($1/3RC$ ideig tartó impulzus). A végtelenül rövid, de adott területű impulzus határesetét Dirac-delta-függvénynek nevezik, az 1.31 ábrán látható jelalak főbb tulajdonságaiban ennek felel meg: aluláteresztő szűrő esetén a jel egy kicsi konstans értékig fut fel, majd exponenciálisan lecseng. Rövid jelekre ez egy háromszögjel alakot ölt (az áramkör mint integráló áramkör működik). Feluláteresztőnél az impulzus közvetlenül megjelenik a kimeneten, majd egy ellentétes előjelű exponenciális függvényként cseng le. Utóbbi je-



1.30. ábra. Alul- és felüláteresztő RC kapcsolás kimenetén megjelenő feszültség, lépcsőfüggvény bemenet esetén

lenség magyarázata, hogy a kondenzátoron az össztöltés zérus kell legyen hosszú távon, azaz a kimenő feszültség (ami az árammal arányos) időbeli integrálja zérus lesz. Megintcsak elmondhatjuk, hogy az aluláteresztő és a felüláteresztő jelének összege visszaadja a bemeneti impulzust.



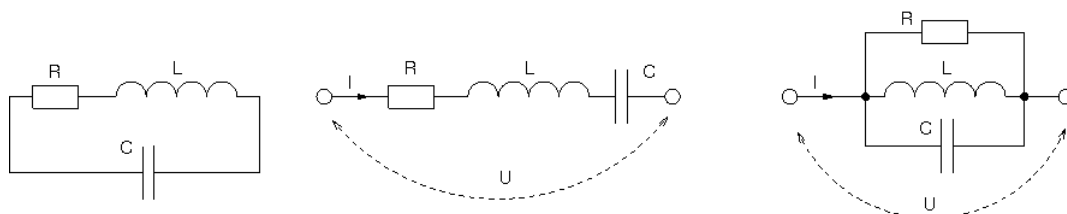
1.31. ábra. Alul- és felüláteresztő RC kapcsolás kimenetén megjelenő feszültség, rövid impulzus bemenet esetén

1.5.6. RLC áramkörök

A fentiekben olyan példákat láttunk lineáris elektronikai áramkörökre, ahol kondenzátorok és ellenállások szerepeltek. Ha induktivitás is kerül a rendszerbe, akkor további érdekes jelenségek lesznek megfigyelhetők, noha formálisan ugyanolyan számolásokat fogunk végezni mint eddig. Az érdekesség oka, hogy az induktivitás impedanciája „ellen-

tétes” előjelű, mint a kondenzátoré, azaz ugyanolyan áram mellett a rajtuk eső feszültség ellentétes, tehát speciális esetben kiejthetik egymást.

Vizsgáljuk először a legegyszerűbb kapcsolást, azaz egy R , L és C értékű ellenállás, induktivitás és kondenzátor egyetlen hurokba való kapcsolását az 1.32 ábra szerint.



1.32. ábra. Egy ellenállás, egy induktivitás (tekercs) és egy kondenzátor egyetlen hurokban való sorbakapcsolása (balra), illetve a soros- és párhuzamos rezgőkör (középen és jobbra)

A Kirchoff-törvények alapján az áramok egyenlők, a három alkatrészen eső feszültség pedig minden időpillanatban összesen zérust ad: $U_L + U_C + U_R = 0$.

Helyettesítsük ez utóbbi egyenletbe az áramok és a feszültségek közötti megfelelő kapcsolatokat:

$$L \frac{dI}{dt} + \frac{Q}{C} + RI = 0 \quad (1.38)$$

Az egyenletbe ismét írjuk be mindenhova a Q (kondenzátorban tárolt) töltést, aminek definíció szerint az időderiváltja volt az áram: $dQ/dt = I$ (ha az árammal számolnánk a továbbiakban, az is ekvivalens eredményre vezetne). Az alábbi másodrendű differenciálegyenletet kapjuk a töltés időfüggésére:

$$L \frac{d^2Q}{dt^2} + \frac{Q}{C} + R \frac{dQ}{dt} = 0 \quad (1.39)$$

Ennek megoldása ismert matematikai tankönyvekből: egy harmonikus és egy exponenciálisan lecsengő függvény szorzata. Tanulságos (és egyszerű is) a megoldást a komplex írásmódban levezetni. Tegyük fel, hogy $Q(t) = Q_0 e^{i\omega t}$ alakú (pontosabban, ennek valós része a konvenció szerint), és helyettesítsük be az egyenletbe, bízva abban hogy minden t -re azonosan megoldást kapunk. Ez adódik:

$$L(i\omega)^2 Q_0 e^{i\omega t} + \frac{1}{C} Q_0 e^{i\omega t} + R(i\omega) Q_0 e^{i\omega t} = 0 \quad (1.40)$$

Látható, hogy az $Q_0 e^{i\omega t}$ tag kiemelhető, és mivel csak ez utóbbi tartalmaz időfüggést, egy időfüggetlen egyenletet kapunk:

$$-L\omega^2 + \frac{1}{C} + i\omega RQ_0 = 0 \quad (1.41)$$

Ennek a másodfokú egyenletnek a megoldása:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \left(iR\sqrt{\frac{C}{L}} \pm \sqrt{1 - R^2\frac{C}{L}} \right) = i\omega_2 + \omega_1 \quad (1.42)$$

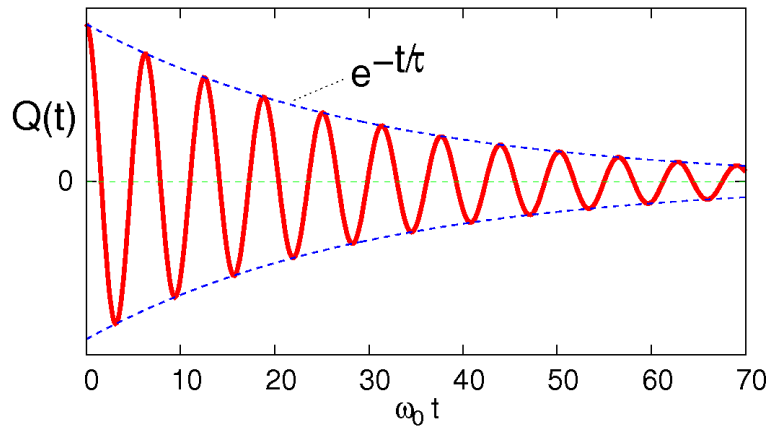
Az ω -ra kapott megoldás érdekessége, hogy az eredmény egy komplex szám, ezt jelöltük $\omega_1 + i\omega_2$ alakban (most az az eset érdekes számunkra, mikor a nagy gyökjel alatt pozitív szám áll). A tényleges $Q(t)$ megoldást úgy kapjuk, ha ezt az ω értéket formálisan visszahelyettesítjük a $Q(t)$ alakjába. Az ω komplex szám képzetes ω_2 részét $1/\tau$ -val jelölve kiderül hogy ez adja az exponenciálisan lecsengő szorzótényezőt:

$$Q(t) = Q_0 e^{i\omega t} = Q_0 e^{i\omega_1 t - \omega_2 t} = Q_0 e^{i\omega_1 t} e^{-t/\tau} \quad (1.43)$$

A fenti, komplex írásmódban megjelenő $Q(t)$ függvényből a tényleges fizikai mennyiséget úgy kapjuk, ha a valós részt vesszük. Érdemes bevezetni az $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ rezonanciafrekvenciának (*Thomson-frekvencia*) nevezett jelölést. Általában jó közelítéssel teljesül, hogy $\omega_1 = \omega_0 \sqrt{1 - R^2 C/L} \approx \omega_0$. Innen:

$$Q(t) = \cos(\omega_0 t) e^{-t/\tau} \quad (1.44)$$

A jel időbeli alakját az 1.33 ábra mutatja. A lecsengés időállandója (burkolója) $e^{-t/\tau}$ függvény szerinti, jellemző frekvenciája pedig mint láttuk a rezonanciafrekvencia, $\omega_1 \approx \omega_0 = 1/\sqrt{LC}$.



1.33. ábra. Egy sorbakapcsolt RLC áramkör esetén a $Q(t)$ töltés (vagy az ezzel arányos, kondenzátoron megjelenő feszültség) időfüggése, $Q=15$ -ös jósági tényezőnél

Egy rezgőkör annál „jobb”, mennél több rezgést végez mielőtt lecseng az oszcilláció. A lezajló rezgések számát, pontosabban szokásosan ennek a π -szeresét a Q jósági tényezőnek nevezik (ennek szokásos jelölése sajnos hasonlít az ezzel nem keverendő Q töltésre). Egységnyi idő alatt a rezgések száma az $f_0 = \omega_0/(2\pi)$ frekvencia reciproka, a rezgés pedig tipikusan τ ideig zajlik, a jósági tényező tehát

$$Q = \pi\tau f_0 = \tau\omega_0/2 \quad (1.45)$$

Könnyen belátható, hogy a jósági tényező az egy ciklus alatti disszipált $E_{\text{veszteség}}$ energiával is arányos

$$Q = 2\pi \frac{E_{\text{összes}}}{E_{\text{veszteség}}} \quad (1.46)$$

A jósági tényezőt kifejezhetjük az RLC paraméterekkel is: $Q = (1/R)\sqrt{L/C}$.

A 1.39 másodrendű differenciálegyenlet alakját tekintve, észrevehetünk egy hasznos analógiát: ez megegyezik a csillapított harmonikus oszcillátor mozgásegyenletével. Érdekes, hogy ez az analógia teljessé tehető, és minden egyes elektromos fizikai mennyiségnek (és a rendszerre jellemző paramétereknek is) megtalálhatjuk a mechanikai analógiáját. Ezt a 1.1 táblázat mutatja.

Mechanikai mennyiség	jele	Elektronikai mennyiség	jele
elmozdulás	x	töltés	Q
sebesség	v	áram	I
tömeg	m	induktivitás	L
erő	F	feszültség	U
rugóállandó	k	kapacitás reciproka	$1/C$
csillapítási tényező	c	ellenállás	R

1.1. táblázat. Analógia a mechanikai és elektronikai mennyiségek között, rugókkal és tömegpontokkal megvalósított lineáris mechanikai rendszer esetén

Ez a mechanikai analógia még a Kirchoff-törvényekkel is fennáll: a huroktörvény éppen azt mondja ki hogy a rendszerben az erők kiegyenlítik egymást, a csomóponti törvény pedig azt hogy az összekötött alkotórészek végpontjainak sebessége összeadódik. Általánosan elvégezhető feladat az összetett elektronikai kapcsolások mechanikai kivitelezése, és fordítva, mechanikai rendszerek elektronikai analógiái megkereshetők (például rugók sorba kötése ugyanaz mint kondenzátorok párhuzamos kapcsolása – innen is látszik hogy a mechanikai rendszer „kapcsolási rajza” eléggé más mint az elektronikai rendszeré). Technikailag hasznos ez a kapcsolat: összetett (de közelítőleg lineáris!) mechanikai rendszerek, például egy nagy sebességű jármű kerekeinek vibrációja elektronikus kapcsolással modellezhető, és megfelelő szervomotorral korrigálható.

A mechanikai analógia segítségével az is látható, hogy egy harang csengése semmi más, mint egy nagyon nagy Q jósági tényezőjű csillapított mechanikai oszcillátor rezgése. Minél kisebb a veszteség (pontoszerűbb/jobb a felfüggesztés), annál tovább hallható a megütött harang.

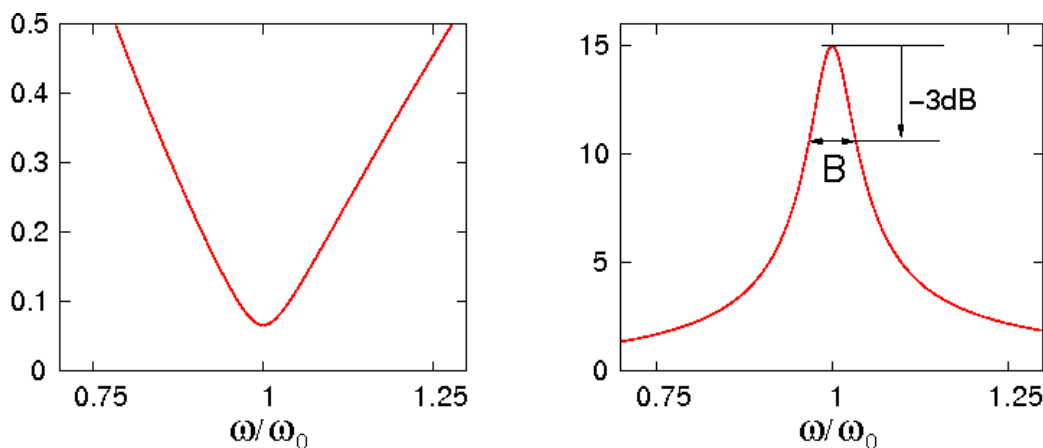
A rezgőköröket egy tényleges áramkörben legegyszerűbben úgy használjuk hogy a soros vagy párhuzamosan kötött verziójukat mint kétpólust tekintjük. Ezek az alapkapsolások láthatók a 1.32 ábrán. Az U feszültség és az I áram közötti kapcsolat lineáris, arányukat a fentiek szerint a rezgőkör impedanciájának (váltakozó áramú ellenállásának) nevezzük. A soros és a párhuzamos rezgőkörre is egyszerűen kiszámolhatjuk az impedanciát. A Kirchoff-törvények alapján az impedanciák soros és párhuzamos kapcsolására ugyanaz a képlet, mintha ellenállások lennének. Soros rezgőkör impedanciája tehát (hiszen az áram mindhárom alkatrészen ugyanaz):

$$Z_{\text{soros}} = Z_R + Z_L + Z_C = R + iL\omega - i/(C\omega) \quad (1.47)$$

Párhuzamos rezgőkör impedanciája pedig:

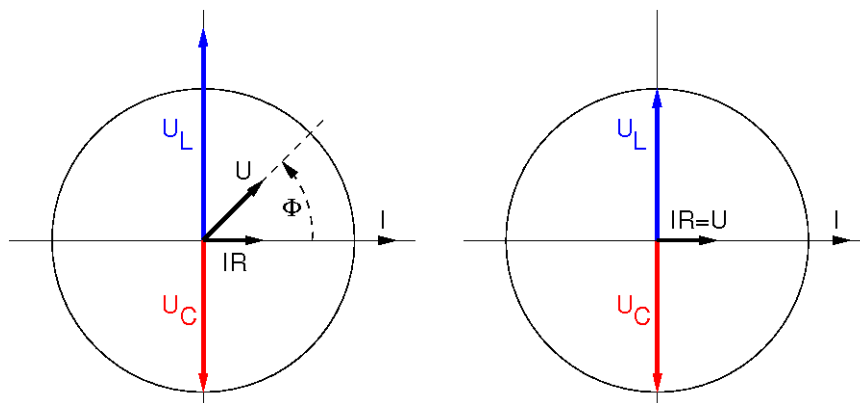
$$Z_{\text{párhuzamos}} = \frac{1}{1/Z_R + 1/Z_L + 1/Z_C} = \frac{1}{1/R - i/(L\omega) + iC\omega} \quad (1.48)$$

A két impedanciagörbe abszolút értékét (ami az amplitúdók nagyságának aránya) ábrázolva látható, hogy a soros rezgőkörnek minimuma, a párhuzamos rezgőkörnek maximuma van a $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ rezonanciafrekvencián.



1.34. ábra. Soros (balra) és párhuzamos (jobbra) rezgőkör impedanciájának abszolút értéke a rezonanciafrekvencia körül, $Q=15$ -ös jósági tényezőnél. Markánsan látható a minimum illetve maximum ω_0 -nál. A B sáv szélesség a rezonancia maximumhoz képest $1/\sqrt{2}$ -ed magasságban vett szélességet jelenti, a függőleges tengely $\sqrt{L/C}$ egységekben van adva

A jelenség magyarázatát a forgóvektoros leírásmódban kapjuk legszemléletesebben. Az áram és a feszültség között van egy 90 fokos fáziskülönbség, de a tekercs és a kondenzátor esetén ellentétes irányban. A rezonanciafrekvencián az induktivitás és a kondenzátor impedanciájának abszolút értéke éppen megegyezik, emiatt a feszültségek vagy az áramok kiejtik egymást. A mérhető feszültség vagy áram rezonancián ekkor csak az R ellenálláson jelenik meg. Az 1.35 ábra szemlélteti a jelenséget soros rezgőkör esetén. Itt az I áramok egyenlők, ehhez képest kell a feszültségeket tekinteni, a megfelelő fázissal. Kicsivel a rezonancia fölött a tekercs és az induktivitás nem ejti ki pontosan egymást, ezért az eredő feszültség-vektor nagysága is jelentős illetve a fázisszög is nagy.



1.35. ábra. Soros rezgőkör esetén a feszültségviszonyok a forgó vektoros reprezentációban. Az I áramok azonosak, a megfelelő fázisban tekintett feszültségek vektoriális összege adja a teljes rezgőkörön mérhető U feszültséget. A bal oldalon a három vektor összege és az I iránya között egy jelentős (kb 45 fokos) Φ fáziskülönbség jelenik meg. Rezonancia a jobb oldali esetben történik, azaz amikor az induktivitás és a kondenzátor feszültsége épp kiegyensúlyozza egymást: ebben a speciális esetben a teljes feszültség éppen IR , azaz I irányába mutat.

Az hogy mennyire „jó” egy rezgőkör, azzal is mérhető, hogy mennyire „éles” a rezonanciagörbe. Szerencsére a fent már látott jósági tényező pontosan ennek megfelelő jelentéssel is bír. A rezonanciagörbe (1.34 ábra) szélességét úgy definiáljuk, hogy a maximumhoz képest 3 dB-lel alacsonyabb, azaz $1/\sqrt{2}$ -szeres amplitúdójú pontokat megkeressük, és az ezek közötti B távolságot sáv szélességnek (bandwidth) nevezzük. Ezt az 1.35 ábra jobb oldala is szemlélteti. A kapott eredményt megvizsgálva arra juthatunk, hogy teljesül a következő összefüggés:

$$B = \frac{f_0}{Q} \quad (1.49)$$

ahol $2\pi f_0 = \omega_0$ a rezonanciafrekvencia. Tehát: a Q jósági tényező épp azt jelenti, hogy

a sávszélesség hányszor kisebb (élesebb) mint a rezonanciafrekvencia értéke. Máshogy fogalmazva: mennél több rezgést végez egy rezgőkör, annál élesebb a frekvenciagörbéje. Ez az egyszerűnek tűnő kijelentés mélyreható következményekkel bír sok fizikai rendszerben: eszerint például minél hosszabb egy gerjesztett atomi állapot élettartama, annál élesebb a hozzá tartozó sugárzás spektrumvonala. A kvantumfizikában a B helyett Γ -val szokás jelölni a sávszélességet, és vonalszélességnek nevezik.

A magas Q jósági tényezőjű rendszerek - a tranziens viselkedést leíró 1.45 egyenlet miatt - adott ω_0 mellett magas τ -val kell, hogy bírjanak, azaz a bekapcsolási jelenségekre hosszú felfutással reagálnak. Ez a tény mutatja, hogy magas Q jósági tényezőjű gyors felfutású szűrők nem léteznek.

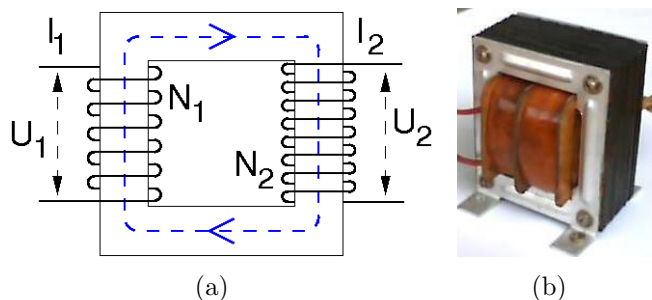
A rezgőköröket változatos módon lehet egy-egy tényleges szűrőáramkörbe beilleszteni, de funkciójuk mindig az, hogy a rezonanciafrekvencia környéki jelet kiemeljék vagy elnyomják (utóbbit egy zavaró, adott frekvenciás jel esetén). A legélesebb rezonanciát akkor kapjuk, ha az R zérus (soros rezgőkörnél) vagy végtelen (párhuzamos rezgőkörnél). Ennek praktikus akadálya hogy a tekercs vezetékének is van egy véges (parazita) ellenállása, sőt a gyakorlatban valójában az összes fenti gondolatmenet arra vonatkozik, amikor az R ellenállás fizikailag az induktivitás „része”. Ideális esetben rezonanciafrekvencián a soros rezgőkör impedanciája 0, míg a párhuzamos rezgőköré ∞ .

A rezgőkörhöz hasonló rezonáns rendszerek előfordulnak még az elektronikai kapcsolásokban. Egyik példa erre az antenna, amelynél van egy, általában elég éles frekvenciatartomány ahol a sugárzási hatásfok optimális. Másik példa a rezgőkvarc, amiben egy piezoelektromos tulajdonságokkal rendelkező kvarckristály 1-50 MHz tartományban lévő mechanikai rezgését használjuk ki. Ez utóbbival rendkívül nagy Q jósági tényező érhető el (10000 fölött, míg RLC rezgőkörök ritkán jutnak 100 fölé), azaz frekvenciastabilitásuk nagy. A kvarcórák pontosságukat ilyen, mechanikai rezgést végző apró kvarckristálynak köszönhetik. A kvarc alapú oszcillátorok nagyfokú stabilitása tette lehetővé a korszerű számítógépek, kommunikációs eszközök és elektronikus mérőeszközök kifejlesztését.

1.5.7. Transzformátorok

A transzformátorok az induktivitások egy olyan speciális kategóriáját alkotják, amikor két (esetenként több) induktivitást egymással szoros mágneses csatolásba hozunk. Az alábbiakban elsősorban a transzformátoroknak az energiaátvitelben lényeges formájával foglalkozunk, ahol a mágneses csatolást az 1.36 ábra szerint úgy hozzuk létre, hogy egy közös ferromágneses magra tekerjük mindkét induktivitást. Ezzel elérhető, hogy mindkét tekercsen átmenő teljes mágneses fluxus nagy pontossággal ugyanaz legyen, az energia-veszteség így minimális lesz.

A Maxwell-egyenletek alapján az indukált feszültség a vezeték által körbekerített teljes fluxus változási sebességével arányos. Ez azt jelenti, hogy a fenti idealizált helyzetben a *feszültség az egyes tekercsek feltekeredési számával, azaz menetszámával* lesz szigorúan arányos. Ez az alapja a transzformátor két oldalát alkotó tekercsek közötti „feszültség-



1.36. ábra. Egyszerű transzformátor elvi felépítése (balra), azaz egy közös ferromágneses gyűrűre tekercselt N_1 és N_2 menetszámú induktivitás. A körbefutó szaggatott vonallal rajzolt nyíl a mágneses fluxust szemlélteti. Jobb oldalon egy tipikus hálózati transzformátor képe látható

transzformációnak”: ha az egyik oldalra U_1 feszültséget kényszerítünk, akkor a másik oldalon U_2 feszültséget mérhetünk, úgy, hogy fennáll a $U_1 : U_2 = N_1 : N_2$ arányosság, ahol N_1 és N_2 a megfelelő tekercsek menetszáma. A tekercsben indukálódott feszültség függ a tekercselés irányától, azaz fordított bekötés esetén transzformátorral fázist is lehet fordítani.

A fenti eset csak váltakozó feszültség esetén áll fenn, a tekercs fizikai felépítése pedig behatárolja hogy nagyjából milyen frekvencián működik optimálisan a transzformátor. A hálózati 50Hz-es váltakozó feszültség esetén olyan transzformátorokat gyártanak, ahol - az örvényáramok elkerülése végett - lemezelt vasból van a ferromágneses közvetítő anyag, a menetszámok pedig a voltban mért feszültség 10-100-szorosának adódnak. Tipikusan egy vasmag - anélkül, hogy telítésbe menne - 50Hz-es frekvencián $3 - 6 \text{ W/cm}^2$ teljesítményt képes átvinni - ezért olyan nagyok a nagy teljesítményű hálózati transzformátorok. Nagy teljesítményt kicsi transzformátorral csak magas frekvencián lehet átvinni: ilyenek pl. a mobiltelefonoknál, számítógépeknél alkalmazott korszerű kapcsolóüzemű tápegységek, amelyek a hálózati feszültséget egyenirányítják, majd ebből több 10-100 kHz-es váltakozó feszültséget hoznak létre.

Ideális transzformátorok esetén az energiaátvitel hatásfoka közel 100% (a valóságban tipikusan 50-80 %). Ez esetben a bevitt és kivett teljesítmény azonos: $P = U_1 I_1 = U_2 I_2$. A fent látott, feszültség és menetszám közötti kapcsolat szerint tehát a két oldal árama fordítottan arányos a menetszámok arányával: $I_1 : I_2 = N_2 : N_1$, a transzformátor tehát *áramot is transzformál*, nem csak feszültséget. Sőt, feltehetjük a kérdést, hogy mekkora az az ellenállás, amit ha rákötünk valamelyik oldalra, akkor az épp teljesíti az $R = U/I$ Ohm-törvényt. A fenti arányok alapján:

$$R_1 : R_2 = \frac{U_1}{I_1} : \frac{U_2}{I_2} = N_1^2 : N_2^2 \quad (1.50)$$

Ez azt jelenti, hogy az egyik oldalra kötött R ellenállás a menetszámok arányának négyzetével látszik nagyobbnak vagy kisebbnek a másik oldalról. A transzformátor tehát „ellenállást” is transzformál, ezt *impedancia-transzformációnak* nevezzük.

Transzformátorokat speciálisan adott alkalmazásokhoz gyártanak, és ennek megfelelően mindig van egy gyárilag adott „bemeneti” és egy „kimeneti” oldaluk. Az előbbi primer, az utóbbit szekunder tekercsnek nevezzük. Nagyon gyakran a primer oldal a hálózati 230V-os váltakozófeszültséget transzformálja kiefeszültségre (5-50V), ez utóbbi ugyanis jobban használható a félvezető alapú rendszerekben. A szekunder oldali váltakozófeszültséget egyenirányítani kell, a későbbi fejezetekben részletesen tárgyaljuk az erre a feladatra használható áramköröket. Az energiaátvitelben transzformátorokat használnak a több száz MW teljesítménytartományban: a távvezetékekben a veszteség az áram négyzetével arányos, ezért érdemes az energiaátvitelt a több százezer V feszültségtartományban elvégezni. Érdekes, hogy nagy teljesítményeknél a transzformátorok hatásfoka drasztikusan javul, akár 90% fölé is mehet.

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

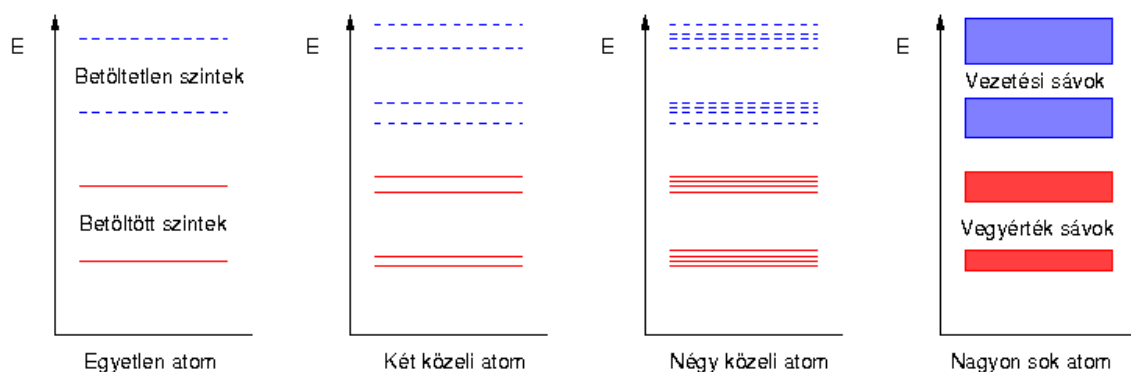
A kondenzált anyagok tulajdonságait több tudományág kutatja, ezek megértése elsősorban a kvantummechanikai megfontolásokon alapszik. Mivel a részletes háttér jelentősen túlmutat jelen jegyzet keretein, itt néhány olyan lényeges szempontot veszünk sorra, ami az elektromos tulajdonságokat határozza meg.

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 kvantummecha-

nika jóslata szerint a két egymáshoz közeli állapot szétválík, felhasad. Minél több atom kerül egymás mellé, annál több energiaszintet kapunk, a felhasadás éppen az atomok számának megfelelő, egymáshoz közeli energiaszintet eredményez. Mindezeket a 2.1 ábra szemlélteti. Nagyon sok (Avogadro-szám nagyságrendű) atom esetén az energiaszintekből annyira sok lesz, hogy gyakorlatilag sűrűn betöltenek egy energia-intervallumot, ez utóbbit sávnak (angolul band) nevezzük. A sáv helye nagyjából az eredeti atomi energiaszint közelében van, szélességét viszont nagyon erősen befolyásolja, hogy milyen erősségű a kölcsönhatás az atomok (elektronfelhők) között.

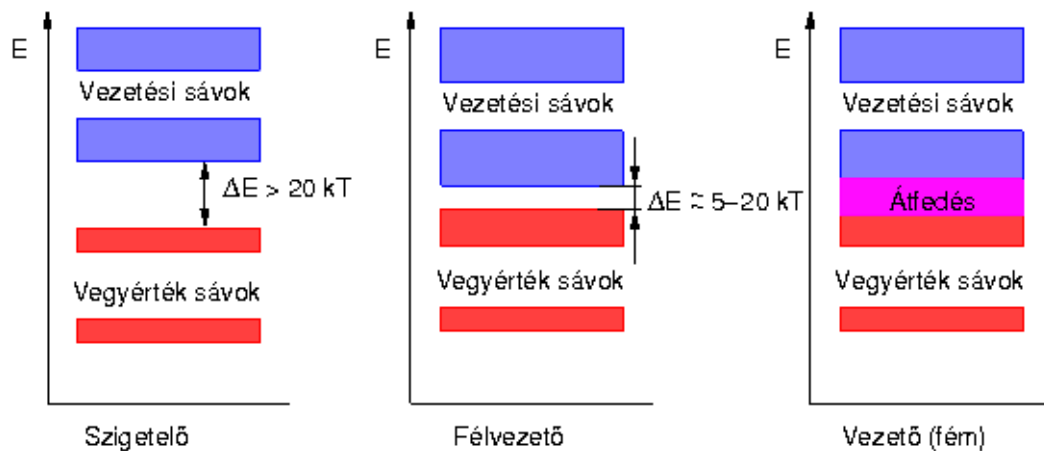


2.1. ábra. Atomi energiaszintek: Bal oldalon egyetlen (fiktív) atom energiaszintjei, melyek egy bizonyos értékig be vannak töltve. Két atom esetén az energiaszintek felhasadnak két-két közeli szintre, négy atomnál négy-négy szintre. Nagyon sok atom esetén (jobbra) a nagyon sok közeli szint egyetlen folytonos sávnak tekinthető

A teljesen betöltött sávokat (legfontosabb a legfelső ilyen) vegyérték-sávnak (valence band) szokás nevezni. Mivel teljesen betöltött, az elektronok kötöttek és nem is mobilizálódnak – ezek a szigetelők (2.2 ábra bal oldala).

Ha az atomok között erősebb a kölcsönhatás, illetve az eredeti energiaszintek nem voltak túl messze egymástól, a legalsó betöltetlen sáv és a vegyérték-sáv közeledhet egymáshoz (2.2 ábra középső eset). Ha egy elektron a betöltetlen sávba jut, ott kis energiáfordítással mozoghat (egy sávon belül egymáshoz igen közel különböző sebességű energiaszintek is vannak), azaz az anyag vezetni kezdi az elektromos töltést (elektronokat) – az alsó betöltetlen sávot vezetési sávnak (conduction band) hívjuk. Szélsőséges de gyakran előforduló esetben a legfelső betöltött és a legalsó betöltetlen sáv át is fedhet: ekkor igen könnyen kerülnek elektronok a mozgékony, vezetési sávnak nevezett tartományba (2.2 ábra jobb oldala). A fémek tipikusan ilyenek.

Az, hogy egy anyag vezető vagy szigetelő, azon múlik, hogy a hőmozgás miatt átjuthatnak-e elektronok a felső vegyérték-sávból a legalsó vezetési sávba, azaz a két utóbbi sáv közötti minimális ΔE energiakülönbség (tiltott sáv, bandgap) jelentősen nagyobb-e mint a $kT \approx 0.025\text{eV}$ termikus energia. Ha ΔE kisebb mint körülbelül



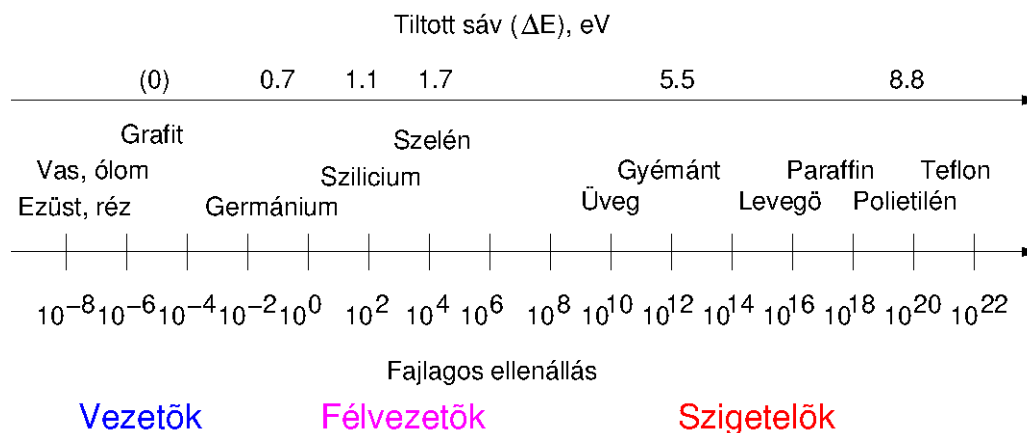
2.2. ábra. Szilárd anyagok tipikus sáv szerkezete. Ha az alsó vezetési sáv és a felső vegyérték sáv között nagy az energiakülönbség (a tiltott sáv), akkor az anyag szigetelő (balra). Ha a vezetési és a vegyérték sáv közeledik, akkor a hőmozgás miatt vezetési sávba jutó néhány elektron miatt megindul 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 $10^2 - 10^{-6}\Omega m$ 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



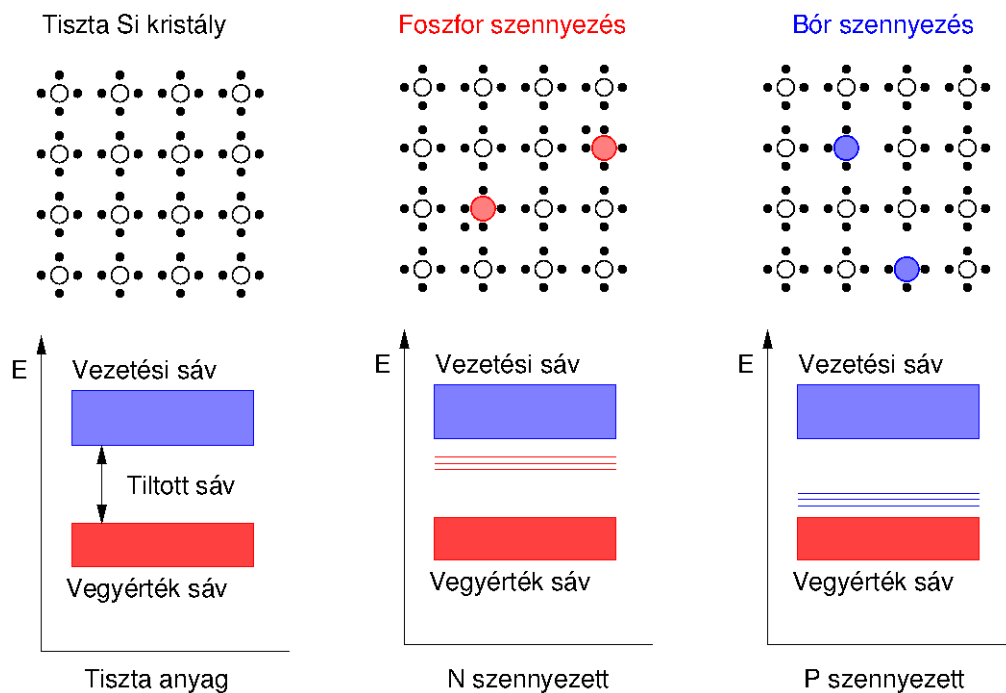
2.3. ábra. Anyagok fajlagos ellenállása (SI egységekben). Ennek a harminc nagyságrendet átfogó fizikai mennyiségnek az alján a vezetők, felső végén a szigetelők vannak, köztük a félvezetőknek nevezett, előző két csoport tulajdonságaitól jelentősen különböző anyagok. A tiltott sáv mérete elektronvolt (eV) egységekben a felső sorban van jelölve. Vezetőkre az átfedés miatt nincs tiltott sáv, erre utal a zérus érték

tisztaságban félvezető. Kristályrácsa gyémántrács, a tiltott sáv szélessége 1,1 eV (2.4 ábra). Ha a kristályrácsba nagyon kis mennyiségben olyan atomot juttatunk, aminek eggyel több vegyértékelektronja van – legyen ez foszfor (P) – akkor az új atom belekényszerül a kristályrácsba, de fölös elektronja magas energiaállapotba kerül, ezt a 2.4 ábra középső része szemlélteti. Mivel ez utóbbi közel lesz a vezetési sávhoz, a hőmozgás miatt könnyen vezetővé válik, mobilizálható.

Az ilyen módon a kristályrácsba kényszerített idegen atomok száma mindig igen kicsi: tipikusan minden tízezredik-százezredik Si atomot cseréljük csak le, azaz ha a fölös elektron egyszer levált a P atomról, akkor valójában a Si kristályrácsban kezd bolyongani, és csak ritkán talál vissza egy P atomhoz.

A módosított, szennyezett szilícium sávszerkezetét a 2.4 ábra alsó sorában középen láthatjuk. A kis számú, elektronfölösleggel rendelkező atom nem sokkal a vezetési sáv alatt kelt új, betöltött energiaszinteket, melyek aztán könnyen a vezetési sávba juttat elektronokat (hőmozgással) – az anyag vezetőképessége drasztikusan megnövekedett ezáltal.

Van egy másik, igen érdekes lehetőség arra hogy a vezetőképességet kontrolláltan növeljük szennyezés által. Ha olyan atomot illesztünk a kristályrácsba, ami elektronhiányos (például bór), akkor az szívesen (kis energiabefektetéssel) átvesz elektront a szomszédos Si atomok egyikétől. Ez az „elektronhiány” vándorlásnak indulhat, és a hiányzó elektron atomról atomra egyre távolabb juthat az eredeti szennyező helytől. A helyzet ténylegesen olyan, mintha egy pozitív töltéshordozó jelent volna meg az anyagban, és az vinné a



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 sávszerkezete látható az alsó ábrákon vázlatosan: az elektrontöbblet új betöltött szinteket jelent, az elektronhiány új betöltetlen energiaszinteket.

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 ké-

szül - a méret csökkentése javítja a gazdaságosságot, és - mint később látni fogjuk - nagymértékben (négyzetesen) csökkenti a fogyasztást.

A szennyezések segítségével egyetlen félvezető lapkán létre lehet hozni P és N típusú, változatos szennyezettségű tartományokat, összeköttetéseket, komplett áramköröket. A kritikus pontokban, a P és N típusú tartományok határán érdekes jelenségek játszódnak le.

2.2. PN átmenet: a dióda

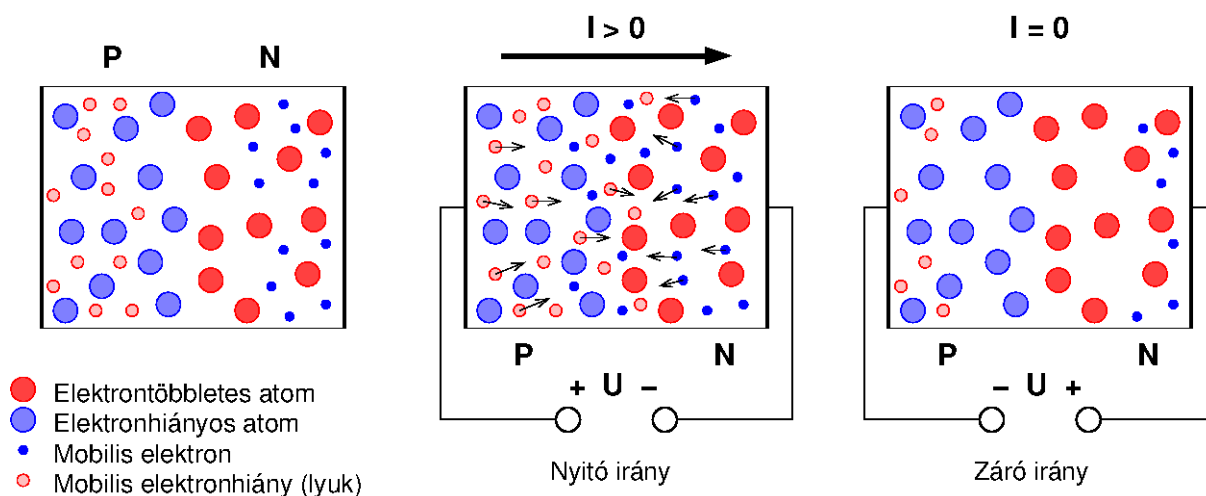
A félvezető eszközök fizikai felépítése olyan, hogy egy félvezető kristályrácsban (például egy szilícium szemcsében vagy lapkán) kialakítunk olyan tartományokat, amelyek P vagy N típusú módon szennyezettek, azaz a kristály egyes részein az elektronok, máshol a lyukak a domináns töltéshordozók. Ha egy elektron és egy lyuk egymás közelébe kerül, akkor az elektromos vonzás miatt gyorsan rekombinálódnak: energiadisszipáció mellett mindkettő megsemmisül. Az energiadisszipáció jelentős, általában a tiltott sáv ΔE méretének nagyságrendjébe esik.

Tekintsük azt az esetet, amikor a kristály egyik fele P, másik N típusú, a távolabbi részeire pedig elektromos kivezetést alakítunk ki (például fémréteg felpárolgatásával). Ezt a 2.5 ábra bal oldala szemlélteti. A két szennyezettségi tartomány érintkezésénél (a PN átmenetnél) az ellentétes töltéshordozók találkozhatnak, azaz rekombinálódhatnak: középen emiatt „elfogynak” a töltéshordozók. A maradék szennyező atomok töltése elektromos teret alakít ki, hiszen a P oldalon a szennyező atomok negatív, az N oldalon pozitív töltésűek.

A középen kialakult üres zóna stabilan megmarad. Képzeljük el hogy a P oldalról egy lyuk elindulna a zóna közepe felé. A PN átmenet környékén ez a pozitív töltés szemben kell haladjon az N tartomány pozitív (szennyező atomtörzsektől származó) töltéseivel, ami az elektromos taszítás miatt visszafordítja. Egy olyan egyensúlyi rendszer alakul ki, ahol a töltésmentes, kiürített zóna szélessége pont akkora, ami éppen megakadályozza a folyamatos rekombinációt.

Kapcsoljunk most feszültséget a rendszerre, úgy, hogy a P oldalra pozitív, N oldalra negatív feszültség kerül. Ha ez elegendően nagy értékű, a lyukak a P oldalról elindulhatnak a PN átmenet felé, az elektronok pedig – lévén negatív töltésűek – az N oldalról szintén az átmenet felé. A kiürített tartomány így bezárul, a töltéshordozók (mindkét típus tehát a rendszer *közepe felé haladva!*) folyamatosan rekombinálódnak. A töltéshordozók folytonos áramlása konstans áramot jelent, azaz az átmenet vezet. Mindezt a 2.5 ábra középső része szemlélteti.

Ha olyan feszültséget kapcsolunk a kivezetésekre, ahol az N oldalon van a pozitív, a P oldalon a negatív pólus, akkor az átmenettől *elfelé áramlanak* a töltéshordozók. A középső, üres tartomány szélessége valamennyire megnövekszik, de folyamatos töltésáramlás nem indul meg, a rendszer ebben az irányban nem vezet. Ez a 2.5 ábra jobb



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 rekombinálnának. 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

oldalán 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.

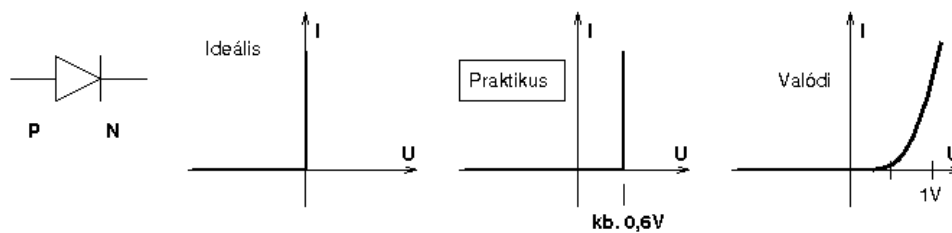
Ha konkrétan egyenirányításra használunk egy PN átmenettel rendelkező eszközt, akkor diódának nevezzük a rendszert. Rajzjele a 2.6 ábra bal oldalán látható. A kis nyílból és a zárást jelképező merőleges vonalból intuitívan megjegyezhető hogy melyik a nyitó- és a záróirány. Tekintve hogy általános kétpólusról van szó (l. 1.3 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 ekkor is esik 0,6V!). A 0,6 V nyitófeszültség anyagfüggő: pl. Ge diódák 0.3 V körül nyitnak, míg a különböző GaAs alapanyagú diódák nyitófeszültsége 1.2 V feletti.

A diódák áramát a Shockley egyenlet adja meg:

$$I = I_s(e^{U_d/(nkT)} - 1) \quad (2.1)$$

ahol I_s a szaturációs áram (tipikusan $I_s = 10^{-14}$ A körül van), U_d a diódán eső feszültség, n pedig az un. minőségi tényező (tipikusan $n = 1 - 2$ körüli). Az exponenciális függés miatt az áram erősen függ a hőmérséklettől.



2.6. ábra. Dióda rajzjele (balra), illetve tipikus $I(U)$ karakterisztikái. A gyakorlatban legjobban használható, praktikus verzió az, ha akkor tekintjük vezetőnek, mikor körülbelül 0.6V-os nyitófeszültség esik rajta.

A diódák legelterjedtebb alkalmazása az egyenirányítás (2.2 fejezet), de emellett változatos módon használhatjuk őket, a technológiai kialakítástól függően. A főbb ilyen lehetőségek az alábbiak:

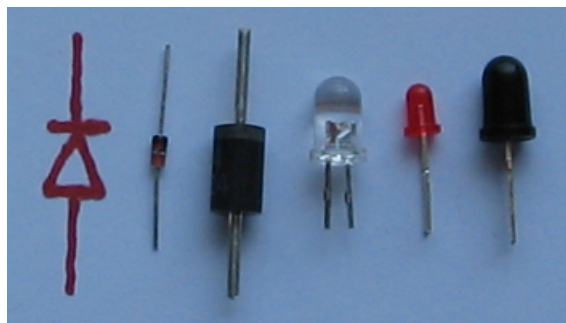
- A lyuk-elektron párok megsemmisülése, azaz a rekombináció jelentős energiafel szabadulással jár. Ez nem csak hővé alakulhat, hanem megfelelő anyagválasztás mellett az elektromágneses sugárzás fotonjaivá, azaz fénné. Ezek az úgynevezett LED-ek (Light Emitting Diode), ami az elektronikus berendezések apró fényjelzéseinek zömét is adják. A rekombináció energiájától függően a fény keletkezhet a látható tartományban tetszőleges színben, de lehet infravörös is (IR LED-ek) vagy – az elmúlt évtized technológiai fejlesztéseinek köszönhetően – ultraibolya (UV). A fehér színű LED-ek mára olcsók és energiahatékonyak lettek: ezek a fehér fényt úgy állítják elő (jobb vagy rosszabb színminőségben) hogy egy erős kék LED fényének egy részét a sárga tartományba tolják fluoreszcens anyagnak a félvezető kristály melletti elhelyezésével. A különböző GaAs és GaN diódák a teljes látható fény tartományt lefedhetik.
- A LED-ek működési elve visszafelé is alkalmazható: elegendően nagy energiájú fénykvantum egy lyuk-elektron párt kelthet, azaz a záróirányú, megvilágított PN átmeneten jelentős áram folyik. Ezt a fotodiódának nevezett eszközt nagy érzékenységű fénymérésre, fénydetektálásra lehet használni. A fényből ténylegesen energiát is ki lehet nyerni, ezt a napelemek végzik. Itt a kiürített zónában keletkező lyuk-elektron párok által indított áram a dióda feszültségével szemben folyik.

- Ha egy LED-ként működő félvezető kristályban a töltéshordozók száma egy kritikus értéket meghalad, az eszközben lézerhatás alakul ki. A kristály falai viselkednek ekkor tükröként (megfelelő bevonattal). Ezek a lézerdiódák koherens fényt bocsátanak ki egy nagyon vékony hullámhossz-tartományban, és igen jó hatásfokú lézerfény-forrásként 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 nagyobbakat 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 alkalmazzák őket elsődlegesen.

- A záróirányú diódák érdekes felhasználása az ún. varikap diódák létrehozása. Ezeknél a diódára kapcsolt (záróirányú) feszültség szabályozza a kiürített réteg vastagságát, és így a dióda két csatlakozása közötti parazita 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.

A 2.7 ábra a diódák fizikai kivitelezéséről mutat fényképet.

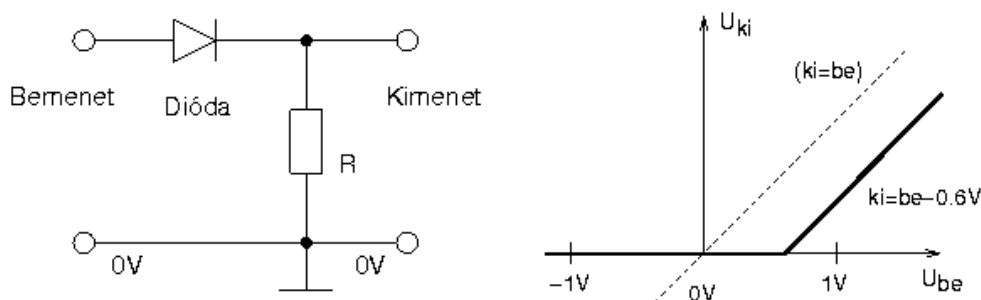


2.7. ábra. Diódák rajzjele (balra), illetve fizikai kivitelezésükről készült fénykép. Balról jobbra haladva: kis- és nagy áramú dióda (0,1 és 10A); fehér, piros és infravörös (IR) LED-ek

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).

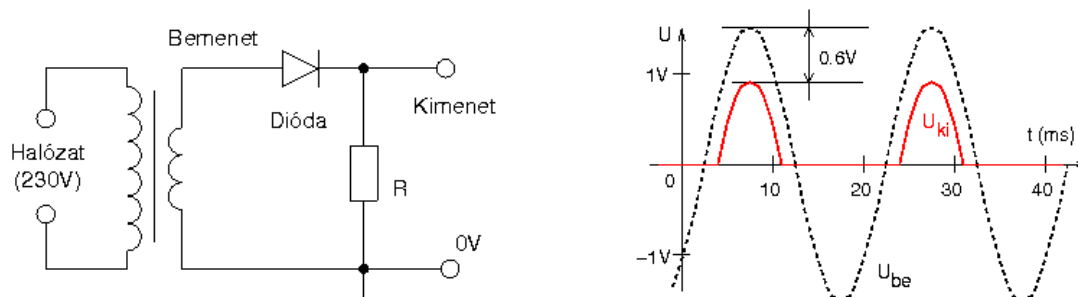
Ha egy diódát és egy ellenállást sorba kapcsolunk, akkor az ellenálláson csak a dióda nyitóirányába folyhat az áram. Tekintsük bemenetű feszültségnek a dióda és az ellenállás soros eredőjén eső feszültséget. A praktikus dióda modellt használva, az ellenálláson eső feszültség (amit tekintünk „kimeneti feszültségnek”) vagy zérus (ha nem folyik áram), vagy a bemenethez képest 0,6V-tal kevesebb (hiszen a diódán éppen a 0,6V-os nyitófeszültség esik). A 2.8 ábra szemlélteti ezt az egyszerű a kapcsolást, illetve a be- és kimenő feszültség közötti kapcsolatot.



2.8. ábra. Egyszerű egyenirányító kapcsolás, ahol a bemenő feszültség pozitív értéke esetén folyik áram az ellenálláson. A kimenet ekkor is legfeljebb a dióda nyitófeszültségével, körülbelül 0,6V-tal alacsonyabb értékű mint a bemenet.

Ha a bemenetre szinuszos feszültséget kapcsolunk, ami a gyakorlatban gyakran egy transzformátor szekunder tekercse, a kimenet a szinuszos jelek felső fele, mínusz a nyitófeszültség. Mindezeket a 2.9 ábra szemlélteti. Itt az ellenállás reprezentálja azt az eszközt, aminek az egyenfeszültségű táplálásra szüksége van.

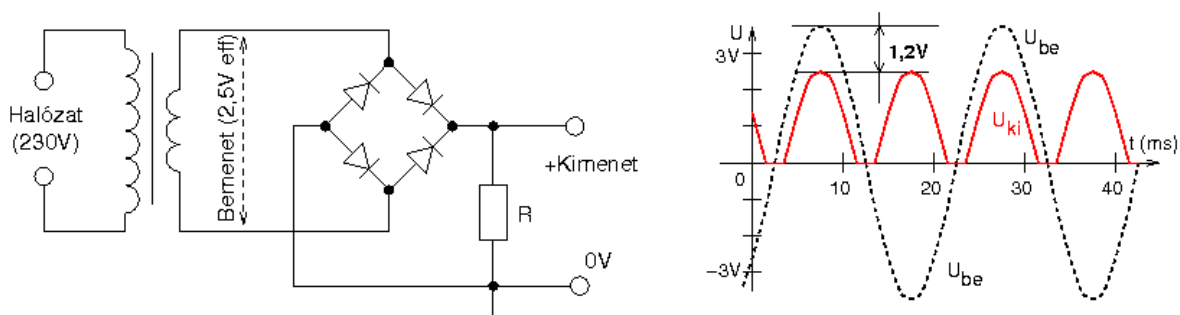
A 2.8 ábra kapcsolásában hátrányt jelent, hogy a szinuszos bemenetnek csak az egyik (itt pozitív) felét használjuk ki, a másik irányban (negatív) a dióda zár, azaz az ellenálláson nem esik hasznos teljesítmény. A szinuszos jel másik irányát egy egyszerű, négy



2.9. ábra. Egy transzformátor váltakozó feszültségének egyenirányítása, 1,5V-os amplitúdójú szekunder feszültség esetén

diódából álló kapcsolással, az úgynevezett Graetz-híddal használhatjuk ki. A kapcsolást, illetve a kimenő feszültséget a 2.10 ábra szemlélteti.

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 félszériódusban 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.



2.10. 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

A Graetz kapcsolat annyira elterjedt, hogy elektronikai boltokban egyetlen tokban

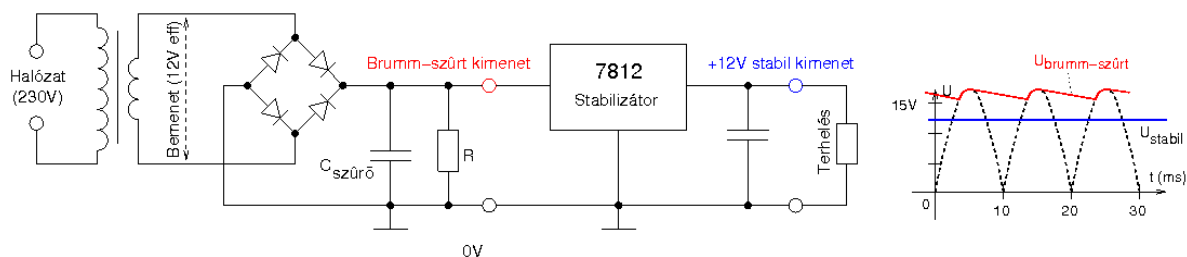
összeállított, négy kivezetéses, hűtéssel ellátható alkatrészként lehet megvásárolni, és ezért nem is érdemes fizikailag négy diódából megvalósítani.

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 $C_{\text{szűrő}}$ értékű *szűrőkondenzátort* kapcsolunk párhuzamosan az R értékű ellenállással, a 2.11 ábra szerint. A feszültség felfutásakor a kondenzátor feltöltődik, és valamennyire akkor is tartja a feszültséget amikor az jelentősen csökkenni kezd. A csökkenést a 1.5.5 fejezetben látott módon az RC időállandó határozza meg, a kimeneti jel tehát exponenciálisan lecsengő darabokat is tartalmaz. A kimenő jelet a 2.11 ábrán („brumm-szűrt kimenet”) láthatjuk. Ha a $C_{\text{szűrő}}$ 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 nevezzük. A brumm kifejezést (angolul a ripple szót használják) valószínűleg a transzformátorházak jellegzetes mély hangja inspirálhatta.

Az egyenirányítás utolsó lépése a stabilizálás, azaz amikor a 2.11 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. A módszer a következő: előállítunk egy referencia-feszültséget (legtöbbször egy Zener-diódával). A kimenetet szabályozhatóvá tesszük (a későbbiekben látott tranzisztossal, gyakorlatilag egy vezérelhető értékű ellenállás), majd a kimenetet úgy szabályozzuk, hogy az nagy pontossággal egyenlő legyen a referenciával. Erre a feladatra megbízható, olcsó, precíziós eszközöket lehet vásárolni, ami egyetlen alkatrészben tartalmazza a teljes stabilizáló áramkört. A legelterjedtebb verziót mutatja a 2.11 ábra, ahol egy 7812-es jelű eszközzel állítunk elő 12V-os stabil kimeneti feszültséget egy 16V-os transzformátor kimenetéből (az eszköz nevében a 12 a kimeneti feszültségre utal, és 2013-as áron 30-50 Ft-ért beszerezhetők 5 és 24V között többféle fix feszültségértékben).

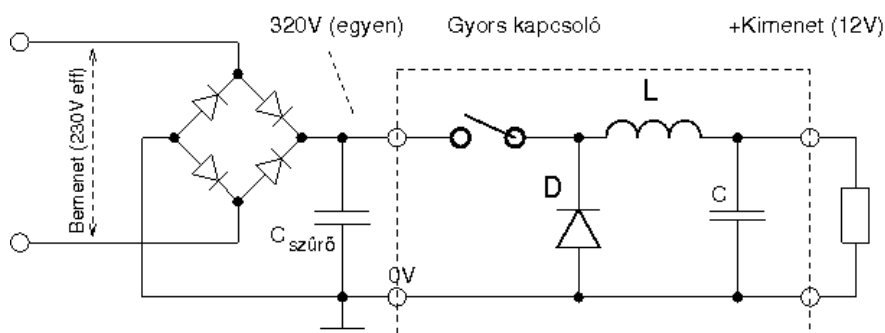
Az egyenirányítás fentiekben tárgyalt módszere egy jelentős hátránnyal rendelkezik. A kimeneten megjelenő áram átlagosan mindig ugyanakkora mint amekkora a bemeneten befolyik, a kimenő feszültség pedig mindig néhány voltal kevesebb a bemenetnél. A rendszer hatásfoka tehát nem közelíti meg a 100%-ot alacsony kimeneti feszültségeknél. Modern berendezésekben ekkora hatékonyság-vesztés nem optimális, nagyobb feszültség/áram értékeknél jelentős lehet. Tekintve hogy maguk az összetett elektronikai eszközök olcsóbbak lettek, kialakult az egyenirányító átalakítók (tápegységek) egy nagy hatásfokú osztálya, ezek az úgynevezett kapcsolóüzemű tápegységek. Mint látni fogjuk, ezeknek szerves alkotórésze egy igen gyors „kapcsoló”, amit félvezetőkkel valósítanak meg. Tekintsük át az egyik legalapvetőbb elrendezést a sok közül, kizárólag arra koncentrálva, hogy miképpen érhető el a nagy hatásfok.

A 2.12 ábrán látható a hálózati feszültségről kis egyenfeszültségre átalakító kapcsolóüzemű tápegység áramköri rajza. Az első lépés egy, a fentiekben már látott egyen-



2.11. ábra. Stabilizált tápegység megvalósítása. A Graetz-féle egyenirányítás után jól látható a brumm-szűrés a szűrőkondenzátorral. A stabilizálást, ami egyben további brumm-szűrést is jelent egy 7812-es jelű alkatrész segítségével lehet megoldani (ez esetben az R ellenállásra valójában nincs szükség).

irányítás, azzal a különbséggel, hogy transzformátor nélkül, azonnal egyenfeszültséget (közel 320V-ot!) állít elő. Itt relatíve kicsi az energiaveszteség, hiszen az egyenirányítás-kor csak 1,2V veszik el (ami a 320-hoz képest kicsi), illetve kimarad a rossz hatásfokú transzformátor is. 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 2.12 ábra szaggatott vonallal kiemelt része szemlélteti.



2.12. 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 csúcsértéke 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 induktitásnak az energiát tárolni, akkor kisebb lehet az értéke (olcsóbb). Másik szempont, hogy itt is megjelenik a nagyfrekvenciás „brumm-szűrés” problémája, ezért kerül kondenzátor párhuzamosan a kimeneten lévő terhelő ellenállás mellé. A kapcsolóüzemű tápok mostanra nagyon elterjedtek, a modern mobiltelefon töltők is ilyen rendszerűek, nem beszélve az összes számítástechnikai rendszerben használt tápegységről. A kapcsolóüzemű tápegységek egyik potenciális problémája éppen a nagyfrekvenciás kapcsolásból származik: nagy teljesítmények gyors kapcsolásakor erős elektronikus zaj keletkezik, ami rádióhullámokkal vagy hálózati vezetékeken is terjedhet. 2000-es évek elején ezeket a problémákat sikerült kiküszöbölni, és az árban, súlyban és hatásfokban is kedvezőbb kapcsolóüzemű tápok teljesen kiszorították a klasszikus transzformátoros rendszereket.

A fenti áramkör csak egy elvi példa, a gyakorlatban a kimenetet és a hálózati feszültséget az induktivitás helyére tett transzformátorral oldják meg. A 1.5.7 fejezetben említett $3 - 6W/cm^2$ teljesítményhatár 50Hz-es frekvencián érvényes. A kapcsolótápok több 10-100 kHz-es frekvenciája a frekvenciával arányosan csökkenti a szükséges keresztmetszetet. A méretcsökkenés a súlyt és az anyagmennyiséget - azaz a két jelentős árképző faktort - is csökkenti.

2.4. Tranzisztorok

A félvezető eszközök közül a fentiekben a diódával ismerkedtünk meg. Az elektronika forradalma szempontjából viszont a tranzisztor az, ami a huszadik század végére kiforrvá igazi áttörést jelentett. Máraannyiféle tranzisztor létezik olyan változatos alkalmazásokban, hogy a jelen jegyzet nem tudja ezeket részletesen tárgyalni. Ahelyett hogy néhány jól definiált típust mutatnánk be az alábbiakban, megpróbálunk egy átfogó képet adni a

lényegi elvekről, az Olvasóra bízva a részletekben való igény szerinti elmerülést (a technológiai fejlődés miatt érdemes a 2000 után dátumozott szakirodalmat tanulmányozni).

Egy tranzisztort úgy érdemes elképzelni, mint egy olyan eszközt, amely valamelyik konkrét két kivezetése közötti áramot egy harmadik kivezetésére adott feszültséggel vagy árammal vezérel. Mintha egy változtatható állású kapcsolónk vagy áramot áteresztő eszközünk lenne, amit egy jóval kisebb értékű árammal, vagy gyakorlatilag zérus áram melletti feszültséggel vezérelnénk. Jó analógia az is, mintha egy változtatható értékű ellenállás (potenciométer) beállítását külső feszültségjellel, nagy sebességgel vezérelhetnénk.

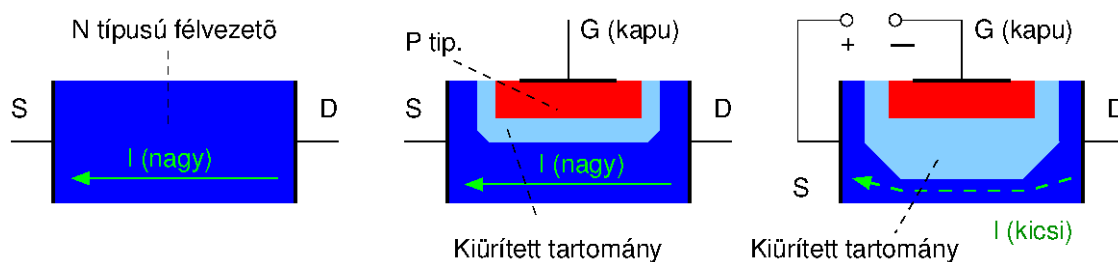
A legtöbb tranzisztornak valóban három kivezetése van, mindegyikre kapcsolható egy adott feszültség és mérhető egy adott áram (ez hat mennyiség). A Kirchoff-törvények miatt az áramok összege zérus, a feszültségek közül pedig választhatjuk bármelyiket referenciának, azaz négy független mennyiség jellemez egy állapotot. Ha visszaemlékszünk a 1.5.4 fejezetben bemutatott általános kétpólusra, ott mindig volt egy függvénykapcsolat (a karakterisztika) az áram és a feszültség között. A tranzisztor esetében két ilyen függvénykapcsolat van a négy független mennyiségre vonatkozóan. Az alábbiakban elhanyagoljuk hogy ezek az összefüggések frekvenciafüggők: leggyakrabban romlanak egy tranzisztor tulajdonságai nagy (MHz fölötti) frekvencián.

2.4.1. FET

Nézzük meg vázlatosan a tranzisztorok egyik, aránylag könnyen megérthető típusának, a tervezérelt 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 2.13 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 2.13 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. 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 2.13 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 víz-áramlást (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.

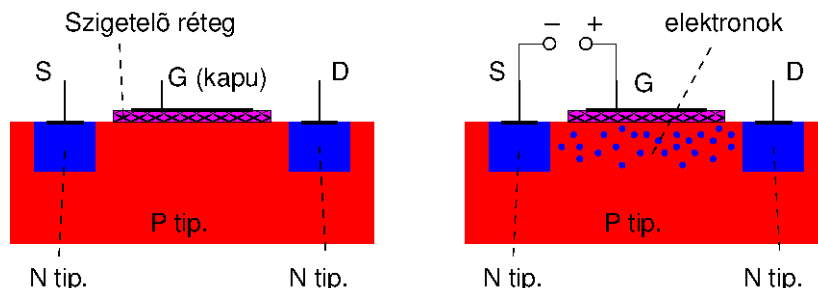


2.13. ábra. Térvezérelt (JFET) tranzisztor működési elvének szemléltetése. Kiindulunk egy N típusú félvezető kristályból, aminek két oldalára elektrodákat rögzítünk (S és D). Feszültség rákapcsolásával megindulhat az áram (bal oldalon). Helyezzünk el most egy P típusú tartományt az N típusú kristályon, és ehhez is rögzítsünk elektrodát (G). A P és N tartomány találkozásánál kialakul a kiürített réteg, de áram ismét folyhat S és D között (középen). Ha a G elektrodára jelentős (néhány V) negatív feszültséget kapcsolunk, akkor a kiürített tartomány mérete megnövekszik, az áram által használható csatorna beszűkül (jobbra), ezáltal a D és S közötti áramerősség vezérelhető lesz

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 2.14 ábrán látható. Itt fizikailag elhelyezünk egy vékony, rendkívül jól szigetelő réteget a PN átmenet túloldalán, és ténylegesen az elektromos térrel vezéreljük a kiürített tartomány szélességét. Ez a MOS-FET, a „Metal Oxide Semiconductor” FET, ahol a név a szigetelő anyagára utal, amely jellemzően szilícium-dioxid (néhány száz atomrétegni kvarc). Amíg a feszültség a G elektrodán negatív vagy enyhén pozitív, a D és S között nem folyik áram (hiszen két egymással szemben lévő PN átmeneten kellene átlépnie a töltéshordozóknak). Ha viszont G-re jelentős pozitív feszültség kerül, akkor az a negatív töltéshordozókat a P típusú tartomány közepére vonzza, melyek így megindulhatnak ke-

resztirányban is és áram folyhat D és S között. A MOSFET ki- és bekapcsolt állapotának vázlatát a 2.14 ábra mutatja.

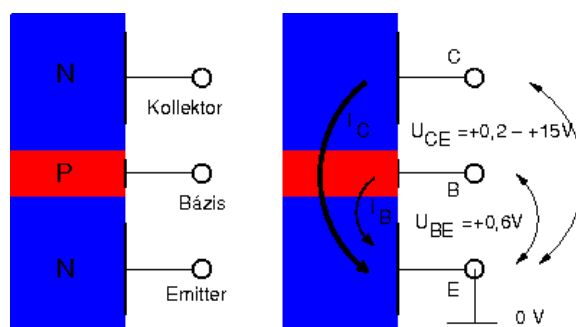


2.14. ábra. A MOS-FET tranzisztorok működési elve. Egy P típusú kristályon létrehozunk két N típusú szigetet, mindkettőhöz elektródát csatlakoztatva (S és D). Ezek között áram nem folyik ha S és D közé feszültséget kapcsolunk, hiszen két PN átmenet is kialakul, mintha két szembe kötött dióda lenne (balra). 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).

2.4.2. Bipoláris tranzisztorok

A tranzisztorok másik, a 90-es évekig igen népszerű csoportja a bipolárisnak nevezett tranzisztorok. Ezek vázlatát a 2.15 ábra mutatja. A terminológia változik: a vezérlő elektródát bázisnak (Base, B) hívják, és a kollektor (Collector, C) és emitter (Emitter, E) közötti áramot vezérli. A bipoláris tranzisztor tulajdonképpen két, egymással szembe kötött diódának fogható fel (ilyen értelemben hasonlít a MOS-FET-hez, de nincs szigetelőréteg, és más a geometria). Ha a bázis-elektroda nagyon vékony, akkor a bázis-tartományba juttatott kis mennyiségű töltéshordozó (lyuk) lavinaszerűen nagyon sok töltéshordozót (elektront) hajt keresztül a C és E elektródák között (gondoljunk bele, hogy a kiürített réteg mérete a bázis méretével lesz összemérhető). Az effektus eléggé összetett, felfedezéséért Bardeen, Brattain és Shockley 1956-ban fizikai Nobel-díjat kaptak.

Tekintve hogy a bázis felől be kell juttatni töltéshordozót, a B elektródán (kicsi de 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



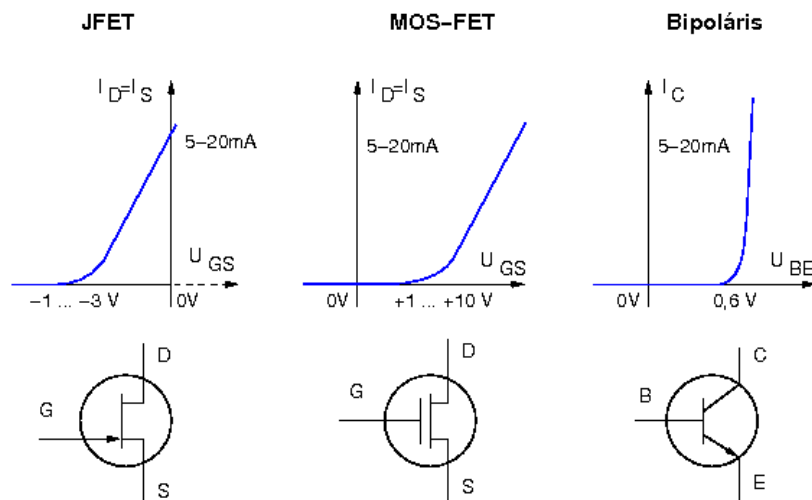
2.15. ábra. Bipoláris tranzisztorok felépítésének vázlata. Három félvezető tartomány van egymáshoz közel, a bázisnak nevezett középső jellemzően vékony (balra). Ha a bázison keresztül áramot vezetünk a rendszerbe (E irányába), akkor egy ennél sokkal jelentősebb értékű áram indulhat meg a C és E elektródák 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

legyen. Ennél sokkal kisebb B-E feszültség esetén a tranzisztor bázisán nem folyik áram, a tranzisztor nem vezet.

A 2.15 ábrán látható, N-P-N elrendezésnek van egy tükörképe is, ahol a bázis az N típusú félvezető: ez a P-N-P, ahol a feszültségek és áramok is ellentétes előjelűek. Igaz ez szinte minden tranzisztorra: megtalálhatók a „tükörképek”, ahol minden P tartományt N-re, minden N-et P-re cserélünk, és invertáljuk a feszültségeket is. Ekkor a működés – az áramirányt is tükrözve – nagyjából ugyanolyan marad. Ezt a fajta „tükrözést”, vagyis a komplementer alkatrész lehetőségét széles körben ki fogjuk majd használni.

A három megismert tranzisztor-típus (JFET, MOSFET és bipoláris) leggyakoribb rajzjelét, valamint a vezérlőelektróda feszültségétől függő vezérelt áram vázlatos függvényét a 2.16 ábra mutatja. JFET esetén a G és S közötti feszültség mindig negatív kell legyen, a MOSFET-nél nincs ilyen megkötés. Bipoláris tranzisztoroknál a B és E közötti U_{BE} feszültség a gyakorlatban nem megy 0,6V fölé (látható is hogy milyen meredek a vezérelt áram függése ettől a mennyiségtől).

A tranzisztorok története érdekesen alakult. Tulajdonképpen a FET-eket találták fel előbb – akkor még csak elvileg, fizikai megvalósítás nélkül – már a 30-as években. A fent említett Nobel-díjat érő 1948-as felfedezés után a bipoláris tranzisztorok uralták a palettát három évtizeden keresztül, melyeket az elmúlt alig két évtizedben, a technológiai fejlődésnek köszönhetően beérték, 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-százmilliós számban is.



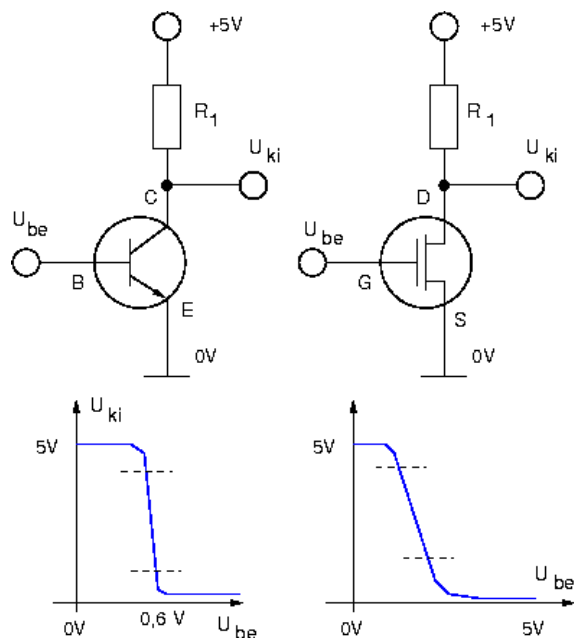
2.16. ábra. Mindhárom megismert tranzisztor-típusnál (JFET, MOS-FET és bipoláris) alapvetően a vezérlőelektróda (G kapu vagy B bázis) feszültsége határozza meg (U_{GS} illetve U_{BE}) hogy mennyi áramot enged át az eszköz (a D és S illetve a C és E között). Felül ezt a függést láthatjuk vázlatosan. JFET-nél U_{GS} mindig negatív kell legyen, MOS-FET-nél nincs ilyen megkötés. A bipoláris tranzisztoroknál mindig élesen 0,6V-nál indul meg a vezetés, a másik két típusnál ez változó a néhány V tartományban. Mindhárom eszköznek létezik a pontos tükörképe, ahol minden feszültség és áram ellentétesre változik

2.5. Tranzisztoros lineáris erősítőkapcsolások

A tranzisztorok kifejezetten nemlineáris eszközök, ez látszik karakterisztikájukon is (2.16 ábra). Közelítően lineáris rendszert akkor lehet belőlük készíteni, ha kis értékű eltérésekkel foglalkozunk egy munkaponthoz (egyensúlyi állapothoz) képest a 1.5.4 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 2.17 ábra szerinti kapcsolást (bal oldalon bipoláris, jobb oldalon MOS-FET-tel megvalósítva – a kettő mint látható közeli rokonságban van az elvi kialakítást illetően). A 2.16 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 2.17 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.

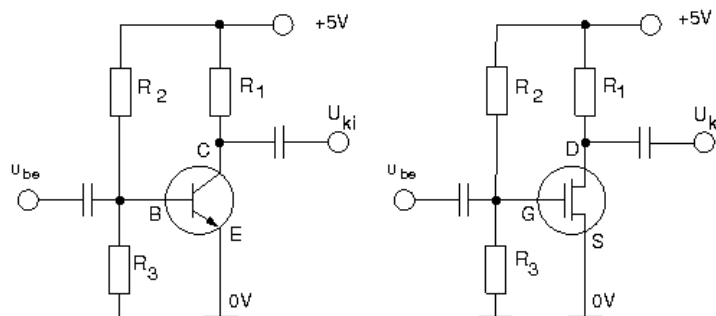
A nagyáramú nemlineáris tartományban (magas U_{be}) a tranzisztor telítésben van, ott az áramot elsősorban a külső elemek (ellenállás, tápfeszültség) határozzák meg, a tranzisztor maga nagyobb áramot is át tudna engedni.



2.17. ábra. Egy tranzisztor áramot vezérel (akárcsak egy kapcsoló). Tipikusan úgy alkalmazzuk, hogy a vezérelt ágba egy R_1 ellenállást helyezünk (fent), és ezen mérjük a feszültséget. A fenti kapcsolások U_{be} bemenő és U_{ki} kimenő feszültsége közötti kapcsolatot mutatják az alsó ábrák vázlatosan. Bipoláris tranzisztoroknál (balra) a változás 0,6V környékén van, MOS-FET-eknél (jobbra) ez típusfüggő és nem annyira meredek. A függvénykapcsolatoknak van egy jó közelítéssel lineáris, jelentős negatív meredekségű szakasza (szaggatott vonalakkal jelölve)

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 kapcsolás a 2.18 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 feszültségtől 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.



2.18. 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 tranzistor munkapontját (a 2.16 ábra lineáris tartományának közepére), a bemeneti kondenzátorral pedig elérhető hogy a bemenet ΔU_{be} feszültségváltozása hozzáadódjon a munkaponti bázis-(kapu)-feszültséghez

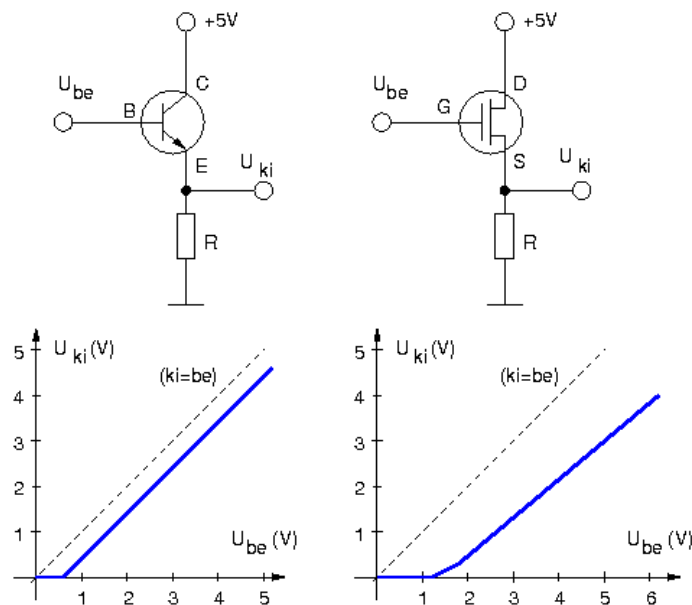
Az R_2 és R_3 ellenállások feszültségosztóként funkcionálnak, és ezek állítják be a vezérlőelektróda (B bázis vagy G kapu) munkaponti feszültségét. A munkaponti feszültséget érdemes úgy megválasztani, hogy a 2.17 ábrán mutatott görbe leginkább egyenesnek tekinthető tartományának közepére legyen belőve.

A fentiekben tárgyalt és a 2.18 ábrán mutatott kapcsolás jellemzője, hogy az emitter vagy a source elektróda zérus (de legalábbis időben konstans) potenciálon van, innen az elnevezés: *földelt emitteres vagy földelt source-ú kapcsolás*. (Az utóbbi, erőltetett elnevezés közvetlenül az angol irodalom alapján tükörfordítással adódik, ebből is látható hogy a magyar szaknyelv, jelen jegyzet írásakor, nem alakított még ki egységes terminológiát a FET tranzisztorokra. A kapcsolással közös emitteres vagy közös source-ú kapcsolás néven is találkozhatunk.)

A közös emitteres (vagy source-ú) kapcsolás jellemzője, hogy nagy feszültségerősítésű és nagy áramerősítésű. A feszültségerősítés értéke a 2.17 ábra meredekségéből adódik, és tipikusan 5 és 100 közötti (12-40 dB) abszolútértékű. Mivel a ki- és bemenő feszültség görbéjének meredeksége negatív, ezért az erősítés is negatív előjelű (mondhatjuk hogy fázist fordít az eszköz, hiszen szinuszos jelre ez épp 180 fokos fázistolást jelent).

Egy másik tranzisztor alapkapsoláshoz jutunk, ha az emitter (source) helyett a kollektort (drain) kötjük konstans értékű feszültségre. A kapcsolás, melyet a 2.19 ábrán láthatunk, első ránézésre a 2.17 ábra (vagy a 2.18) fordítottja, mégis alapvetően különböző működést kapunk.

A fentiekben láttuk, hogy bipoláris tranzisztoroknál a bázis és az emitter között (ha



2.19. ábra. Ha a tranzisztoros kapcsolás kimenő feszültségét az emitter-ről (vagy a source-ról) vesszük le egy soros R ellenállás beiktatásával, akkor az emitterkövető (balra) vagy source-követő (jobbra) alapkapsolást kapjuk. A ki- és bemenet között csak az U_{BE} vagy U_{GS} feszültség esik, ettől a nagyjából konstans értéktől (bipolárisnál épp 0,6V) eltekintve a kimenet követi a bemenetet (az alsó ábrákon ez látható vastag vonallal)

a kollektor árama nem zérus) mindig majdnem pontosan 0,6V esik (2.16 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 2.19 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.

Érdemes ezt a kérdést finomabban, általánosan körüljárni. Ha a bemenet értéke egy kis ΔU_{be} értékkel növekszik, akkor a bemeneti áram ΔI_{be} növekedést mutat. A

kettő hányadosát, mint differenciális ellenállást bemeneti ellenállásnak nevezzük: $R_{be} = \Delta U_{be} / \Delta I_{be}$. A rendszer kívülről olyan, mintha egy ekkora ellenállással helyettesíthetnénk a bemenetét. Ha R_{be} kicsi, akkor az előző fokozatnak jelentős áramot kell kiadnia magából, ami nem mindig megoldható. Az R_{be} bemenő ellenállás tehát azt jellemzi, hogy egy elektronikai erősítőkapcsolás mennyire jelentős terhelést jelent az őt megelőző lépcsőfokokra (ideális esetben semennyit, azaz ideálisan R_{be} végtelen lenne).

Hasonlóan feltehetjük a kérdést, hogy mennyire terhelhető a kimenet. Terhelés nélkül nyilván zérus a kimeneti áram, ekkor ΔU_{ki} feszültséget ad ki a fokozat. Tekintsük a másik szélsőséges esetet: ha a kimenetet annyira leterheljük, hogy egyáltalán nem is tud kiadni magából zérustól különböző feszültségváltozást (azaz $\Delta U_{ki} = 0$, a rövidzár analógiájára), akkor is csak véges áramot ad ki az eszköz, legyen ez ΔI_{ki} . A két fenti mennyiség hányadosát kimenő ellenállásnak nevezzük: $R_{ki} = \Delta U_{ki} / \Delta I_{ki}$ (figyeljünk arra, hogy ΔU_{ki} és ΔI_{ki} nem ugyanolyan körülmények között van mérve!). A rendszer jó közelítéssel úgy viselkedik, mintha egy ideális (végtelen áramot kiadni képes) kimenettel sorbakötnénk egy R_{ki} értékű ellenállást.

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 bementő ellenállás nem kifejezetten alacsony (épp mert ΔU_{be} kicsi, hiszen az erősítés nagy).

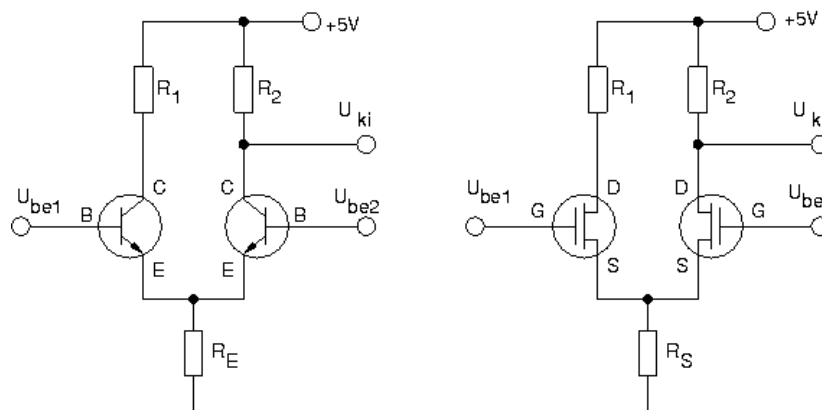
A FET-ek és a bipoláris tranzisztorok között mint láttuk jelentős különbséget jelent, hogy a *FET-ek bemenetén zérus áram folyik*, ezért definíció szerint a bemenő ellenállás praktikusán végtelen nagy lehet! Tekintve hogy ez a közel ideális helyzet, nagyban megkönnyíti az áramkörtervezés feladatát.

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 **2.20** 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, emittereik közösek, de az emitterek nem zérus potenciálon vannak. A kimenet ismét a

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

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



2.20. ábra. A differenciális tranzisztorkapcsolás. Ha a két bemenet, U_{be1} és U_{be2} egyformán változik, akkor a közös ágba (R_E) az áram kicsit növekszik, és a kimenőfeszültség is enyhén változik csak. Ha viszont ellentétes a két bemenet feszültségváltozási iránya (ekkor az áramok összege konstans, és ezért az emitter- vagy source-feszültségek is változatlanok), akkor a 2.17 meredekségének megfelelő jelentős áramváltozás lesz R_1 és R_2 -n (ellentétes irányban). A kimenőfeszültség tehát elsősorban a két bemenet feszültségének különbségétől függ, innen adódik a „differenciális” név

kollektor- vagy drain-ágban lévő R_1 (vagy az ugyanekkora értékű R_2) ellenállásról adódik, akár csak ahogy a földelt emitteres esetben volt. Az emitter-ágban lévő R_E ellenállás (vagy a source-ágban lévő R_S ellenállás) tipikusan hasonló értékű mint R_1 vagy R_2 .

Tegyük fel hogy a két bemenő feszültség, U_{be1} illetve U_{be2} egy kis egyforma értékkel megváltozik, mondjuk pozitív irányba. A szimmetria miatt minden feszültségváltozás szimmetrikus. Az emitter (vagy source) ágban lévő ellenálláson a feszültségváltozás

éppen az emitterkövető kapcsolás analógiájára nagyjából annyit változik mint a bemenet(ek), és emiatt a kollektor-ágban lévő ellenállásokon is hasonló a feszültségváltozás (az R_E vagy R_S illetve az R ellenállások körülbelül hasonlóak). Az U_{ki}/U_{be} arány legfeljebb egy nagyságrendű, de semmiképp sem nagy.

Drasztikusan más a helyzet, ha a változás nem egyforma a két bemeneten, hanem az egyik bemeneti feszültség pozitív, másik negatív irányban mozdul: $U_{be1} = -U_{be2}$. Az emitter- vagy source-ágban lévő feszültség ekkor változatlan (hiszen egyik bemenet felfelé, másik lefelé húzza). Ha az emitterfeszültség konstans, akkor éppen a földelt emitteres kapcsolás analógiáját kapjuk, azaz a kollektor-ágban lévő áramváltozás, és ezzel együtt a kimenő feszültség változása nagyon jelentős. Kicsit másképp mondva: ha a bemenetek egymással ellentétesen változnak, akkor a tranzisztorok (mivel az emitterek vagy source-ok közösek) egymással szemben elindulnak a 2.16 ábrának megfelelő görbén, aszimmetrikus módon jelentős áramváltozást okozva a megfelelő oldalon lévő kollektoron vagy drain-en.

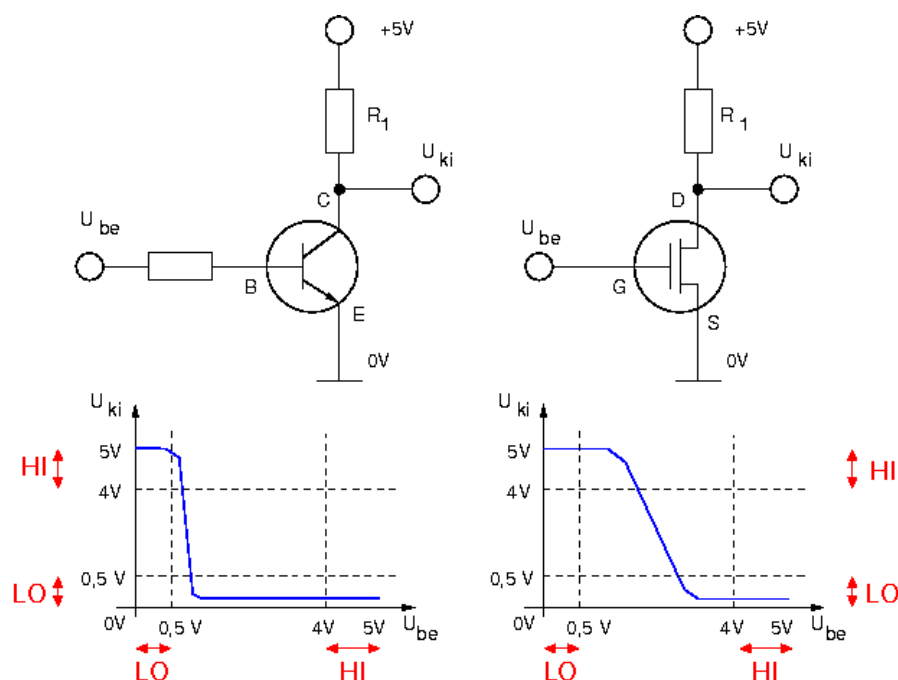
A differenciális erősítőkapcsolás lényege tehát, hogy erősítése akkor nagy, ha a bemenetek közötti feszültségváltozás különbsége nagy. Ha a két feszültség együtt (szokásos elnevezéssel „közös módon”) változik, akkor erősítése kicsi, gyakorlatilag elhanyagolható (kapcsolástechnikai finomításokkal zérussá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

2.6. Tranzisztoros digitális inverter kapcsolások

A fentiekben olyan elektronikus erősítőkapcsolásokat vizsgáltunk (2.17 illetve 2.19) 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” egy referenciához képest. Ez a hozzáállás a digitális rendszerekre lesz jellemző, és részletesen áttekintjük őket a 4.1.5 fejezetben. Foglalkozunk most a konkrét technikai megvalósítással, amely a félvezetők alkalmazásának témakörébe illik inkább.

A már látott földelt emitteres (földelt source-ú) kapcsolást nézzük most meg újra ebből a szemszögből, a 2.21 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 folyama-

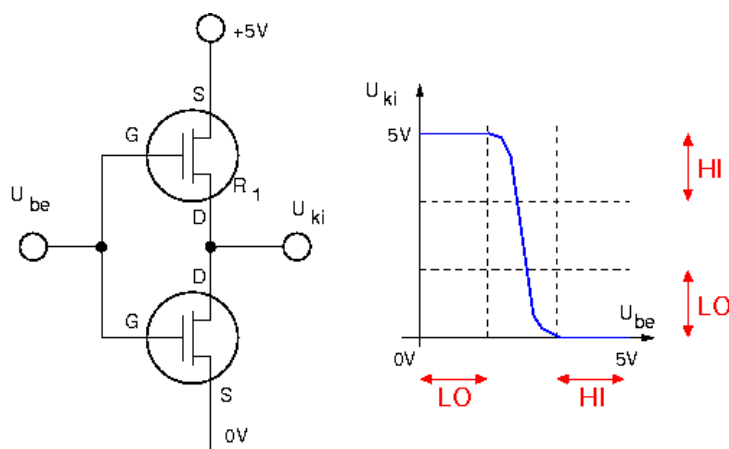


2.21. ábra. Tranzisztoros inverter kapcsolás. Ha kinevezünk alacsony (LO) és magas (HI) feszültségtartományokat, akkor a földelt emitteres kapcsolás úgy is tekinthető, mint ami ezen tartományok közötti váltást oldja meg: ha a bemenet LO (HI), akkor a kimenet ellentétes, azaz HI (LO). Az átviteli függvény köztes tartományai lényegtelenek, és a két típus (bipoláris balra és MOS-FET jobbra) esetén különböznek is

tosan 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 2.22 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 számítógépes rendszerekben kifejezetten ezeket használják a logikai műveletek megvalósítá-



2.22. 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 közepén. A váltás környékét kivéve egyik tranzisztor mindig zárt, azaz nem folyik áram a rendszeren

sára. További előnye, hogy szimmetrikus: a ki- és bemenő feszültség függvény közepén vált, ezért a HI és LO tartományok általában a teljes feszültségtartomány felső és alsó egyharmadát foglalják el. Első ránézésre furcsa, hogy a kapcsolás csak tranzisztort tartalmaz, ellenállás nincs is benne. Ez azért igen előnyös, mert gyártástechnológiailag egy félvezető lapkán nem könnyű ellenállást készíteni – konkrétan egyszerűbb egy tranzisztort kivitelezni mint egy ellenállást vagy egy kondenzátort.

Az a fontos tulajdonság, hogy zérus áram folyik a rendszeren amikor nem éppen vált a két állapot között, azt is magával vonja, hogy nagyon alacsony lesz a fogyasztás akkor is ha sok ilyen kombinálunk. Csak konkrétan a váltáskor folyik egy kis, nem elhanyagolható áram. *Az átlagfogyasztást tehát az fogja meghatározni, hogy hányszor kell kapcsolnia az eszköznek másodpercenként - azaz az f_0 átlagos kapcsolási sebességgel (órajelsebességgel) lesz arányos.* A FET-ben a kapu-elektroda és a tőle elszigetelt félvezető által alkotott rendszert kondenzátornak tekinthetünk, amit a kapu-elektroda felől fel kell tölteni. A kondenzátor energiája arányos az $U_{\text{táp}}$ tápfeszültség négyzetével és a C kapacitással, ami viszont a d átlagos méret négyzetével csökken. Egy kapu fogyasztása tehát $P \approx U_{\text{táp}}^2 f_0 / d^2$, azaz látható, hogy a processzorok kapuszámát és sebességét csak az $U_{\text{táp}}$ 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.

3. fejezet

Műveleti erősítők és visszacsatolások

3.1. Műveleti erősítők tulajdonságai

Az előző fejezetekben megismerkedünk az elektronikai rendszerek alapvető építőköveivel, amelyekből elvileg tetszőleges funkciójú kapcsolás kialakítható. Ennek gyakorlati akadályai viszont, hogy a bonyolult kapcsolások hamar átláthatatlanná válnak, az összetett feladatok pedig nagyszámú alkatrészt igényelnek.

Hasonlóan a gépiparhoz, a javíthatóság és tervezhetőség fontos szempontként itt is megjelent, a megoldás is hasonló lett: szabványosan kezelhető részegységeket fejlesztettek ki, amelyek egymással felcserélhetőek, a belőlük kialakított összetett rendszerek *funkciói* áttekinthetőek, működésük egyszerű és igen jól jósolható. A gépiparban ilyen pl. a csavargyártás, ennek az elektronikában az integrált áramkörök (IC, Integrated Circuit) kifejlesztése felel meg.

A sok alkatrészes, bonyolult felépítésű, de egyszerűen viselkedő részegységek használata egyszerűsíti a gyártást és a tervezést. Ez az ellentmondásnak tűnő koncepció két okból megalapozott. Egyik, hogy egyetlen tranzisztor valójában kellemetlenül bonyolult eszköz, karakterisztikája típus- és hőmérsékletfüggő, viszonylag esetleges (lásd [3.1](#) fejezet). Másik, hogy a modern technológiákkal egyetlen tranzisztort kialakítani nagyságrendileg ugyanannyiba kerül, mint ugyanazon a félvezető kristályszemcsén 10 vagy 100 darabot, az egyszerűbb IC-k árát jelentős mértékben a tokozás határozza meg. A fizikai méret és az alkatrészek száma egyidejűleg csökkenthető, ami a gyártási költségeket csökkenti.

Jelen fejezetben áttekintjük a félvezetők legfontosabb, összetett de egyszerű funkciójú kombinációjának, a műveleti erősítőnek a tulajdonságait. Tekintve hogy modern rendszerekben szinte minden analóg, időfüggő feszültségekkel kapcsolatos elektronikai feladatot műveleti erősítőkkel oldanak meg, ezeken keresztül áttekintjük magukat a tipikus feladatokat, felhasználási területeket is.

3.1.1. Műveleti erősítők felépítése

A műveleti erősítőnek (angolul operational amplifier, op-amp) két bemenete van, ezeket jelöljük U_+ -szal és U_- -szal. Az eszköz egyetlen U_{ki} kimenettel rendelkezik. Tekintve hogy összetett alkatrészből van szó, ezért külső tápfeszültséget (energiaforrást) igényel, jellemzően néhány V-os pozitív és negatív (leggyakrabban szimmetrikus) értéket, ezeket U_{T+} -nak és U_{T-} -nak fogjuk jelölni. Az eszköz rajzjele a 3.1 ábrán látható bal oldalt. Az áramköri rajzokban a tápfeszültség kivezetéseket általában nem jelöljük (bár fizikailag mindig ott vannak). Fontos még, hogy a bemenetek meg vannak jelölve a háromszögön belül írt + és - jelekkel is, ez azonosítja egyértelműen U_+ -t és U_- -t.

A kimenet a bemenetek értékétől a következőképpen függ igen jó közelítéssel:

$$U_{ki} = A(U_+ - U_-) \quad (3.1)$$

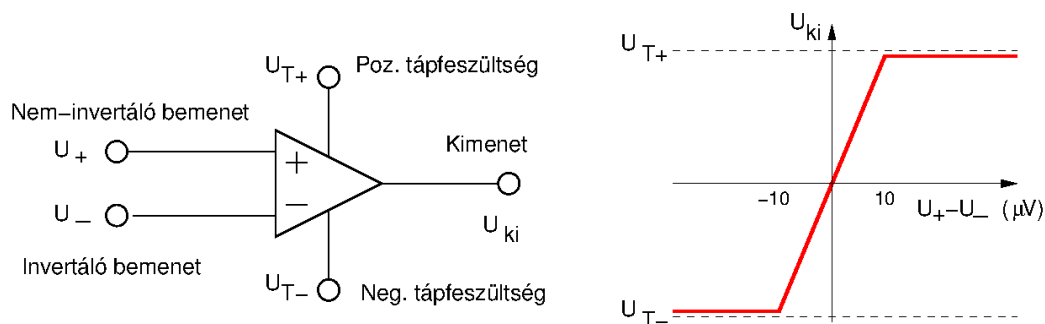
A kimenet tehát a bemenő feszültségek különbségétől függ. A műveleti erősítő ilyen értelemben differenciálerősítő, a bemenetek értéke külön-külön nem határozza meg a kimenet értékét.

Az A erősítés értéke jellemzően igen nagy, tipikusan tízezer és egymillió között (10^4 - 10^6). Gyakorlati szempontból az erősítés olyan nagy, hogy végtelennek tekinthető. Ez az oka a bevezetőben említett egyszerű működésnek, hiszen bár sokféle tényleges megvalósítása van a műveleti erősítőknek, a funkció mindig a fenti séma szerinti.

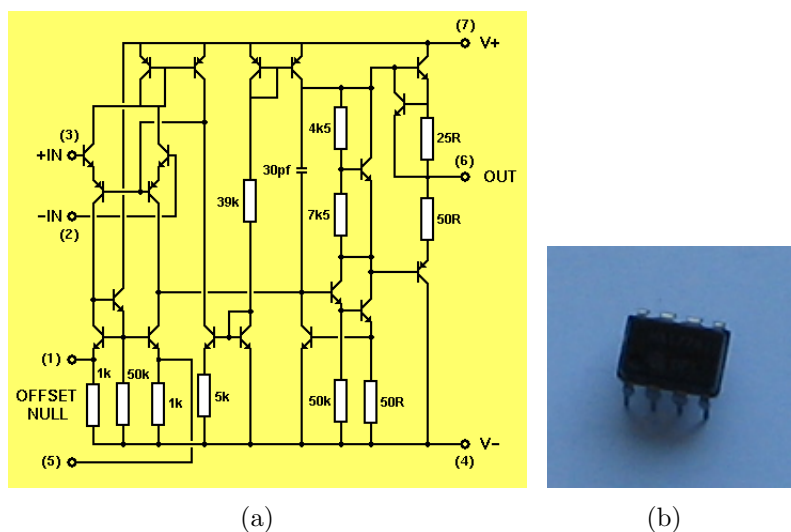
A 3.1 egyenlet természetesen nem lehet tetszőleges tartományban igaz, hiszen az eszköz fizikailag nem tud a tápfeszültségek tartományán kívül eső feszültséget kiadni magából. A bemenetek függvényében a kimenetet egy tipikus esetben a 3.1 ábra jobb oldalán láthatjuk. Valóban egy nagy meredekségű, egyenes szakaszt kapunk az $U_+ - U_- \approx 0$ környékén (látható hogy a vízszintes skála mikrovoltos nagyságrendű!), de a kimenetet a tápfeszültségek értéke lehatárolja.

A fenti elveket követő műveleti erősítők a 70-es években terjedtek el és váltak domináns elemeivé az időben folytonosan változó precíziós feszültség szintekkel dolgozó eszközöknek. Az egyik legnépszerűbb típus, a $\mu A741$ -es tényleges kapcsolási rajza látható a 3.2 ábrán bal oldalt. Felismerhetjük rajta a két bemenet szempontjából (+IN és -IN) kialakuló differenciálerősítő tranzisztor-kapcsolást, ami a 2.20 ábra optimalizált verziója. Tekintve hogy egy megfelelő szakterületen kívüli elektromérnök is könnyen zavarba jöhet a közel két tucat tranzisztor aránylag bonyolult rendszerétől, az ábra egyetlen fontos üzenete az, hogy ezzel a fenti, 3.1 egyenlettel leírt funkció ténylegesen megvalósul. Az eszköz egy példányának fényképe is látható a 3.2 ábrán jobb oldalt, az áramköri tok egyes kivezetései megfeleltethetők a be- és kimeneteknek. Az eszköz néhány tíz forintos áron beszerezhető elektronikai boltokban.

A műveleti erősítők U_+ és U_- bemenetei egységes nevet kaptak. A 3.1 egyenletben nagyon fontos hogy az U_- negatív előjellel szerepel, azaz ha növekszik, akkor az U_{ki} kimenet csökken. Ezt nevezzük az invertáló bemenetnek. A másik bemenet előjele pozitív, tehát a másikkal ellentétes – jobb híján a nem-invertáló bemenet nevet kapta.



3.1. ábra. Műveleti erősítő rajzjele (balra). A döntött háromszög függőleges oldala mentén vannak a bemenetek (+ jel a nem-invertáló, - jel az invertáló bemenetnél), a háromszög ellentétes csúcsánál a kimenet. A tápfeszültségek bemeneteit gyakran nem jelölik, ha igen akkor leginkább az itt látható módon. Az ábra jobb oldalán a műveleti erősítő tipikus karakterisztikája látható, azaz a *bemenetek különbségének* függvényében a kimenet



3.2. ábra. A népszerű $\mu A741$ (más néven UA741 vagy LM741) kapcsolási rajza (balra). Felismerhetők a bemenetek (+IN és -IN), ezek jutnak a differenciálerősítő-kapcsolásra. Jobbra az eszköz leggyakoribb kivitelezéséről készített fénykép

A műveleti erősítőkkel megvalósított áramkörök tervezésekor fontos paraméterek még a következők (ezeket itt nem tárgyaljuk részletesen, mivel túlmutatnak az anyagon):

- az erősítők frekvenciamenete: ahogy az minden áramkörnél, így pl. a 3.2 ábra áramkörénél is igaz, a kapcsolásnak van felső határfrekvenciája, azaz ahonnan kezdve

az A erősítés jelentősen csökkenni kezd hasonlóan egy aluláteresztő szűrőhöz. Ez nem csak a váltakozó jelek esetén érdekes: a felső határfrekvencia és a kimenő jel lehetséges leggyorsabb felfutása szoros (közelítőleg reciprok) kapcsolatban vannak, ez fontos lehet a gyors kapcsolásoknál.

- fontos a műveleti erősítőből kivehető maximális áram ill. feszültség, bizonyos erősítők jelentős terhelést is meg tudnak hajtani. Megfelelő külső elemekkel (pl. FET, tranzisztor) és ügyes áramköri elrendezéssel egy egyszerű műveleti erősítő is jelentős teljesítményt tud szabályozni.
- a 3.2 ábra a bemenő áramkör egy differenciálerősítő tranzisztor-kapcsolást, ami a gyártás során sohasem állítható elő tökéletesen szimmetrikusan. Ennek eredménye, hogy 0 bemenő feszültségnél is van egy kicsit (néhány 10 mV-os) feszültség a kimeneten (holott 0-nak kellene lennie!). Ezt az ún. *offset feszültséget* az IC-k egy részénél egy külső potenciométer bekötésével és beállításával csökkenteni lehet a μV tartományba

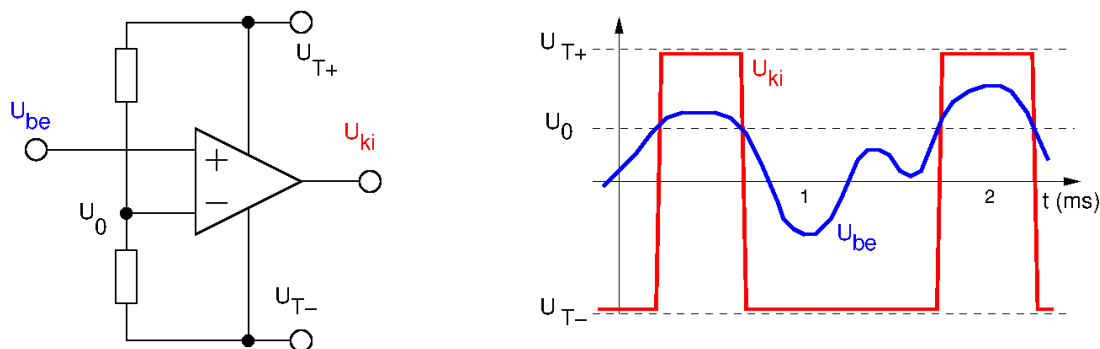
3.1.2. A műveleti erősítő mint komparátor

A műveleti erősítőt a legegyszerűbb módon az 3.3 ábra szerinti áramkörben alkalmazhatjuk. Itt az egyik bemenetre (legyen ez az invertáló, U_-) adjunk konstans U_0 feszültséget (az R_1 és R_2 ellenállásokból mint feszültségosztóból képezve), a másik bemenetre (legyen most a nem-invertáló, U_+) pedig egy időben változó U_{be} jelet. A 3.1 karakterisztika alapján látható, hogy amíg az $U_{be} = U_+$ bemenet értéke magasabb mint U_0 , addig a kimenet a pozitív tápfeszültség közelében van, ha ez alatti, akkor a negatív tápfeszültségnek felel meg. A kimenet a két szélső érték között gyorsan vált. Tekintve hogy a bemenő jelet összehasonlítjuk, azaz komparáljuk a konstans U_0 -lal, az eszköz neve, mint elektronikai kapcsolat, a komparátor.

Komparátornak elvileg bármilyen műveleti erősítő használható, mégis vannak erre tervezett, optimális működésű eszközök.

3.2. Negatív visszacsatolás

A műveleti erősítőket legtöbbször olyan áramkörben helyezzük el, ahol – a komparátorral szemben – a kimenetet valamilyen módon visszakötjük a bemenetre. Ez a lehetőség teszi nagyon szélessé az alkalmazások körét. Ha a kimenetet valamilyen módon az invertáló bemenetre kötjük vissza, akkor ezt a műveleti erősítővel kapcsolatos értelemben negatív visszacsatolásnak nevezzük. Tegyük fel hogy a kimenet megnövekszik: a visszacsatolás miatt az invertáló bemenet feszültsége is megnövekszik, ami negatív irányba viszi a bemenetek közti különbséget. A kimenet emiatt a 3.1 egyenlet alapján csökken, azaz



3.3. ábra. Komparátor kapcsolási rajza (balra), az invertáló bemeneten konstans U_0 feszültséggel. A kimenet a maximális pozitív érték ha az áramkör bemenete (a nem-invertáló bemenetre kötve) nagyobb mint U_0 , és minimális negatív, ha kisebb. Jobb oldalon látható vázlatosan a be- és kimenő jel időfüggése.

a kimenet stabilizálja önmagát. A visszacsatolásnak változatos módjai vannak, ezeket tekinti át az alábbi alfejezet.

3.2.1. Az ideális műveleti erősítő kapcsolások szabályai

A negatív visszacsatolású áramkörök elemzését, működésük feltérképezését az teszi könnyűvé, hogy két egyszerűen megfogalmazható és alkalmazható szabály teljesül első közelítésben:

M1 A műveleti erősítő U_{ki} kimenete úgy igyekszik változni, hogy a bemenetek közötti feszültségkülönbség közel zérus legyen.

M2 A műveleti erősítő bemenetein (U_+ és U_-) nem folyik áram.

Az M1 szabály tulajdonképpen a 3.1 egyenlet átfogalmazása, feltételezve hogy az A erősítés közel végtelen: eszerint a 3.1 egyenlet bal oldala (a kimenet) csak úgy lehet véges érték ha a $U_+ - U_-$ különbség zérus. Az M2 szabály azzal ekvivalens hogy a műveleti erősítő bemenő ellenállása végtelenül nagy, azaz az őt megelőző fokozatból áramot nem vesz ki, azt nem terheli.

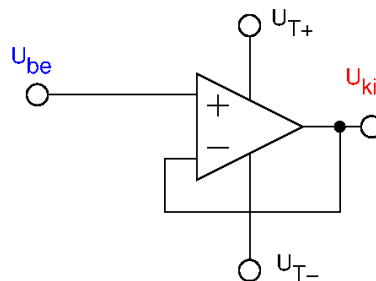
Az M1 és M2 szabálytól való eltérést bizonyos esetekben nem lehet elhanyagolni. Vannak viszont olyan speciális műveleti erősítő típusok, amelyek az ideálist ($A = \infty$ és $I_{be} = 0$) rendkívül jól közelítik – a tervező feladata tehát meghatározni hogy milyen pontossággal szükséges az idealizált eset feltételeit teljesíteni.

Az M1 szabály alól van egy fontos kivétel, amit éppen a komparátornál is láttunk. Ha a kimenet akkora kellene legyen, hogy az a tápfeszültség értékét meghaladná (akár pozitív, akár negatív irányban), akkor annál tovább a kimenet nem megy, a két bemenet

között pedig jelentős feszültségkülönbség jelenik meg. Ezen kivétel világosan következik a 3.1 ábra jobb oldalán mutatott karakterisztika alapján. A negatív visszacsatolás tárgyalása során feltételezzük hogy nem megyünk olyan szélsőséges tartományba a bemenetekkel, hogy ezen kivétel elrontsa az M1 szabályt.

3.2.2. Nem-invertáló erősítőkapcsolás

Tekintsük a negatív visszacsatolás legegyszerűbb példáját, melyet a 3.4 ábra mutat. Itt egyetlen vezetékkel kössük vissza a kimenetet az invertáló bemenetre: $U_{ki} = U_-$. Az M1 szabályt alkalmazhatjuk, ami alapján $U_+ = U_-$. De az áramkör tényleges bemenete éppen a nem-invertáló bemenetre van kötve: $U_{be} = U_+$. Mindebből következik, hogy $U_{ki} = U_{be}$, az áramkör kimenetén pontosan a bemenő feszültség jelenik meg. Az áramkör tehát egy egységnyi erősítésű rendszer. A 2.5 fejezetben már láttunk hasonlót, és ott ki is elemeztük, hogy mi értelme van egységnyi erősítésű rendszert készíteni: a 3.4 kapcsolás bemeneti ellenállása végtelen (hiszen az M2 szabály szerint a bemeneten zérus áram folyik!), a kimeneti ellenállása pedig közel zérus (hiszen jelentős áramot vehetünk ki az eszközből anélkül hogy a kimenet bármit is változna). A 2.19 ábra szerinti emitterkövető kapcsoláshoz képest fontos különbség, hogy az U_{ki}/U_{be} arány rendkívül közel van 1-hez, tipikusan 4-5 jegyig megközelíti azt – ezt a precizitást nyertük tehát azzal, hogy az egyetlen tranzisztorhoz képest a sokkal összetettebb műveleti erősítőt használjuk.



3.4. ábra. Egységnyi erősítésű műveleti erősítő kapcsolás. A kimenet mindig pontosan követi a bemenetet, a bemeneti ellenállás nagyon nagy.

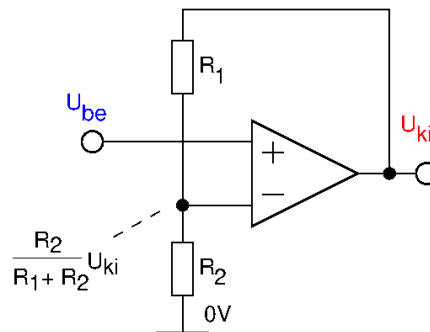
Alakítsuk ki most a 3.5 ábra szerinti kapcsolást. Ha megfigyeljük itt is az invertáló bemenet irányába csatoljuk vissza a kimenetet, de ezúttal az R_1 és R_2 ellenállások alkotta osztón keresztül. A bemenő feszültséget most is a nem-invertáló bemenetre kötjük: $U_{be} = U_+$. Az invertáló bemeneten nem folyik áram (M2 szabály), ezért alkalmazhatjuk a potenciométer-formulát az U_{ki} és az U_- kapcsolatára:

$$U_- = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{ki} \quad (3.2)$$

Alkalmazhatjuk még az M1 szabályt, ami ismét egyszerűen: $U_+ = U_-$. A fentiekből átrendezéssel adódik a ki- és bemenet közötti kapcsolat:

$$U_{ki} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} U_{be} \quad (3.3)$$

Ez érdekes módon a potenciométer-formula reciproka. A kimenet egy fix, egynél nagyobb számszorosa a bemenetnek, az arányt szigorúan a külső alkatrészek, R_1 és R_2 értéke határozza meg. A 3.5 ábrán látható és fentiekben tárgyalt kapcsolást nem-invertáló erősítőkapcsolásnak nevezzük. Jellemzője hogy közel ideális: bemeneti ellenállása igen nagy, kimeneti ellenállása nagyon kicsi.



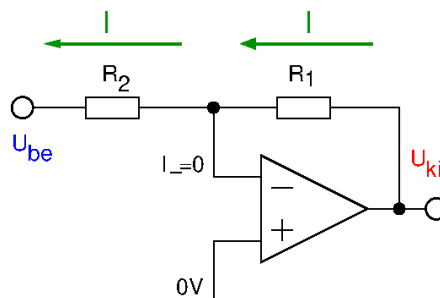
3.5. ábra. Neminvertáló erősítőkapcsolás. Az invertáló bemeneten a feszültségosztó-formula szerinti hányada esik a kimenetnek, emiatt a ki- és bemenetek aránya éppen ennek reciproka: tetszőleges 1-nél nagyobb szám.

A 3.4 és 3.5 ábrák kapcsolási rajzát összehasonlítva észrevehetjük, hogy az egységnyi erősítésű kapcsolásnál az áramkörnek egyetlen pontját sem kellett a zérushoz (földponthoz) kötni. A nem-invertáló erősítőnél viszont egyértelműen a fizikailag is megjelenő zérushoz képest mérjük a ki- és bemenetet.

3.2.3. Invertáló erősítőkapcsolás

A nem-invertáló erősítőkapcsolás tulajdonsága az volt, hogy egy tetszőleges pozitív számszorosa lehetett a kimenet a bemenetnek. A 3.6 ábra mutatja a negatív értékű számmal való szorzást megvalósító, invertáló erősítőnek nevezett kapcsolást.

A kapcsolat több szempontból is érdekes. Itt is negatív visszacsatolásról van szó (hiszen a kimenet az R_1 ellenálláson keresztül vissza van kötve az invertáló bemenetre), de a külső bemenő feszültség is egy R_2 értékű ellenálláson keresztül ugyanide csatlakozik. Másik furcsaság, hogy a műveleti erősítő nem-invertáló bemenete fixen zérus feszültségre van kötve.



3.6. ábra. Invertáló erősítőkapcsolás. A nem-invertáló bemenet virtuális földpontként szerepel, mert az M1 szabály szerint épp akkora kell legyen, mint a zérusra kötött nem-invertáló bemenet. A két ellenálláson egyforma nagyságú I áram folyik, mert az invertáló bemeneten nem folyik áram ($I_- = 0$). A rajz egyszerűsítése miatt felül van az invertáló (-), alul a nem-invertáló (+) bemenet.

Határozzuk meg a ki- és bemenő feszültség között a kapcsolatot. Az M1 szabály alapján $U_+ = U_-$, és mivel az előbbi épp zérus, az utóbbi is zérus feszültségen van. Az M2 szabály alapján az invertáló bemeneten nem folyik áram, emiatt az R_1 és R_2 ellenállásokon (egy csomópontban vannak) azonos I nagyságú áram folyik. Az R_1 ellenállásra, amelyen épp U_{ki} feszültség esik, alkalmazhatjuk az Ohm-törvényt: $U_{ki} = IR_1$. Az Ohm-törvényt alkalmazhatjuk az R_2 ellenállásra is: $U_{be} = -IR_1$, ahol figyelembe vesszük, hogy az áram iránya ellentétes értelmű mint a feszültségé. Fontos még egyszer kiemelni, hogy az Ohm-törvény utóbbi két konkrét, igen egyszerű azon múlt, hogy az ellenállások invertáló bemenethez kötött pontja épp zérus feszültségen van. Az egyenletekből kifejezhetjük a keresett kapcsolatot U_{ki} és U_{be} között:

$$U_{ki} = -\frac{R_2}{R_1}U_{be} \quad (3.4)$$

A kimenet tehát egy nagy pontossággal, R_1 és R_2 által adott számaránynak megfelelően negatív számszorosa a bemenetnek. Az ellentétére fordítás, idegen szóval invertálás kifejezés miatt kapta a kapcsolás az invertáló erősítő nevet.

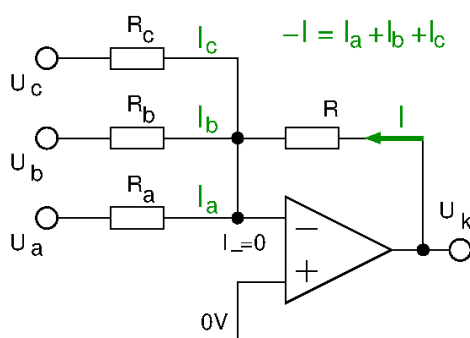
Az invertáló erősítő 3.6 szerinti formájában a (negatív) erősítés tetszőleges lehet, akár egynél kisebb abszolút értékű is. A kapcsolás bemenő ellenállása pontosan R_2 , azaz nem kifejezetten nagy. Ha a bemenő ellenállást nagyon nagyra szeretnénk választani, akkor a 3.4 ábra szerinti egységnyi erősítésű kapcsolással ki kell egészíteni a bemenő oldalt.

A kapcsolás érdekessége volt, hogy az invertáló bemenet épp zérus feszültségre kényszerítődött (bár nem volt fizikailag odakötve), és ezt nagyban ki is használtuk. A kapcsoláson első ránézésre nem is látszik, hogy az áramkör tulajdonságai miatt ennek így kell lennie – ilyen és hasonló esetben ezt a földpotenciálú pontot „virtuális földpontnak” nevezik. Virtuális földpont legtöbbször épp ezen a módon alakul ki, azaz mint egy

műveleti erősítő invertáló bemenete, ha a nem-invertáló bemenetet zérus feszültségre kötjük.

3.2.4. Összeadó áramkör

Két vagy több feszültség precíz módon képzett összegét vagy tetszőleges lineárkombinációját megvalósíthatjuk a 3.7 ábra szerinti, összeadó áramkörnek nevezett kapcsolással. A hangsúly ismét azon van, hogy ezt nagy pontossággal tesszük, úgy, hogy az áramkör kimenő ellenállása nagyon alacsony.



3.7. ábra. Összeadó áramkör. A kimenet az U_a , U_b és U_c bemenetek lineárkombinációjaként adódik, ami azon múlik hogy az R ellenálláson folyó I áram éppen a bemeneteken befolyó áramok összege.

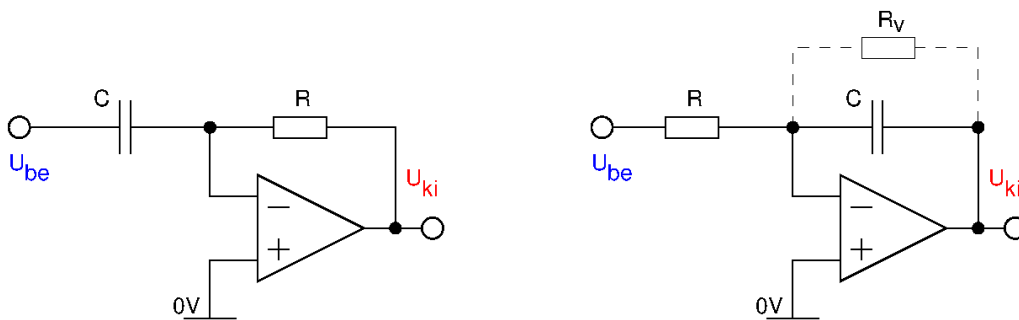
A 3.7 kapcsolási rajz nagyon hasonlít az invertáló erősítőre, csak ezúttal több bemenetet (U_a , U_b , U_c , stb) kötünk a műveleti erősítő invertáló bemenetére, megfelelő ellenállásokkal. Az előző alfejezet gondolatmenetét követhetjük ismét: az invertáló bemenet virtuális földponttá válik, a kimenet felől (R ellenálláson) folyó áram pedig a bemenetek felől érkező áramok összege. A kimeneti feszültség értéke:

$$U_{ki} = -R \left(\frac{U_a}{R_a} + \frac{U_b}{R_b} + \frac{U_c}{R_c} \right) \quad (3.5)$$

Tekintve hogy a bemenetek felől tetszőlegesen megválasztható az ellenállások értéke, a 3.5 egyenlet azt fejezi ki hogy tetszőleges negatív együtthatós lineárkombinációját képezni tudjuk akármilyen bemenetnek. Az hogy az együttható negatív, nem jelent korlátozást: ha egy újabb invertáló erősítőfokozatot kapcsolunk a kimenetre, visszafordíthatjuk a feszültséget.

3.2.5. Differenciáló és integráló áramkör

Az invertáló és nem-invertáló erősítőkapcsolások esetén a kimenet mindig szigorúan arányos volt a bemenettel, minden időpillanatban. A műveleti erősítők negatív visszacsatolása esetén nem csak ellenállásokat használhatunk az áramkörben, hanem kondenzátort (ritkább esetben tekercset) is. Ez a lehetőség igen érdekes, nem triviális időfüggésű kapcsolatot teremthet a ki- és bemenet között. Tekintsük a két alapesetet a 3.8 ábrán. A kapcsolások az invertáló erősítőkapcsolásra emlékeztetnek, de a visszacsatoló vagy bemeneti ágba egy kondenzátort raktunk most. Kövessük ismét a 3.4 egyenlethez vezető gondolatmenetet, először a bal oldali kapcsolásra.



3.8. ábra. Differenciáló (balra) és integráló (jobbra) kapcsolás, ami a bemenet időbeli deriválását illetve nagy pontosságú integrálását oldja meg.

A kondenzátoron és az ellenálláson ugyanakkora áram folyik (M2 szabály). Mivel az invertáló bemenet virtuális földpont, a kondenzátoron éppen a bemenő feszültség esik, az ellenálláson pedig éppen a kimenő. Az ellenállásra az Ohm-törvényt írhatjuk fel: $U_{ki} = IR$, a kondenzátorra pedig a megfelelő differenciálegyenletet (a $Q = CU$ analógiájára), figyelembe véve hogy az áramirány ismét ellentétes a feszültséggel: $-I = C(dU_{be}/dt)$. Ezekből következik, hogy:

$$U_{ki} = -RC \frac{dU_{be}}{dt} \quad (3.6)$$

Azt kaptuk tehát, hogy a kimenet éppen a bemenet idő szerinti deriváltjával arányos (egy negatív konstans erejéig). Ha visszaemlékszünk a 1.5.4 fejezet gondolatmenetére, látható hogy ezúttal a differenciálás mint lineáris művelet igen nagy pontossággal megvalósítható, és nem csak mint közelítés ahogy a kvázi-differenciáló szűrő (felüláteresztő szűrő) esetén volt. A 3.8 ábra szerinti bal oldali kapcsolásra igaz az, hogy a kimenő feszültség amplitúdója jelentősen nagyobb lehet, mint a bemeneté: ezt nyerjük a műveleti erősítő alkalmazásával.

A 3.8 ábra jobb oldalán olyan áramkört látunk, ahol a kondenzátort és az ellenállást felcseréljük. A differenciáló áramkörhöz nagyon hasonló gondolatmenettel jutunk a ki-

és bemenő feszültségek közötti kapcsolathoz:

$$U_{be} = -RC \frac{dU_{ki}}{dt} \quad (3.7)$$

azaz a kimenetet felírva,

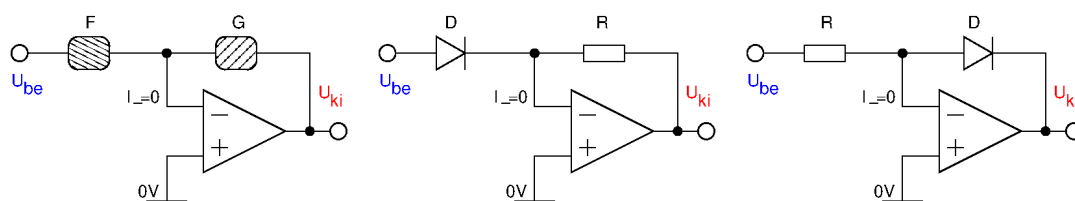
$$U_{ki} = -\frac{1}{RC} \int U_{be} dt \quad (3.8)$$

A kimenő feszültség tehát a bemenet idő szerinti integrálja, nagy pontossággal. Az integrálás kezdőpontja nem igazán jól definiált: ha az áramkört technikailag megvalósítjuk, figyelembe kell venni, hogy egy kicsi konstans feszültség (offset) a bemeneten a kimenet folyamatos emelkedését vagy csökkenését vonja magával (a konstans érték integrálja egy idővel arányos mennyiség). Gyakorlatilag az áramkör kimenete egy idő után a pozitív vagy negatív tápfeszültség közelébe jut, ami megzavarja a működést. Ennek kiküszöbölésére a pontos integrálást kicsit „elrontjuk” egy R_v nagy értékű visszacsatoló ellenállással, de ettől még az áramkör általában nagy pontossággal közelíti az időbeli integrál tényleges értékét.

A 3.8 és 3.7 ábra szerinti áramkörökkel deriválást, integrálást és számmal való szorzást (lineárkombinációt) tetszés szerint meg tudunk valósítani.

3.2.6. Nem-lineáris átviteli karakterisztikák megvalósítása

Az előző alfejezetekben a műveleti erősítő köré lineáris alkatrészeket helyeztünk el, és a működés is ennek megfelelően lineárisnak adódott (feltéve hogy a tápfeszültséget nem éri el a kimenet). Ezzel szemben általánosíthatjuk is az 3.6 ábra szerinti invertáló erősítőkapcsolást, úgy, hogy bemenet felől és a visszacsatoló ágba tetszőleges, nem lineáris karakterisztikájú alkatrészt teszünk. Ezt mutatja a 3.9 ábra bal oldala.



3.9. ábra. Nemlineáris karakterisztikájú eszközt tartalmazó műveleti erősítés kapcsolás megvalósítási lehetősége (balra). Konkrétan az exponenciális (középen) és a logaritmikus (jobbra) függvénykapcsolatot jó közelítéssel előállító kapcsolások.

Tegyük fel hogy az F alkatrész mint általános kétpólus (az ezzel kapcsolatos előzetes ismereteket lásd a 1.3 fejezetben) karakterisztikája, azaz feszültsége és árama közötti

kapcsolat: $I = f(U_F)$, a G alkatrész esetén pedig $I = g(U_G)$. A g és f függvények mérésel meghatározandók, ismertek. Konkrétan a teljesül, hogy $U_{be} = U_F$ illetve $U_{ki} = U_G$, ugyanis az invertáló bemenet virtuális földpont. Követve a fentiekben már többször járt utat, adódik, hogy:

$$I = -f(U_{be}) = g(U_{ki}) \quad (3.9)$$

Ha ebből kifejezzük U_{ki} -t, akkor a g függvény g^{-1} -gyel jelölt inverze jelenik meg:

$$U_{ki} = -g^{-1}f(U_{be}) \quad (3.10)$$

A kimenet két ismert függvény egymásbaágyazásával (sőt, az egyik inverzét használva) adódik. Tekintsünk két példát ennek a gyakorlati alkalmazására. Egy dióda esetén egy 0,6V körüli néhány tíz millivoltos, erősen típusfüggő tartományban teljesül, hogy az áram a feszültséggel exponenciálisan növekszik:

$$I \cong I_0 e^{U/U_0} \quad (3.11)$$

(1. [2.1](#) egyenlet, itt I_0 és U_0 az eszköz paraméterei). Kössünk az F alkatrész helyére egy ilyen diódát, a G alkatrész pedig legyen egy R ellenállás, a [3.9](#) ábra középső kapcsolása szerint. Ekkor g az Ohm-törvényt fogalmazza meg: $I = g(U) = U/R$, f pedig épp a [3.11](#) egyenletnek felel meg. A [3.10](#) egyenlet alapján a kimenet a bemenet exponenciális függvényeként adódik:

$$U_{ki} = -RI_0 e^{U_{be}/U_0} \quad (3.12)$$

Ha most a diódát a G alkatrész helyére rakjuk, F helyére pedig az R értékű ellenállást a [3.9](#) ábra jobb oldala szerint, akkor f lesz az Ohm-törvény megfelelője, g pedig az exponenciális függvény. Az inverzképzés miatt a kimenet ekkor a bemenet logaritmusával lesz arányos:

$$U_{ki} = -U_0 \ln \left(\frac{U_{be}}{I_0 R} \right) \quad (3.13)$$

Ha egy feszültségérték logaritmusát és exponenciális függvényét elő tudjuk állítani, akkor ilyenek és számmal való szorzás egymásutánjából tetszőleges valós kitevős hatványt is megadhatunk.

A fenti fejezetben tárgyalt kapcsolásokkal szinte tetszőleges műveletet elvégezhetünk precíz módon, időben változó feszültségszintekkel. Az alkalmazások köre igen széles. Képzeljük el, hogy egy adott feszültség akárhanyad rendű deriváltjait meghatározzuk, és ezek lineárkombinációját vagy tetszőleges függvényét képezzük – majd ezt az értéket a rendszer bemenetére visszakötjük. Ez nem jelent mást, mint egy (akár magasabb rendű, nemlineáris) differenciálegyenlet elektronikus megoldását. Valóban használtak ilyen eszközöket, ebben a klasszikus formában leginkább a múlt század 40-es és 60-as éve között,

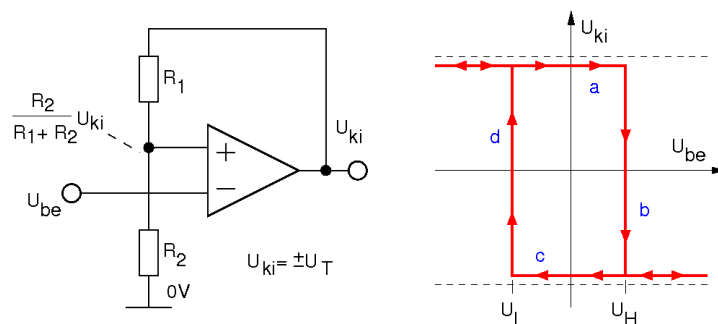
nem kis részben katonai alkalmazásokban. Példa erre a lövedékek röppályájának kiszámítása (kilőtt vagy repülőből kidobott bombák esetén is), ahol figyelembe lehet venni a geometriai paramétereket (irány, sebesség) illetve a külső körülményeket is (közegellenállás, szélsősebesség). Modern rendszerekben hasonló, jelentősen fejlett áramköröknek például időben torzult jelek nagysebességű helyreállításánál van szerepe.

3.3. Pozitív visszacsatolás

A műveleti erősítők kimenetét visszacsatolhatjuk nemcsak az invertáló bemenetre (ahogy az előző fejezetben láttuk), hanem a nem-invertáló bemenetre is. Ez utóbbi esetben, melyet pozitív visszacsatolásnak nevezünk, az történik, hogy ha a kimenet emelkedik, akkor a bemenetek közti különbség pozitív irányban növekszik, ami tovább növeli a kimenetet – ez egy olyan instabil helyzetet teremt, hogy a kimenet a pozitív vagy negatív tápfeszültség környékén fog általában tartózkodni. A negatív visszacsatolásnál alkalmazható M1 szabály tehát kifejezetten nem teljesül. Pozitív visszacsatolással erősen nemlineáris viselkedésű áramköröket kapunk.

3.3.1. A Schmitt-trigger kapcsolás

Tekintsük a következő, 3.10 ábra szerinti kapcsolást, ami a pozitív visszacsatolás legtipikusabb kialakítása. Az áramkör bemenete a műveleti erősítő invertáló bemenete. A kimenetet visszacsatoljuk egy R_1 és R_2 ellenállásokból álló osztó segítségével a *nem-invertáló bemenetre*.



3.10. ábra. Pozitív visszacsatolást tartalmazó áramkör: egy műveleti erősítővel megvalósított Schmitt-trigger. A bal oldali áramköri rajz ki- és bemenete közötti kapcsolatot a jobb oldali diagram szemlélteti

Példaképpen legyen az U_{be} bemenő feszültség zérus, és a kimenet is közel zérus. Ekkor az invertáló bemenet is zérus közeli. Tegyük fel hogy a kimenet kicsit felfelé

indul. Ekkor, tekintve hogy pozitív a visszacsatolás, a nem-invertáló bemenet is pozitív irányba mozdul. Ez, a 3.1 egyenletnek megfelelően nagyon erősen pozitív irányba indítja a kimenetet, ami tovább növeli pozitív irányba a bemenetek különbségét – a bevezetőben említett effektust látjuk tehát konkrétan. A kimenet növekedésének csak a maximális (vagy minimális) kiadható feszültség, a $\pm U_T$ tápfeszültség szab határt.

Próbáljuk most megérteni hogy a 3.10 ábra kapcsolása hogyan viselkedik. Adjunk először a bemenetre egy igen jelentős negatív feszültséget. A kimenet emiatt biztosan a pozitív tápfeszültséget veszi fel: $U_{ki} = U_T$. A nem-invertáló bemenetre a feszültségosztó formula szerint $U_+ = R_2/(R_1 + R_2)U_T$ jut, egy véges pozitív érték.

- (a) Kezdjük most növelni a $U_{be} = U_-$ bemenő feszültséget. Egészen addig amíg ez kisebb mint az U_+ értéke, a kimenet marad a pozitív tápfeszültség környékén.
- (b) Amint viszont U_- eléri U_+ -t, a pozitív visszacsatolás miatt nagyon gyorsan leesik a kimenet a negatív tápfeszültség értékéig. Ezzel egyidőben a nem-invertáló bemenet feszültsége $U_+ = -R_2/(R_1 + R_2)U_T$ lesz a feszültségosztó formula szerint, ami egy véges negatív érték. A kimenet negatív marad mindaddig amíg a bemenet értéke magas.
- (c) Kezdjük most csökkenteni a bemenetet. A nem-invertáló bemenet értéke negatív, emiatt ameddig a bemenettel nem érjük el ezt a negatív értéket, a kimenet is fixen negatív marad.
- (d) Amint elérjük lefelé menet az U_+ -t, a kimenet pozitív irányba billen, és U_+ értéke is pozitív lesz.

A fenti szakaszokat (a,b,c,d) a 3.10 ábra jobb oldalán követhetjük, ahol a kimenet értéke a bemenet függvényében van ábrázolva. Az összefüggés azért bonyolult, mert a kimenet függ attól, hogy milyen irányban követjük végig a görbét (ezt a nyilak is mutatják). Van egy olyan tartomány középen, ahol a kimenet (egy adott bemenet mellett!) kétféle lehet. Gyakorlatilag a rendszer emlékszik arra, hogy a bemenet fentről vagy letről érkezett a középső tartományba.

Azon a tartományon, ahol a bemenet felülről vagy alulról eléri az aktuális nem-invertáló bemenet értéket, a függvény igen gyorsan változik. Egy instabil egyensúlyból kibillenő rendszer analógiájára ezeket a feszültség szinteket *billenési szinteknek* nevezzük. Értékük a fentiekben már látható volt. A felső U_H billenési szint értéke:

$$U_H = R_2/(R_1 + R_2)U_T \quad (3.14)$$

az alsó U_L billenési szint értéke pedig

$$U_L = -R_2/(R_1 + R_2)U_T \quad (3.15)$$

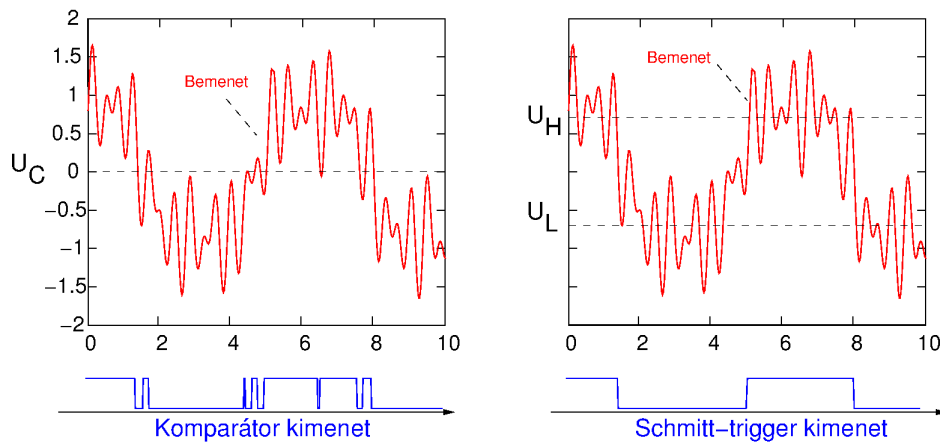
feltételezve hogy a kimenet a szimmetrikus $\pm U_T$ tápfeszültség értékét jó közelítéssel eléri.

Az ilyen, kétféle adott billenési szinttel és kétféle határozott kimeneti feszültséggel rendelkező kapcsolásokat *Schmitt-triggernek* nevezik. A Schmitt-trigger fizikai megvalósítása mindig pozitív visszacsatolással történik, és az itt tárgyalt műveleti erősítő megoldáson kívül sokféle változata létezik.

3.3.2. A hiszterézis szerepe elektronikai rendszerekben

A Schmitt-trigger olyan eszköz, ahol a bemenő feszültség nem minden tartományon határozta meg a kimenetet: volt olyan tartomány, ahol a rendszer előléte (itt konkrétan az, hogy pozitív, vagy negatív irányból közelítettünk az adott bemeneti érték felé) számít a kimeneti érték szempontjából. Ezt a jelenséget *hiszterézisnek* nevezik. A Schmitt-trigger működése pozitív visszacsatoláson alapult, és igaz is, hogy *az elegendően erős pozitív visszacsatolás hiszterézishez vezet*.

Elektronikai rendszerekben kiemelt szereppel bír a hiszterézis. Tekintsünk egy példát: adjunk egy időben változó feszültséget a 3.10 ábra szerinti Schmitt-trigger, illetve egy komparátor (3.3 ábra) bemenetére. Ezt az összehasonlítást a 3.11 ábra szemlélteti.



3.11. ábra. Jelformálás Schmitt-triggerrel. Balra: egy komparátor a bemenőjelet egy U_C komparációs szinttel (itt zérus) hasonlítja össze, a kimeneten (alul) az átmenet környékén gyors változások láthatók. Jobbra: a Schmitt-trigger akkor vált, ha a bemeneti jel a felső U_H szintet eléri, illetve ha lejut az alsó U_L billenési szintig. A kimenet (alul) még ebben az igen zajos esetben is egyértelműen vált fel vagy le

A bemenő feszültség egy főleg magas, illetve főleg alacsony tartományokban lévő jel, de erre tevődik egy gyors oszcilláció, egy külső zajforrás modellje. Ha a jelben lévő információt alapvetően az hordozza, hogy az „alacsony” vagy „magas” (LO vagy HI),

akkor a komparátor referenciafeszültségét zérusnak választhatjuk. A kimenet viszont a zaj miatt éles oszcillációkat tartalmaz. A 3.11 ábra jobb oldalán ugyanezt a bemenetet egy Schmitt-trigger áramkörre vezethetjük. Ha a jel (zajjal együtt) meghaladja a felső U_H billenési szintet, a kimenet vált, hasonlóan ha lefelé irányban a U_L alsó billenési szint alá megyünk. Addig viszont amíg a gyors oszcilláló zaj amplitúdója a két billenési szint különbségét nem éri el, a komparátornál tapasztalt gyors váltások nem láthatók a kimeneten: a Schmitt-trigger a bemeneti jelet regularizálta, egyértelmű alakúvá formálta. A Schmitt-trigger áramköröknek ez az egyik legalapvetőbb alkalmazási területe.

A hiszterézis jelensége nagyon sok egyéb területen előfordul, a biofizikától a közgazdaságtanig. Minden olyan jelenségnek sajátja, ahol a rendszernek valamilyen értelemben emlékezete, memóriája van. Klasszikus fizikai példa a ferromágneses anyagok mágnesezhetősége, de klimatikus és időjárási folyamatokban is szerepe van: egy hóval borított területen a fényvisszaverés miatt alacsonyabb az elnyelés, azaz a hőmérséklet, ami tovább növeli a hó mennyiségét.

Másik ilyen példa az elektromos vízmelegítő (bojler): ennek hőszabályozója egy adott érték alatt kapcsol be, és egy adott (magasabb) hőmérséklet felett kapcsol ki. Ezáltal elkerülhetők a nagyszámú ki-bekapcsolásból eredő zavarok és a mechanikus (kétfajta fémből készült bimetall) kapcsoló tönkremenetele.

3.4. Oszcillátorok és visszacsatolások

Az eddig megismert áramköri kapcsolások jellemzően egy vagy több külső jeltől állítanak elő más (erősített, módosított) jelet. Az elektronikában az 1920-as évek óta használnak *visszacsatolást*, ez egyszerűen annyit jelent, hogy a kimeneti jelet valamilyen áramkörön keresztül visszavezetik a bemenetre. A visszacsatolások nem csak az elektronikában, de máshol is (pl. a kémia, biológia, társadalomtudomány, közgazdaság) fontos szerepet játszanak a rendszerek működésében.

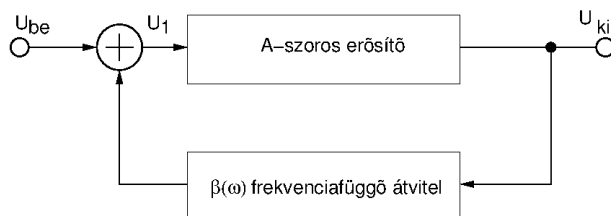
Ha a kimenet növekedése a visszacsatoláson keresztül csökkenti a kimenetet, akkor *negatív visszacsatolásról* beszélünk. Mint látni fogjuk, ez stabilizálja, javítja az áramkör tulajdonságait.

Vannak emellett olyan áramkörök is, amelyek önmagukban jelet keltenek: ilyenek például a fix frekvenciájú váltakozó feszültséget keltő oszcillátorok. Jelen alfejezetben áttekintjük az oszcillátorok elvi felépítését illetve konkrét megvalósításait is.

3.4.1. Visszacsatolás hatása az átvitelre

Induljunk ki egy fix A erősítésű áramkörből (például 3.5 ábrán bemutatott a nem-invertáló erősítőtől). Ennek jelét csatoljuk vissza a bemenetre: ez jelentse azt, hogy a kimenet és egy külső bemenet összegét kötjük az erősítő bemenetére. A helyzet legyen annyiban általánosabb, hogy a kimenetet egy frekvenciafüggő lineáris kapcsoláson

vezessük át, ami tipikusan egy szűrőáramkör: ennek átviteli függvénye (lásd 1.5.4 fejezet) legyen $\beta(\omega)$. Az egész áramkorról feltételezzük hogy lineáris rendszer. A 3.12 ábra mutatja az elrendezés vázlatát.



3.12. ábra. Visszacsatolás modellje: egy A-szoros erősítő és egy frekvenciafüggő $\beta(\omega)$ átvitelű kapcsolás egyetlen hurokban. Az erősítő bemenetére a külső bemenet és a szűrőáramkör kimenetének összege jut.

A külső bemenő feszültség legyen U_{be} , a kimenő feszültség pedig U_{ki} . Feltételezzük hogy mindkettő harmonikus jel adott ω frekvenciával: egy alapvetően lineáris rendszerben ezzel tetszőleges időfüggésű jel leírható. Emiatt nem írjuk ki expliciten az ω függést. A szűrőáramkört áthaladva a kimenet értéke βU_{ki} lesz, tehát az erősítőkapcsolás bemenetére jutó feszültség:

$$U_1 = U_{be} + \beta U_{ki} \quad (3.16)$$

Tekintve hogy fix erősítésünk van, ezért teljesül az is, hogy $AU_1 = U_{ki}$. Mindezekből a külső bemenet és a kimenet arányára adódik:

$$U_{ki} = \frac{A}{1 - A\beta} U_{be} \quad (3.17)$$

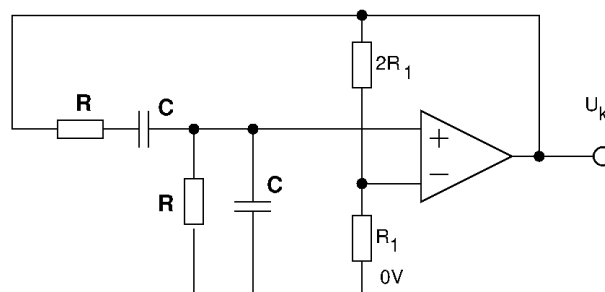
Abban a határesetben, amikor $\beta = 0$, visszkapjuk a fix A-szoros erősítést. Ha β , azaz a visszacsatolás nem elhanyagolható, három érdekes tartományt találhatunk: ezeket a $A\beta$ szorzat értéke határoolja be. A $A\beta$ szorzatot *hurokerősítésnek* nevezzük szokásosan.

- Ha $A\beta$ negatív, akkor a 3.17 egyenlet nevezője egynél nagyobb. Ez azt jelenti hogy a visszacsatolás nélküli esethez képest csökken ki- és bemenet aránya. Ez a *negatív visszacsatolás esete*. Határesetben, amikor A végtelen, a ki- és bemenet A-tól függetlenül $-1/\beta$ lesz. Ezt az effektust a műveleti erősítőknél is láttuk, ahol a műveleti erősítő rendkívül nagy erősítése helyett egy pontosan megadható erősítést kaptunk.
- Ha $A\beta$ pozitív (de 1-nél kisebb), a visszacsatolás nélküli esethez képest az erősítés növekszik: ez a *pozitív visszacsatolás*. Ilyen módon lehetőség van egy nem túl nagy A erősítést szükség szerint növelni.

- Ha $A\beta$ hurokerősítés éppen 1, a *pozitív visszacsatolásnak* olyan esetét kapjuk, amikor a 3.17 egyenlet nevezője végtelen. Ilyenkor a kimenet lehet véges érték külső bemenet nélkül. Egy ilyen kapcsolást, ami $U_{be} = 0$ mellett egy adott frekvenciájú jelet ad, oszcillátornak nevezünk. Ha a $A\beta$ 1-nél nagyobb, az áramkör általában nem egyértelműen jósolható viselkedést ad: a kimenet egyre növekszik, amíg eléri a tápfeszültség környékét, ahol általában a rendszer telítésbe megy, nemlineárian viselkedik, és átvitele ezért már nem írható le egyszerűen az amplitúdó és a fázis frekvenciafüggésével.

3.4.2. Wien-hidas oszcillátor

A pozitív visszacsatolással megvalósított oszcillátoroknak tekintsük egy konkrét, gyakorlatban is használt megvalósítását. A fentiekben láttuk, hogy ha a $A\beta = 1$ feltétel teljesül, a rendszer oszcillátorként viselkedhet. Amennyiben (és ez a tipikus eset) egyetlen frekvencián teljesül a feltétel, a kimenet harmonikus (szinuszos jel) lesz. A Wien-féle szűrőkapcsolás (1.25 ábra) átvitele a frekvencia függvényében egy határozott maximummal rendelkező, és ott éppen $1/3$ volt a ki- és bemenet aránya. Egy $A=3$ -as erősítővel éppen teljesíteni lehet az oszcilláció feltételét. A teljes áramkör a 3.13 ábrán látható. Egyértelmű ahogy a kimenet bejut egy Wien-kapcsolás bemenetére. Az áramkörnek külső bemenete nincs is, a Wien-kapcsolás kimenete egy 3-as erősítésű, műveleti erősítés nem-invertáló erősítőkapcsolásra jut.

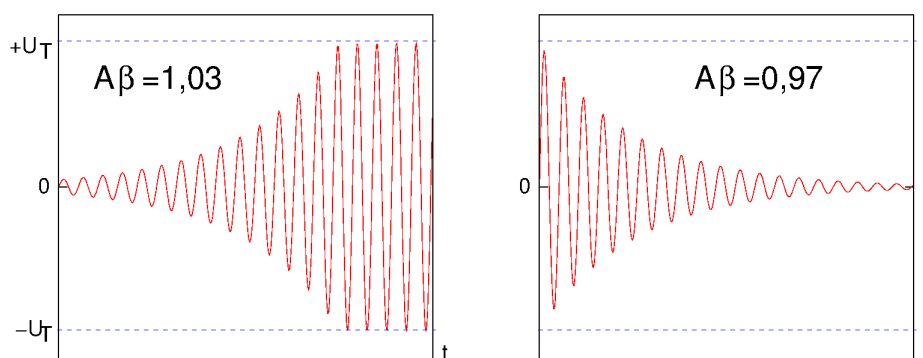


3.13. ábra. Wien-hidas oszcillátor. A kimenetet egy Wien-szűrő bemenetére kötjük, annak a kimenetét pedig egy háromszoros erősítésű nem-invertáló erősítőkapcsolásra.

Érdekes kérdés, hogy a kimenet éppen zérus, és a bemenet is zérus, miképpen lesz egy idő után jel a kapcsolás kimenetén, azaz hogyan indul be az oszcilláció. Ez érdekes matematikai problémákhoz is elvezet, melyek túlmutatnak jelen jegyzet keretein. Tegyük fel, hogy a $A\beta$ picit nagyobb mint 1. Ekkor akármilyen kis jel a kimeneten visszacsatolódva kicsit felerősödik: lassan, exponenciálisan felfut a jel amplitúdója. A zérus kimenő feszültség egy instabil egyensúlynak felel meg, ahonnan a rendszer valamilyen ütemben kibillen. Az amplitúdó növekedésének az szab gátat, hogy az áramkör a kimenetén nem

tud a tápfeszültség tartományán túljutni. Innentől a rendszer nem tekinthető lineárisnak, a kimeneti jel pedig jó közelítéssel szinuszos, konstans amplitúdójú érték lesz. Ha a $A\beta$ picit kisebb mint 1, akkor egy stabil egyensúlyi helyzet a zérus kimenet. Ha a kimenet valamiért mégis véges lenne, akkor exponenciálisan elhaló oszcillációk folyamata során közelít a zérushoz. Mindezeket a 3.14 ábra szemlélteti.

A fentiek alapján látható, hogy növekedés miatt az elért amplitúdót valamilyen (remélhetőleg enyhe) nemlineáris effektus határozza meg: pl. ilyen lehet a kimenőjel tápfeszültséghez közeli értéke, ahol a szinuszos jelek csúcsa kicsit torzul, levágódik. Ez a jel már nem lesz leírható tisztán egy adott frekvenciájú szinusszal, megjelennek a felharmónikusok is – tiszta szinuszt nehéz előállítani!



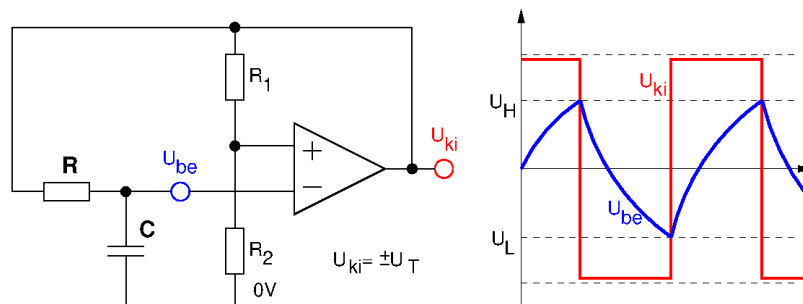
3.14. ábra. Kimenő jel az idő függvényében Wien-hidas kapcsolásnál $A\beta = 1,03$ (balra) illetve $A\beta = 0,97$ (jobbra) esetben. A kimenet exponenciálisan növekszik vagy csökken, viszont a gyakorlatban a tápfeszültség értékét nem haladhatja meg.

3.4.3. Schmitt-triggeres oszcillátor

Oszcillációt nem csak akkor tudunk előállítani, ha $A\beta$ az 1 közelében van, hanem akkor is, ha annál sokkal nagyobb. A jel ilyenkor messze van a harmonikustól, az erősítő kimenetén általában a maximális és minimális értéket (általában ezek a tápfeszültségek) láthatjuk, az erősítő nemlineáris üzemmódban működik, az M1 szabály nem lesz érvényes.

Tekintsük a pozitív visszacsatolás szélsőséges esetét, a Schmitt-triggeret a 3.10 ábra szerint. A Schmitt-trigger kimenetét kössük egy aluláteresztő (kvázi-integráló) szűrőkapcsolás (1.19 ábra) bemenetére, és ez utóbbinak a kimenetét csatoljuk vissza a Schmitt-trigger bemenetére. A kapcsolás a 3.15 ábrán látható. A rendszer oszcillálni kezd, amit az ábra jobb oldala mutat.

Kövessük végig az áramkör működését. Tegyük fel hogy a kezdeti pillanatban a C kondenzátor feszültsége zérus. A kimenet csak $\pm U_T$ tápfeszültségen lehet, legyen most ez pozitív. Az R ellenálláson keresztül a C kondenzátor lassan töltődni kezd (emlékezzünk



3.15. ábra. Schmitt-triggeres oszcillátor kapcsolás (bal oldalon), a kimeneti jel és a Schmitt-trigger U_{be} bemenetén mérhető jel alakja (jobb oldalon).

a 1.21 ábrára). Egy idő után C feszültsége, azaz a Schmitt-trigger bemenete eléri a felső billenési szintet. Ekkor a kimenet átbillen a negatív tápfeszültség közeli értékéig (3.10 ábra). Az R ellenálláson ekkor megfordul a feszültség, és ezzel együtt az áram iránya, a kondenzátor feszültsége pedig csökkenni kezd. Egy idő után elérjük az alsó billenési szintet. A Schmitt-trigger kimenete ismét váltani fog, ezúttal pozitívba. A folyamat ciklikusan zajlik, a legelső lépést kivéve egy konstans frekvenciájú négyszögjelet kapunk a kimeneten.

Az U_H és U_L billenési szinteket az R_1 és az R_2 ellenállások határozzák meg (lásd 3.3.1 fejezet). A billenési szinteket a műveleti erősítő U_+ bemenetének feszültség szintjének módosításával (pl. egy ellenálláson át egy külső feszültséggel) eltolhatjuk. Ennek hatására a 3.15 ábrán látható idődiagramm is módosul, a frekvencia a feszültséggel változik. Ez egy egyszerű példa egy feszültség vezérelt oszcillátorra (Voltage-controlled oscillator, VCO).

Ezt a fajta oszcillátortípust olyan rendszerekben használják előszeretettel, ahol a jel értéke csak rögzített értéket vehet fel: a Schmitt-trigger kimenete olyankor éppen úgy van beállítva, hogy a két rögzített (HI és LO) tartományba kerüljön periodikusan.

3.5. Moduláció és jelkódolás

Modulációnak azt az elektronikai feladatot nevezzük, amikor egy lassan változó jel és egy harmonikus (szinuszos) nagy frekvenciájú jel kombinációjából állítunk elő egy olyat, ami valamilyen értelemben tartalmazza a lassabb jel által hordozott információt. Jó példa erre amikor emberi hang elektronikus jellé alakított változatát (ez tipikusan 20Hz-20kHz tartományban bármi lehet) egy nagyfrekvenciás, rádiójel által továbbítható jellé alakítjuk. Az információhordozó jelet moduláló jelnek nevezzük. A nagyfrekvenciás harmonikus jelet vivőjelnek, a kombinációképpen kapott eredményt pedig modulált jelnek fogjuk hívni.

A modulációnak akkor van értelme, ha a modulált jelből vissza tudjuk állítani a moduláló jelet, a vivőjel frekvenciájának ismeretében. A fentiekben ezt a visszafele műveletet egy rádióvevő el tudja végezni, ami a rádióhullámból visszaállítja a közölni kívánt, hallható hangot. Ezt a visszafele műveletet demodulációnak nevezik.

A különböző modulációs technikák feladata elsősorban az, hogy a moduláló jelet egy nagyobb frekvenciatartományba transzformálja, ahol bizonyos szempontból, például a fizikai jelátvitel szempontjából kedvezőbbek a körülmények.

3.5.1. Amplitúdó-moduláció

A modulációk legklasszikusabb példája az amplitúdó-moduláció (AM). Alapelve és matematikai formája aránylag egyszerű. Tekintsünk egy $m(t)$ időfüggő moduláló jelet, melynek abszolút értéke kisebb mint 1. Az $u(t)_{\text{mod}}$ modulált jelet úgy kapjuk, hogy a moduláló jellel növeljük vagy csökkentjük egy f_v frekvenciájú harmonikus jel amplitúdóját:

$$u(t)_{\text{mod}} = (1 + m(t)) \sin(2\pi f_v t) \quad (3.18)$$

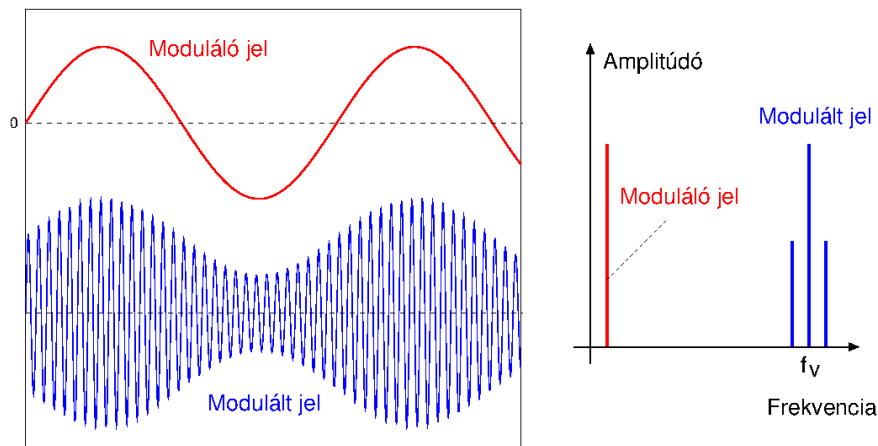
Láthatóan a vivőjel f_v frekvenciájú, ez utóbbit vivőfrekvenciának hívjuk. Feltételezzük, hogy az $m(t)$ moduláló jel tipikus változási sebessége jóval kisebb mint a vivőjel periódusideje, azaz mint $1/f_v$. Abban az esetben, ha a moduláló jel egy f_m frekvenciájú, M amplitúdójú szinuszfüggvény, a modulált jelet felbonthatjuk három harmonikus jel összegére:

$$\begin{aligned} u(t)_{\text{mod}} &= (1 + M \sin(2\pi f_m t)) \sin(2\pi f_v t) = \\ &= \sin(2\pi f_v t) + \frac{M}{2} \cos(2\pi(f_v - f_m)t) - \frac{M}{2} \cos(2\pi(f_v + f_m)t) \end{aligned} \quad (3.19)$$

A 3.16 ábra mutatja az utóbbi esetben a moduláló és a modulált jel időbeli alakját. Ha a moduláló jel pozitív, az amplitúdó növekszik, ha negatív, akkor csökken. A fent említett feltétel, hogy $m(t)$ (vagy M) nem lehet nagyobb mint 1, szintén érthető az ábra alapján: a modulált jel amplitúdója pozitív kell, hogy maradjon.

A 3.19 egyenlet alapján levonhatunk egy fontos következtetést. Ha a moduláló jel egy adott frekvenciájú harmonikus függvény, akkor Fourier-transzformáltja, azaz harmonikus összetétele, éppen azt az egyetlen frekvenciát tartalmazza. Az amplitúdó-moduláció után három komponenst fog tartalmazni: egyrészt az eredeti vivőfrekvenciát (ráadásul annak a legnagyobb az amplitúdója), másrészt a moduláló frekvencia értékével ennél lejjebb és feljebb egy-egy komponenst. Mindezeket a 3.16 ábra jobb oldalán láthatjuk. A modulált jel tehát csak nagyfrekvenciákat tartalmaz, amely valóban megoldja az eredetileg felvetett problémát. Konkrétan a két megjelenő frekvenciacsúcsot oldalsávnak nevezik, és jellemző, hogy ezek szimmetrikusan jelennek meg amplitúdómoduláció esetén.

Tegyük fel azt a kérdést, hogy mennyi helyet foglal el a modulált jel a frekvenciatartományban. Ha a moduláló jel legmagasabb frekvencia-komponense f_m , akkor a két



3.16. ábra. Amplitúdó-moduláció szinuszos moduláló jel esetén (bal oldalon). A moduláló és a modulált jel frekvenciaspektruma (jobb oldalon), a 3.19 egyenletnek megfelelően

oldalsáv egymástól való távolsága ennek duplája. Egy olyan szabályszerűség konkrét megvalósulását látjuk, mely szerint bármilyen moduláció esetén a modulált jel frekvenciatartománya tipikusan akkora (néhányszor nagyobb vagy kisebb), mint a moduláló jel tartománya. Amplitúdómodulációnál a kétszerese, de van olyan optimalizált moduláció is ahol jelentősen kisebb (ezért lehet telefonvonalon aránylag nagy adatátviteli sebességet elérni).

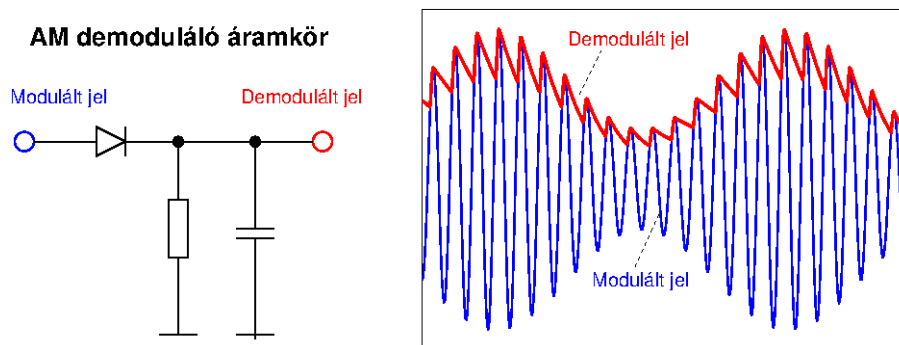
A moduláció célja minden esetben a moduláló jel tényleges átvitele, a visszaállításra ezért megoldást kell keresni. Ez a feladat, azaz a demoduláció AM esetén elég egyszerű, és például a 3.17 ábra szerinti kapcsolással lehet elérni. A dióda egyenirányítja a jelet, ami miatt a felső félhullámok mennek csak át az ellenállásra. A kondenzátorral a jel szűrését lehet megvalósítani.

Az RC tag időállandójának reciproka (a felső határfrekvencia) jól láthatóan a moduláló jel és a vivő jel közé kell, hogy essen. Mindez hasonlít a 2.9 ábra szerinti, egyutas egyenirányítás esetére, illetve a brumm-szűrés megvalósítására. A 3.17 ábra jobb oldala mutatja a demoduláció után kapott jelet (amit tovább lehet simítani aluláteresztő szűrőfokozatokkal).

3.5.2. Frekvencia-moduláció

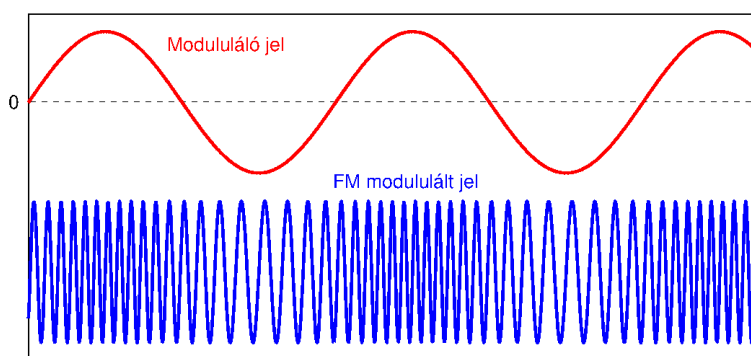
A frekvencia-moduláció (FM) a klasszikus modulációk másik típusa az AM mellett. Az FM jelenleg a domináns módja a kereskedelmi rádióhullámú műsorszórásnak, ami jobb hangminőségével kiszorította az AM-et.

A frekvenciamoduláció lényege, hogy a modulált jel frekvenciája változik, a vivőfrekvencia fölé vagy alá menve kicsivel, a moduláló jeltől függően. A módszert a 3.18 ábra



3.17. ábra. Amplitúdó-demodulációra alkalmas áramkör (balra), illetve ennek kimenetén megjelenő jel (jobbra), összehasonlítva a modulált jellel.

illusztrálja. Fontos kiemelni, hogy a jel amplitúdója nem hordoz információt: ha növekszik vagy csökken a modulált jel amplitúdója széles határok között, a demodulált jel akkor sem változik.



3.18. ábra. Frekvencia-moduláció módszere: a modulált jel (alul) frekvenciája változik a moduláló jeltől (felül) függően, amplitúdója változatlan (pontosabban: irreleváns, nem hordoz információt).

A frekvenciamodulált (FM) jelek demodulációja általában nem egyszerű. Első lépésben az amplitúdó értékét konstansnak rögzítjük: fontos hogy az amplitúdó változása valóban ne hordozzon információt. Ezután a jelfrekvencia mérése történik: legegyszerűbb egy rezgőkör meredek karakterisztikájának az oldalát használni a frekvenciaváltozás amplitúdóváltozássá alakítására, majd ezt az AM esetben látott demodulátorral az eredeti moduláló jellé alakítjuk. Az FM elsősorban amiatt elterjedt, mert a légköri eredetű amplitúdóváltozások nem torzítják az átvenni kívánt, hallható hangot. A műsorszórásban tipikusan 100MHz körüli rádiójelekkel érkezik az információ, a moduláció

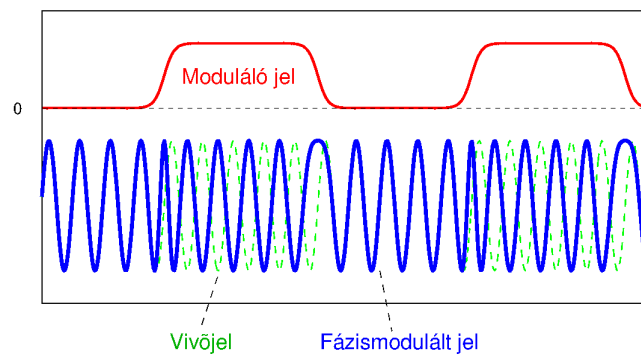
nagysága (tipikus frekvenciaváltozás) pedig 50kHz nagyságrendű. Az FM csatornák a középhullámú (amplitúdómodulált) rádiók 9kHz-es sávszélességű jeleinél jóval nagyobb sávszélességet igényelnek, cserébe a zavarvédettebb, nagyobb információtartalmú (HiFi, sztereo) jeleket tudunk átvinni.

3.5.3. Fázis-moduláció

A frekvenciamoduláció közeli rokona a fázismoduláció. Itt a jel fázisa tolódik el a moduláló jel értékétől függően, ezt mutatja a 3.19 ábra. Matematikai formában a fázismodulált jel úgy adható meg, mintha a vivőfrekvenciás jelhez egy időfüggő $\Phi(t)$ fázist adnánk hozzá:

$$u(t)_{\text{mod}} = \sin(2\pi f_v t + \Phi(t)) \quad (3.20)$$

Fázismodulációról akkor beszélünk, ha a fáziseltérés éppen a moduláló jel értéke: $\Phi(t) = m(t)$. Egy közel négyszögjel alakú moduláló jele esetén a 3.19 ábra szemlélteti a fázismoduláció egy konkrét megvalósulását.



3.19. ábra. Fázismoduláció elve. A moduláló jel (felül) határozza meg a modulált jel fázisát (folytonos vonallal alul) a harmonikus vivőjelhez képest (szaggatott vonallal, alul).

A fázis- és frekvenciamoduláció nagyon közeli rokonságban vannak. A frekvenciamoduláció matematikai megfogalmazását is a fázismodulációból kiindulva érdemes felírni. Egy jel frekvenciáját az definiálja, hogy az adott időpillanat környékén milyen gyorsan változik a fázisa. Emiatt akkor fog egy kis konstanssal növekedni a modulált jelfrekvencia, ha $\Phi(t)$ értéke időben lineárisan növekszik, azaz a moduláló jel a $\Phi(t)$ idő szerinti deriváltjaként adódik:

$$m(t) = \frac{d\Phi(t)}{dt} \quad (3.21)$$

Ezt a $\Phi(t)$ -t, azaz az $m(t)$ moduláló jel idő szerinti integrálját kell visszahelyettesíteni a 3.20 egyenletbe, hogy a frekvenciamoduláció formális felírását megkapjuk. A fázis- és frekvenciamoduláció tehát ekvivalens: a modulált jel ugyanaz, ha a fázismodulációt az FM moduláló jel deriváltjával végezzük.

A modern adatátviteli rendszerek (WiFi, mobiltelefon, ADSL, stb) esetén egyik központi feladat olyan moduláló jel alkalmazása, ami nem más mint egy bináris számsor. A demoduláció során is a számsort kell „dekódolni” a lehető legnagyobb megbízhatósággal. Ezek a rendszerek szinte kivétel nélkül fázismodulációt alkalmaznak, sőt, általában a fázis- és amplitúdómoduláció optimális kombinációját. A demoduláció jellemzően bonyolult feladat, és megoldása azon múlik, hogy a vivőjel frekvenciája rendkívül stabil maradjon, hiszen az ehhez képesti jelfázist kell meghatározni. Cserébe a fázismoduláció nagyon érzéketlen a külső zajokra, torzításokra.

4. fejezet

Digitális elektronika

4.1. Digitális eszközök működése

4.1.1. A Boole-algebra

George Boole (1815-1864) angol matematikus Arisztotelész logikai rendszerének tanulmányozására szimbolikus módszert fejlesztett ki. Az arisztotelészi logika szerint egy állítás vagy igaz lehet vagy hamis, más lehetőség nem választható. Ennek megfelelően minden műveletnek kétfajta eredménye lehet: igaz, amit az 1 jelöl, vagy hamis, amit a 0.

A Boole algebra kiválóan alkalmas kétállapotú rendszerek vizsgálatára is, és mi is erre fogjuk használni, a logikai kapukat tartalmazó áramkörök működésének formális leírására.

Az 1 (igaz) érték valamely definiált feszültségérték (pl. 5V) meglétét jelzi, azaz a logikai áramkör megfelelő kimenetén ezt az értéket figyelhetjük meg. A 0 (hamis) érték az előző feszültségérték nemlétét jelzi, pl. 0 V-ot. A kettő közötti értékeket az áramkörök a működési karakterisztikájuknak megfelelően kezelik, ezt az 4.1.5 fejezetben részletesebben is vizsgáljuk.

Fontos, hogy a Boole jelölést nem szabad a bináris rendszerben felírt számokkal összekeverni, mivel más objektumokat jelent a 0 és az 1: formálisan pl. a bináris rendszerben $1+1=10$, míg a Boole algebrában nincs összeadás, jöllehet a + jelet ott is használni szokás.

A Boole függvények esetén a VAGY, az ÉS és a negálás (tagadás) alapműveleteket használjuk.

A Boole algebra a két logikai érték közötti VAGY (OR) kapcsolatot összeadás analógiájaként kezel és a + jellel jelöl, a következő szabályok szerint:

$$\begin{aligned}
0 + 0 &= 0 \\
0 + 1 &= 1 \\
1 + 0 &= 1 \\
1 + 1 &= 1
\end{aligned}$$

A Boole algebra a két logikai érték közötti ÉS (AND) kapcsolatot a szorzás analógiájaként kezel:

$$\begin{aligned}
0 \cdot 0 &= 0 \\
0 \cdot 1 &= 0 \\
1 \cdot 0 &= 0 \\
1 \cdot 1 &= 1
\end{aligned}$$

A negálás vagy tagadás, azaz a NEM művelete egy számot az ellentétre változtat:

$$\begin{aligned}
\bar{0} &= 1 \\
\bar{1} &= 0
\end{aligned}$$

A Boole összeadás (VAGY művelet) és szorzás (ÉS művelet) alapszabályai ellenőrizhető módon a következők:

$$\begin{aligned}
A + 0 &= A \\
A + 1 &= 1 \\
A + A &= A \\
A + \bar{A} &= 1 \\
A \cdot 0 &= 0 \\
A \cdot 1 &= A \\
A \cdot A &= A \\
A \cdot \bar{A} &= 0
\end{aligned}$$

A Boole algebraban a szorzás és összeadás kommutatív és asszociatív, valamint az összeg szorzására a disztributivitás szabálya érvényes:

$$\begin{aligned}
A + B &= B + A \\
A \cdot B &= B \cdot A \\
A + (B + C) &= (A + B) + C \\
A \cdot (B \cdot C) &= (A \cdot B) \cdot C \\
A \cdot (B + C) &= A \cdot B + A \cdot C
\end{aligned}$$

Fontosak még az ún. De Morgan azonosságok, amelyek következnek az eddigiekből:

$$\begin{aligned}
\overline{A + B} &= \overline{A} \cdot \overline{B} \\
\overline{A \cdot B} &= \overline{A} + \overline{B}
\end{aligned}$$

A Boole-algebra alpműveletei, azonosságai analógiában állnak a halmazműveletekkel. A VAGY kapcsolat halmazok uniójának, az ÉS kapcsolat halmazok metszetének felel meg. Természetesen a De Morgan azonosságok, ugyanezen a néven, teljesülnek a halmazelméletben is.

4.1.2. Általános Boole függvények

Egy Boole függvényt megadhatunk úgy is, ha az összes lehetséges operandus-kombinációra (minden tag 0 vagy 1 lehet) elkészítjük a függvény eredményét, azaz a kimenetet tartalmazó táblázatot. Ezt *igazságtáblázatnak* hívjuk. N bemenet esetén ennek 2^N sora van, ahol minden függvényérték 0-t vagy 1-et vehet fel.

Például a kétváltozós ÉS művelet igazságtáblája a következő:

A	B	$A \cdot B$
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

A DeMorgan azonosságokat legegyszerűbben az egyenlőség két oldalán található logikai függvények igazságtáblázatának azonosságával igazolhatjuk. Pl. :

A	B	$A + B$	$\overline{A + B}$	$\overline{A}$	$\overline{B}$	$\overline{A} \cdot \overline{B}$
0	0	0	1	1	1	1
0	1	1	0	1	0	0
1	0	1	0	0	1	0
1	1	1	0	0	0	0

A kétváltozós Boole függvényeknél az igazságtáblázatnak $2 \times 2 = 4$ sora van. Ebben minden függvényértéknek 0-t vagy 1-et írhatunk, azaz az összes lehetséges különböző kétváltozós igazságtáblázatok száma $2^4 = 16$.

4.1.3. Digitális szabványok

A logikai funkcióknak számos áramköri megvalósítása van, összességükben ezeket fogjuk digitális rendszereknek nevezni. A fizikai megvalósítás valamilyen tényleges feszültségtartományhoz fog logikai 1-es és 0-t rendelni, ami alapján szabványos áramköri családok jöttek létre. Ezek a családok az áramkörök illesztése (a feszültségszintek), a gyártástechnológia, a fogyasztás és a különböző eltérő fejlesztési irányok következtében kaptak létjogosultságot.

A leggyakoribb áramköri családok a következők:

- TTL: Transistor-Transistor-Logic, bipoláris tranzisztorokra épül. A 90-es évekig szinte egyeduralkodó volt, de mint szabványt most is elterjedten használják.
- CMOS (Complementer MOS): komplementer MOS-FET tranzisztorokból van felépítve (l. 2.6 fejezet), a kapuk teljesítmény igénye kicsi, sebességük az elmúlt évtizedekben jelentősen meghaladta a klasszikus TTL rendszerekét.
- ECL (Emitter-Coupled-Logic): nagysebességű kapuk, jelentős fogyasztással. A külső zajoknak jól ellenáll mert differenciális erősítőket alkalmaz.

A 4.1 táblázat összefoglalja a leggyakoribb típusok paramétereit. Egyik fontos szempont a tápfeszültség, másik pedig a késleltetés. Ez utóbbi azt jelenti, hogy egy fizikailag megvalósított alkatrész esetén véges időt kell várni amíg a kimeneten megjelenik a bemenet által meghatározott feszültség.

típus	késleltetés (ns)	teljesítmény (mW)	tápfeszültség.
CMOS	2-200	1	3.3-12
TTL	5-10	10	5 (4.75-5.25)
ECL	1-2	25-60	-5.2

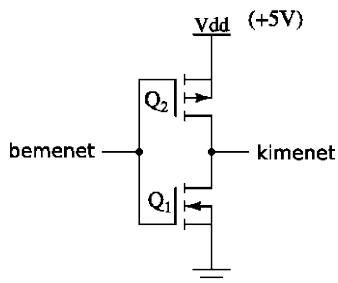
4.1. táblázat. Logikai áramkör családok összehasonlítása.

4.1.4. Logikai jelszintek

A logikai áramkör-rendszerek alapelemei az inverterek, illetve a kapcsolódó ÉS és VAGY áramkörök. Ezeket kapuknak is szokás hívni. A 2.6 fejezetben már példát láttunk egy inverter transzfer karakterisztikájára. Azt is láttuk, hogy egy kapu nem-lineáris erősítőként működik. A feszültségtartományokhoz hozzárendelt digitális szintek (pl. $+5V \rightarrow 1$, $0V \rightarrow 0$) csak az egyszerűsítést szolgálják.

A következő ábrán emlékeztetőként egy CMOS inverter kapcsolási rajzát láthatjuk:

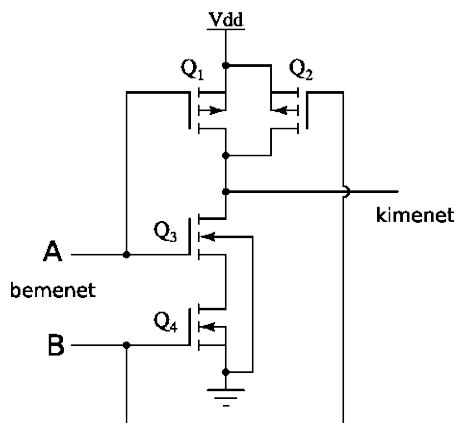
CMOS inverter kapu



Az áramkör működése egyszerű: ha a bemenet 0V, akkor a Q1 tranzisztor zár, a Q2 pedig nyit, a kimeneten 5V van. Ha a bemenet 5V, akkor a Q1 nyit, Q2 pedig zár: a kimeneten ekkor 0V van.

A másik példa a CMOS egy ÉS kapcsolat inverzét (negáltját) megvalósító kapu:

CMOS NÉS kapu



Amikor mindkét bemenet 5V, akkor a Q3 és Q4 nyit, a Q1 és Q2 pedig zár: a kimeneten ekkor 0V van. Ha bármelyik bemenet 0V, akkor a Q3-Q4 ágon zárva van legalább egy tranzisztor, a Q1-Q2 közül pedig legalább egyik nyitva van: kimeneten 5V jelenik meg.

A CMOS és a TTL kapuk logikai szintváltásnál jelentős áramot vesznek fel, ezért ügyelni kell arra, hogy ez zavarként ne befolyásolja a többi áramköri elem működését.

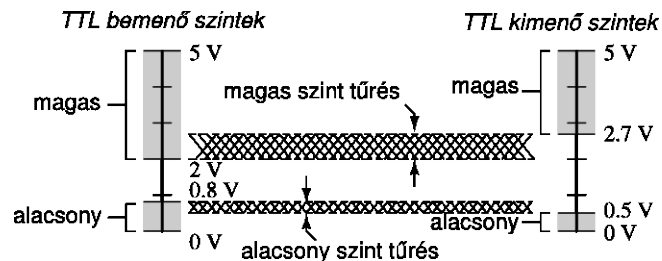
4.1.5. Jelszintek és zajtűrés

Normál működés esetén a jelek általában gyorsan (a gyors definíciója: a jel felfutása összemérhető a kapu késleltetés sebességével) váltanak át a 0-1 ill. az 1-0 szintek között. A jól kialakított kapuknál a transzfer karakterisztika kb. a billenési ponton (a tápfeszültség fele körül) a legmeredekebb, ezért alapesetben a szintváltás nem okoz bizonytalanságot.

Minden digitális rendszernél igaz egy alapvető jellemző: a 0 és 1 logikai értékek egy véges szélességű feszültségtartomány felel meg. Az tehát hogy egy-egy kapu kimenetén

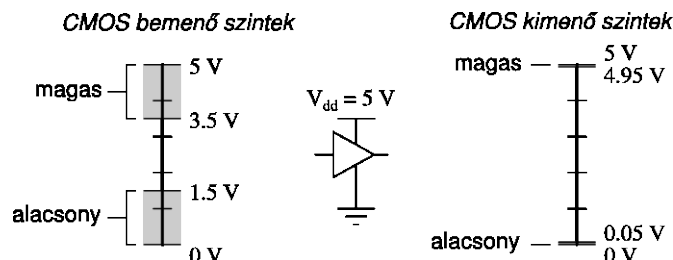
vagy bemenetén éppen mekkora a feszültség, az irreleváns, ami számít, hogy benne legyen a 0-nak vagy 1-nek megfelelő *tartományban*. Egy másik apróság szintén fontos: ha egy logikai rendszerben adottak a bemenetek által értelmezett logikai tartományok, akkor a kimenetek által kiadott, 0 vagy 1 logikai szintnek megfelelő feszültség mindig a bemeneti tartományokon belül van. Ez azért fontos hogy egy apró áramköri hiba vagy külső zaj miatt ne csúszhasson a kimenet éppen a következő bemenet által értelmezhető tartományon kívülre. Ez a fajta tűréstartomány is a szabványok része.

A TTL kapuk esetén a szintek $0-(5 \pm 0.25)V$ között vannak:



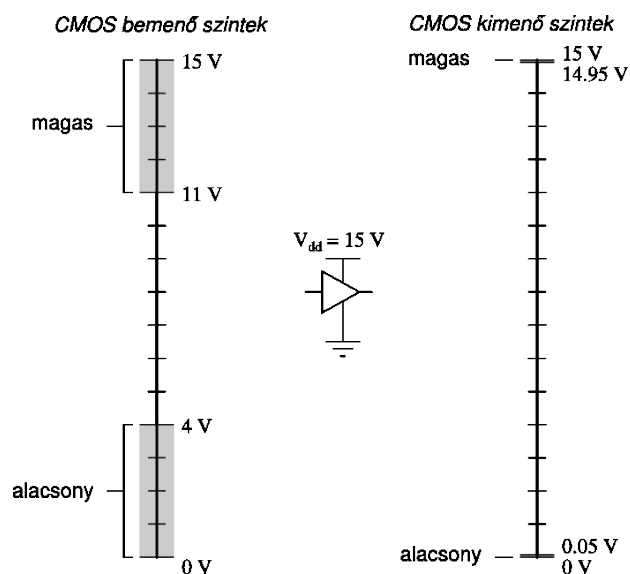
Látható, hogy a bemeneten $0.8V$ alatti jel biztosan 0, a $2V$ feletti pedig biztosan 1 értékűnek lesz értelmezve. A kimenetek által adott feszültségtartományok viszont ennél szűkebbek.

A CMOS kapuk a TTL kapuknál szélesebb feszültségtartományban képesek működni. Egy $5V$ -os tápfeszültségről működő CMOS kapu a következő szinteket használja:



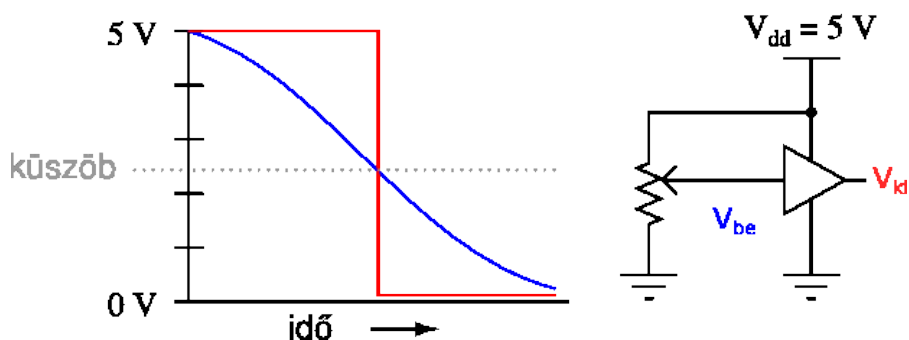
A kimenet a TTL kapunál sokkal kisebb toleranciával működik, a bemenet viszont csak $3.5V$ -tól tekinti 1-nek a jelet. A bemeneti szintek különbözősége miatt erre ügyelni kell a TTL-CMOS áramkörök összekapcsolásánál.

A CMOS kapukat általában $15V$ tápfeszültségről is üzemeltethetjük. Ez természetesen eltolja a szinteket, sokkal érzékenyebbé teszi a zajra (láthatóan még $4V$ -os eltérés esetén is jól működik a kapu):



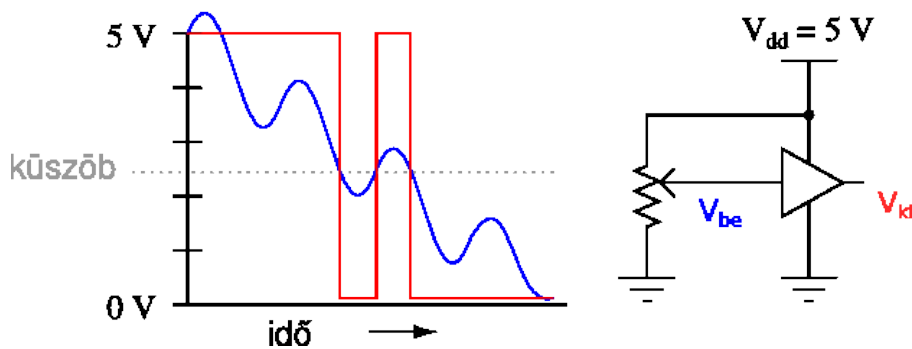
Egy normál kapu bemenete lassú jeleknél komparátorként viselkedik, zaj nélküli jelekre jól működik:

lassan változó jel digitális kapu bemenetén



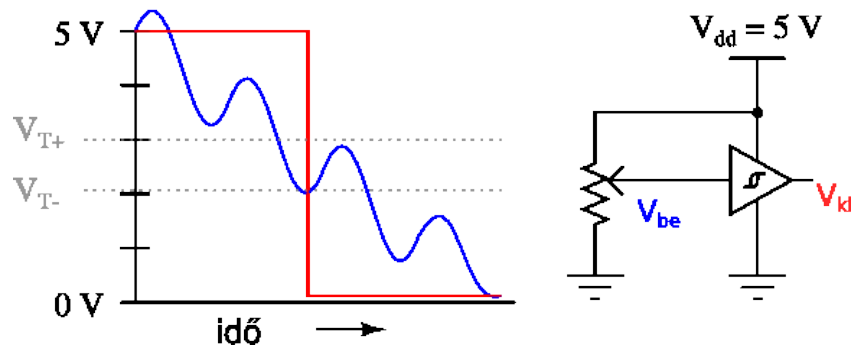
Ha a jelre valamilyen külső zaj rakódik, akkor a lassú zajos jelek helytelen működést okozhatnak, a kimeneten több impulzus jelenhet meg:

zajos lassan változó jel detektálás komparátorral



A megoldás erre a 3.3.1 fejezetben megismert Schmitt trigger alkalmazása a bemeneten:

Scmitt-trigger alkalmazása zajos jel estén



Láthatjuk, hogy a histerézisnek köszönhetően megnőtt a zajjal szembeni immunitás. A Schmitt trigger bemenetű kapukat a fenti kapura is rárajzolt histerézisre emlékeztető szimbólummal jelölik.

4.1.6. Háromállapotú kimenet és buszvonat

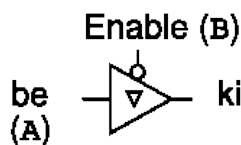
A digitális áramkörök kimeneteit nem szabad összekötni, hiszen ha éppen ellentétes állapotú lenne a két kimenet, akkor nincs szabvány szerinti útmutatás hogy melyik legyen a domináns: a kimenet ilyenkor hibás működésű lesz.

Fontos kivétel ez alól a szabály alól az ún. tri-state (három állapotú) kimenet: vagy logikai 1, vagy logikai 0 szint van rajta, vagy pedig határozatlan de nagyon nagy kimenő ellenállásúvá (high-Z) válik. Ez utóbbi azt jelenti hogy egy másik kimenet meghibásodás nélkül tetszőleges (0 vagy 1) logikai szintet kényszeríthet a vezetékre. A high-Z állapot engedélyezését (enable) vagy tiltását egy külső logikai bemenet vezérli. Tri-state kimenetek összekötésekor továbbra is teljesülnie kell annak, hogy egyetlen kimenet lehet ami nem éppen high-Z állapotú.

A tri-state kimenetek esetén a kimenet ellenütemű tranzisztorait egy külön vezérlő-vezetékkel szabályozott tranzisztorok zárják le, a kimenet ekkor szabadon lebeghet.

A vezérlés természetesen lehet negált is:

Tristate inverter negált engedélyezéssel



A	B	ki
0	0	0
0	1	High-Z
1	0	1
1	1	High-Z

Amikor az *Enable* engedélyező vezeték magas (1) állapotban van, a kapu normál pufferként működik (ami a bemeneten az van a kimeneten). Ha az engedélyező vezeték aktív (alacsony, 0), akkor a kimenet lebeg, nagy kimenő ellenállású, az előző gondolatmenet alapján tehát bármilyen kívülről rákényszerített értéket felvehet.

Összetett rendszereknél látni fogjuk, hogy az áramkör tervezése szempontjából nagyon hasznos tud lenni több kimenet összekötése, mert így azok be- és kimenetként egyszerre több, párhuzamosan futó vezetéket is használnak. Ezeket *busznak* ill. *buszvonalnak* nevezzük. A vezetékek száma a buszvonall szélességét (4, 8, 16, 32, 64 stb.) adja meg. Egy buszon így egyszerre 4, 8, 16, 32, 64 bitből álló információ vihető át (ennek a mérete a *szó*, word).

A buszok előnye, hogy ugyanarra a buszra több egység is rácsatlakozhat, és az adatáramlás két- vagy többirányú lehet - ehhez vezérelni kell a buszra kapcsolódó eszközöket a megfelelő vezérlő (enable) vezetékekkel. Ahhoz, hogy az inaktív egységek ne zavarják a kommunikációt az szükséges, hogy az inaktív kimenetek nagyimpedanciás állapotban legyenek, ne csatlakozzanak a buszra, azaz ne terheljék és ne is akarjanak oda adatot kiküldeni. A vezérlés feladata annak garantálása, hogy egyszerre, egyidőben csak egy egység kapcsolódjon a kimenetével a buszra (logikai 0 vagy 1 szintet kiadva), a többi high-Z állapotban legyen. Ez a tri-state kimenetek legáltalánosabb felhasználási módja.

A busz mint kommunikációs vonal kicsit emlékeztethet egy társasági beszélgetésre: jó esetben mindig egyvalaki beszél és a többi hallgatja. Annak eldöntése bonyolult lehet, hogy ki legyen a beszélő, de ha valakire sor került, akkor a többieknek hallgatni illik.

4.1.7. Digitális kapuk

A digitális áramkörök alapvető építőelemei a logikai (vagy digitális) kapuk. Egy kapu, bármelyik megismert családba is tartozzon, komplex áramköröket tartalmaz a lehető legnagyobb sebesség, kis fogyasztás és a nagy terhelhetőség érdekében: a kapcsolási rajzon

csak a kapu szimbolumát tüntetjük fel, esetleg a kapcsolódó IC lábainak megjelölésével.

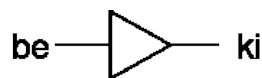
A kapuk logikai szinteket dolgoznak fel: a feszültségeket az áramköri nulla ponthoz (föld) mérjük, ez közös minden kapunál. Természetesen minden kapunak tápfeszültséget kell adni (ezt nem szokták feltüntetni a kapcsolási rajzon, ahogy ezt a műveleti erősítőknél is láttuk).

A kapuk működése - ugyanúgy, mint a logikai függvényeknél - a bemenetek és kimenetek közötti igazságtáblázattal írható le. Látni fogjuk, hogy az egyszerű logikai függvények mellett találhatunk memóriával bíró eszközöket is: ezeknél az igazságtáblázat a korábbi állapotokai is tartalmazhatja.

Az invertertáló (NOT) és a puffer kapu

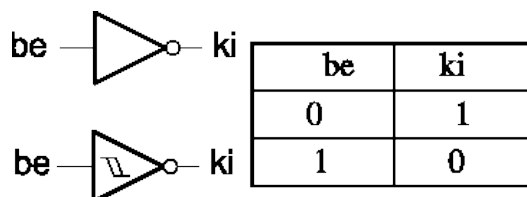
A puffer (buffer) kapu egyszerűen lemásolja a bemenetet a kimenetre, ilyen módon a gyakorlatban is nagyon nagy számú kaput meghajthatunk egy kimenetről. A másik előny, hogy pl. egy buszt puffer kapun keresztül egy csatlakozóra vezetve az esetleges rövidzár, stb. nem okoz meghibásodást a busz működésében.

A puffer áramköri jele a következő:



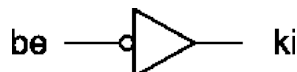
be	ki
0	0
1	1

Az inverter a bemeneti logikai szint ellentettjét adja ki a kimenetén (a hiszterézisre emlékeztető szimbólum Schmitt trigger bemenetű kaput jelöl):



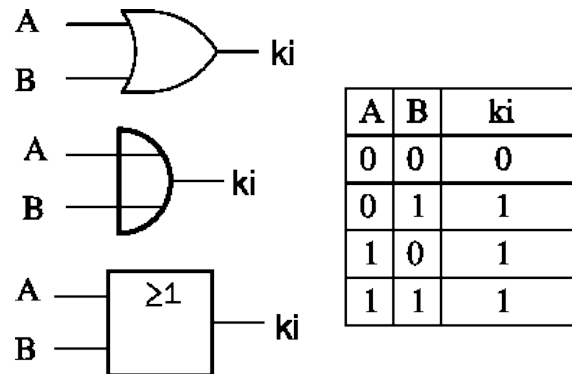
Fontos megjegyezni, hogy a *kis karika mindig az invertálás jele* lesz a továbbiakban.

Alternatív jelölésként a bemenetre is tehetik az invertálást jelentő karikát - jöllehet jelen jegyzetben igyekszünk ezt elkerülni:



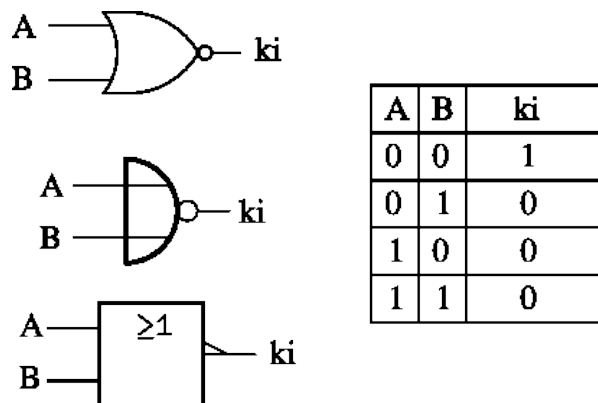
A VAGY (OR) és a NEM-VAGY (NOR) kapu

A kétváltozós Boole függvények közül a Boole + műveletet megvalósító VAGY (OR) kapu áramköri jelölései és igazságtáblázata a következő:

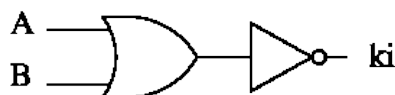


A kimenet akkor 1, ha *bármelyik* bemenet értéke 1.

A NEM-VAGY (NVAGY, NOR) kapu kimenete csak akkor 1, ha *mindkét* bemenet értéke 0. A kimeneti értékek pontosan az ellentettjei a VAGY kapuénak, így egy VAGY kapu után kapcsolt inverter ugyanezt az igazságtáblázatot adja:



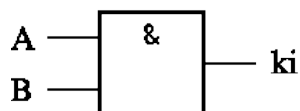
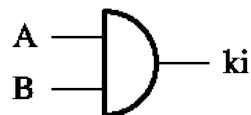
ekvivalens áramkör



A VAGY és NVAGY kapukat több bemenettel is gyártják, ezek ugyanúgy viselkednek: a VAGY kapu kimenete 1, ha bármely bemenete 1, a NVAGY kimenete 1, ha minden bemenet 0.

Az ÉS (AND) és a NEM-ÉS (NAND) kapu

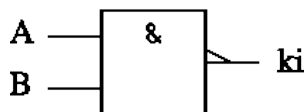
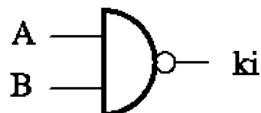
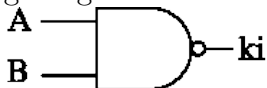
A Boole $\cdot$ műveletet az ÉS (AND) kapu valósítja meg:



A	B	ki
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

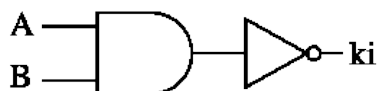
A kimenet csak akkor 1, ha *mindegyik* bemenet értéke 1 (egyik ÉS másik).

A NEM-ÉS (NÉS, NAND) kapu kimenete akkor 1, ha *bármely* bemenet értéke 0. A kimeneti értékek pontosan az ellentettjei az ÉS kapuéénak, így egy ÉS kapu után kapcsolt inverter ugyanezt az igazságtáblázatot adja:



A	B	ki
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

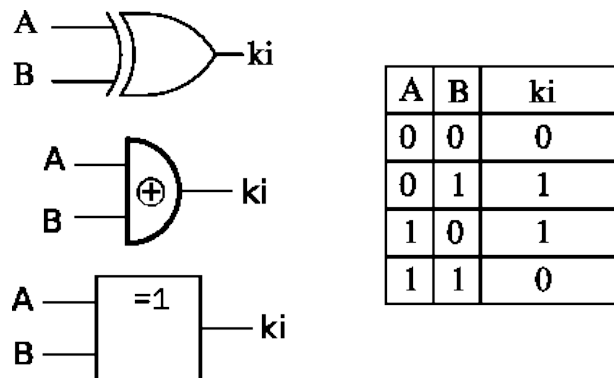
ekvivalens áramkör



Emlékeztetőképén: a NÉS kapu kimenetén a kis kör az invertálást jelenti az ÉS kapuhoz képest.

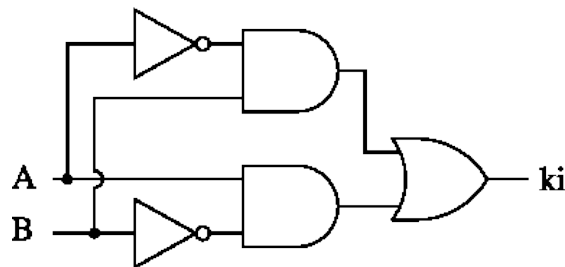
A Kizáró-VAGY (XOR) kapu

A Kizáró-VAGY (XOR) kapu funkciója az összehasonlítás: a kimenete 0, ha a bemenetek megegyeznek (akár 00, akár 11), és 1, ha különböznek:



A XOR funkciót előállíthatjuk a következő áramkörrel is:

XOR ekvivalens áramkör



A	B	ki
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

A XOR áramkörök bináris összeadásnál, paritás ellenőrzésnél és kódkonverzióknál hasznosak. Érdekes hogy a mindennapi beszédben a vagy szó inkább az XOR-ra utal mint az OR-ra (pénzt vagy életet). A Boole-értelemben vett VAGY-ra, ha nem egyértelmű, szokás a megengedő vagy kifejezést is használni a kizáró vagy-gyal szemben.

4.1.8. Egyszerűsítések és helyettesítések lehetőségei

A bonyolult logikai függvények vagy összetettebb kifejezések egyszerűsítése egy hasznos lehetőség, és a matematikai kifejezések egyszerűsítésére hasonlít. Ez akár a logikai áramkör egyszerűsítését is jelenti, azaz pl. ugyanazt a funkciót kevesebb elemmel is megvalósíthatjuk. Például:

$$A + AB = A$$

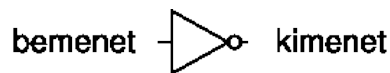
vagy

$$(A + B)(A + C) = A \cdot A + B \cdot A + A \cdot C + B \cdot C = A + B \cdot C$$

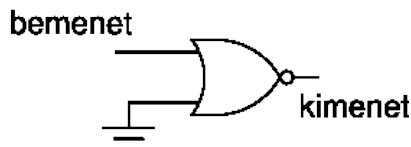
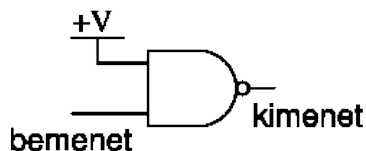
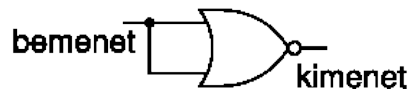
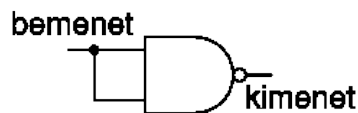
Az egyszerűsítés előnye a csökkent elemszám és az átláthatóság, ami olcsóbb és megbízhatóbb áramkört jelent. Egyszerűsíteni néhány változó esetén „ránézésre”, heurisztikusan is lehet. Nagyon sok bemenet esetén, ha a függvény áttekinthetetlenné válik, ravasz matematikai eljárásokat dolgoztak ki, mint pl. Veitch-Karnaugh módszer, melyek a számítógépes tervezési eljárások (CAD, Computer Aided Design) részeivé váltak.

A NÉS és NVAGY kapuk speciálisak, mivel univerzálisak: egy matematikai állítás az, hogy minden logikai áramköri rendszer felépíthető belőlük, ezért önmagukban is alkalmasak logikai elemrendszer megvalósítására. Ennek technikai jelentősége az, hogy elvben elegendő számú csak NOR, vagy csak NAND áramkörrel tetszőleges logikai rendszert fel lehet építeni: pl. az Apollo űrhajók Holdra szálló moduljában a vezérlő számítógép csak 3 bemenetű NOR kapukat tartalmazott. Nézzük meg példaképp, hogy a többi megismert kapu hogy állítható elő NÉS-ből illetve NVAGY-ból.

Pl. invertert könnyű előállítani:

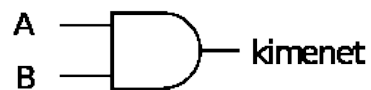


bemenet	kimenet
0	1
1	0

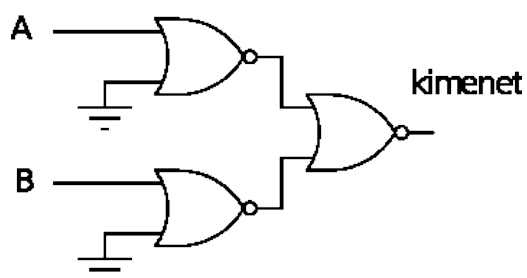
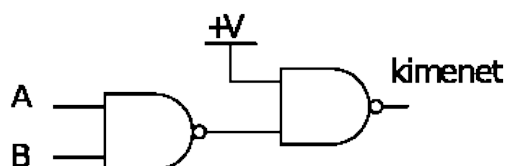


Az ÉS áramkört a következő kapcsolások valósítják meg NÉS ill. NVAGY áramkörökkel:

2 bemenetű ÉS kapu

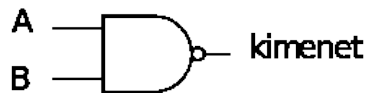


A	B	kimenet
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

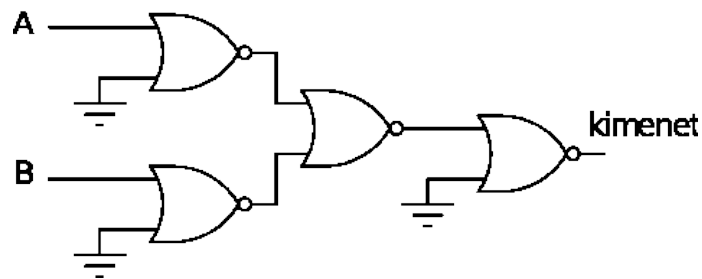


A NÉS áramkör helyettesítő kapcsolása NVAGY áramkörökkel felépítve:

2 bemenetű NÉS kapu



A	B	kimenet
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0



4.2. Kombinációs logikai hálózatok

A kombinációs logikai hálózatok logikai kapukból álló összetett rendszerek, amelyek logikai függvényeket valósítanak meg. Egy ilyen rendszerre mindig igaz, hogy a kimenet(ek) csak bemenetek pillanatnyi értékeitől függenek, nem számít, hogy a bemeneti értékek milyen korábbi értékeket vettek fel. Fogalmazhatunk úgy is, hogy a kombinációs hálózatoknak nincs memóriájuk.

Minden korábban tárgyalt logikai kapu (ÉS, VAGY, NÉS, NVAGY, kizáró VAGY, negálás) önmagában is kombinációs hálózat.

Az összetett függvények logikai kapukkal való megvalósítása nem mindig egyszerű feladat. Egy tetszőleges igazságtáblázat alapján szorzattá átírhatjuk a logikai 1 kimenethez tartozó sorokat, amit aztán VAGY művelettel egyesíthetünk. Az így elkészített logikai függvényt természetesen tovább egyszerűsíthetjük, ha szükség van rá. A következő táblázatban ezt az eljárást mutatja egy példa:

bemenetek

A	B	C	kimenet
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	1

$$\overline{A}BC = 1$$

$$A\overline{B}C = 1$$

$$AB\overline{C} = 1$$

$$ABC = 1$$

$$\text{kimenet} = \overline{A}BC + A\overline{B}C + AB\overline{C} + ABC$$

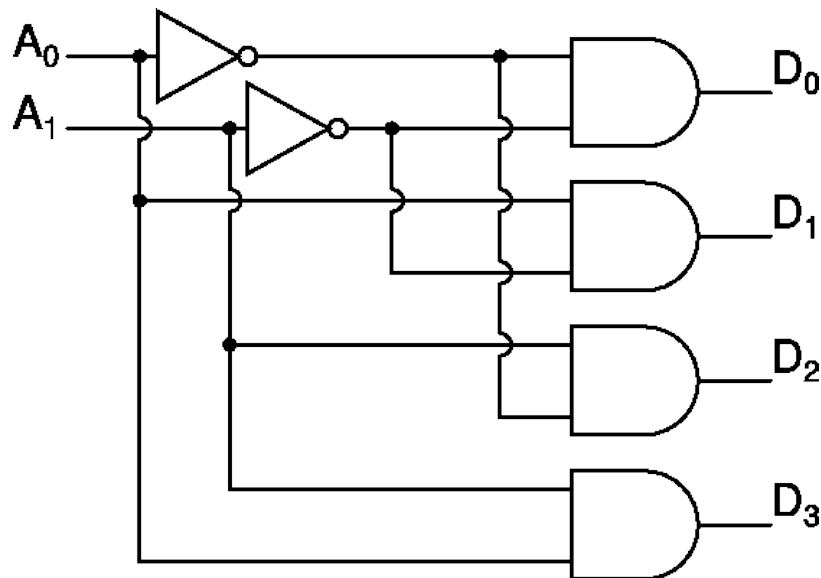
4.2.1. Kódolók és dekódolók

A kódoló vagy dekódoló egy olyan áramkör, amely több bemenettel és több kimenettel rendelkezik, és kimenetén a bemeneti számsornak megfelelő újabb számsort ad ki. A ki- és bemenetek száma nem szükségszerűen egyforma. Az egyik gyakran használt példa a bemenetén beadott n darab értéket mint bináris számot tekint, és 2^n darab kimenete közül csak az az egyetlen lesz logikai 1, amelyiknek a sorszámát a bemenet megjelöli. Ennek, melyet a továbbiakban $n \rightarrow 2^n$ dekódolónak nevezünk majd, egy tipikus felhasználási módja, amikor egy bináris számmal választunk ki, aktivizálunk több közül egy adott áramkört. Pl. egy közös buszra csatlakozó 8 áramkör közül egy mindössze 3 jegyű bináris számmal kiválaszthatjuk az éppen aktivizálni kívánt egységet, azaz engedélyező, enable jelet adhatunk neki.

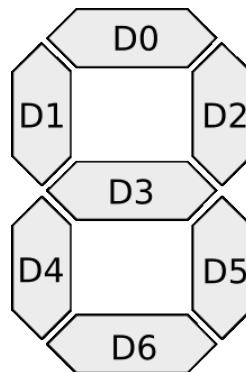
A 2-ről 4-re ($2 \rightarrow 2^2$) dekódoló áramkör igazságtáblázata a következő:

A_1	A_0	D_3	D_2	D_1	D_0
0	0	0	0	0	1
0	1	0	0	1	0
1	0	0	1	0	0
1	1	1	0	0	0

Ennek áramköri megvalósítása látható a következő ábrán:



Egy másik példa a binárisról 7-szegmensre kódoló áramkör. A bemenet itt is kettes számrendszerben értelmezett négy Boole-szám, ami az arab számok értékét kódolja 0 és 9 között (a négy bináris szám által adott lehetőségek száma 16, ebből csak a 10 legkisebb értéket használjuk). A kimenet a számok megjelenítésére általánosan használt 7 szegmenses kijelző, ami egy nagyon elterjedt vizuális számábrázolási módszer. A kijelző bármelyik eleme, szegmense lehet bekapcsolt (1) vagy kikapcsolt (0) állapotban. Tekintsünk egy lehetséges szegmensbeosztást:



A bemeneten 4 értékkel meg tudjuk adni a kijelezni kívánt bináris számot. A 4 értékhez felírható kijelezni kívánt mintákat (a számokat) leíró igazságtáblázat is (pl a 8-as számnak az felel meg amikor minden szegmens be van kapcsolva):

I_3	I_2	I_1	I_0	D_6	D_5	D_4	D_3	D_2	D_1	D_0
0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	1
0	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0
0	0	1	0	1	0	1	1	1	0	1
0	0	1	1	1	0	1	1	0	1	1
0	1	0	0	0	1	1	1	0	1	0
0	1	0	1	1	1	0	1	0	1	1
0	1	1	0	1	1	0	1	1	1	1
0	1	1	1	1	0	1	0	0	1	0
1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1

Az igazságtáblázat maradék 6 értékére nem kell megkötést adnunk, és így a Boole függvények könnyen előállnak:

$$D_0 = I_3 + I_1 + \bar{I}_3\bar{I}_2\bar{I}_1\bar{I}_0 + \bar{I}_3I_2\bar{I}_1I_0$$

$$D_1 = I_3 + \bar{I}_2\bar{I}_1 + I_2\bar{I}_1 + I_2\bar{I}_0$$

$$D_2 = I_2 + \bar{I}_3I_2\bar{I}_1\bar{I}_0 + \bar{I}_3I_2I_1I_0$$

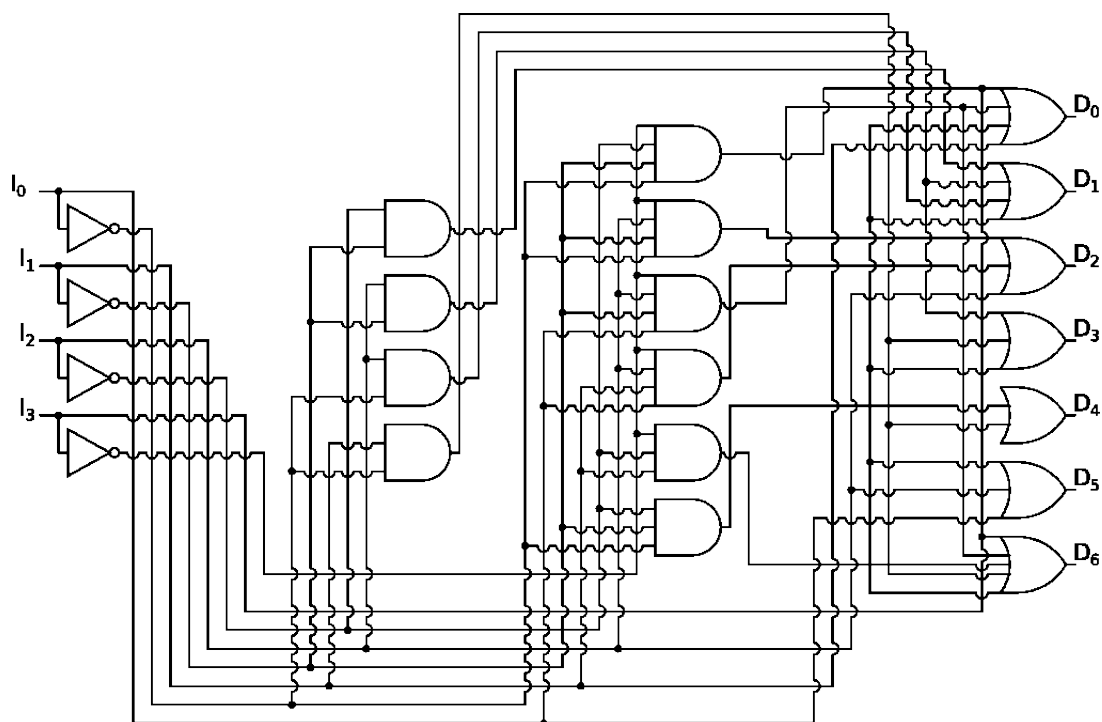
$$D_3 = I_3 + I_1\bar{I}_0 + I_2\bar{I}_1$$

$$D_4 = I_1\bar{I}_0 + \bar{I}_2\bar{I}_1\bar{I}_0$$

$$D_5 = I_3 + I_2 + I_0$$

$$D_6 = I_3 + I_1\bar{I}_0 + \bar{I}_3\bar{I}_2I_1 + \bar{I}_3\bar{I}_2\bar{I}_1\bar{I}_0 + \bar{I}_3I_2\bar{I}_1I_0$$

A kapcsolódó áramkör a következő:



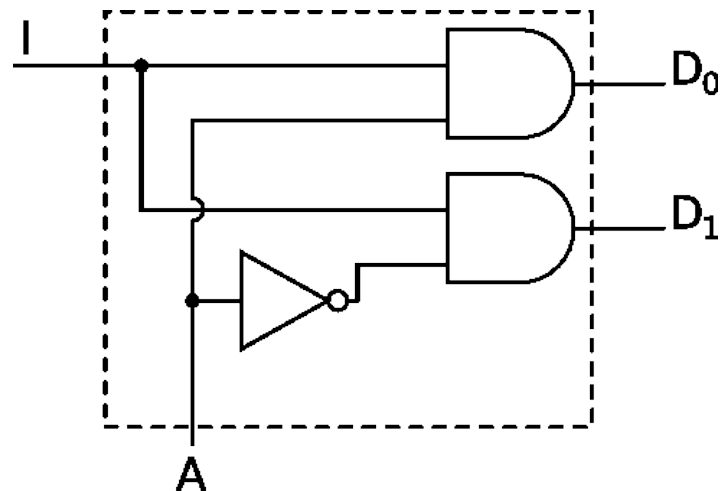
Erre a funkcióra a különböző eszközökben gyakran szükség van, ezért külön integrált áramkört is gyártanak erre a célra (például SN7446).

4.2.2. Demultiplexer és multiplexer

A demultiplexer (dmux) egy I bemeneten megjelenő logikai értéket kapcsol több kimenet közül a vezérlőbemenet által megadottra. Azaz, a demultiplexer kimenetei közül éppen I értékű, a többi kimenet mint 0. Az áramkör hasonlít a fentiekben szerepelt, n jegyű bináris számot 2^n szám közül egyet 1-re író dekódolóra. Itt egyszerű logikai aktiválás helyett a bemenő jel értékét kapja a kimenet. Az 1-ről 2-re demultiplexáló áramkör igazságtáblázata a következő:

I	A	D_0	D_1
0	0	0	0
0	1	0	0
1	0	1	0
1	1	0	1

Az ezt megvalósító áramkör:



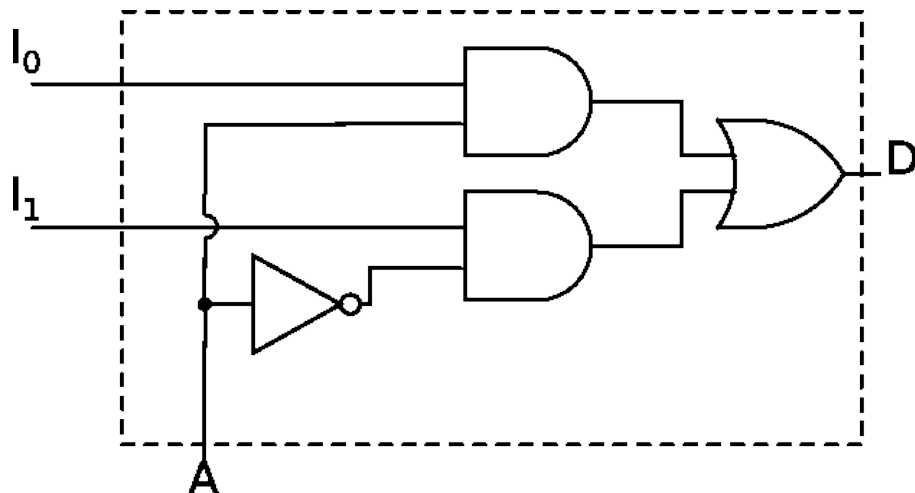
Az áramkört kétféleképpen bővíthetjük: egyrészt növelhetjük a D kimenetek számát (ehhez növelnünk kell a dekóder logikájának méretét), másrészt növelhetjük az egyszerre kapcsolt kiválasztó típusú (A) bemenetek számát (ehhez egyszerűen párhuzamosítani kell az áramkört, miközben továbbra is egy dekódert használhatunk). Ismét igaz, hogy ha 2^n kimenetünk van, akkor n darab kiválasztó bemenetre van szükség. A kiválasztó (A) bemenetet címnek (address) nevezzük, a kimenetet adatnak (data).

A multiplexer (mux) a demultiplexer fordítottja. Itt több I bemenet közül az A logikai vezérlővezetékekkel megadott sorszámú értéket választja ki és továbbítja az egyetlen D kimenetre.

A 2-1 multiplexer igazságtáblázata a következő:

I_1	I_0	A	D
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	1
1	0	0	1
1	0	1	0
1	1	0	1
1	1	1	1

A kapcsolódó áramkör pedig:

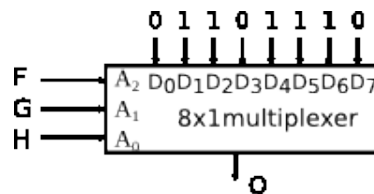


A logikai függvények megvalósításának egyik érdekes lehetősége a multiplexerek felhasználása.

Tegyük fel, hogy adva van egy igazságtáblánk, ami három változós (F, G, H) függvényt ír le, tehát 8 sorból áll.

Az igazságtábla értékeit kössük egy multiplexer adat (D) bemeneteire, a megfelelő sorrendben. Ha ekkor az A_0, A_1, A_2 címbemenetekre sorban F, G és H értékét kötjük, akkor a Q kimenet éppen a D vezetékek közül a megfelelő sorszámú lesz – azaz éppen az igazságtábla szerinti függvénykimenet. Ez azon múlik hogy az igazságtábla sorait éppen az F, G, H mint bináris szám szerint sorszámozzuk.

F	G	H	Q
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	1
0	1	1	0
1	0	0	1
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	0



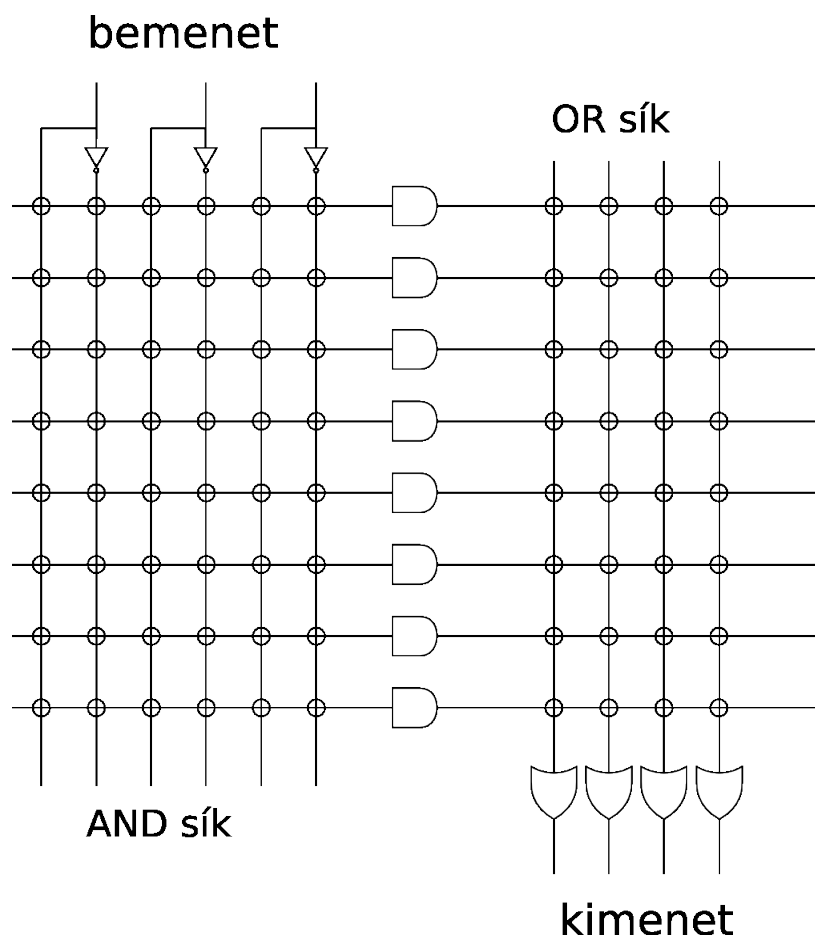
A 8 bemenetű multiplexert így felhasználhatjuk az összes lehetséges háromváltozós Boole függvény előállítására. Az adott függvény kiválasztása a multiplexer bemeneteinek „programozásával” történik: ha szükséges akkor az áramkör fizikai átalakítása nélkül is kicserélhetjük.

4.2.3. Programozható logikai hálózatok: PLA, FPGA

A 7 szegmenses kijelző vezérlésénél láthattuk, hogy már ehhez a viszonylag egyszerű feladathoz is sok kapuból álló rendszerre volt szükség.

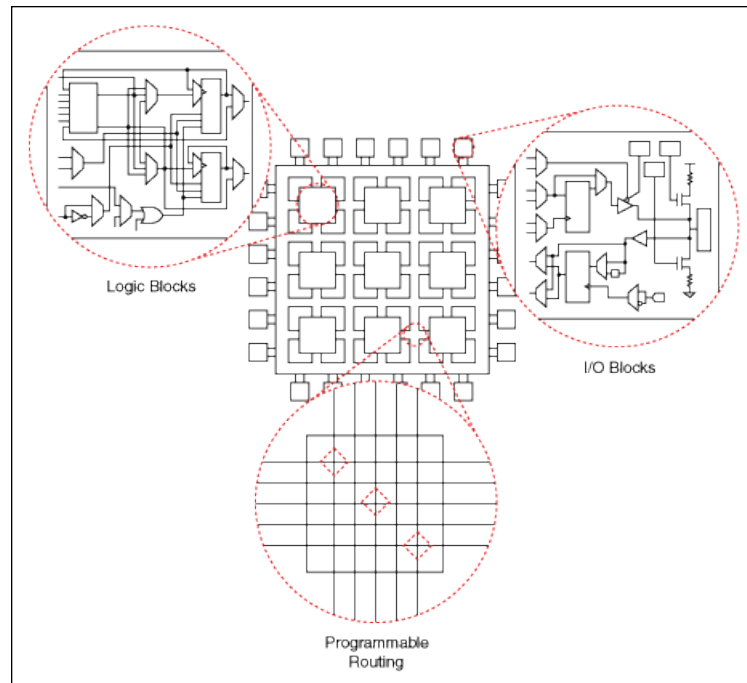
Ritkábban előforduló feladatoknál a logikai függvények megvalósítása egyedi kapukból történik, ami jelentős számú áramkörüi egység felhasználását jelentheti. Ennek a feladatnak a hatékony megoldása lehet a programozható logikai tömb (Programmable Logic Array, PLA).

A PLA-ban programozható ÉS síkok vannak a bemeneten (ezek általában negálva is rendelkezésre állnak). Ezeket lehet összekötni a kimeneten található VAGY/NVAGY síkokkal. Ez az elrendezés gyakorlatilag az összes szorzatok összegét tartalmazó logikai függvény megvalósítására alkalmas (l. a 4.2 példáját). A PLA lényege, hogy a megvalósítani kívánt függvényeket külső programozó eszközzel lehet az áramkörbe beírni, a megfelelő csomópontok összekötésével. Az összeköttetések tetszőlegesen átprogramozhatók, az eszközt tehát fizikailag nem kell megváltoztatni ahhoz hogy más funkció szerint dolgozzon.



A csak ÉS-VAGY-NÉS-NVAGY áramköröket tartalmazó PLA áramkörök továbbfejlesztésével alakultak ki az FPGA (Field-Programmable Gate Array) áramkörök. Ezekben ún. logikai blokkok találhatók, amelyek néhány adott funkciójú logikai kapuból állnak. A blokkokat nagyon gyors vezetékek és kétirányú busz köti össze a szomszédos

blokkokkal.



A felhasználó a logikai blokkokat, mint építőkockákat kötheti össze a programozás során, tetszés szerinti komplex digitális áramköröket létrehozva.

4.2.4. Összeadó áramkör

A digitális rendszerekben a Boole-típusú változókból bináris (kettes számrendszerű) számokat rakhatunk össze, és elsősorban ilyen számokkal dolgozunk mind a bemeneteken, mind a kimeneteken. A bináris számok tetszőleges jegyből állhatnak, gyakori a 8, 16, 32 vagy 64 számjegyű egység. Gyakori elnevezés, ha a szám egy-egy jegyét (ami tehát Boole-algebrái szám) bitnek nevezzük. Szintén gyakori konvenció, hogy a legértékesebb jegyet MSB rövidítéssel (Most Significant Bit), a legkevésbé értékes jegyet LSB rövidítéssel (Least Significant Bit) jelölik. Például a 11010 bináris szám, ami tízes (decimális) számrendszerben 26-tal egyenlő, MSB-je 1, LSB-je 0.

Ha műveleteket végzünk, akkor ilyen többjegyű számokkal kell tulajdonképpen a műveletet is elvégezni. Legegyszerűbb kérdés: hogyan valósítjuk meg logikai kapukkal két bináris szám összeadását?

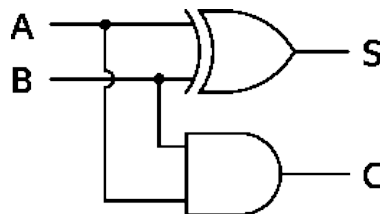
Az összeadó áramkör vizsgálatát kezdjük a félösszeadó áramkörrel (half-adder, HA): a 4.2 igazságtáblázat foglalja össze a félösszeadó működését. Az A és B egyjegyű bináris számokat (biteket) adjuk össze, az eredmény az S (sum) bitben van, míg a következő bithez az átvitelt („ $1+1=0$, marad az 1”) a C (carry) bit mutatja.

A 4.1 ábrán a félösszeadó áramköri megvalósítását láthatjuk. A felépítése rendkívül egyszerű: az 4.2 igazságtáblázat alapján a C és az S oszlop a logikai ÉS és kizáró-VAGY

A	B	C	S
0	0	0	0
0	1	0	1
1	0	0	1
1	1	1	0

4.2. táblázat. A félösszeadó igazságtáblázata

műveleteknek felel meg, azaz egy XOR kapuval képezünk egy összeget, míg egy ÉS kapuval egy átvitel bitet.

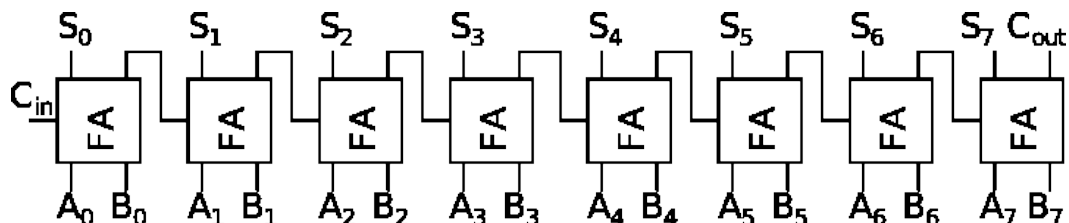


4.1. ábra. A félösszeadó felépítése kapukból.

A félösszeadó segítségével már tetszőleges bináris szám összeadására alkalmas áramkört is építetünk. A számokat jegyenként (bitenként) adjuk össze a legkisebb helyiértéktől kezdve (ahogy kisiskolában tanultuk), és most már figyelembe vesszük az áthozatal és átvitel biteket is.

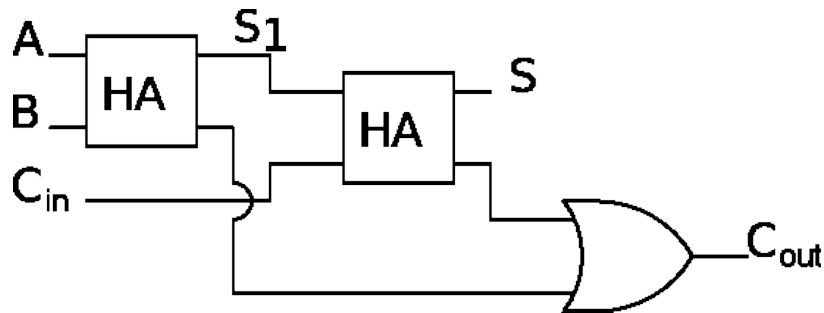
A teljes összeadó (full adder, FA) működését leíró igazságtáblázat a 4.3 táblázatban látható. Az i -edik fokozatban a a_i és b_i biteket, azaz az a és b többjegyű számok i -edik jegyeit adjuk össze, az előző fokozatból kapott c_{i-1} áthozatal bittel együtt (azaz 3 számot kell összeadnunk). Az eredmény a bitek s_i összege, valamint a c_i átviteli bit (ez lesz az áthozatal bit a következő fokozatban). Látható, hogy a teljes összeadó 2 darab 3 bemenetű logikai függvény megvalósítását igényli.

Az 1 bites teljes összeadó modul segítségével már tetszőleges jegyű, pl. 8 bites számokat is össze lehet adni:



c_{i-1}	a_i	b_i	c_i	s_i
0	0	0	0	0
0	0	1	0	1
0	1	0	0	1
0	1	1	1	0
1	0	0	0	1
1	0	1	0	0
1	1	0	0	0
1	1	1	1	1

4.3. táblázat. A teljes összeadó igazságtáblázata.

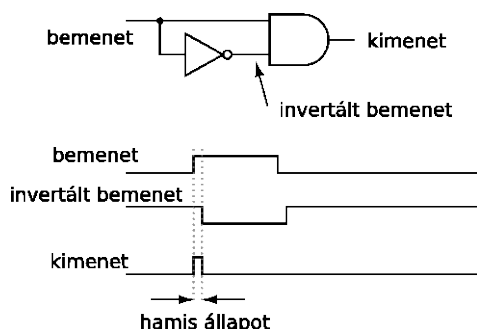


4.2. ábra. A teljes összeadó felépítése kapukból.

4.2.5. Logikai hazárdok

Eddig a Boole algebra szerint bináris jelekkel dolgoztunk, amelyek a kapukon azonnal áthaladnak. Valójában minden kapubemenet parazita kapacitása a hozzávezető vezetékkel és a meghajtó fokozat nem elhanyagolható kimeneti ellenállásával aluláteresztő RC szűrőként viselkedik, azaz a jelek véges felfutásúak lesznek. Magának a logikai kapunak is van egy működési sebessége, ami tovább bonyolítja a helyzetet. Egy logikai áramkörben a bemenet és a kimenet között általában különböző számú kapu van, ezért az egyes részáramkörök eltérő ideig késleltetik a jeleket (erre példát látunk majd a szinkron számlálóknál a 4.4.2 fejezetben). Különösen a gyors jeleknél okozhat problémát az, hogy figyelni kell a jelek véges felfutási és lefutási idejére.

Tekintsünk egy és áramkört, amelynek egyik bemenetére a másik negáltját vezetjük:



Alapesetben $A \cdot \bar{A} = 0$ mint azonosság teljesül, de látjuk az ábrán, hogy az invertált bemenet a bemenet váltásakor késik, és ez a késés elegendően hosszú lehet ahhoz, hogy az ÉS áramkör egy rövid de véges ideig logikai 1 kimenetet adjon. Ez a példa mesterként tűnhet, de egy több tucat kapuból álló áramkörnél, mint amilyen a több bites összeadó is volt, sokféleképpen előkerülhet ez a probléma: a kimenet egy ideig fel vagy le változhat, mielőtt az összes kapu kimenete stabilizálódik. Ezt a problémakört nevezik logikai hazárdnak.

Már az egyszerű áramköri hazárdok megszüntetése is speciális eljárást igényel, ezeket legtöbbször számítógépes tervezőprogramokkal végzik. A hazárdok felismerése nem mindig egyszerű. Pl. az

$$Q = A \cdot B + \bar{A} \cdot C$$

kifejezésben nem lehet rögtön észrevenni, hogy B és C logikai 1 értéke mellett előállhat az előző eset. Megoldás lehet a függvényt bővítése:

$$Q = A \cdot B + \bar{A} \cdot C + B \cdot C$$

Látható, hogy a hazárd elkerülése miatt a függvényt bővíteni kellett, azaz további kaput kell használnunk – ez pont az egyszerűsítés ellentettje.

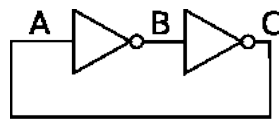
Az elektronikai rendszerek fejlesztése során a hazárdok kiküszöbölésére olyan módszert kellett találni, amivel nagyon bonyolult rendszerek is tökéletesen jósolható módon viselkednek. A megoldás azon múlik, hogy garantáljuk: *csak abban a pillanatban nézzük meg az eredményt, amikor az már biztosan stabil*. Az alábbi fejezetekben végigkövetjük az ehhez vezető gondolatmenetet.

4.3. Belső állapottal rendelkező hálózatok

Egyszerű logikai függvényeket megvalósító kombinációs hálózatok esetén a kimenetet a bemenet(ek) pillanatnyi értéke egyértelműen meghatározza. A kimenő jel(ek) bemenet(ek)re való visszacsatolásával olyan memóriával rendelkező kapcsolásokat hozhatunk létre, amelyek állapotát a korábbi állapotok is befolyásolhatják. A memória kifejezést,

ami a rendszer emlékezőképességére utal, olyan értelemben használjuk, hogy a rendszerben vannak belső, kívülről nézve esetleg rejtett logikai értékek, amelyek a kimenet értékébe beleszólhatnak. Arra, hogy ennek a visszacsatoláshoz köze lehet, a Schmitt-trigger volt jó példa: létezett ott olyan tartomány, ahol a kimenet egy adott bemeneti feszültségnél több értéket felvehetett. Itt most mind a kimenetek, mind a bemenetek, mind a belső állapotok kizárólag digitálisak, azaz mint Boole-algebrai számok értelmezhetők.

A legegyszerűbb 1 bites memória a bistabil multivibrátor, aminek két stabil állapota lehet. Az áramkör érdekessége, hogy külső bemenettel egyáltalán nem rendelkezik, önmagában tehát nincs is haszna. A legegyszerűbb esetben két szembekapcsolt inverterből áll:

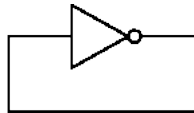


bistabil tároló

Az alábbi táblázatban láthatjuk, hogy a rendszernek két stabil állapota van:

A=C	B
0	1
1	0

Egyszerűen látható, hogy legalább kettő (és páros!) inverter kell a stabil állapothoz. Egy inverter visszacsatolva nem stabil:



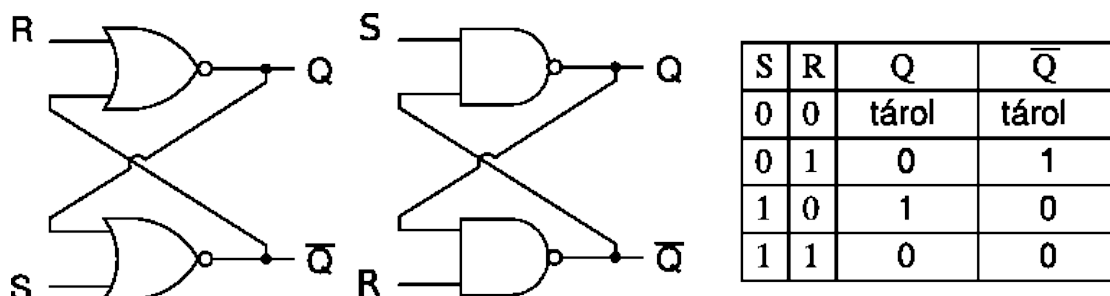
visszacsatolt inverter

Ha a bemeneten 0 érték van, akkor az a kimeneten 1-et ad a kapu késleltetési ideje után, ez viszont megegyezik a bemenettel. Azaz akkor a bemeneten 1 van, és a kimenet 0-t vesz fel (szintén a késleltetési idő elteltével): a ciklus folytatódik, és a rendszer folyamatosan vált, oszcillál a $0 - 1 - 0 - 1 \dots$ állapotok között. A rezgés frekvenciáját a kapu késleltetése határozza meg. Világos módon ez a viselkedés páratlan számú inverter sorbakapcsolása esetén ugyanúgy megjelenik.

4.3.1. RS tároló

Az RS tároló két kapuáramkörből alakítható ki. Ha a bistabil multivibrátor két inverterét lecseréljük egy-egy kapura (NAND vagy NOR típusúra), akkor külső bemenete lesz a rendszernek.

Tekintsük a következő megoldást, ahol két NVAGY vagy NÉS kapu kimenetét visszacsatoljuk a bemenetekre:



A működést, melyet az igazságtábla is mutat, könnyen végigkövethetjük. Ha az R bemenet 1, akkor a Q kimenet biztosan 0 lesz. Ekkor ha az S bemenet 0, akkor $\bar{Q}$ 0 értéket vesz fel.

Fordított esetben, ha $S = 1$ és $R = 0$, akkor a $Q = 1$ és $\bar{Q} = 0$ kimenet áll elő.

Ha $S = 0$ és $R = 0$, akkor visszakapjuk a bistabil multivibrátor esetét: a kimenetek bármilyen értéket felvehetnek (persze $\bar{Q}$ mindig Q negáltja), és hogy Q épp mekkora, azt az határozza meg hogy az R és S bemenetek közül melyik volt utoljára 1 – a rendszer tehát emlékszik arra hogy megelőzőleg mi volt az R és S bemeneteken.

Tekintve hogy az S beírja a $Q = 1$ állapotot, ez a beíró vagy set bemenet. Az R pedig a törölő, reset funkciót megvalósító bemenet.

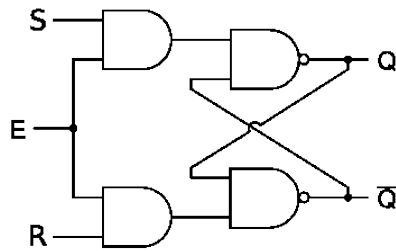
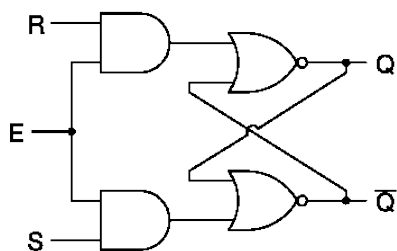
Ha az R és az S bemenet közül mindkettőt aktivizáljuk, akkor az áramkör viselkedése megjósolhatatlan. Az új állapot beállításánál, ha R és S egyszerre próbál 0 lenni, a gyorsabb kapu nyer, azaz versenyhelyzet alakul ilyenkor ki (race condition). Az áramkör előre nem meghatározható állapotba kerül, ezért ez az állapot tiltott a bemeneten.

Az RS tárolóval pl. egy motor vezérlő áramkört kapcsolhatunk, az S bemenetre adott rövid impulzussal ekkor bekapcsolhatjuk, a R bemenetre adott másik rövid impulzussal pedig kikapcsolhatjuk a motort.

4.3.2. Az engedélyező bemenet

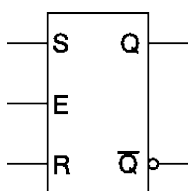
Láttuk a kombinációs hálózatoknál, hogy kell bizonyos, több kapukésleltetésnyi idő, amíg a kimenet megkapja a helyes értékét – az addig eltelt időben gyors fel-le váltások, hirtelenségek jelenhetnek meg. Az RS tárolónál ugyanez azt jelenti, hogy amíg a két bemenet bizonytalanul változik, addig az RS tároló kimenete is változhat. Egy összetett rendszer szempontjából fontos lenne, ha a tároló(k) kimenete(i) csak egy alkalommal változna, ráadásul olyankor, ami egy kívülről megadott pillanat.

Induljunk el a megoldás irányába. Legyen egy újabb bemenete az RS tárolónak, és ez határozza meg azt hogy a bemenetek eljutnak-e az RS tároló lényegi, visszacsatolt részébe. Az RS áramkört tehát egyszerűen kiegészíthetjük egy engedélyező (enable, E, EN) bemenettel.



E	S	R	Q	$\bar{Q}$
0	0	0	tárol	tárol
0	0	1	tárol	tárol
0	1	0	tárol	tárol
0	1	1	tárol	tárol
1	0	0	tárol	tárol
1	0	1	0	1
1	1	0	1	0
1	1	1	0	0

Ennek áramköri jelölése a következő:

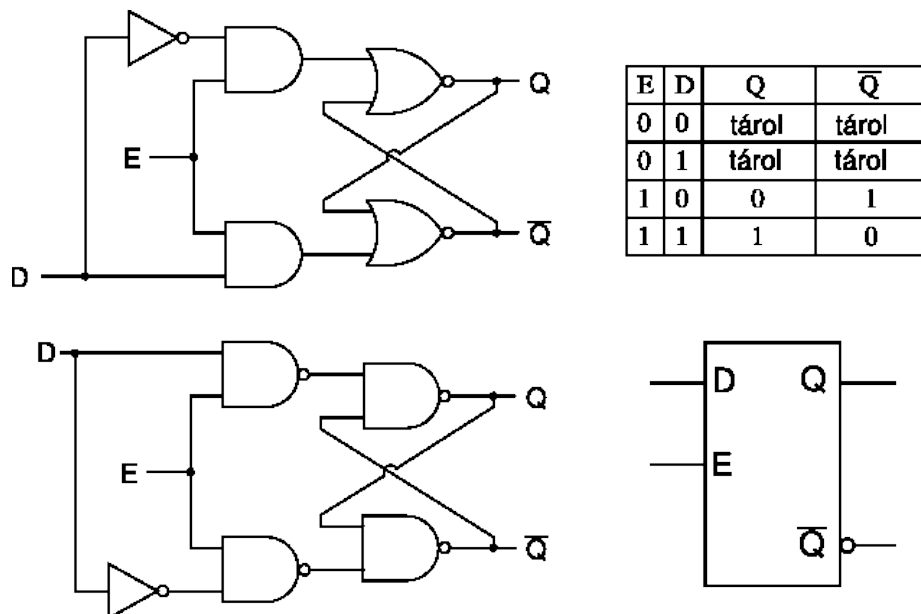


Ebben az áramkörben az E jel 1 értéke kapuzza az R és S értékét: csak ennek $E = 1$ esetben íródik be a tárolóba a bemenetek értéke, ami azután az RS állapotát megszabja.

4.3.3. Engedélyezett D tároló

Fontos típus az ún. D (Delay) bistabil. Ez egy olyan S-R tároló, ahol egy inverter állítja elő az S -ből az R értékét, így nincs tiltott állapot. Az előző eset R és S bemenetéből tehát egyetlen bemenet lett. Van viszont egy másik külső bemenet is: az engedélyező E bemenet.

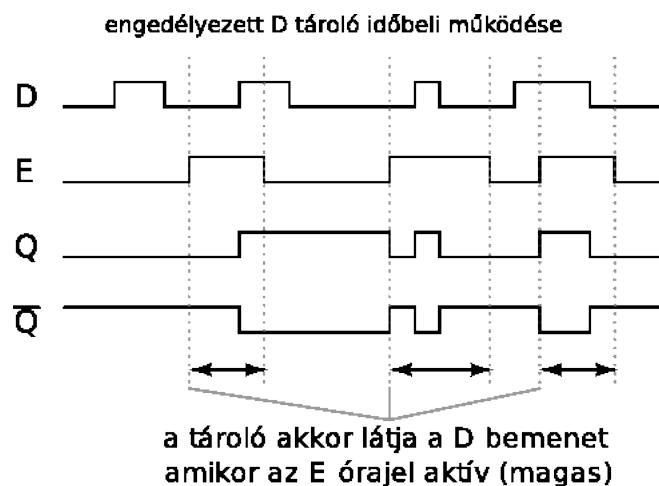
A D tároló lehetséges áramköri felépítése NOR és NAND kapukkal, valamint az igazságtáblázat a következő:



Ha megfigyeljük a kapcsolási rajzot, a D bemenet (és negáltja) egy-egy ÉS kapun keresztül jut az RS tároló megfelelő részbe, az ÉS kapuk másik bemenete pedig az E bemenet. Az RS tároló felé tehát a D bemenet csak akkor megy tovább, ha az E magas, azaz, ha E engedélyezi a D adat beírását. Ha E alacsony, akkor D értékétől függetlenül a tárolt értéket kapjuk a Q kimeneten.

A fenti értelemben D tároló 1 bites memóriacellának tekinthető: a bitet D -vel írjuk be, ha E magas.

Nézzük meg az engedélyezett D tároló idődiagramját. Az engedélyezett D tároló működése közben a kimenet a D bemenetet követi, amikor az E engedélyező bemenet aktív - attól függetlenül, hogy ez mennyi ideig van így:

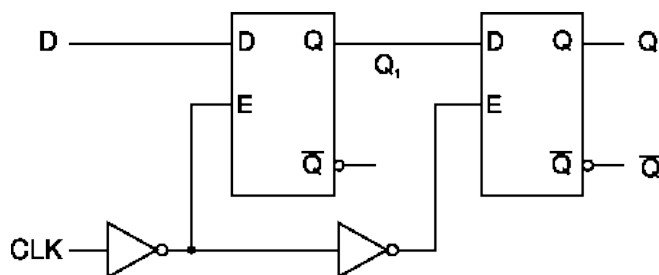


4.3.4. Élvezérlés: a hazárdok kiküszöbölése

Az előző alfejezet gondolatmenete az volt, hogy lényeges feladat megoldani szinkronizálást, azaz, definiálni azt a pillanatot amikor a digitális jel értékét beolvassuk (például egy RS vagy D tárolóba). Viszont fent a legegyszerűbb, nem mindig kielégítően jó megoldást láttuk: ekkor az órajel engedélyezésként szerepelt, az RS tárolóba beírhattunk bármit amíg magas volt az órajel – nem egy pillanatot, hanem egy véges szélességű időtartományt definiáltunk.

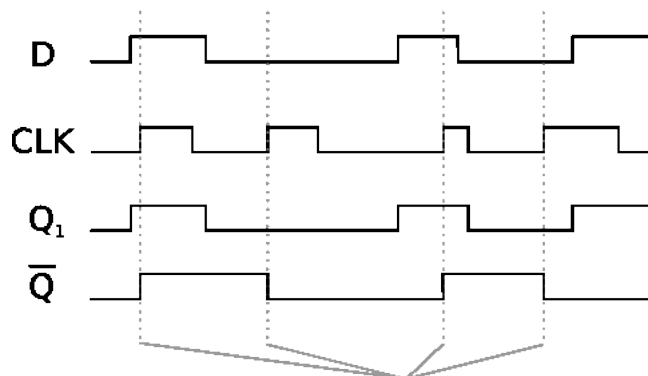
Van egy másik, sokkal egyértelműbben meghatározott megoldás, amit a digitális alkalmazások nagy részében kialakítanak. Az akitvitas idejét az órajel szélességétől legegyszerűbben úgy tudjuk függetleníteni, ha a *bemenet az órajel megfelelő irányú változásának a pillanatában (felfutó vagy lefutó élének nagyon rövid idejére korlátozva) aktív. Ezt élvezérlésnek (edge trigger) nevezzük.*

Élvezérelt D tárolót építhetünk két engedélyezett D tároló egymás után kapcsolásával. Az engedélyezés az elsőnél invertált, a másodiknál kétszer invertált. Kimenetnek a második D tároló Q kimenetét tekintjük, de a működés szempontjából hasznos követni az első D tároló Q_1 kimenetét is.



A működés lényegét könnyű megérteni, ebben segít az alábbi példaként tekinthető idődiagram. Ha CLK alacsony, akkor az első D tároló engedélyezett (az invertálás miatt). A Q_1 kimenet ekkor szabály szerint követi a D bemenet értékét. Mivel viszont a második D tároló nem engedélyezett, a Q kimenet stabil, a második D tároló aktuális tárolt értékét mutatja. Váltson most CLK alacsonyból magasba. Ebben a pillanatban az első D tároló lesz zárolt, azaz Q_1 értéke rögzített, a második pedig lemásolja Q_1 értékét a Q kimenetre. Bárhogyan változik a D bemenet, az a Q_1 értékére már nincs hatással, ennél fogva a Q kimenetre sem.

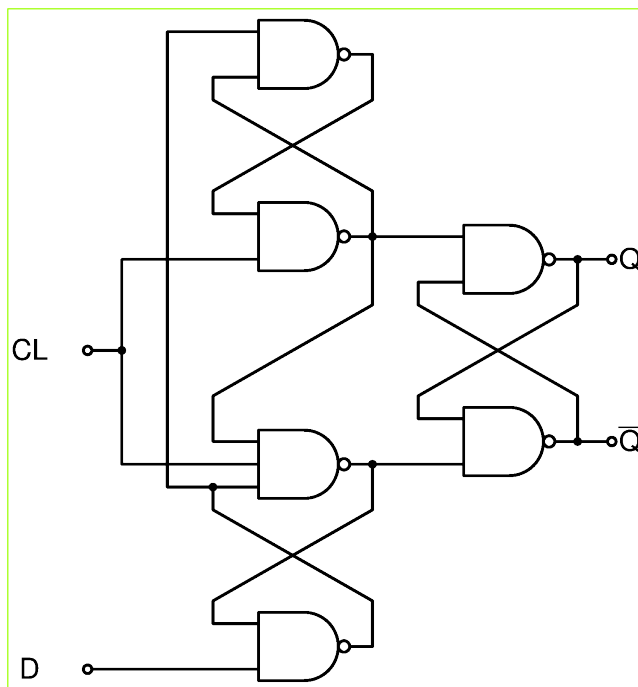
pozitív élvezérelt D tároló időbeli működése



**a tároló csak akkor látja a D bemenet
amikor a CLK órajel alacsonyról magasra vált**

Ezzel az elegáns megoldással sikerült megvalósítani az élvezérlés feladatát: a D bemenet értéke csak az órajel alacsony-magas átmenetének nagyon rövid ideje alatt számít, azaz ami abban a pillanatban a D bemeneten van, az jelenik meg a Q kimeneten.

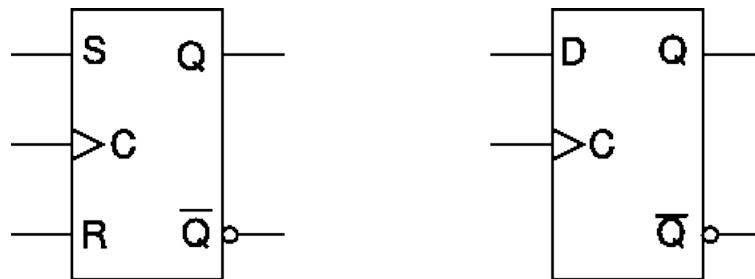
Másik lehetséges, népszerű megoldás az élvezérelt D tároló funkciójának kivitelezésére az alábbi. 3 RS tároló ügyes összekötésével, többszörös visszacsatolással élvezérelt D tároló állítható elő, ahol a bal oldali két RS tároló csak az órajel felfutásának pillanatában nyílik meg egy nagyon rövid (néhány kapukésleltetésnek megfelelő) időre:



Funkció szempontjából valóban egyforma a két utóbbi megoldás, gyakorlati szempontból az utóbbinak jobbak az időzítési tulajdonságai.

Az élvezérelt multivibrátorokat *flip-flop*-oknak is nevezik. Ekkor az S , R és D bemenetek az ún. *szinkron* bemenetek, mivel csak akkor hatásosak, amikor az órajel megfelelő éle megjelenik. Tekintve hogy az órajel változásának pillanata a meghatározó, ezért hasznos ha az órajel mint időfüggő feszültség zajmentes, és változása 0-ból 1-be a lehető leggyorsabb.

A flip-flop áramkörök jelölése kicsit különbözik a tároló kapukétól. Az órajel melletti háromszög jelzi az élvezérlést:



A digitális berendezések döntő többsége ún. szinkron hálózat, a számítási lépések itt szinkronizálódnak az órajelhez. A késleltetési idők miatti hibás működés problémáját úgy oldják meg, hogy az áramkörök egy periódikus vezérlőjelet (szinkronjel, órajel, clock, C, CL, CLK) kapnak. Ennek időtartamát általában az áramkör legnagyobb elképzelhető időkésése határozza meg. A kapuk csak az órajel felfutásának pillanatában tudnak a bemeneteken beolvasni. Ha a kapukésleltetések nagyok vagy az áramkör bonyolult, akkor az órajel frekvenciáját csökkenteni kell hogy helyes (de lassabb) működést kapjunk.

Az élvezérlés azt jelentette, hogy az órajel felfutásának pillanatában dől el a bemenetek aktuális értéke alapján hogy mi lesz a tárolt érték. Ha a bemenetek mégiscsak változnak a felfutás igen rövid de véges ideje alatt, akkor hibás működés állhat elő. Ez kiküszöbölhető, ha a felfutás előtt-után megfelelő tervezéssel elegendő időt (tipikusan az 1-10 ns tartományban) hagyunk amíg a bemenetek garantáltan stabilak, figyelembe véve a lehetséges késleltetési időket. Az az időtartam amíg a stabil bemeneteket a tervezőnek garantálnia kell, fontos paraméterei a ténylegesen kialakított rendszereknek, ezért a gyártók a fizikailag megvalósított eszközöknél specifikálják értékeiket.

4.3.5. Az élvezérelt JK flip-flop tároló

Az RS tárolónak tiltott bemenetei voltak: ha az R és S egyszerre 1, a kimenet nem volt jól definiált. Az RS tároló tiltott bemeneti állapotai miatt külön figyelni kell arra, hogy tiltott kombinációk ne fordulhassanak elő. Ezt a problémát küszöböli ki a JK bistabil egy újabb visszacsatolási irány hozzáadásával. A J és a K az R és S bemenetekhez hasonlító bemenetet jelöl.

Az áramkör követi az RS működését, azonban az RS esetén tiltott egyidejű 1 bemenetre egy új funkciót vezetünk be: a kimenet az előző állapothoz képest invertálódik (átvált, angolul a toggle szót használjuk).

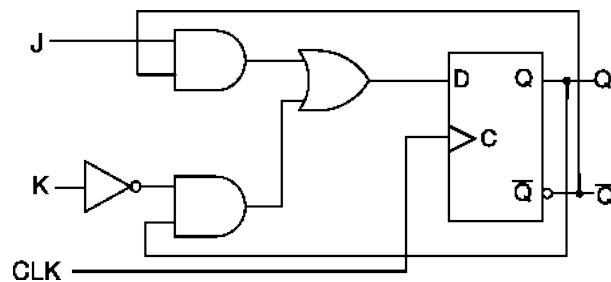
A kapu igazságtáblázata a következő:

	J	K	Q	$\bar{Q}$
$\neg$	0	0	tárol	tárol
$\neg$	0	1	0	1
$\neg$	1	0	1	0
$\neg$	1	1	vált	vált
	0	0	tárol	tárol
	0	1	tárol	tárol
	1	0	tárol	tárol
	1	1	tárol	tárol

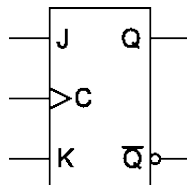
A kapu kimenete logikai függvénnyel is megadható:

$$Q_i = JQ_{i-1} + \bar{K}Q_{i-1}$$

ahol az $i - 1$ index az órajel felfutás előtti értékre, az i az órajel felfutása utáni értékre utal. Az élvezérelt JK áramkört a fenti egyenlet alapján egy élvezérelt D tároló segítségével valósíthatjuk meg legegyszerűbben:



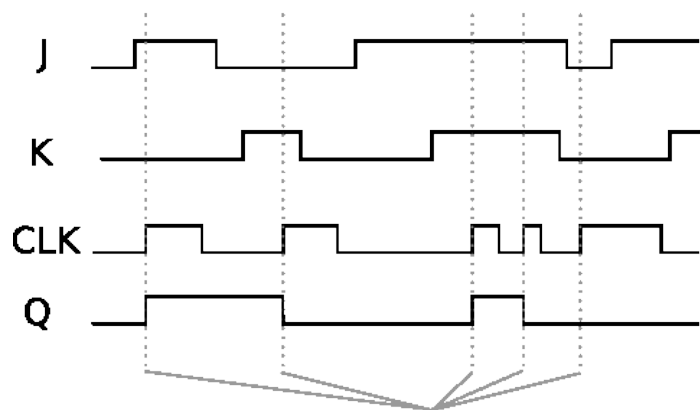
Az élvezérelt JK flip-flop áramköri jelölése a következő:



A JK tárolók praktikusán a legfontosabb elemei az összetett digitális áramköri rendszereknek, alap építőkövei a mikroprocesszoros, azaz a modern számítógépes eszközöknek.

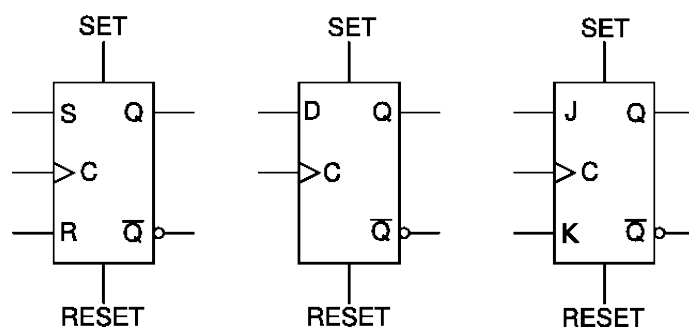
A további alfejezetek gondolatmenetei mind az élvezérelt JK áramkörre fognak épülni, ezért nézzük meg a kapcsolás egy lehetséges idődiagramját. Akárcsak az élvezérelt D tárolónál, a szabály nagyon egyszerű és egyértelmű: a J és K értékei az órajel felfutásának pillanatában számítanak csak. A kimenet az igazságtábla szerint alakul: $J = K = 0$ -nál a Q kimenet megmarad (tárolás funkció), a $J = 1$ és $K = 0$ -nál $Q = 1$ lesz (beírás funkció), $J = 0$ és $K = 0$ -nál $Q = 0$ lesz (törlés funkció), $J = K = 1$ -nél pedig Q az ellentétére vált (átváltás funkció).

pozitív élvezérelt JK flip-flop



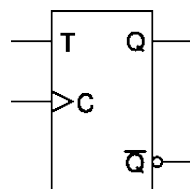
csak a CLK órajel felfutásakor lehet változás

Az áramkör sok esetben a két belső tárolót közvetlenül elérő beállító (set) és törlő (reset) bemenettel is ellátják. Ezeket a bemeneteket aszinkron bemeneteknek is szokták hívni, mivel ezek az órajeltől függetlenül is aktívak (beállítják vagy törlik a tárolót). A beállító (set) és törlő (reset) vezetékeket más kapuknál is alkalmazhatják



A T-tároló

A JK tárolónak három bemenete van (J, K, órajel). Megtehetjük, ha a *J* és *K* bemenetet egymással összekötjük és egyetlen, *T*-vel jelölt bemenetnek tekintjük – ekkor kapjuk a *T* tárolónak nevezett flip-flop-ot. Funkcióját tekintve, a *T* vezetéken át engedélyezzük az órajel váltásakor történő váltást a kimeneten. A *T* bistabil áramköri jelölése a következő:



A következő táblázat mutatja az igazságtáblázatot:

T	Q_{i-1}	Q_i	
0	0	0	nincs változás
0	1	1	nincs változás
1	0	1	ellenkező értékre vált
1	1	0	ellenkező értékre vált

A kapu kimenete logikai függvényvel is megadható:

$$Q_i = T\bar{Q}_{i-1} + \bar{T}Q_{i-1}$$

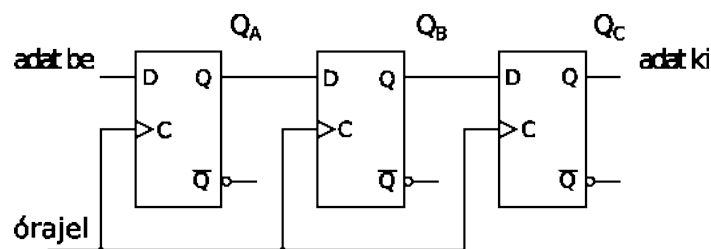
4.4. Szekvenciális áramkörök

Szekvenciális áramköröknek (sorrendi hálózatoknak) nevezzük azokat az logikai áramköröket, amelyeknél a rendszer állapota nem csak a pillanatnyi bemenettől, hanem a rendszer korábbi állapotaitól is függ. A szekvenciális áramkörök tehát memóriával, jól meghatározott belső állapotokkal rendelkeznek. A JK és D tárolók tekinthetők a legegyszerűbb ilyen áramköröknek.

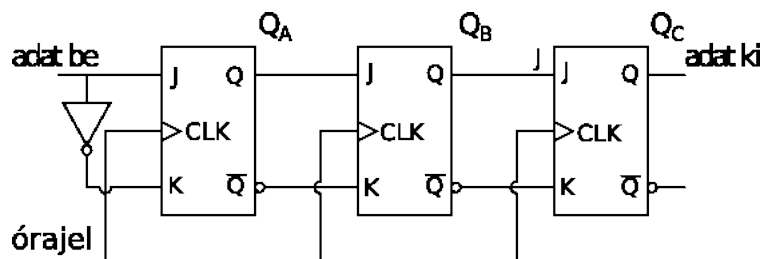
4.4.1. Shift regiszterek

A szekvenciális áramköröknél az egyik alapfeladat a JK flip-flopokban tárolt bitek mozgatása, azok rendezett áthelyezése a tárolók között. A tárolt rendezett bitsorozat léptetésére shift regisztereket használunk, ahol a shift angol szó utal az eltolásra. A shift regiszterrel számolhatunk is: a csökkenő helyiérték szerint beírt bináris szám a jobbra/balra eltolás esetén 2-vel szorozható ill. osztható.

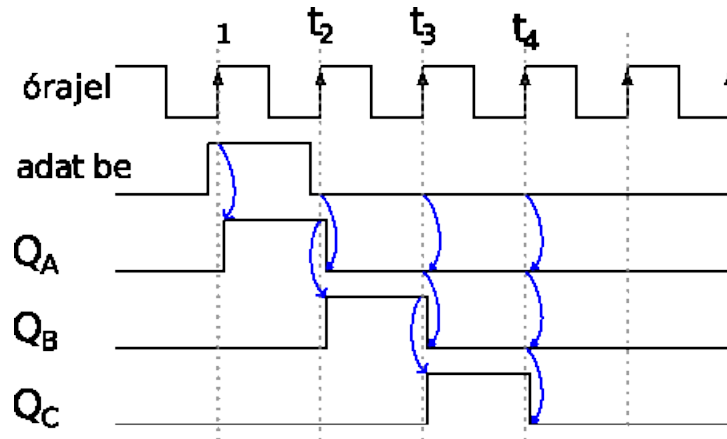
Shift regisztert akár D kapukból:



akár JK flip-flop felhasználásával is készíthetünk:



Ez az áramkör az adat be- és kimenet módja miatt a soros be/soros ki shift regiszter. A shift regiszter idődiagrammja a következő:



A t_1 időpillanatban az adatbemenet beíródik az első kapuba, az A fokozatba (a B és C állapota a korábbi adatokat őrzik, velük most nem foglalkozunk). A t_2 időpillanatban a Q_A érték átíródik a B fokozatba, az adatbemenet pillantnyi értéke pedig az A fokozatba. t_3 ugyanez ismétlődik azzal, hogy a Q_B kimenet beírásra kerül a C fokozatba. Az idődiagrammon látható, hogy az egyes fokozatok között az adatok átírása nem azonnal történik a kapuk késleltetése miatt.

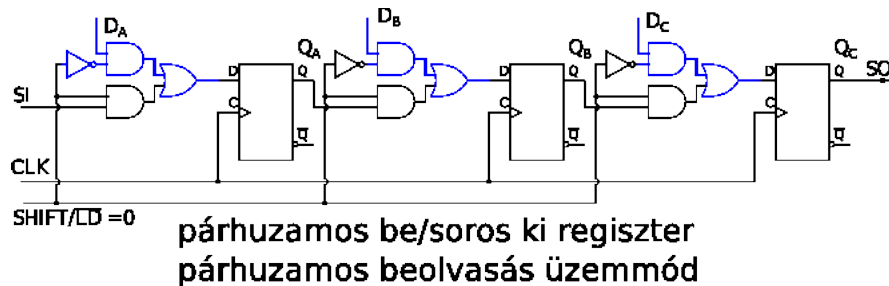
A soros be/soros ki shift regiszter adatokat (bitsorozatot) tud tárolni és ezeket léptetni. Léteznek olyan shift regiszterek is, ahol a bemenet és a kimenet léptetése különböző lehet, ami pl. mérési adatok gyors beolvasását és lassú órajelű kiolvasását teszi lehetővé.

Párhuzamos be/soros ki shift regiszter

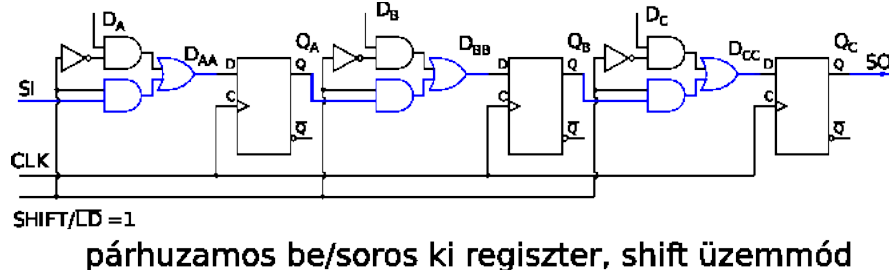
A párhuzamos be/soros ki shift regiszter (PISO, parallel-in serial-out shift regiszter) egy olyan shift regiszter, ahol az adatokat egyszerre, párhuzamosan írjuk be a regiszterbe, majd a shift regisztert léptetve sorosan olvassuk ki a kimeneten.

Gyakorlati alkalmazása a párhuzamos formában (pl. CPU regiszter, busz kimenet) érkező adatok soros átalakításában rejlik.

A következő ábrán egy D tárolókból felépített 3 tagú PISO felépítését láthatjuk. Minden egység egy ÉS-VAGY adatválasztót tartalmaz (ez igazából egy egy bites multiplexer!), amivel kiválasztható a beírás ill. a shift (léptetés) funkció. Beolvasás esetén a $SHIFT/\overline{LD} = 0$, azaz ekkor az adatok párhuzamos D_A, D_B, D_C bemenetről olvasódnak be az órajelre:

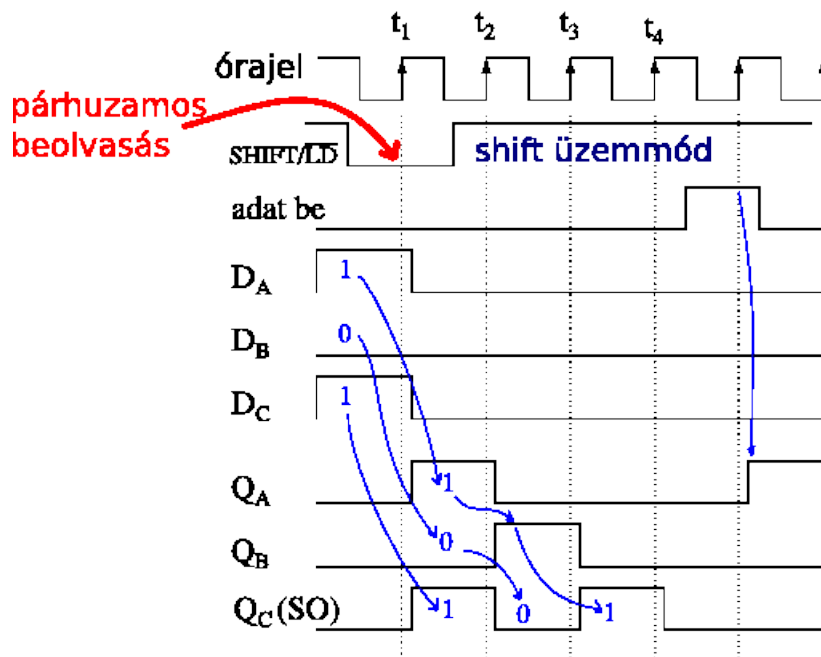


Amikor a $SHIFT/\overline{LD} = 1$, akkor az áramkör normál shift regiszterként működik:



Az áramkör időbeli diagrammja a következő:

párhuzamos be/soros ki regiszter idődiagramm



Az adatok parallel beolvasása a D_A , D_B , D_C párhuzamos bemenetről a $SHIFT/\overline{LD} = 0$ esetén történik az órajel felfutásakor. Látható, hogy ezután a $SHIFT/\overline{LD} = 1$ állapotban az egyes fokozatok az órajelek felfutásakor léptetik át az adatokat az előző fokozatból (a legelső fokozat a soros bemenetet olvassa). A Q_C (SO , serial out) kimeneten a soros bitszámmal megadott órajel után párhuzamos formában áll elő az adat.

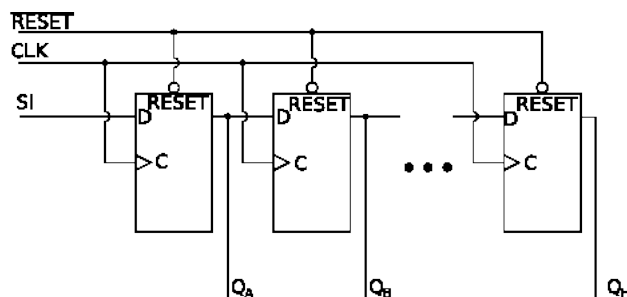
Az *SI* és *SO* be- és kimenet lehetővé teszi az áramkörök egymás után kötését (kaszkádolását), így tetszőleges méretű párhuzamos be/soros ki shift regisztert is létrehozhatunk.

Soros be/párhuzamos ki shift regiszter

A soros be/párhuzamos ki shift regiszter (SIPO, Serial-in, parallel-out shift regiszter) hasonlít a soros be/soros ki shift regiszterhez, mivel itt is folyamatos lépteti be a bemeneten megjelenő adatok a belső tárolóregiszterbe.

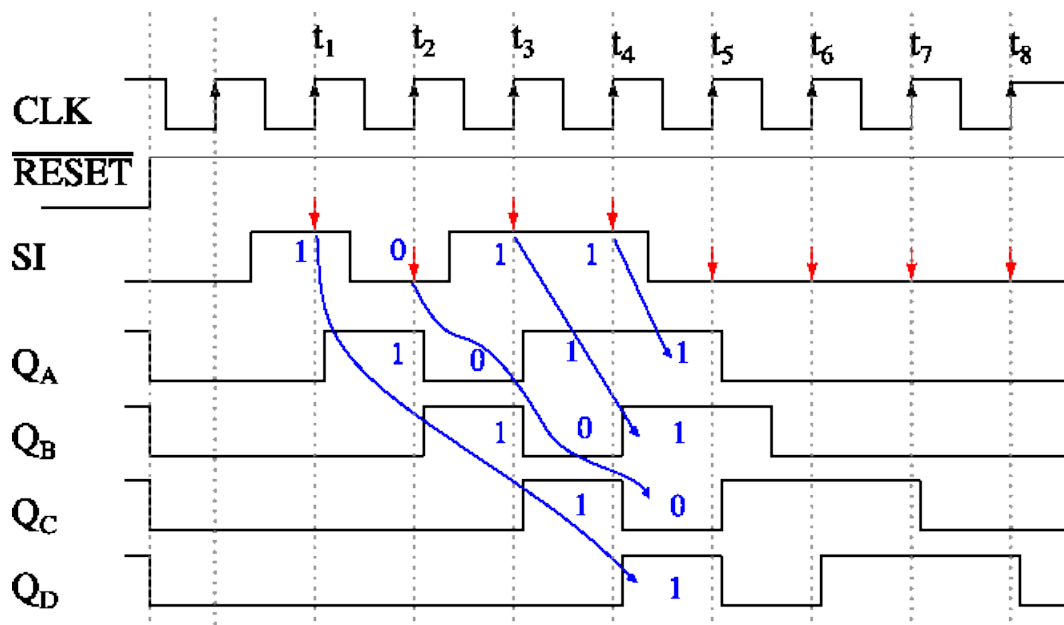
Gyakorlati alkalmazása a soros formában érkező adatok párhuzamos átalakításában rejlik. A kimenet lehet pl. egy CPU regiszter vagy egy buszmeghajtó áramkör.

A SIPO pl. D tárolókból áramkörökből építhető fel, az egyes kimeneteket a tárolók *Q* kimenete adja:



8 bites soros be/párhuzamos ki shift register

Az áramkör időbeli diagrammja a következő:

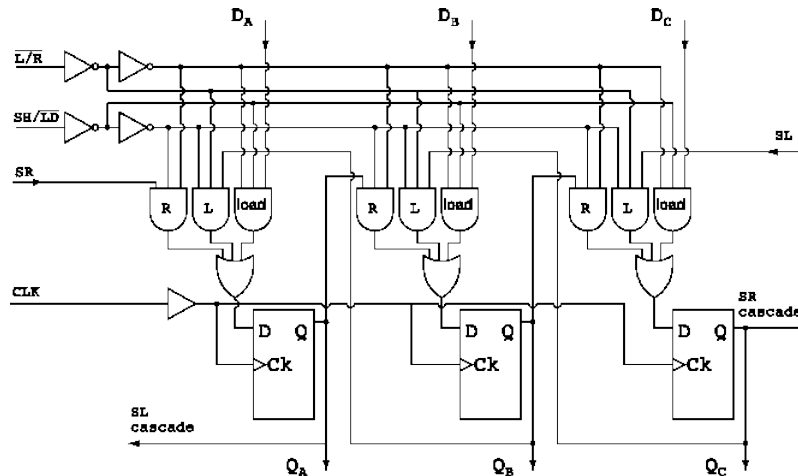


soros be/párhuzamos ki shift regiszter idődiagramm

Látható, hogy az egyes fokozatok az órajalek felfutásakor léptetik át az adatokat az

előző fokozatból (a legelső fokozat a soros bemenetet olvassa). A Q kimeneten a soros bitszámmal megadott órajel után párhuzamos formában áll elő az adat.

Végül egy általános célú jobbra-balra shiftelő, beírással is rendelkező áramkör 3 bites része:



3 bites jobbra/balra shift regiszter párhuzamos beolvasással

A jobbra-balra eltolást a $\overline{L}/R$ vezeték szabályozza az órajel alatt. A $SH/\overline{LD}$ vezeték a kapcsolódó ÉS kapukkal lehetővé teszi a $D_A D_B D_C$ bemenetekről az adatok párhuzamos beírását. Amikor $SH/\overline{LD} = 0$, és a R és L kapuk le vannak tiltva, valamint a load kapuk engedélyezve vannak, akkor a $D_A D_B D_C$ bemenek a flip-flopok bemenetéről a következő CLK órajelre beolvasódnak, és megjelennek a $Q_A Q_B Q_C$ kimeneten.

4.4.2. Bináris számlálók

Bináris számlálásnál azt szeretnénk, hogy a bejövő jel impulzusai hatására pl. egy 4 bites rendszer a

D_0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
D_1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0
D_2	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1
D_3	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1

állapotokon menjen át ciklikusan. Egy adott helyiértéket nézve láthatjuk, hogy az az eggyel kisebb helyiérték változásának felével „oszillál”, azaz csak az eggyel kisebb helyiérték minden második változásánál változik. Ez alapján azt szeretnénk, hogy a számláló idődiagramm a következő legyen:

(LSB)

0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

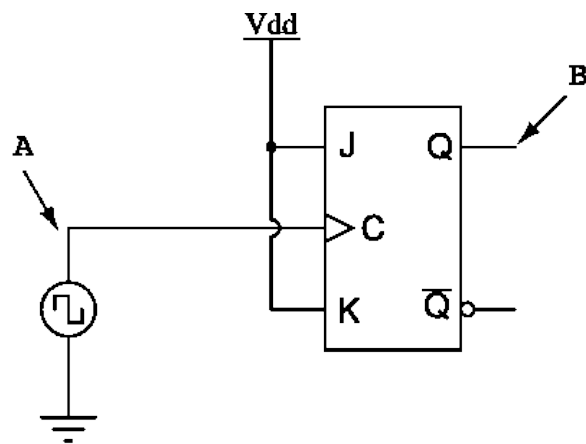
0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

(MSB)

0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

Egy JK flip-flop pontosan ilyen állapotváltozást mutat, ha $J=K=1$ állapotban órajelet kap:



A

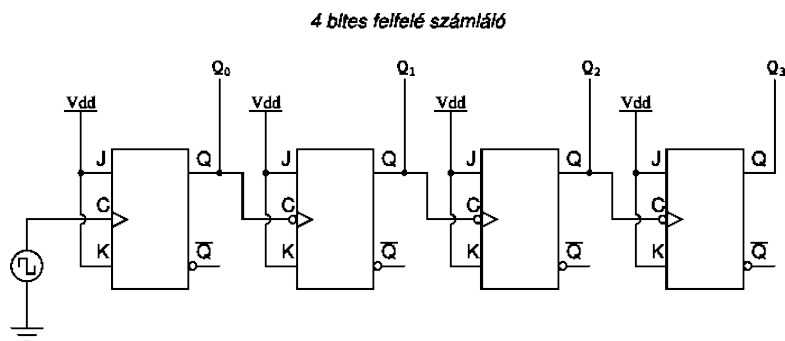
0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

B

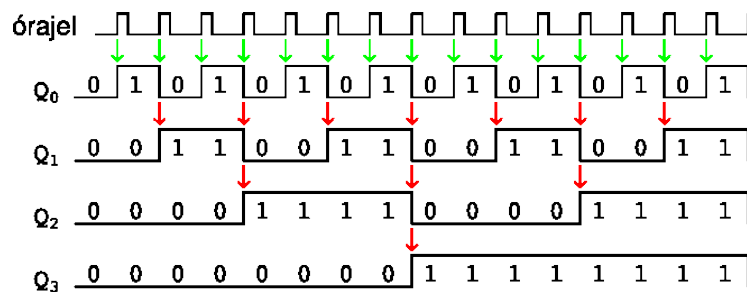
0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

Aszinkron számlálók

Negatív élvezérlésű JK flip-flopok egymás utáni kötésével (az órajelet az előző fokozat Q kimenetére kötve) megvalósíthatjuk a számláló által kívánt jelalakot (a J és K bemenet logikai 1-en van):

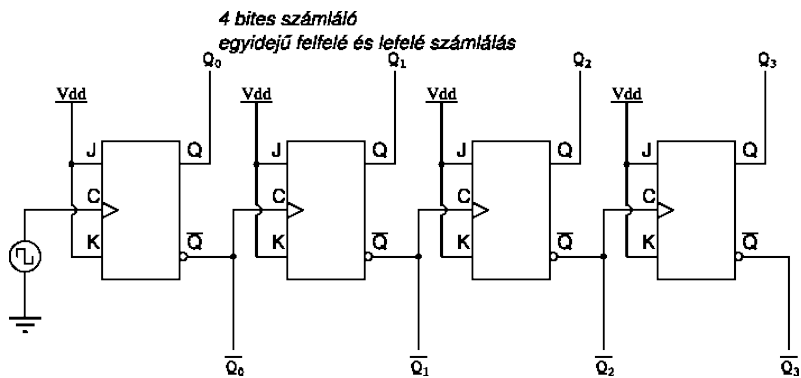


Ez az órajel hatására a pontosan a megkívánt számlálást végzi el, a számokat a $Q_3Q_2Q_1Q_0$ kimeneteken megjelenítve:

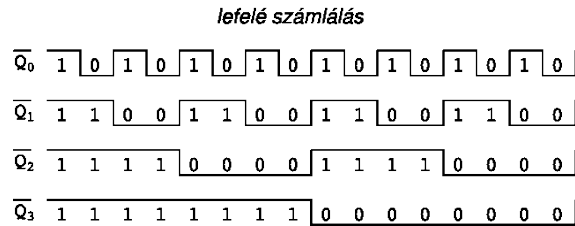
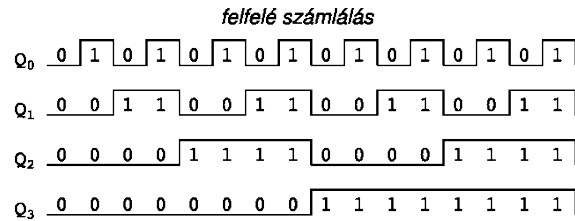


Az első flip-flop pozitív élvezérlésű, a többi flip-flop negatív élvezérlésű. Figyeljük meg, hogy az órajel kitöltési tényezője kevesebb, mint 50%, azaz az órajel alakja nem számít a számlálás során.

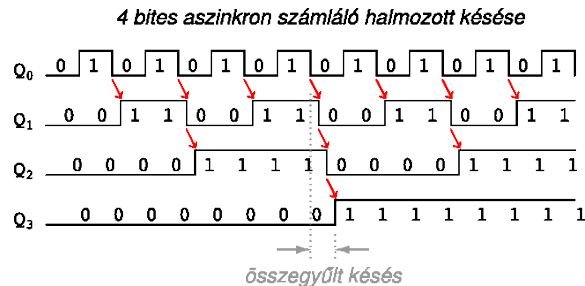
A számláló - ha figyelmesen megnézzük - egyben lefele számlálásra is alkalmas, ha csak pozitív élvezérlésű flip-flopokat használunk, az órajeleket az előző fokozat $\overline{Q}$ kimenetére kötve:



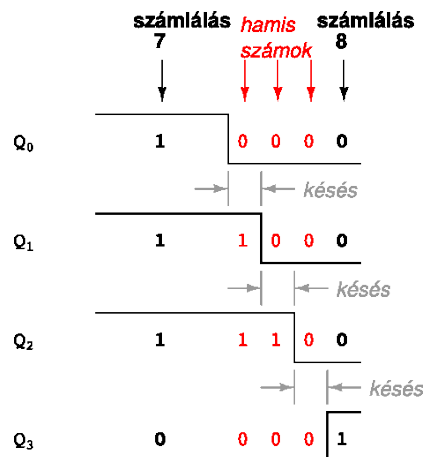
A Q kimenetek előre számlálnak, míg a $\overline{Q}$ kimenetek visszafelé:



Sajnos ezeknek a számlálóknak kimenete időben furcsa hullámzást (ripple) mutat a számlálás során: ez a jelenség a bitszám növekedésével egyre erősebb lesz. Amikor egy flip-flop Q kimenetén megjelenik az 1-0 átmenet, a következő flip-flop átvált. Az átváltás csak a JK flip-flop késleltése után történik meg, azaz a átváltások időben elcsúsznak, éppen ezért ezeket a számlálókat *aszinkron* számlálóknak hívjuk:



Látható, hogy az effektus erősödik az LSB - MSB irányba. Példaképpen nézzük meg az átmenetet a 0111 állapotból az 1000 állapotba:

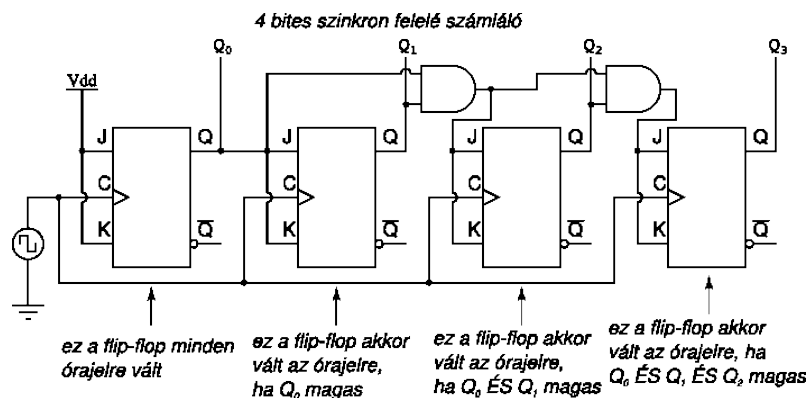


A számláló a tiszta $0111 \rightarrow 1000$ átmenet helyett a $0111 \rightarrow 0110 \rightarrow 0100 \rightarrow 0000 \rightarrow$

1000 állapotokon megy át (decimálisan ez a $7 \rightarrow 6 \rightarrow 4 \rightarrow 0 \rightarrow 8$). Ha egy logikai áramkörrel - ami általában gyorsabb, mint egy JK kapu - szeretnénk detektálni a számláló 0 állapotát, akkor egy rövid ideig hamis jelzést kaphatunk - de ez éppen elég lehet pl. egy RS tároló triggerelésére, vagy reset kiadására! A logikai hazárdok egy tipikus esetével találkozunk tehát, amely által potenciálisan okozott problémát az élvezérlés technikájával, és az órajel elegendően alacsonyra csökkentésével küszöbölhetünk ki.

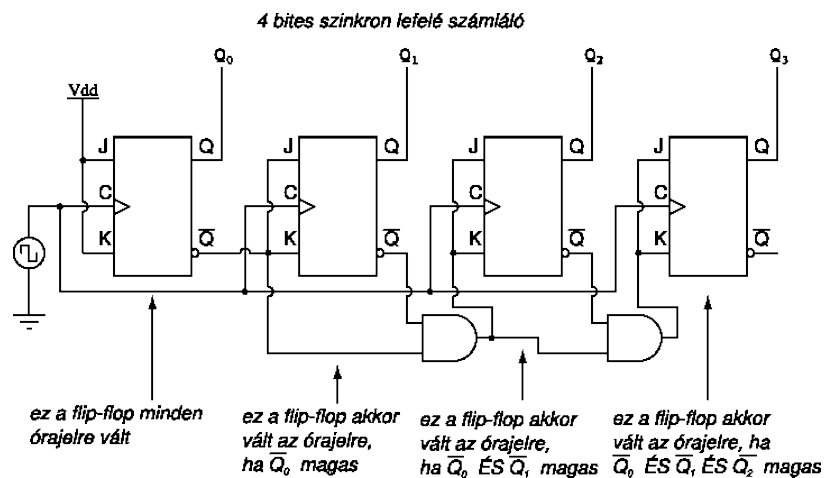
Szinkron számlálók

Az előző példa kapcsolási rajzát nézve láthatjuk, hogy az elcsúszás oka az, hogy az egyes flip-flopok nem egyidőben kapják az órajelet. Az elcsúszás felgyülemlik, ezért sokáig tart míg a számláló a helyes értéket mutatja – hasznos lenne csökkenteni az effektust, hogy a lehetséges órajelsebességet jelentősen megnövelhessük. A megoldást az jelentheti, hogy minden JK bemenetere egyidőben ugyanazt az órajelet (azaz a számlálni kívánt impulzusokat *szinkronban*) vezetjük, és a J és K bemenet ügyes kapcsolgatásával oldjuk meg a megfelelő ütemű billenést:

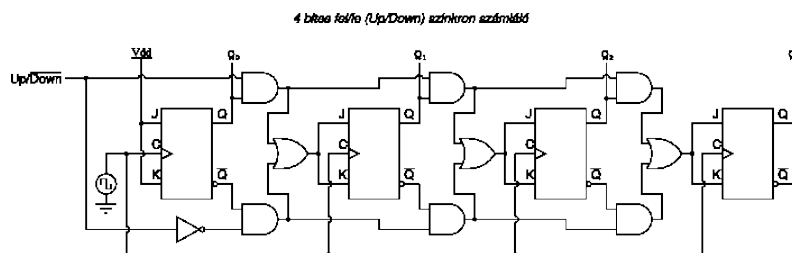


Az eredmény egy 4 bites szinkron felfelé számláló. Minden fokozaton a J és K bemeneten található ÉS áramkör engedélyezi az átváltást, ha minden előző fokozat kimenete 1. Az első flip-flop J és K bemenete 1-re van kötve. Megjegyezzük, hogy a MSB (negyedik) flip-flop bemenetén található ÉS kaput kicserélhetjük egy 3 bemenetű ÉS kapura (a bemeneteket a $Q_0 Q_1 Q_2$ kimenetekre kötve): ekkor az áramkör késleltetése egy kapuval kisebb lesz (mivel nem kell a jelnek átterjednie az első ÉS kapun), gyorsabban tudjuk a számlálót működtetni.

Ez az elvet továbbvihetjük, és hasonlóképpen ÉS kapukkal előállíthatjuk a szinkron lefele számlálót is:

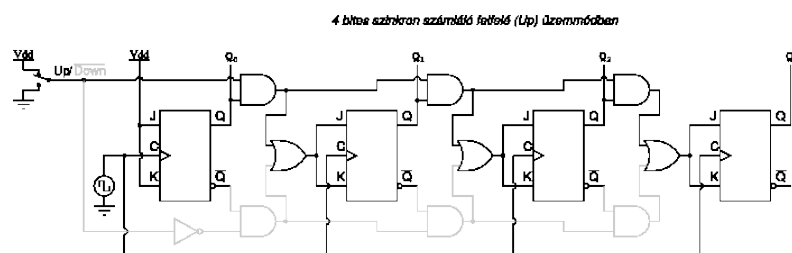


A két áramkört kombinálhatjuk, és így előáll a 4 bites, univerzálisan ténylegesen is használt szinkron fel-le számláló:



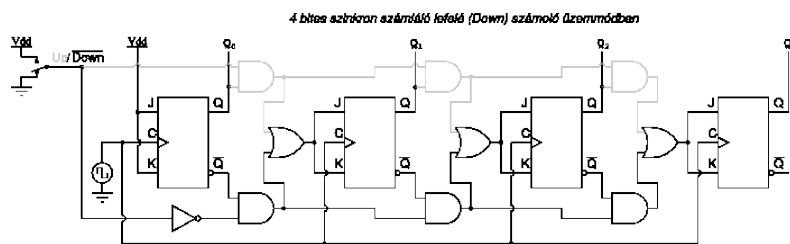
Ez az áramkör nem annyira komplex, mint elsőre látszik. A számlálás irányát a fel/le (Up/Down) vezeték szabályozza. Minden bit esetén két ÉS és egy VAGY áramkör képez egy 1 bites demultiplexert, ami vált a két üzemmód között.

Ha felfele számolunk, akkor az Up/Down vonal aktív, logikai 1-et kap:



Az ábrán látható, hogy ekkor az alsó ÉS kapuk inaktívák, a felső ÉS kapukon a jel a normál szinkron számlálóval megegyező utat jár be.

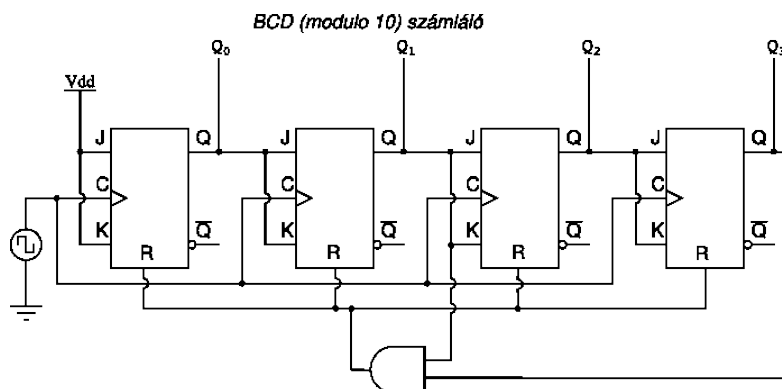
Ha lefele számolásakor az Up/Down vonal logikai 0-át kap a felső ÉS kapuk inaktívák, az alsók a lefele számlálás logikáját engedélyezik:



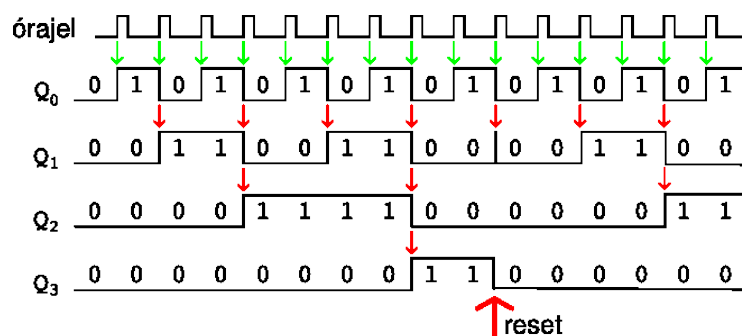
Modulo N számlálók, álvéletlen generátorok

Az eddig tárgyalt számlálók mind kettes számrendszerben számoltak. Néha szükség van más számrendszerbe számoló számlálóra is: ezeket modulo N számlálónak hívák. A 10-es számrendszer kitüntetett, ha ebben számolunk, akkor a korábban már vizsgált 7 szegmenses kijelzővel könnyen építhetünk számlálót (10-es számlálót gyártanak is).

A 10-es számrendszerben számoláshoz 4 bit kell, de csak a 0-9 állapotokat használjuk: ezt a kódolást BCD (Binary-coded decimal) kódolásnak is nevezi. Egy egyszerű aszinkron számlálót egy ÉS kapuval kiegészítve elérhetjük, hogy a 10-es értéket elérve reset-elje magát (az ÉS kapu kimenete a következő fokozatra vezethető):



Az idődiagramm mutatja, hogy amikor a számláló eléri a 10-et, az ÉS kimenete 1 lesz, a reset vezeték aktivizálódik és a számláló visszaáll az eredeti állapotba:

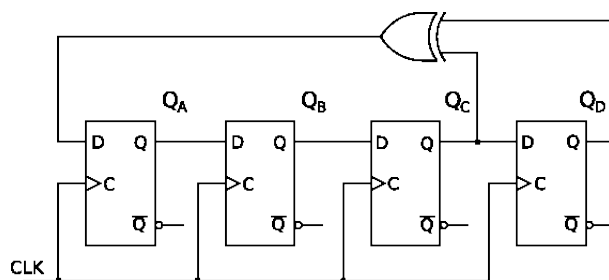


A reset vezeték csak rövid ideig lesz aktív, de vegyük észre, hogy a visszacsatolás miatt ez pontosan annyi idő, amíg a JK flip-flop nullázódik (feltéve, hogy ugyanolyan

kapukat használunk, ez a többi kaput is nullázza).

Ezen az elven tetszőleges N számrendszerben számoló számlálókat építhetünk, azonban figyelni kell a 4.4.2 fejezetben tárgyalt időzítési problémákra.

A számlálók egy érdekes verzióját kaphatjuk, ha egy n elemű shift regiszter bemenetére visszavezetjük a regiszter néhány bitjének (átvitel nélküli) összegét. Összeget XOR kapukkal tudunk képezni, tehát az áramkör XOR kapun keresztül csatolja vissza a biteket. Pl. 4 bitnél:



Q_A	Q_B	Q_C	Q_D
0	0	0	1
1	0	0	0
0	1	0	0
0	0	1	0
1	0	0	1
1	1	0	0
0	1	1	0
1	0	1	1
0	1	0	1
1	0	1	0
1	1	0	1
1	1	1	0
1	1	1	1
0	1	1	1
0	0	1	1
0	0	0	1
⋮			

Az áramkör érdekessége, hogy ha a visszacsatolt biteket ügyesen választjuk, akkor a rendszer a 0000 állapot kivételével minden lehetséges állapoton át fog menni (természetesen ciklusonként csak egyszer), mire újra visszatér a kiinduló állapotba. A 0000 állapot a rendszer fixpontja.

A különböző shift regiszter hosszaknál különböző pontokat kell kiválasztani a maximális ciklushosszhoz, egy adott regiszternél több verzió is lehet. Pl. 16 fokozatnál a (16, 15, 13, 4) vagy a (16, 14, 13, 11) kombináció is jó (összesen 26 ilyen van). 32 fokozatnál

jó kombináció a lehetséges 89-ből a (32, 31, 30, 10), (32, 31, 29, 1) vagy (32, 31, 26, 18). Érdekes, hogy minden fokozatszámnál létezik legalább egy megoldása a feladatnak.

Mivel a rendszer minden bináris értéken áthalad, ezért speciális számlálónak is tekinthető. Az egyes bitek ugyanannyiszor vesznek fel 0 vagy 1 értéket, látszólag véletlenszerűen (de mégiscsak egy hosszú ciklus szerint): az áramkör a *kvázi-véletlenszám* generátorok alappéldája. A kimenet nem igazi véletlen, mivel egy determinisztikus algoritmussal állt elő, ráadásul periódikusan ismétlődik. Az is látható, hogy a kimenetben maximum a fokozatok számával egyező számú 1 lehet egymás után - a valódi véletlen sorozatnál akármilyen hosszú 1-es oszlop lehet.

Érdemes megjegyezni, hogy a számítógépekben alapesetben használt RANDOM, RND, rand(), rnd() stb. véletlenszám-függvények szoftveresen megvalósítva ugyanezt az algoritmust használják!

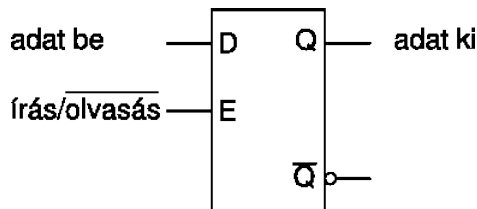
4.4.3. Digitális memória áramkörök

A digitális memória bináris (0 és 1) információk, azaz nagy számú bit tárolására és elérésére szolgál. A digitális tárolás előnye, hogy az analóg memóriánál, amilyen például a bakelit hanglemez, ellenállóbb a zajra és az adatvesztésre. A digitális adatokat könnyen lehet tömöríteni és további hibajavító kóddal ellátni (pl. paritás, checksum), és általában könnyen kereshetünk egy adott címen lévő adatot.

Egy adott információt a tárolás során az adattároló egy adott területén, az ún. címen tárolunk. A cím nem más mint egy bináris szám, ami az adott tárolt érték sorszámát jelenti, a multiplexereknél látott cím analógiájára. Egy adott címen több bitet is tárolhatunk egymással párhuzamosan, pl. 8, 16 vagy 32 bitet, a memória szervezésétől függően.

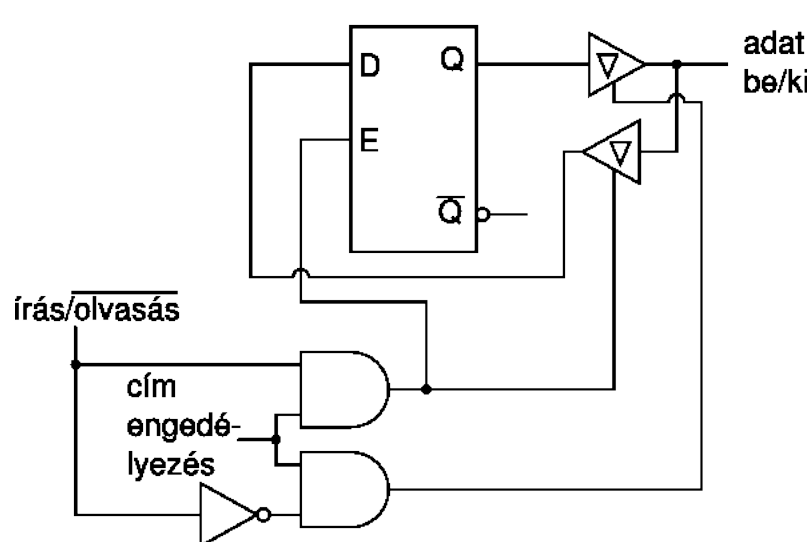
A számítógépek két fő memóriefajtát, a csak olvasható (Read-Only Memory, ROM) és írható-olvasható, véletlenszerűen elérhető memóriát (Random Access Memory, RAM) használnak. Mindkét memóriefajta esetén létezik az áramkör ki-bekapcsolása után az adatokat felejtő és nem felejtő verzió.

Az írható-olvasható memória logikailag egyik legegyszerűbb formája a D tároló, amely 1 bitet tud tárolni, az alábbi szerint.

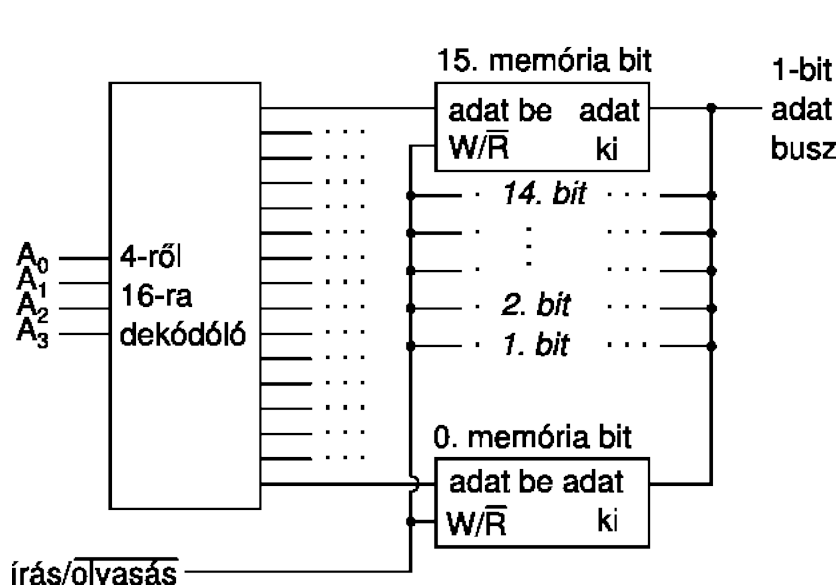


Több ilyen egységet csak akkor tudunk használható rendszerré szervezni, ha a ki tudjuk választani, hogy melyiket akarjuk elérni (ezt nevezzük címnek). A kiegészített tároló egységet az alábbi ábra mutatja. Háromállapotú kimenettel (l. 4.1.6 fejezet) az adat bemenetet és az adat kimenetet ugyanahhoz a közös buszvezetékhez köthetjük. Az

1 bites memóriacella



16 x 1 bit memória

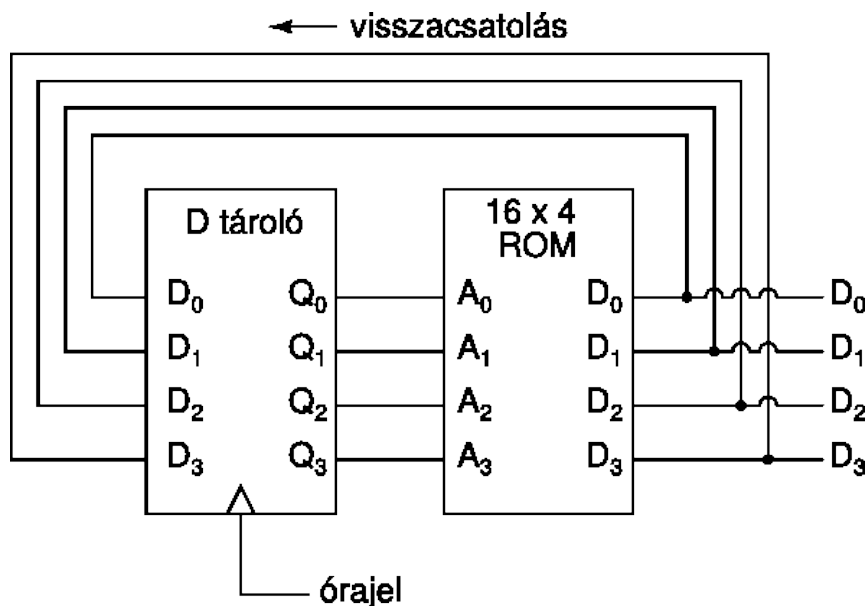


egy sor kiválasztása esetén párhuzamosan az összes oszlop aktivizálható.

4.4.4. Véges állapotú automata

Az álvéletlen generátor jól mutatja, hogy bonyolult áramköröket lehet építeni viszonylag egyszerű kapcsolással, ha visszacsatoljuk a rendszert (a bonyolult áramkör „definíciója”: működése csak nehezen (vagy nem!) található ki, sokáig kell a működő áramkört megfigyelni, hogy egyáltalán tippelhessünk a működési elvére, felépítésére).

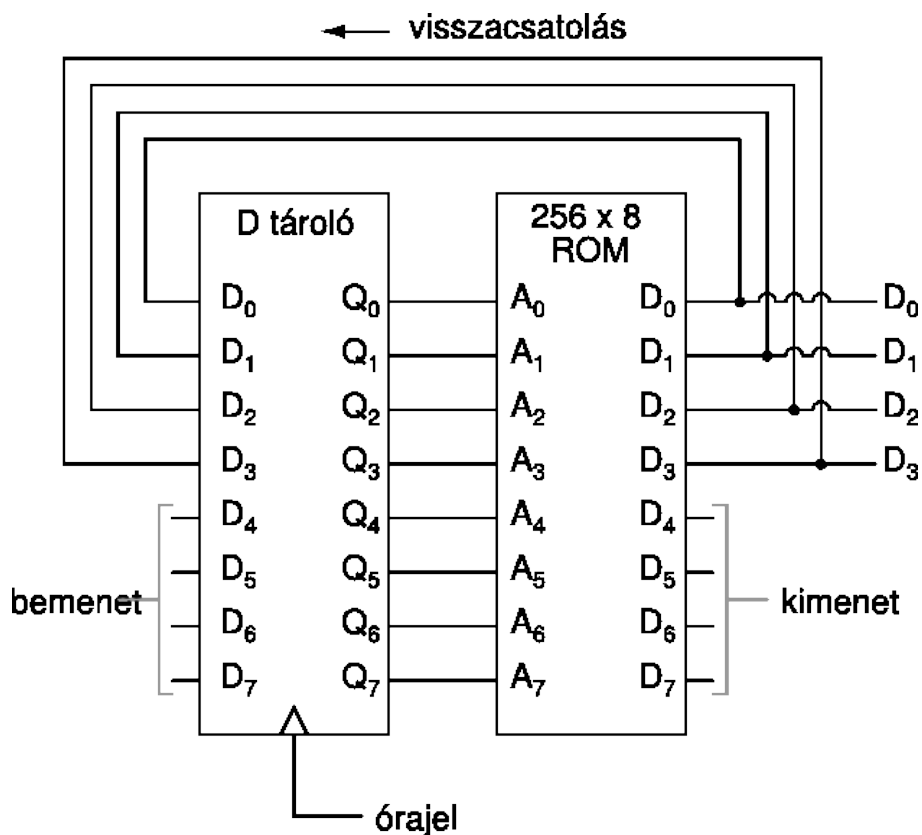
Például az álvéletlen generátort általános formában is megépíthetjük:



Itt egy 4 bites D tároló felhasználásával megcímzünk egy 16x4 bites ROMot, amely az álvéletlen generátor adatait tartalmazza. A ROMba a számokat ügyesen keverve kell beleírni (mivel minden állapot előfordul, ezért a rendszer állapotán végiglépünk az álvéletlen generátor generálta számlista sorrendjében, ezáltal az egyes cellák értéket meg tudjuk határozni).

Azt a rendszert, amikor egy tároló rögzíti a rendszer állapotát, és (az esetleges bemenetekkel együtt) egyértelműen meghatározza a következő állapotot, *véges állapotú automatának* (Finite State Machine, FSM) nevezzük.

Az FSM lehetőségeit tovább bővíthetjük, ha 8 bitre növeljük a D tároló és a memória címvezetékének méretét, és bemeneteket helyezünk el:

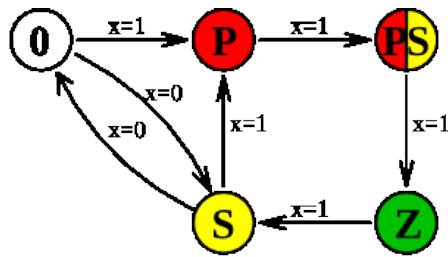


Az ábrán láthatjuk, hogy a $D_0 - D_3$ vezetékek kizárólag a ROM visszacsatolására vannak használva, míg a $D_4 - D_7$ vezetékek külső bemenetként vezérlik az áramkört. A bemenetek sokkal nagyobb szabadsági fokot adnak a rendszernek, rajtuk át pl. kapcsolót vagy digitális szenzort is használhatunk az automata állapotainak vezérléséhez. A ROM kimenetén a $D_4 - D_7$ vezetékek kimenetként viselkednek, értékük nincs visszacsatolva.

Jelzőlámpa vezérlés véges állapotú automatával

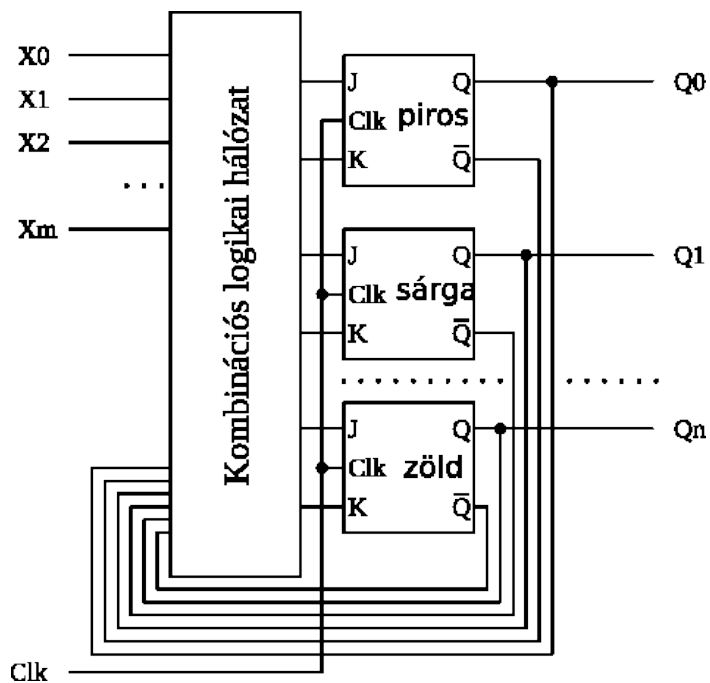
Példaként nézzünk egy egyszerű feladatot: készítsünk egy közlekedési jelzőlámpa vezérlésére alkalmas digitális gépet, amelyik egy külső x jellel vezérelhető. A $x=0$ esetben az üzemmód sárga villogó, míg $x=1$ a normál működést jelenti (piros, piros-sárga, zöld, sárga).

A rendszer működését ún. állapot-diagrammon ábrázolhatjuk:



A fizikai megvalósításhoz legyegegyeszerűbben pl. JK flip-flopokat használhatunk, amelyek bemenetét kombinációs logikai áramkör vezérli.

Használjunk minden lámpához egy JK-t (a rendszernek 5 állapota van, ezért úgyis legalább 3 bites tárolót kell alkalmazni), és vezessük vissza a $\bar{Q}$ vonalakat is a kombinációs áramkörre, ekkor egyszerűbb lesz a visszacsatolás:



Az $X_0 \dots X_m$ vezérlő vonalakból csak az X_0 -t használjuk.

Ezek után elkészíthetjük a rendszer igazságtábláját, ami megmondja, hogy az n -edik állapotból az X függvényében milyen $n + 1$ -edik állapot következik. Ez valójában az a „programozás” első lépése:

X	Q_P^n	Q_S^n	Q_Z^n	Q_P^{n+1}	Q_S^{n+1}	Q_Z^{n+1}	J_P	K_P	J_S	K_S	J_Z	K_Z
0	0	0	0	0	1	0	0	x	1	x	0	x
0	0	1	0	0	0	0	0	x	x	1	0	x
1	0	0	0	1	0	0	1	x	0	x	0	x
1	1	0	0	1	1	0	x	0	1	x	0	x
1	1	1	0	0	0	1	x	1	x	1	1	x
1	0	0	1	0	1	0	0	x	1	x	x	1
1	0	1	0	1	0	0	1	x	x	1	0	x

itt az x jelölés azt jelenti, hogy nem számít az adott bit állapota.

A JK flip-flop igazságtáblázata és a fenti tábla elemzése alapján meg lehet határozni a szükséges kombinációs logikai hálózat függvényeit (az eljárást magát nem tárgyaljuk). A függvények azért ilyen egyszerűek, mert kihasználjuk mind a J , mind a K bemenetet:

$$J_p = X \cdot \bar{Q}_z$$

$$K_p = Q_s$$

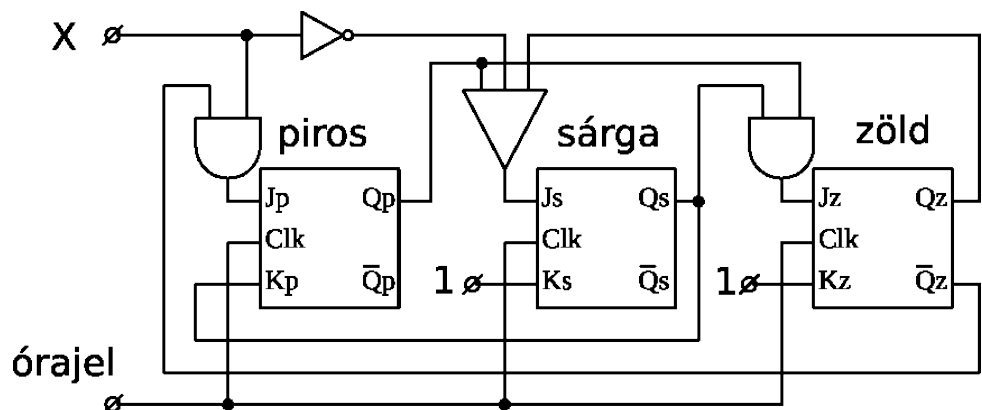
$$J_s = \bar{X} + Q_p + Q_z$$

$$K_s = 1$$

$$J_z = Q_p \cdot Q_s$$

$$K_z = 1$$

A kész áramkör mindössze 3 JK és 4 egyéb logikai kaput tartalmaz:



A három JK kimenetével kell vezérelnünk a három lámpát. A rendszer az órajel ütemében vált, az X bemenet pedig kiválasztja az üzemmódot.

4.4.5. Aritmetikai-logikai egység

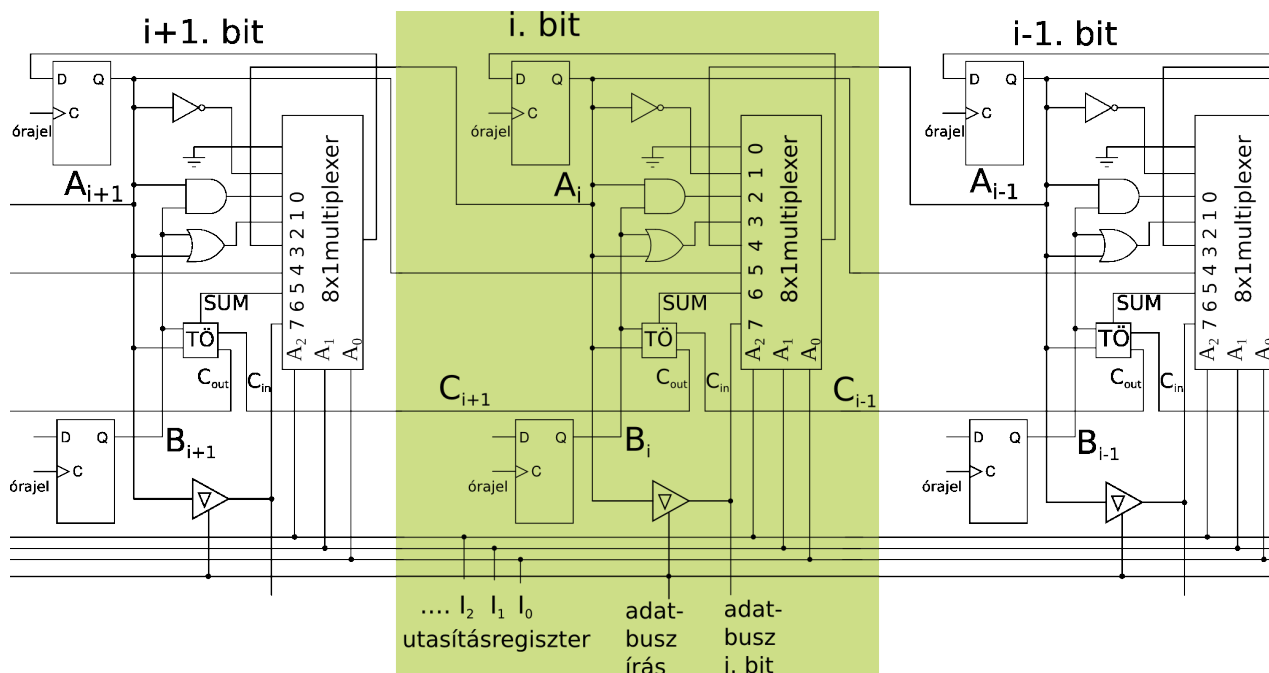
A FSM végtelen nagy memóriával megépítve ekvivalens az ún. Turing-géppel, azaz akár számológépnek is tekinthető, rajta minden program lefuttatható. A jelzőlámpás példán

látható volt, hogy az egyszerűbb FSM rendszer kombinációs hálózatának megtervezése bonyolult lehet, éppen ezért megpróbáltak általános célú hálózatot tervezni.

A 4.2.4 fejezetben megismertedtünk az összeadó áramkörrel, ami segítségével már két számot össze tudunk adni. Kivonni is tudunk, ha egy számot negálni tudunk: pl. 4 bites tárolásnál $2_{10} = 0010$, ezért érdemes a $-2_{10} =: 1110$ definíciót választani (figyelem, az első bit ekkor az előjel lesz!): így $2_{10} + (-2_{10}) = 0 = (1)0000$, mivel az összeadás túlszordul ezért a 4 bites szóban csak 0000 marad. Szorozni és osztani is tudunk a bináris számok bitenként jobbra-balra eltolásával, az osztást pedig visszavezethetjük kivonásra.

Érdemes a műveleteket operandusokon végezni: pl. két memóriarészt kinevezhetünk regiszternek, és építhetünk egy olyan logikai áramört, ami kiválasztható módon különböző műveleteket hajthat végre a regiszterek tartalmán. Az ilyen logikai áramkört aritmetikai-logikai egységnek (Arithmetic logic unit, ALU) nevezzük.

Példaként nézzük egy ALU 1 bites szeletét a következő ábrán:



Itt az A_i és B_i bitek az A és a B regiszterek i -edik bitjei. Minden művelet végrehajtódik, de az utasításregiszter $I_2I_1I_0$ vonalai a multiplexeren keresztül kiválasztják azt a műveletet ill. kimeneti bitet, ami a órajel váltásakor bekerül az A_i regiszterbe. Az egység pl. a következő műveleteket tudja végrehajtani (ezek sorban megfelelnek a multiplexer bemeneteinek):

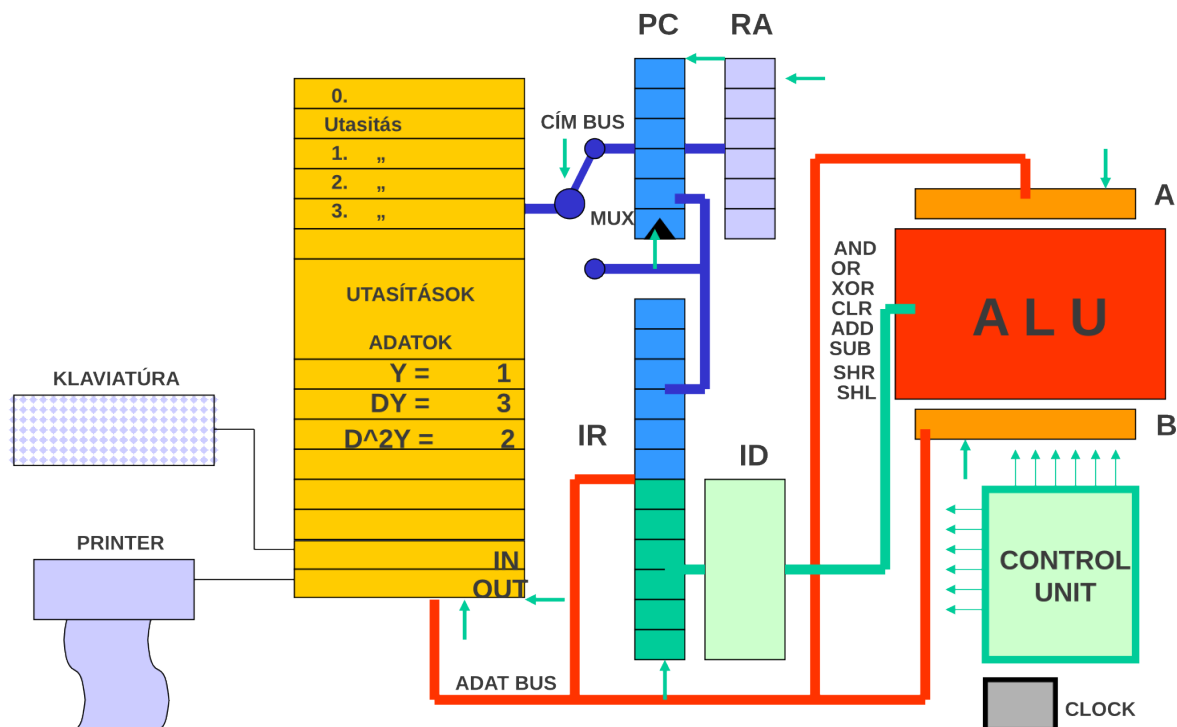
művelet	
CLA	A regiszter törlés
CMA	A komplementere (0-1 felcserélése)
AND	ÉS művelet $A \wedge B$
IOR	VAGY művelet $A \vee B$
RAL	A bitenkénti eltolása balra (szorzás 2-vel)
RAR	A bitenkénti eltolása jobbra (osztás 2-vel)
ADD	összeadás $A + B$
LD	olvasás az adatbuszról az A regiszterbe

Figyeljük meg, hogy a tri-state/high-Z kapu segítségével az A regiszter tartalmát kiírhatjuk az adatbuszra. Az írás/olvasás vezérlése külön történik, itt most nem részletezzük.

Megjegyezzük, hogy shift regiszterek használatával építhető a műveleteket sorosan elvégző ALU is: ilyenkor csak 1 bites műveletvégző egységre van szükség, ami kevés kapuból egyszerűen megépíthető. A rendszer ekkor tetszőleges bitszámmal tud működni, hátránya, hogy lassabb a párhuzamos egységnél.

4.4.6. Számítógépek felépítésének vázlata

Az előzőekben megismert tárolóregiszterek, a memória és az ALU segítségével megérthető a Neumann-felépítésű számítógép struktúrája, aminek egy egyszerű példája a következő:



A rendszer működését a CONTROL UNIT vezérli, a tárolóknál már megismert órajeles eljárással. A kiinduló program és adatok (amit a gép indulása előtt be kell tölteni) az írható/olvasható memóriában találhatók. A memóriába van elhelyezve a külvilággal kapcsolatot tartó IN és OUT cella is (ezek pl. billenyű beolvasást és karakter kiírást végeznek).

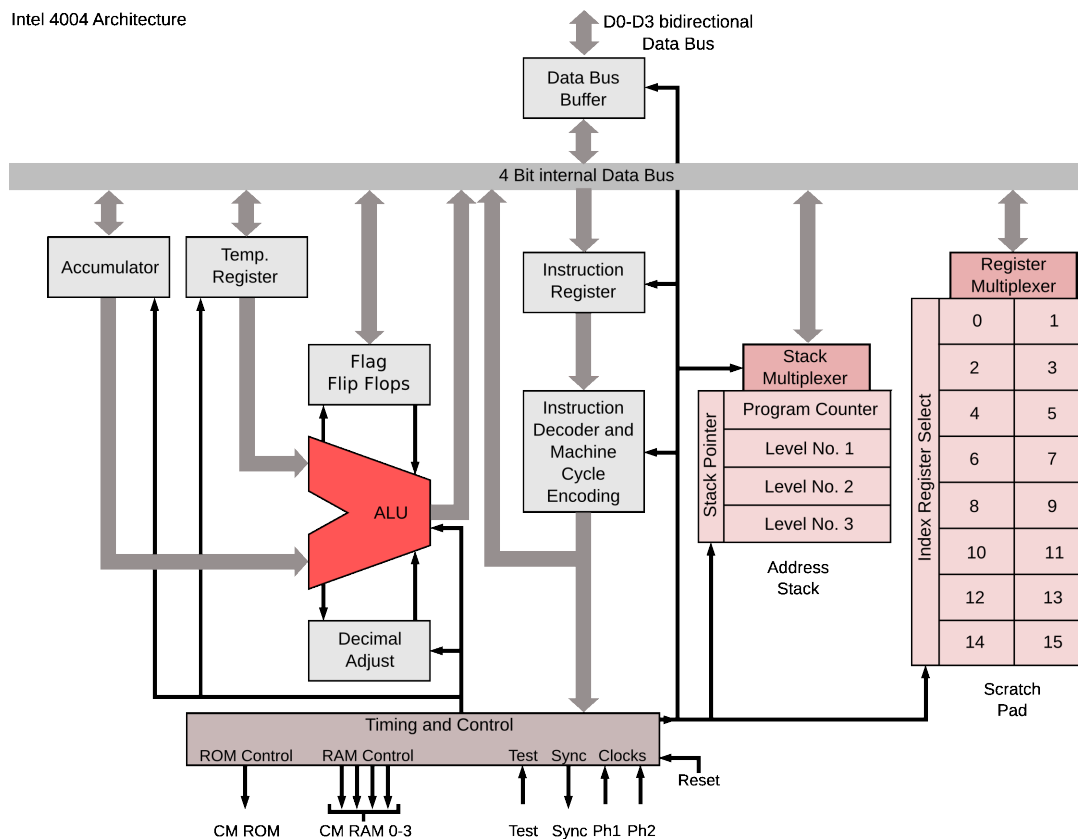
A processzor a PC (program counter) regiszter által meghatározott memóriacellából beolvassa (fetch fázis) az *utasítás+kapcsolódó cím* adatot az IR (instruction register) utasítás regiszterbe. Az utasítást a következő ütemben az ALU hajtja végre (execute fázis) az A és B regiszterek között.

Az A és B regiszterek tartalmát feltölthetjük a memóriából ill. tárolhatjuk a tartalmat a memóriába. Az A regiszter tartalmát az RA regiszterbe is áttölthetjük.

Az ALU művelet után a processzor a PC értékét vagy az IR regiszter címet tartalmazó része, vagy az ALU által beállított RA regiszter alapján állítja be (ezt egy multiplexer választja ki, amit az utasítás egyik bitje vezérel), így lehetőség van ugrani is a memóriában.

A Neumann elvű számítógép a memóriában nem csak az adatokat, de a programot is tartalmazza: az elv sikerét a napjainkat sűrűn átszövő, erre épülő számítástechnika is mutatja.

Végezetül nézzük meg az egyik első mikro processzor, a 4 bites 4004 blokkvázlatát, ahol jól felismerhetők az egyes építőelemek:



Megjegyzendő, hogy manapság komplex egy chip-es mikroszámítógépeket is gyártanak. Pl. 8 lábú IC tokozással néhány száz Ft (2013) körüli áron olyan IC vásárolható (ATtiny45), amelyben A/D konverter, 4kbyte memória, órajel generátor, időzítő stb. található egy 20 MHz-es 8 bites CPU köré építve.

4.4.7. Információátvitel

Digitális információnak a továbbítását kétféleképpen végezhetjük

- *párhuzamos* módon: itt az adatok a regiszterekből egyszerre kerülnek átvitelre a buszon keresztül (l. 4.1.6 fejezet). A busz méretét vezetékek száma adja meg, (pl. 4, 8, 16, 32, 64 bit). A feszültségszintek jól meghatározottak, és általában az átvitelt vezérlővezetékek szabályozzák, tri-state kimenetekkel.
- *soros* átvitelnél az átviendő adatokat a kimeneten pl. egy shift regiszterrel (pl. párhuzamos be/soros ki shift regiszterrel) alakítjuk át, míg a bemeneten pl. soros be/párhuzamos ki átalakítást végezhetünk.

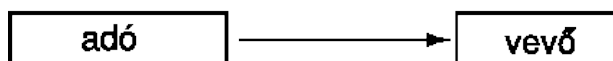
A soros átvitel kevesebb vezetékot igényel, de időben lassabb. Egy áramkörön, készüléken belül általában párhuzamos átvitelt használnak, távolabbra pedig sorost. A

számítógépek SATA csatlakozója ellenpélda: ez nagysebességű soros adatátvitelt használ a diszk elérésére, ami gyorsabb a párhuzamos IDE kapcsolatnál - itt a zavarvédetség miatt használható gyorsabb órajel kompenzálja a kevesebb vezetékét.

A kommunikációs szabványok szabványosítják a csatlakozókat, azok lábkiosztását, megadják a jelek feszültség szintjeit és időbeli paramétereit, végül szabványosítják az adatátvitel lefolytatásának módját (kapcsolat kiépítés, vezérlés, bontás).

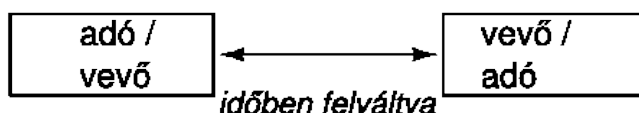
Az adatok átvitele lehet szimplex (egyirányú):

egyirányú kapcsolat

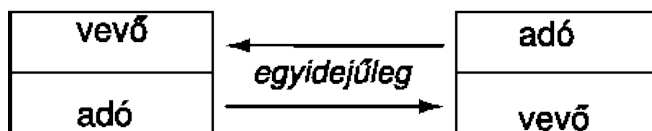


A duplex (kétirányú) átvitel lehet half-duplex, amikor időben felváltva kommunikál a két oldal, vagy full duplex, amikor mindkét irányba egyidejűleg mennek az adatok:

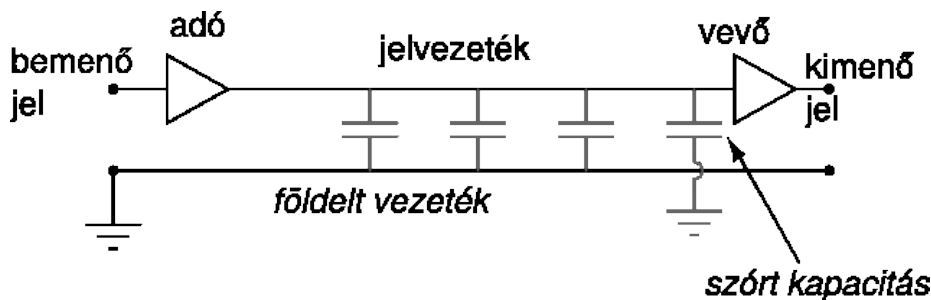
half-duplex kapcsolat



full-duplex kapcsolat

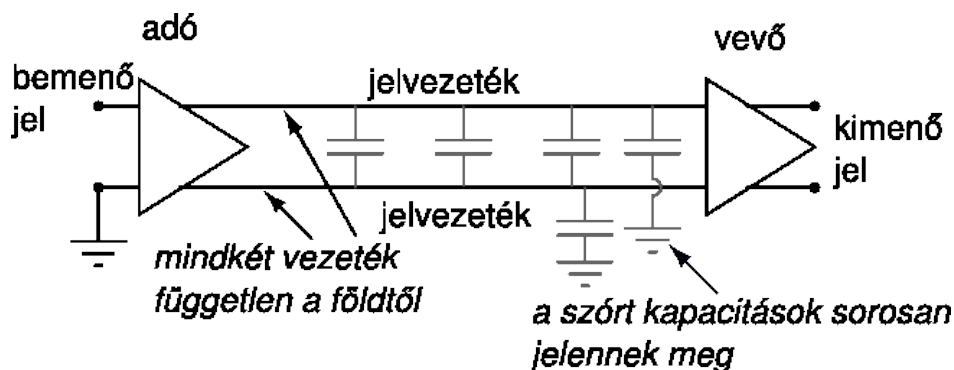


Nagyobb távolságok esetén a soros kommunikációban problémát jelentett a vezeték és a földelés (árnyékolás) közötti szórt kapacitás:



A jelvezeték véges ellenállása és a szórt kapacitás RC alulátereszőként működik hosszú vezetéknél, ami a fel- és lefutási idők miatt korlátozza a maximális sebességet.

A szórt kapacitásokat az ún. *differenciális* vonali meghajtással lehet hatékonyan csökkenteni, ekkor a két vonal ellenkező amplitúdóval kapja ugyanazt a jelet:



Itt a szórt kapacitások sorba vannak kötve, ráadásul a jelvezetésekből csavart érpárat is ki lehet alakítani, ami tovább növeli a zavarvédelmet és a sebességet. Hasonló áramköröket alkalmaznak pl. az UTP csatlakozásoknál a számítógépes hálózatokban.

4.5. Analóg és digitális mérések elvei

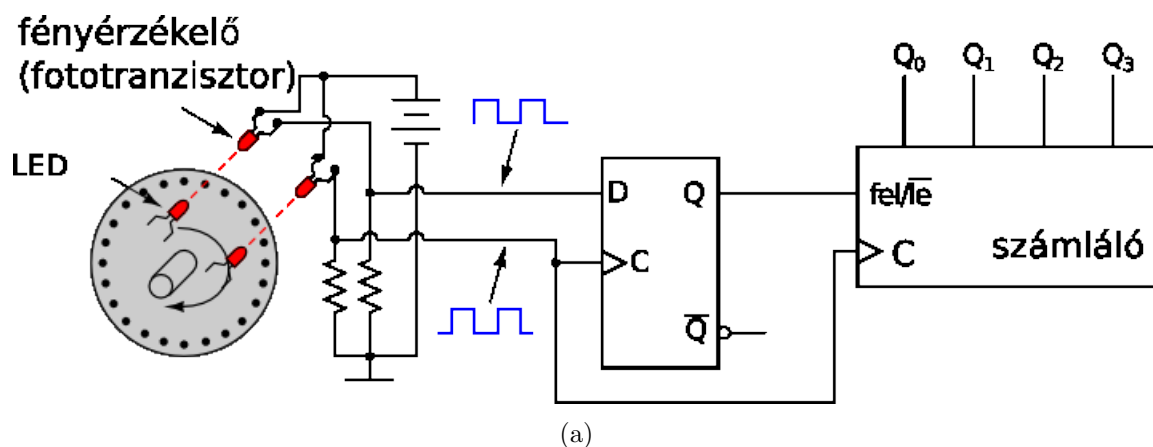
Az analóg és digitális mérési eljárásokat régóta ismerik és használják. Pl. az időmérésnél az analóg mérés egyszerű, de hosszú idők mérésére pontatlan eszköze a homokóra, míg pontos időalap (pl. inga, mint mechanikus oszcillátor) segítségével a hosszú időtartamokat is pontosan lehet mérni a periódusok leszámlálásával (fogaskerekkel).

Az analóg mérések általában nem egészen analóg folyamatok: súrlódás és más nem-linearitások miatt kicsi változás esetén már nem követik a mérendő mennyiséget, gondoljunk pl. egy mutatós műszerre: egy elektronnal több másodpercenként valószínűleg nem mozdítja meg a mutatót. Digitális mérésnél a mérési kvantumnál kisebb bemeneti változatok nem változtatják meg a kimeneti számértéket. A mérendő értéktartományt és a mérési kvantumot a kívánt mérési pontosságnak megfelelően kell megválasztani. Mély filozófiai kérdés, hogy hiszünk-e a valódi analóg jelekben, vagy világot kvantált felépítésűnek képzeljük, de ezt sok esetben nem vizsgáljuk: pl. a hétköznapi méréseknél az áramot értékét annak ellenére folytonosnak tekintjük, hogy tudjuk, hogy az diszkrét elektronok folyama.

4.5.1. Digitális mérőátalakítók

A digitális mérőátalakítók a bemenetükön kapott jelből digitális jelet állítanak elő. A legegyszerűbb ilyen átalakító a kapcsoló, amely be/ki állapotát pl. egy pozíció jelzésére használhatjuk fel. Elektromos jeleknél a komparátor (l. 3.1.2 fejezet) használható arra, hogy egy feszültségről eldöntsük, hogy kisebb vagy nagyobb egy adott értéknél.

A mechanikai pozíciómérés egyik elterjedt eszköze a kódtárcsás mérőátalakító, ennek egy példája látható a 4.3 ábrán. A berendezéssel együtt elforgó tárcsa fogazata két fénysugár útját szakítja meg: a fénysugár intenzitásának változásait diszkriminátor érzékeli, melynek kimenőjele digitális.



4.3. ábra. Kódtárcsás mérőátalakító felépítése.

Az impulzusokat megszámlálva közvetlenül, digitálisan mérhetjük az elfordulás mértékét a számlálóval, ha az egyik érzékelő bemenetét az órajel bemenetre vezetjük rá. Az egyedül probléma az, hogy a tárcsa ellenkező irányú mozgása is ugyanolyan jelet ad.

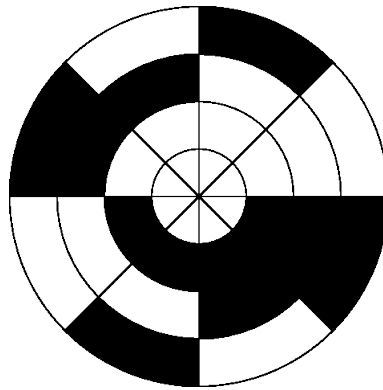
Amennyiben az érzékelők mechanikai elrendezése olyan, hogy a két LED/fototranzisztor pár kimenete 90 fokos fázissal el vannak tolva egymáshoz képest, akkor a fázis detektálásával meg tudjuk különböztetni a forgásirányt. Ilyen fázisdetektort pl. egy D típusú flip-flop felhasználásával készíthetünk.

Amikor a tárcsa az óramutató járásának megfelelően mozog, akkor a D bemenő négyzögjel megelőzi a C órajelet, azaz a D értéke 1, amikor a C a 0-1 átmenetet mutatja, azaz 1-re állítja a D kimenetét. Fordított irány esetén a D 0 értéket vesz fel akkor, amikor a C órajel 0-1 irányba vált, azaz törli a D kimentét.

A D tároló Q kimenetével a számláló fel/le bemenetét vezéreljük. A számláló így már helyesen működik, számértéke mutatja a tárcsa pillanatnyi állapotát. A tárcsa „kiegyenesítésével” egyszerű kódszalagot is létrehozhatunk: pl. tintás nyomtatók nyomtatófejének pozícióját szokták így detektálni.

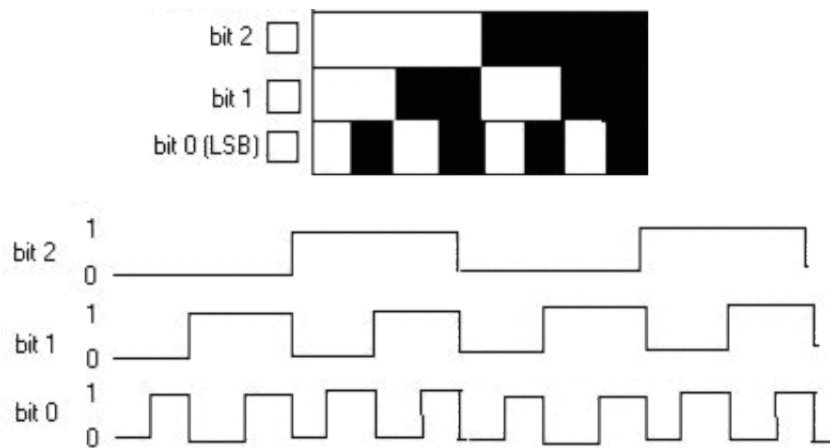
Ennek az elmozdulásérzékelőnek egy nagy hibája van: nem tudja az abszolút pozíciót megállapítani, a számláló a bekapcsoláskor 0 értékről indul (a nyomtató esetében a nullapontot egy extra szenzor biztosítja). Ezen segít a 4.4 ábrán látható elrendezés: a tárcsa nyolc részre osztja a kört, a fekete-fehér területek pedig binárisan kódolják az egyes szektorokat. Minden ívhez egy LED/fényérzékelő párt téve a kimeneten a mérendő értéknek megfelelő digitális érték jelenik meg, ahogy ezt a 4.5 ábrán is láthatjuk.

A kódtárcsának ebben az elrendezésben azonban van egy nagy hibája: a kimenete nem robosztus. Legyen a kimeneten a 000 érték, és forogjon visszafele a tárcsa, azaz következő érték legyen 111. A tárcsa kialakítása és egyéb mechanikai pontatlanságok miatt nem biztos hogy az átmenet időben pontosan egyszerre történik a 3 biten, lehet



(a)

4.4. ábra. Bináris kódolású kódtárca.



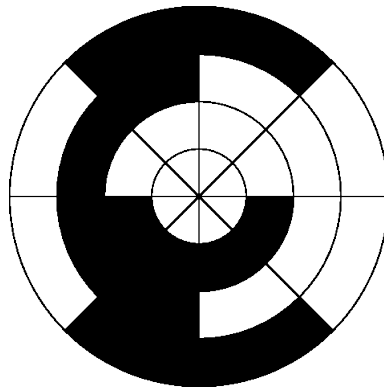
(a)

4.5. ábra. Bináris kódolás működési diagramja.

hogy pl. 111-011-010-000 sorrendben billenek át a bitek (ez hasonló az aszinkron számoló problémájához, l. a 4.4.2 fejezetben). Ez azt jelenti, hogy az érzékelők bizonyos pozíciókban (a szektorok határán) egyszerűen rossz értéket is kiadhatnak.

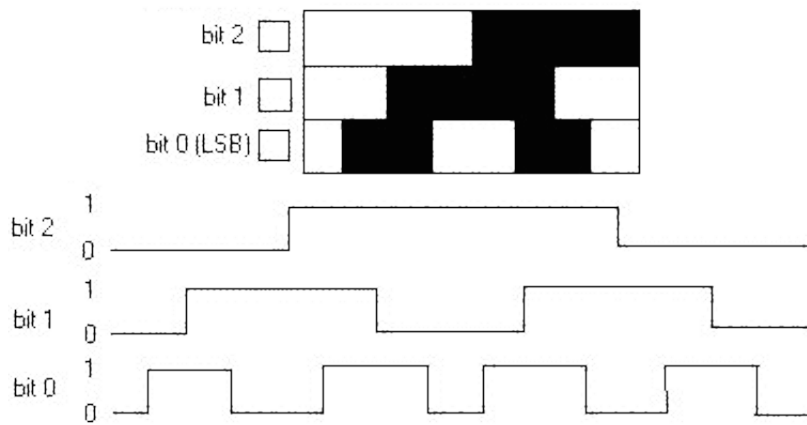
A rendszer pl. úgy lehet működésképesé tenni, ha elérjük, hogy a szektorhatárokon csak egy bit változzon: ez az ún. Gray-kód lényege. A Gray kódolású kódtárca mintázatát a 4.7 ábra mutatja. A Gray kódolás működési diagramja az 4.7 ábrán látható.

A Gray kód azzal a tulajdonsággal rendelkezik, hogy az egymás után következő értékek csak egyetlen helyiértékben (bitben) különböznek. Ez azt jelenti, hogy a lassan/bizonytalanul forgó tárcsa két szomszédos szektor határán csak vagy az egyik, vagy



(a)

4.6. ábra. Gray kódolású kódtárcsa.



(a)

4.7. ábra. Gray kódolás működési diagramja.

a másik értéket adja ki (ezek között akár ugrálhat is kimenet), más érték még véletlenül sem jelenik meg. Ez a jó tulajdonság párhuzamos adatátvitelnél is hasznos lehet, csökkentve a hibalehetőségeket.

A kódoló kimenetét természetes a mérőberendezésnek (számítógépnek) át kell alakítania (kódolnia) a szokásos bináris vagy decimális skálára, ha további műveleteket akarunk vele végezni.

Ez az áramkör az alapja az összes mechanikus forgásérzékelőnek (pl. mechanikus egér, robotok, körbeforgatható szabályozógombok az szórakoztatóelektronikai berendezésen, stb.). Elegendő pénzért akár 14 bites Gray kódolót (16384 állapot, ≈ 0.022

fok lépésként) is vehetünk... A tárcsa „kiegyenesítésével” olyan kódszalagot is létre hozhatunk, amellyel lineáris elmozdulást tudunk mérni, pl. egy robot számára.

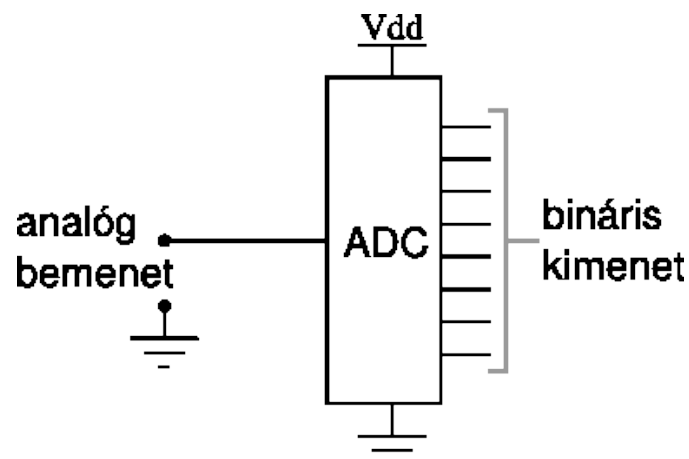
4.5.2. Digitális és analóg jelek átalakítása

A külső érzékelők digitális eszközök való kapcsolása akkor egyszerű, ha az érzékelők maguk is digitálisak (pl. kapcsolók, relék és kódtárcsák): ekkor egy egyszerű szintillesztéssel meg lehet oldani a feladatot.

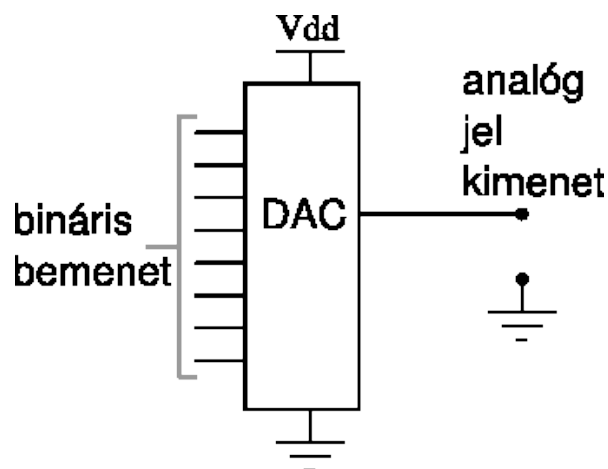
A mérések során használt eszközök nagy része analóg jelet ad ki magából, amit folytonosnak tekintünk. Ez az esetek nagy részében megfelelő, még akkor is, ha az az analógnak tekintett jel diszkrét elektronok árama. Csak néhány esetben (mint pl. a csillagászati CCD-k képalkotása) kell figyelembe venni ezt a kvantálást.

A számítógép (mikrovezérlő vagy egyéb elektronikus eszköz) vezérelheti is a külvilágot (mérőberendezést) pl. egy feszültséggel, ezért az átalakítóknak általában mindkét, a digitális-analóg és az analóg-digitális irányú változatára is szükségünk lesz.

Az analóg-digitális átalakító (Analog Digital Converter, ADC) az analóg jeleket alakítja digitálissá:

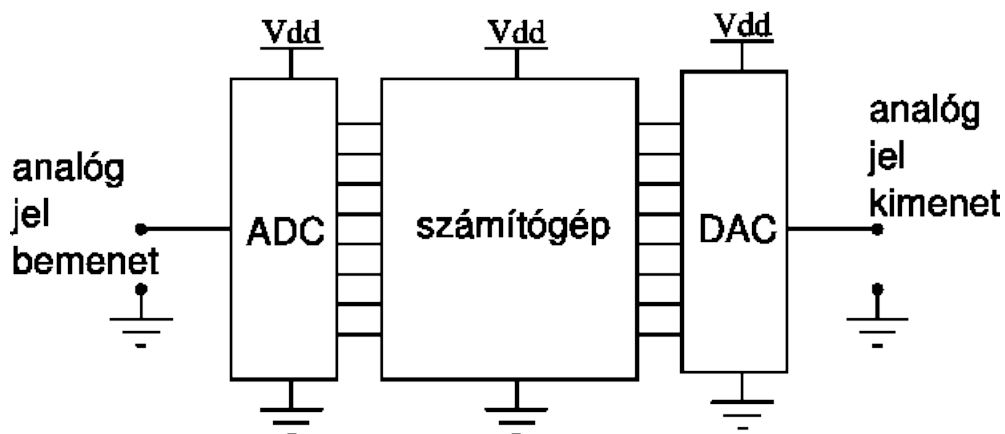


A digitális-analóg átalakítók (Digital Analog Converter, DAC) a digitális jeltől állítanak elő analógot:

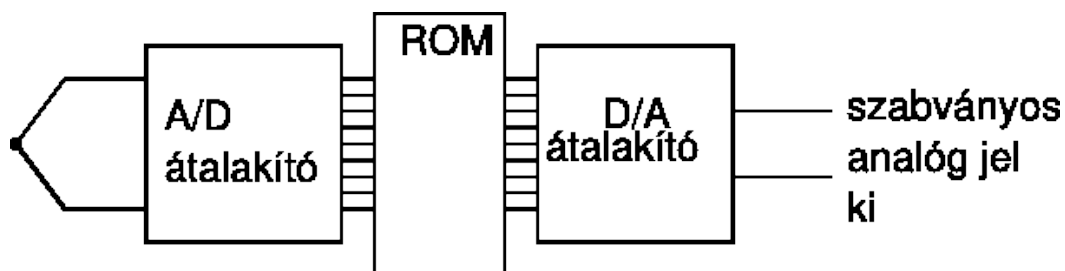


Általános digitális szűrőként (vagy általános mérő-vezérlőeszközként) egyszerre mindkettőt lehet használni: a szűrési ill. vezérlési feladatokat a számítógépes program végzi:

Digitális szűrés és vezérlés



Erre példa a következő áramkör, amely egy hőelem jelét linearizálja:



A hőelem két különböző fém közötti termoelektromos feszültség segítségével méri a hőmérsékletet. A hőelem magas hőmérsékletig használható, de a hőmérséklet-feszültség függvény nemlineáris. A linearizálás egyik módja, ha egy ADC átalakítóval digitalizáljuk a jelet, majd ezt egy olyan memória címvezetékére vezetjük, amely már a lineáris értékeket tartalmazza. A memória kimenetére DAC konvertert kötve már a hőmérséklettel arányos

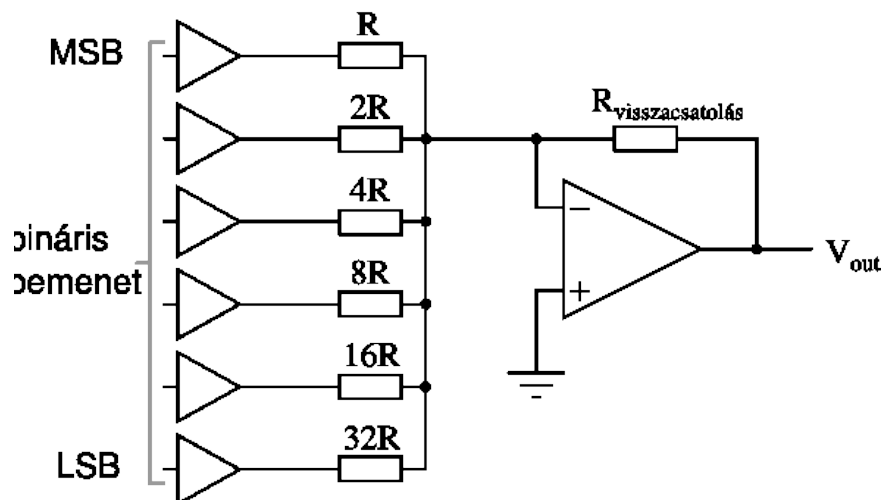
feszültséget kapunk. Ezzel az eljárással pl. szabványosítható az érzékelők működése, különböző technológiájú érzékelőket is lehet ugyanott használni.

Érdemes megjegyezni, hogy a mai PC-k nagy részén megtalálható hangkártya 2 ADC és 2 DAC áramkört tartalmaz (a sztereó működés miatt), és ezek általános célra is használhatók (az ADC és DAC egyidőben is működhet a kártyák nagy részében). A hangkártya hangfrekvenciás (kb. 20Hz-48kHz közötti) jeleket kezel: a hangkártya egyenfeszültségű jellel sajnos nem tud dolgozni.

4.5.3. Digitális-analóg konverterek

A digitális-analóg konverterek egyik példája az ún. $R/2^n R$ DAC. Ez a 3.2.4 fejezetben megismert műveleti erősítő összegző áramkör, a bitszámnak megfelelő összegző ellenállással. Pl. egy 6 bites DAC a következőképpen nézhet ki (emlékeztetőképpen, LSB: Least Significant Bit, legkisebb helyiérték, MSB: Most Significant Bit, legnagyobb helyiérték):

6 bites bináris súlyozású ADC

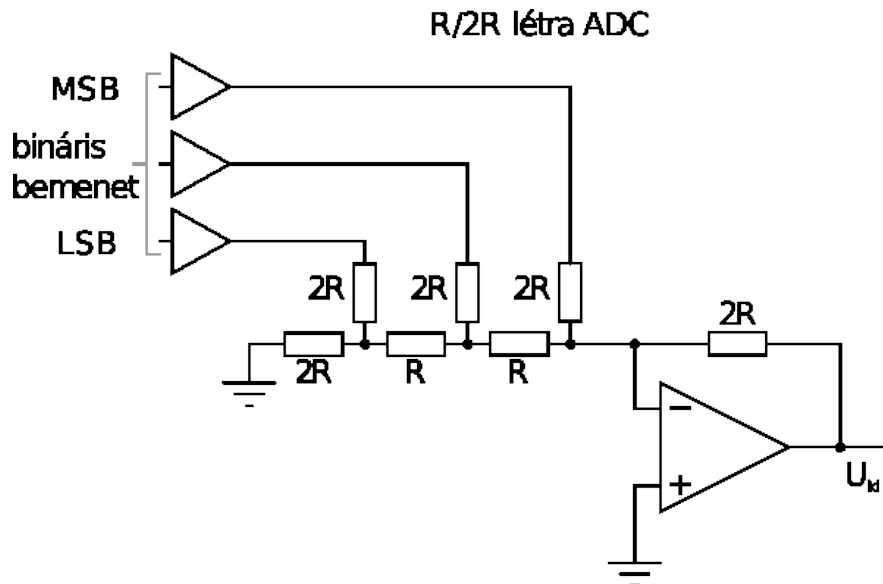


Az R_i ellenállások nagysága az egyes bitek helyiértékeivel arányos, ezért a biteknek megfelelő I_i áramok is ugyanígy súlyozódnak (a műveleti erősítő bemenete virtuális földpont!). A kimeneten az áramok $\sum_i I_i$ összegével arányos $U = -R_{\text{feedback}} \sum_i I_i$ feszültség jelenik meg.

A kimeneti tartomány nagysága az R_{feedback} ellállással állítható be: pl. ha a 0001000 bemenetre a kimeneti feszültség -4 V, akkor az ellenállást felére csökkentve a kimeneti feszültség is felére csökken ugyanakkora bemenet esetén.

A DAC felbontását növelni további bináris bemenetek hozzáadásával növelhetjük. Meg kell jegyezni, hogy az egyes bitekhez tartozó V_i bemenő feszültségek digitális kapuk kimenetei, azaz értékük közel 0 vagy az U_T tápfeszültség. A kapuk kimenő feszültségének a DAC felbontásán belül meg kell egyeznie, máskülönben az átalakítás nem pontos.

Az $R/2^n R$ DAC magas bitszám esetén különleges ellenállásokat igényel, ezért nehezen (drágán) állítható elő. Egy alternatív kapcsolással (R-2R létra) ugyanezt az áramösszegezést lehet elérni csupán kétfajta ellenállás felhasználásával:



Látható módon a műveleti erősítő bemenetén levő létraáramkör összegezi a feszültségeket - ez könnyen igazolható, ha egy adott bemeneti konfiguráció esetén felírjuk és megoldjuk a Kirchhoff-egyenleteket (l. 1.2.3 fejezet). A létraáramkör bővítésével növelhető a bitszám, de természetesen itt is limitáló tényező a kapuk kimenetének pontossága.

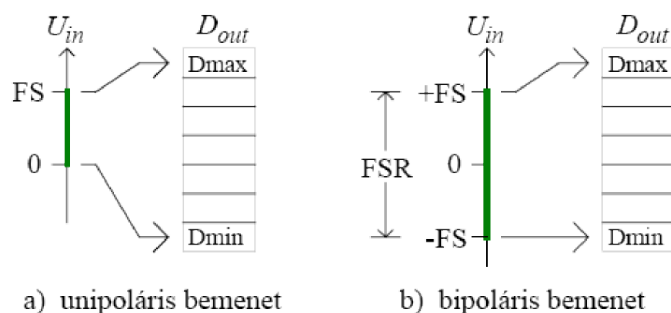
4.5.4. Analóg-digitál konverterek

Az AD konverter az analóg jeltartományba eső amplitúdó-értékeket alakítja át digitális értékekké. Az eszközök nagyobb részében az analóg jeltartomány általában csak pozitív (vagy csak negatív) lehet. A jeltartomány egyik szélé általában a nulla, a méréshatár szélét végértéknek (Full Scale, FS) jelölik, ez általában az alkalmazott referenciafeszültségtől függ.

Az átalakítók általában lineáris karakterisztikájúak, a kvantáló átalakítási konstansát ill. karakterisztikájának meredekségét a felbontóképességgel adják meg.

A bipoláris pozitív-negatív átalakítók általában valamilyen szinteltolást alkalmaznak a bemeneten: a mérhető jeltartomány így közrefogja a nulla értéket, és általában szimmetrikus ($FSR = \text{Full Scale Range}$).

Az AD áramkörök bemenete általában ún. nagyszintű analóg jeleket fogad, mivel az átalakító elektronika relatív hibája nagyobb jelszinteknél kisebb. A szokásos jeltartományok a V-os tartományba esnek, pl.: $-10V \dots +10V$, $0 \dots +10V$, $-5V \dots +5V$, $0 \dots +5V$, $-1V \dots +1V$. Kicsi (pl. millivoltos) mérendő jeleknél külön erősítőt kell alkalmazni a bemeneten: itt általában speciális (pl. kicsi offset, kicsi zaj) erősítőket alkalmaznak.



4.8. ábra. Az AD átalakító méréshatárának értelmezése.

Az ADC kimenetén a digitális adatok megjelenítésére párhuzamos és soros formát egyaránt alkalmaznak. A párhuzamos kimenet egyszerűbbé teszi az illesztést a digitális rendszerekhez, a soros kimenet esetén viszont kisebb kivezetés-számú tokozás alkalmazható, ami csökkenti a gyártási költségeket, mikrovezérlőkhöz is könnyebben illeszthető ill. igény esetén (pl. orvosi műszerek) egyszerű galvanikus elválasztást tesz lehetővé,

A digitális műszerekhez, voltmérőkhöz gyártott AD átalakítók kimenete decimális kódolású, és párhuzamosan vagy számjegyenként soros formában adja ki az értékeket. A számjegyenként soros kimenet a multiplexelt LED vagy LCD kijelzők meghajtását egyszerűsíti, és a kimenetek számát is csökkenti.

Egy ADC felbontóképességének azt az analóg jelváltozás nevezzük, ahol a kimenet vált, azaz ahol a változás megkülönböztethető a digitális kimeneten is. A felbontóképesség egy n bites bináris kódolású konverter esetén elvileg megegyezik $q = FSR/2^n$ kvantum nagysággal. A felbontóképességet általában bitekben adják meg, pl. 8, 10, 12, 16 bites stb. típusokat vásárolhatunk.

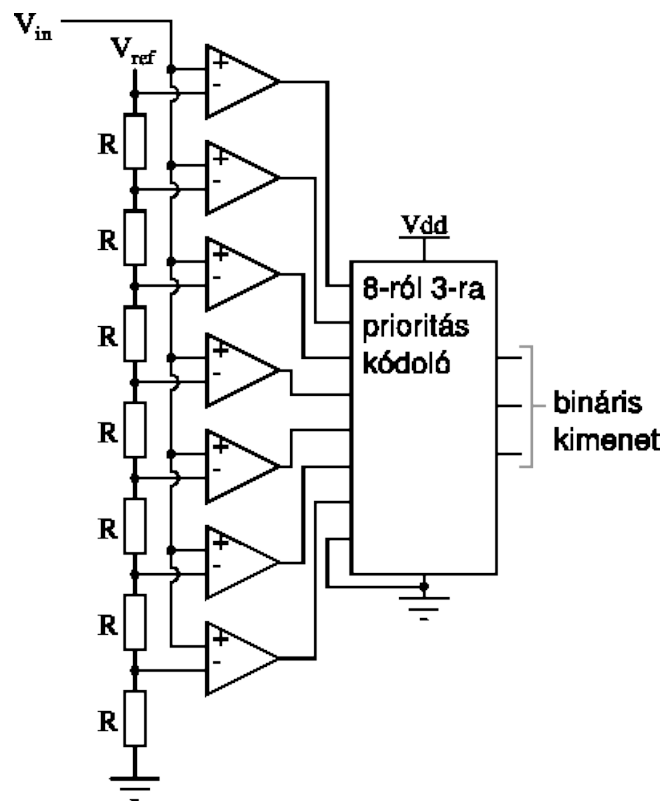
Pl. egy 8 bites ADC $2^8 = 256$ különböző szintet tud megkülönböztetni a teljes tartományban. Egy 14 bites ADC viszont már $2^{14} = 16384$ szintre osztja a bemeneti jeltartományt.

AD konvertereket igen változatos technikai adatokkal hoznak forgalomba, rendszerint egyetlen chip formájában. A konverzió időtartama érthetően függ a felbontástól, tipikusan általában $1 \mu s$ - 1 sec közötti ideig tart egy mérés. Az extrém gyors flash konverterek (néhány nsec környéke) eléggé drágák, a kisebb pontosságú, lassabban működő chipek egészen olcsók (gondoljuk csak arra, hogy digitális multimétereket, digitális lázmérőket, stb. milyen viszonylag kicsiny összegért vásárolhatunk).

A következőkben végigtekintjük az AD konverterek legfontosabb típusait.

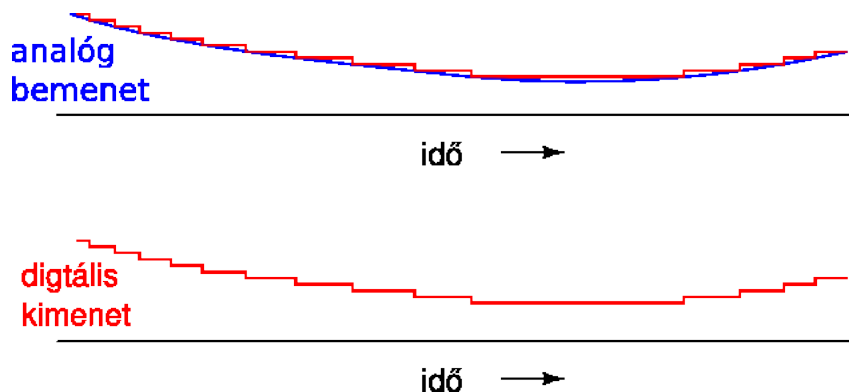
Flash AD konverter

A párhuzamos (flash) ADC az elvileg talán legegyszerűbb, a leggyorsabb és egyben a legdrágább (legtöbb alkatrészt igénylő) átalakító. Egy 3 bites párhuzamos ADC áramkört láthatunk az ábrán:

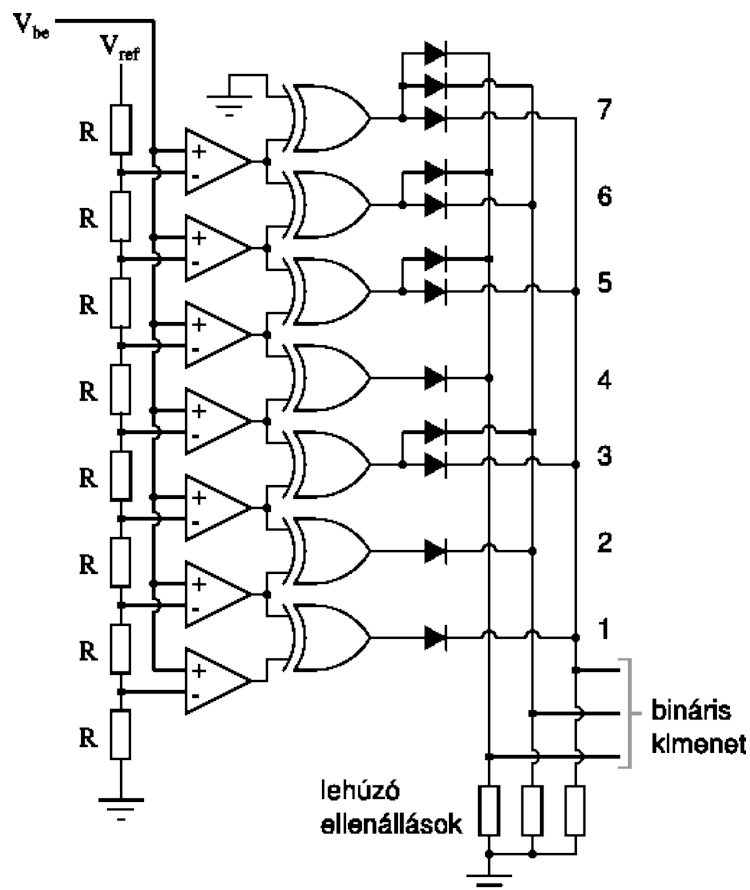


A bemenő jelet komparátorok sorozata hasonlítja össze az ellenálláslánc V_{ref} feszültség alapján előálló referenciafeszültségeivel, majd a komparátorok kimenetét egy kódoló áramkör alakítja át bináris jellé (ez a kimentén megadja a legmagasabb logikai 1-et tartalmazó bemenet bináris címét).

Az ábrán látható, hogy az analóg jel változása hogyan változtatja a kimenő bináris értéket:



A kódoló áramkör felépíthető kizáró-vagy kapuk és diódás logika felhasználásával:



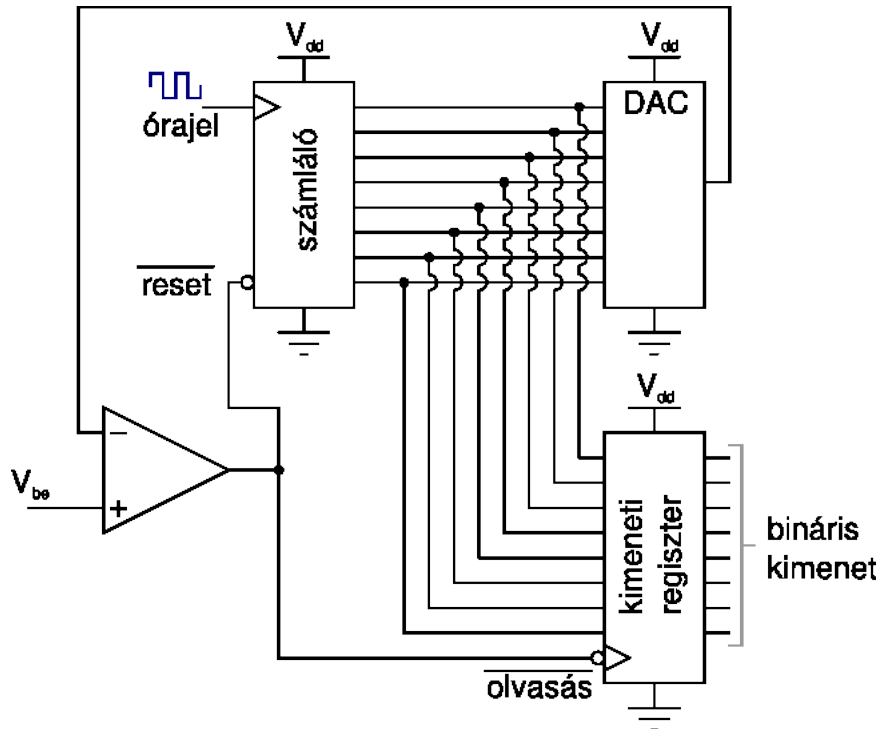
A flash konverter - mégha nagyobb bitszám esetén sok alkatrészt is igényel - a leggyorsabb ADC, mivel az átalakítás egy órajel alatt megtörténik (igazából nincs is szükség órajelre)! A sebességet csak a komparátorok és a kódoló áramkör késleltése korlátozza, ezért a sebesség nagyon nagy (≈ 300 megaminta/s) is lehet: ilyeneket konvertereket használnak videojelek digitalizálásánál, tárolós oszcilloszkópokban, stb..

Egy érdekes tulajdonsága a flash konverternek, hogy a digitalizálási szintek csak az

ellenálláslánctól függenek, azaz igény esetén nem-lineáris skálát is lehet alkalmazni az analóg-digitális átalakításnál az ellenállások megváltoztatásával.

Számláló AD konverter

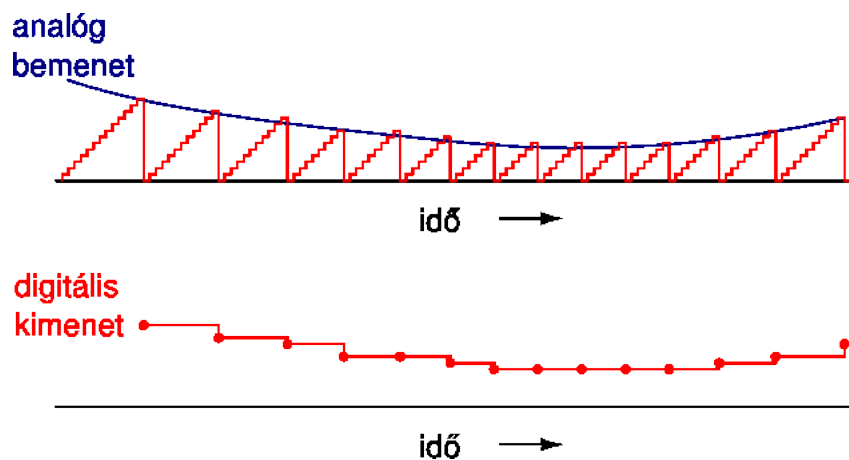
A számláló AD konverter az egyik legegyszerűbb AD konverter:



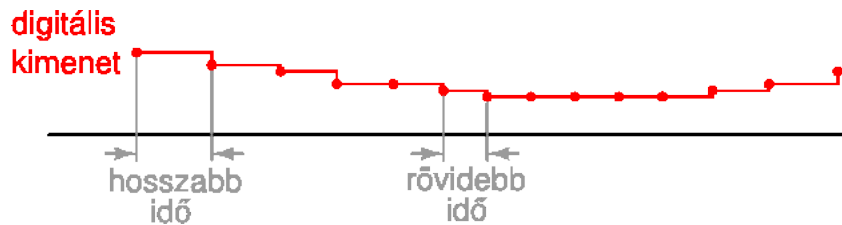
A számláló kimenetét egy DA konverterre vezetjük amely egy nagy pontosságú U_{ref} feszültségforrásból analóg feszültséget állít elő. Ezt egy komparátor áramkör segítségével összehasonlítjuk a bemenő, mérni kívánt ismeretlen analóg jellel V_{in} jellel. Amikor a DAC kimenő feszültsége eléri a V_{in} -t, akkor a komparátor átbillen, és ez egyrészt beírja a számláló értékét a kimeneti regiszterbe (pl. D tárolókból építetünk ilyen), másrészt nullázza a számlálót.

A mérés során tehát a mérendő értékkel arányos számú impulzus került a számlálóba, a mért érték digitális formában rendelkezésre áll.

A konverter nagy hibája, hogy a mérési (átalakítási) idő függ a mérendő feszültségtől (ez kellemetlen, mivel pl. nehezen kiértékelhetővé teszi az ezzel mért idősoros adatokat):

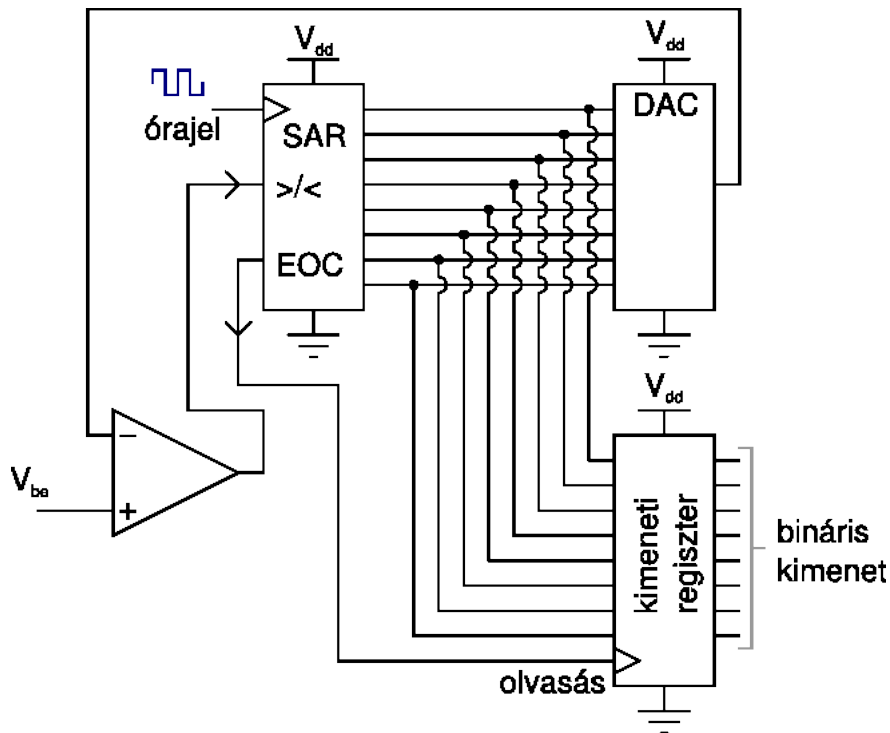


Ez az ingadozás a számítógépes feldolgozást (pl. teljesítményspektrum meghatározás) bonyolítja, a digitális szűrést pedig megakadályozza.



Szukcesszív approximációs ADC

A szukcesszív approximációs konverter javítja a számláló AD eljárását, gyorsítja és a mérendő mennyiség értékétől függetlenné teszi a mérési (átalakítási) időt. Viszonylag egyszerű felépítése, pontossága és sebessége miatt ez az egyik legelterjedtebb átalakító a számítógépes mérésadat-gyűjtő berendezésekben.

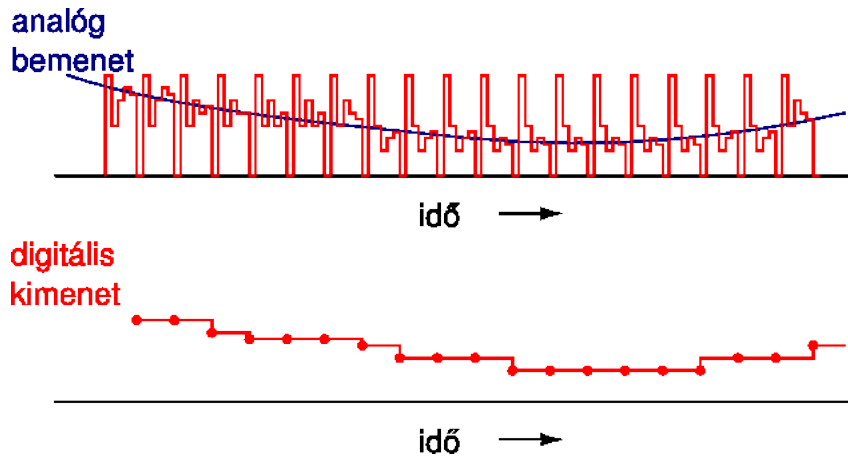


Az ADC nem lineárisan növekvő komparáló feszültséget állít elő, hanem n bit esetén a méréstartományt 2^n részre felosztja, és lépésenként megfigyeli az éppen vizsgált tartományt.

A számlálás helyett az átalakítás során a SAR (szukcesszív approximációs regiszter) az MSB-től (legnagyobb helyiértékű bittől) indul el, és első lépésként megvizsgálja, hogy a mérendő mennyiség kisebb, vagy nagyobb-e, mint a mérési tartomány fele. Úgy állítja be a bit értékét, hogy ha a minta nagyobb, mint az analóg jel, a vezérlést végző SAR a bitet törli, ha a minta kisebb az analóg jelnél, akkor a bit 1 marad.

A továbbiak során a SAR a bináris számrendszer csökkenő helyiértékeinek megfelelő biteknél megismétli az eljárást. Minden lépésnél az előzőhöz hasonlóan a bit felezi a vizsgált tartományt. A komparátor megvizsgálja, hogy a mérendő mennyiség kisebb, vagy nagyobb-e, mint aktuális mérési tartomány fele: a bit értéke ennek megfelelően áll be. Az eljárás valójában egy optimális stratégiával barkochbázó automata.

A mérési idő a SAR regiszter méretétől, azaz a mérési pontosságtól függ, mivel az összehasonlítások száma megegyezik a AD biteinek számával. Pl. 8 bit esetén 8 ciklus kell a teljes méréshez:



Az átalakítást a külső áramkör a SAR törlésével indítja, a konverzió végét az áramkör jelzi (pl. EOC, End Of Conversion).

Kettős meredekségű AD átalakító

Mérőműszerekben és máshol is sok helyen használják az ún. kettős meredekségű AD konvertert. Ez az egyszerű felépítésű robusztus ADC akár nagy pontosságú (11-12 bites) átalakítást is végezhet, általában mérsékelt sebességgel.

A méréshez egy integráló áramkör (l. 3.2.5 fejezet) bemenetére kötik a a mérendő U_{be} bemeneti feszültséget (l. 4.9 ábra). Egy meghatározott T_0 idő után, amit pl. egy precíziós, fix frekvenciájú (pl. kvarc) oszcillátor impulzusainak számlálásával mérnek, az integrátor bemenetére negatív előjelű, konstans értékű U_{ref} feszültséget vezetnek, azaz az integrátort kisütik.

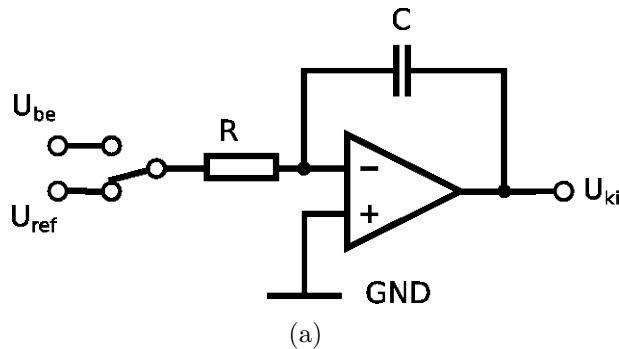
A T_m kisülési időt szintén egy számlálóra vezetett impulzusokkal mérik, és a számlálást akkor állítják meg, amikor az integráló áramkör kimenete eléri a 0-t. Ekkor az integrátoron az össztöltés 0, azaz $T_0 U_{be} / R = -T_m U_{ref} / R$. Innen $T_m = -U_{be} T_0 / U_{ref}$, a T_m idő (és az impulzusok száma is) arányos az U_{be} bemenő jellel.

Világos módon ha az oszcillátor frekvenciája nem változik egy konverzió alatt (ezt könnyű teljesíteni), akkor a mérés pontossága nagy lehet. A konvertálási idő itt is függ a mérendő feszültségtől. Ez az áramkör a bemenő jel változásra kevésbé érzékeny, mint a szukcesszív approximációs konverter.

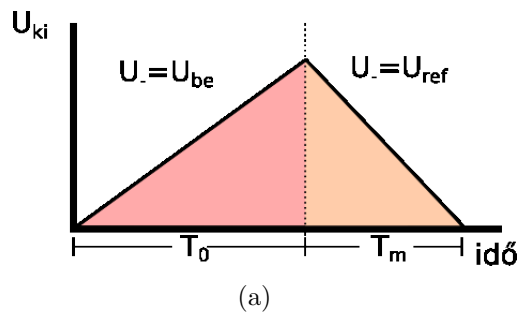
4.5.5. Változó jelek mérése, mintavételezési törvény

Gyorsan változó jelek átalakításánál fontos a magas AD átalakítási frekvencia (conversion rate, f_{cr}), ami egyben általában magas jel mintavételi frekvenciát (f_m) ill. rövid a mintavételi periódusidőt (T_m) is jelent.

Közönséges átalakítóknál a mintavétel ritkábban történik, mint a konverzió, de az (itt nem tárgyalt) nagysebességű, pipe-line szervezésű párhuzamos (flash) átalakítóknál



4.9. ábra. Kettős meredekségű / kétszeresen integráló / Dual slope AD átalakító integráló tagja. Az U_{ref} feszültség negatív, ha pozitív U_{in} bemeneti feszültséget akarunk mérni.



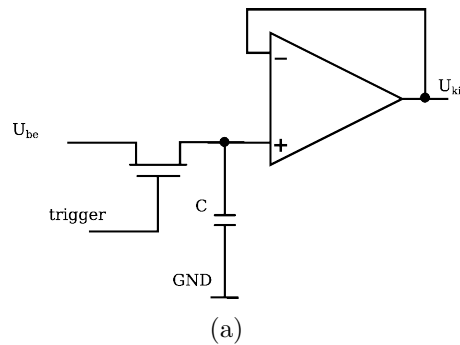
4.10. ábra. Kétszeresen integráló átalakító (dual slope) időbeli működése. T_0 a berendezés által rögzített fix idő, a T_m idő alatt a görbe meredeksége állandó. A T_0 és T_m időt általában egy fixfrekvenciájú (pl. kvarc) oszcillátor és egy számláló segítségével mérik.

(pl. digitális oszcilloszkóp) a tényleges mintavételek közti idő akár rövidebb is lehet a konverziós időnél.

Például a korábbiakban megismert szukcesszív approximációs ADC nagyon érzékeny a bemenet változására a konverzió alatt (nem lehet úgy találgatni, hogy néha más számra gondol az, akit kérdeznek). Mivel a konverzió legalább néhány órajelig tart, a tényleges konverter elé két további elemet kell illeszteni. A mintavevő áramkör a bemenő jelből nagyon rövid idő alatt mintát vesz, majd a jelnyújtó áramkör ezt az értéket tárolja, megnyújtja konverzió idejére.

A mintavevő áramkör általában diódás vagy tranzisztoros (FET) analóg kapcsoló-áramkört jelent, míg a tartó/jelnyújtó áramkör általában valamilyen kondenzátor feltöltésével tárolja a feszültséget.

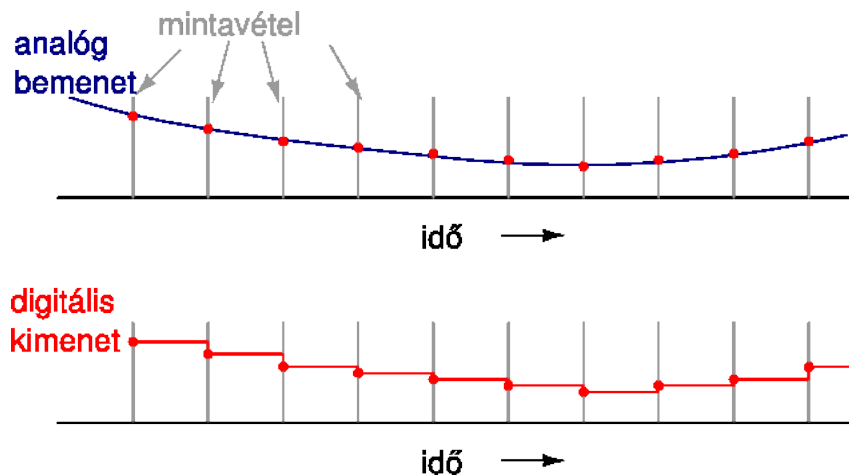
Egy egyszerű mintavevő és jelnyújtó (Sample and Hold) áramkör látható a 4.11 ábrán. A trigger bemeneten keresztül kapcsolható a FET, amely nyitott állapotában az



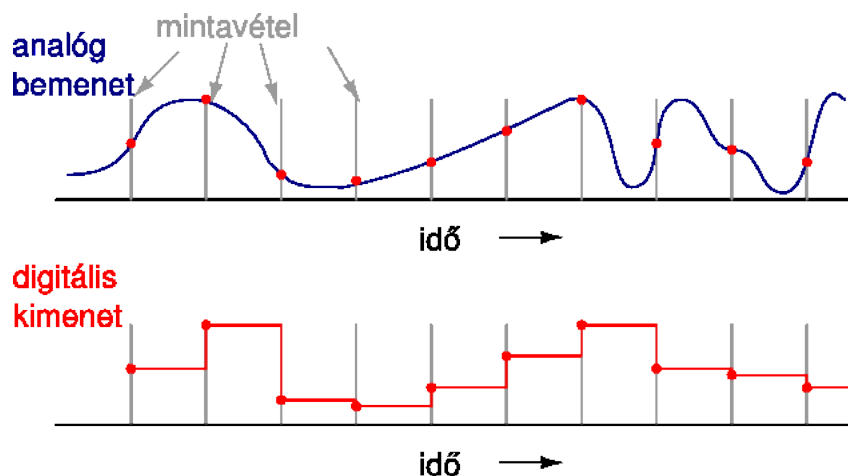
4.11. ábra. Egy egyszerű mintavevő és jelnyújtó (Sample and Hold) áramkör felépítése.

U_{be} feszültségre tölti a C kondenzátort. A jel nyújtását a nagyon nagy bemenő ellenállású, feszültségkövetőként használt műveleti erősítő végzi. A mintavételezési időt a FET ellenállása és a kapacitás RC időállandója határozza meg.

Az ADC szakaszos működése egyben azt is jelenti, hogy a bemenő jel nem változhat a T_m mintavételi időnél gyorsabban. Lassú jelek esetén nincsen probléma:



Gyorsan változó jelek esetén teljesen torzul a mérés:



Belátható, hogy a bemeneten a jel legmagasabb frekvenciájú összetevőjéből is periódusonként legalább két mintát kell venni (pl. az ilyen frekvenciájú szinusz és koszinusz jeleket is csak ekkor lehet szétválasztani!). Ez az ún. mintavételi törvény:

$$2f_{max} \leq f_m \quad (4.1)$$

A mintavételi törvény semmi mást nem mond ki, mint azt, hogy a lebegés (aliasing) jelensége miatt a gyors jelek visszaállítása nem lehetséges kevés pontból. A 4.12 ábrán láthatjuk, hogy a d esetben sérül a mintavételi törvény, az AD átalakító kimenetén megjelenő pontok az $f_m - f_{be}$ különbségi jelet adják vissza.

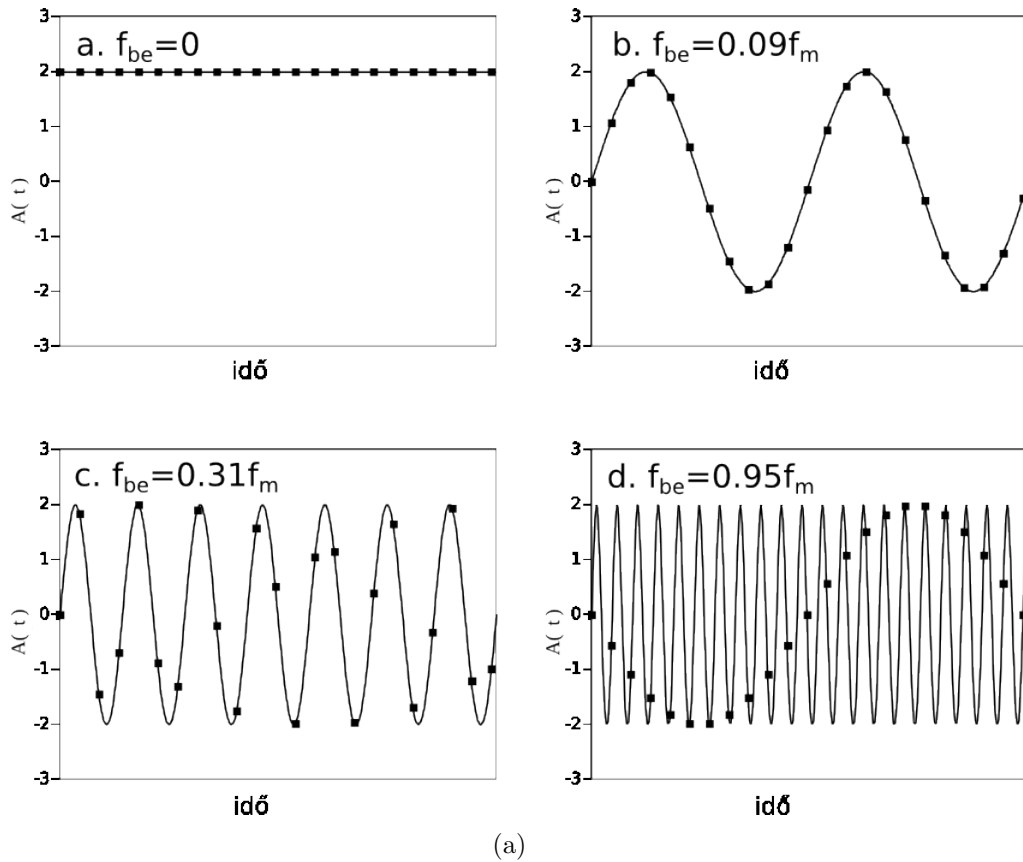
A törvény megérthető úgy is, ha észrevesszük, hogy a mintavétel során a mérendő f_{be} jelet egy f_m frekvenciájú impulzussorozattal szorozzuk össze, azaz az impulzusokat amplitúdó-moduláljuk (l. 3.5.1 fejezet). Az amplitúdó-modulálás állítja elő a frekvenciák összegét és különbségét, amiből a kisebb abszolút értékű frekvencia jelenik meg látszólag a kimeneten.

Az f_{max} frekvenciát, ami tehát a legnagyobb, még a mintavételezett adatsorból visszaállítható frekvencia, *Nyquist frekvenciának* is szokták hívni. A mintavételi törvénynek van szigorú matematikai tételként való megfogalmazása, Nyquist-Shannon tétel néven. Ez azt mondja ki, a fentiekkel összhangban, hogy egy olyan függvényt, ami nem tartalmaz egy adott f_{max} feletti frekvenciakomponenseket, egyértelműen meghatároz egy olyan számsor, ami a függvény értéke $2f_{max}$ frekvenciájú pontokban (azaz $1/(2f_{max})$ időközönként mérve).

4.6. Információ mérése, tömörítés

4.6.1. Shannon-féle információmennyiség

Az információmennyiség fogalmát és definícióját Claude E. Shannon fogalmazta meg 1948-ban: e szerint egy adott i -ik eseményhez kapcsolódó információmennyiség (bitben



4.12. ábra. Az *aliasing* jelensége nem más, mint a lebegés megjelenése a mintavételi folyamatban. A bemenő jelet egyértelműen vissza lehet állítani az *a-c* esetekben. A *d* ábrán sérül a mintavételi törvény, és látható módon a mintavételezett jelek (pontok) az eredeti frekvencia helyett a $f_m - f_{be}$ különbségi frekvenciát adják vissza.

mérve) szorosan kapcsolódik annak p_i bekövetkezési valószínűségéhez:

$$I = -\log_2 p_i \quad (4.2)$$

Az információ mértékszám a "meglepetés" nagyságát tükrözi. Egy megfigyelés, vagy mérés eredménye akkor jelent jelentős információt, ha a kérdéses esemény bekövetkezésének valószínűsége kicsiny volt (gondoljunk csak hírekre: öntudatlanul is átsiklunk a „megszokott” híreken, de felfigyelünk a rendkívüli dolgokra!).

Minden nehézség nélkül értelmezhetjük egy eseményhalmaz megfigyelése során nyert átlagos információt is, amit az adott eseményhalmaz entrópiájának nevezünk (belátható, hogy ez annyira szorosan kapcsolódik a termodinamika és a statisztikus fizika entrópiájához, hogy megegyezik vele, nem kell a két fogalmat megkülönböztetni!):

$$H = - \sum_i p_i \log_2 p_i \quad (4.3)$$

Egy igen/nem döntés akkor jelenti a legnagyobb átlagos információmennyiséget, ha mindkét esemény bekövetkezése ugyanannyira valószínű $p_i = 0.5$, ekkor az átlagos információ nagyságára $H = 1$ -et kapunk. Ezt az információ egységet *bit*-nek (binary unit) hívják. Leggyakoribb többszöröse a *byte*: 1 byte=8 bit. A számítástechnikában használt szó (word) architektúra függő: általában a CPU regiszterméretével egyezik meg, ami általában 1-2-4-8 byte (8-16-32-64 bit) széles lehet.

Pl. $n = 8$ különböző, de ugyanannyira valószínű eset esetén $H = -1/8 \log_2 1/8 = 3$, azaz ha 8 esetből 1-et választunk az 3 bit információt hordoz.

Jól látszik a képletből, hogy amennyiben az események nem egyformán valószínűek (vagyis nem zajszerű jelet vizsgálunk), akkor az átlagos információmennyiség kisebb lesz. Például a betűk eloszlása ebben a jegyzetben nem egészen véletlenszerű, hiszen a magyar nyelv gyakoriságeloszlását követi, ráadásul szaknyelv. A redundancia és rendezettség miatt a szöveg entrópiája kisebb a véletlenszerű szövegénél: ezt az effektust pl. tömörítések esetén lehet felhasználni. Jól tömörített adathalmaz nem tartalmaz redundáns részt, az tömörített információ zajszerű. Ugyanígy a nem egyenletes eloszlás egy titkosított csatornán lehetőséget ad a statisztikai alapú visszafejtésre - nem véletlenül a jól titkosított információ entrópiája maximális, az adathalmaz ekkor is zajszerű.

Az effektus jól érzékelhető ez a TV adások fejlődésén: a kezdeti, a világűrbe kisugárzott analóg TV jel galaktikus detektálása (elkülönítése a zajtól) még a földi technikával sem okozott volna gondot (voltak is hasonló földi megfigyelési/detektálási kísérletek, sőt sci-fi szerzők is felhasználták az ötletet...). A mai digitálisan kódolt adások már sokkal zajszerűbbek, a detektálás már sokkal bonyolultabb lenne, a csak előfizetéssel nézhető (titkosított) műholdas csatornákról már nem is beszélve. Egy tökéletesen tömörített TV adást járulékos információ nélkülük nem tuduk megkülönböztetni a zajtól.

Pl. egy magyar szövegben a felhasznált betűk, írásjelek és számok száma általában 127-t nem haladja meg, azaz 7 bittel egy betűt kódolni tudunk (az utf-8 kódolás 2 byte-t használ, de ott sokkal több betűkészlet áll rendelkezésre). A szöveg/beszédbeli rövidítések célja is a tömörség, azaz a információfluxus növelése, pl. CMOS kaput mondunk Complementer Metall-Oxid Semiconductor kapuáramkör helyett.

Egy teljesen teleírt A4-es oldal kb. 2000 normál méretű betűt tartalmaz, tehát kb. 2kbyte információt. Hasonlóan egy karakteres 24x80 xterm terminál egy képernyője kb. 1680 byte információt tartalmaz. Egy 200 oldalas könyv (képek nélkül) néhány száz kilobyte információt hordoz (nem minden sor ill. oldal teljes).

Egy számítógép monitor grafikus képe 1024 oszlop x 800 sor x 3 byte (pixelenként 1-1-1 byte a vörös, zöld és kék pont intenzitása) ≈ 2.45 Mbyte.

Az információmennyiség fogalma mellett gyakran van szükség az információfluxus fogalmára is. Ezzel a másodpercenkénti elküldött/fogadott információmennyiséget jellemezzük. Pl. egy valódi 1920x1080 felbontású, másodpercenként 50 képkockát tartalmazó

FullHD videó átvitele $1920 \times 1080 \times 3 \times 50 \approx 311$ Myte/s fluxust jelent. Egy normál videó természetesen nem zajszerű, hiszen az egyes pixelek melletti pixelek sokszor hasonlóak (egyszínű területek), és általában nem sokat változik a kép az előzőhöz képest (ritkán van vágás a filmekben, a futballközvetítésekről nem is beszélve!). Ezeket a korrelációkat felhasználva csökkentik különböző tömörítési eljárásokkal kb. a századrészére az információfluxust és a szükséges sáv szélességet.

Az emberi beszéd (másodpercenként 3 - 8 betű/hang) 40-60 bit/sec hozamú.

A jó minőségű digitális hangrögzítő rendszerek a sztereo mikrofon jeléből másodpercenként legalább 44200-szer vesznek mintát, a mintavételek 16 bit pontosságúak - a fluxus kb. 177 kbyte/sec.

4.6.2. Tömörítési eljárások

Az elektronikus eszközökkel létrehozott adatok (programok, képek, állományok) közül sok tartalmaz részben ismétlődő szakaszokat, részeket. Ezek az adatok általában különböző tömörítési algoritmusokkal (pl. a közismert **pkzip** vagy **arj**) eredeti méretük töredékére zsugoríthatók, így csökkenthető az adatok átviteléhez szükséges idő, redukálható a tárolásához szükséges hely. A tömörítés jobb, ha a kimenet zajszerű, azaz magas az entrópiája.

Az eljárások közül megkülönböztetünk veszteség nélküli és veszteséges eljárásokat: ez utóbbiak ugyan jobban tömörítenek, de az eredeti jelek tökéletes visszaállítása itt nem lehetséges. Veszteséges tömörítés pl. a jpeg vagy az mp3 kódolás: ezeket általában az emberi érzékszervek működéséhez illesztik. A jpeg esetén az élek megőrzésére fektettek hangsúlyt (szemünk nagyon érzékeny erre), míg az mp3 esetén azt használták ki, hogy egy hangos hang mellett fülünk a halk kísérőhangokat nem, vagy csak rosszul tudja észlelni - ezeket felesleges tehát eltárolni.

Filozófiai szempontból maga a mérési folyamat is egy veszteséges tömörítési eljárásnak tekinthető: pl. az LHC részecskedetektorainak adatait hatékonyan lehet néhány bitbe tömöríteni (Higgs bozon létezési valószínűsége, tömege).

A veszteségmentes tömörítő eljárások közül legegyszerűbb a futási hossz kód. Ilyenkor pl. a 127 decimális érték alatti karakter jelzi, hogy hányszor kell az utána jövő karaktert megismételni, a 128 feletti karakterek pedig a 128 feletti értékkel megadott számú, egymás után jövő különböző karaktert jeleznek (hasonló eljárást használ pl. a fax is).

Ez az eljárás ugyan egyszerű, de nem mindig hatásos: pl. egy ABABAB... szöveg esetén nem ismeri fel az ismétlődő mintát. Ilyen esetekre az ún. Lempel-Ziv-Welch (LZW) eljárás tekinthető a módszer egyfajta kiterjesztésének: ekkor folyamatosan egy szótár épül fel sorban, dinamikusan a kódolandó adatokból. Minden egyes bejövő adat (pl. byte) a korábbi adatokkal együtt egy új szót hoz létre. Ezt a szótár elemeivel összehasonlítjuk, és a maximális egyezésű szótárelem az új adattal együtt egy újabb szótárelemet hoz létre.

stringtábla		szótár	
a	1	a	1
b	2	b	2
c	3	c	3
-----		-----	
ab	4	1b	4
ba	5	2a	5
abc	6	4c	6
cb	7	3b	7
bab	8	5b	8
baba	9	8a	9
aa	10	1a	10
aa	11	10a	11
aaaa	12	11a	12

4.13. ábra. Példa a szótár felépítésére az LZW eljárásban: a szótár a szaggatott vonal feletti három a, b, c karakterrel lett inicializálva.

Nézzük a következő példát! A szótárat a 4.13 ábrán láthatjuk, a kódolás pedig a 4.14 ábrán követhető nyomon. A bejövő adatok balról jobbra kerülnek vizsgálatra. Az első karakter a **a**. Mivel nincs hosszabb egyező szó a szótárban, ezért a **ab** szó bekerül a szótárba, 4-es kóddal.

A tömörített kódot a maximális egyezésű szótárelem pozíciója adja, a kimenetre csak az így megadott szótár-kód kerül.

A szótár a méretét tipikusan 2^{12} - 2^{16} szóra választják. Amikor a szótár megtelik, akkor akkor azt letörlik (pl. byte méret esetén csak az első 256 szó marad meg), majd újra indul az algoritmus.

A dekódoláshoz a bejövő kódok alapján fel kell újra építeni a szótárat. Ez (a kódo-

bemenő adat	a	b	a	b	c	b	a	b	a	b	a	a	a	a	a	a
kimenő kód	1	2	4	3	5	8	1	10	11							
új string	4		6		8		10		12							

4.14. ábra. Az LZW kódok előállítás.

bemenő kód	1	2	4	3	5	8	1	10	11
	v	v	v	v	v	v	v	v	v
	a	b	1b	c	2a	5b	a	1a	10a
			v		v	v		v	v
			a		b	2a		a	1a
						v			v
kimenő adat						b			a
	a	b	ab	c	ba	bab	a	aa	aaa
új string	<u>4</u>		<u>6</u>		<u>8</u>		<u>10</u>		
		<u>5</u>		<u>7</u>		<u>9</u>	<u>11</u>		

4.15. ábra. Az LZW kódok dekódolása.

láshoz hasonlóan) folyamatosan elvégezhető, azaz az eljárással az adatokat folyamatosan tömöríthetjük ill. állíthatjuk vissza. Több, adatfolyamban is használt program is (pl. gzip, compress) részben ezen az algoritmuson alapul.

Példánk dekódolását láthatjuk a 4.15 ábrán. Minden kód rekurzívan helyettesítődik a prefix kódjával (szótárelem kódja) és a követő karakterrel. A végeredmény az eredeti adatfolyam.

Az eljárás hardware segítségével is könnyen megvalósítható (így valós idejű diszk tömörítés hozható létre!).

Bizonyos esetekben, amikor a bejövő jelek gyakoriság eloszlása előzetesen pontosan ismert, a fenti algoritmusoknál esetlegesen jobban tömörítő ún. Huffman-kódolást is használhatunk. Ennek lényege a 4.16 ábrán látható: az eljárás az egyes jeleket (pl. karakterek) előfordulásuk valószínűségében sorbarendezi. Ezek után az algoritmus a két legkisebb valószínűségű jelet helyettesíti egy olyan új jellel, amelynek valószínűsége a két jel valószínűségének összege. Ezután újra rendez, majd megismétli az egész folyamatot egészen addig, amíg csak két jel nem marad.

A kódoláshoz megfordul a rendezési folyamat: pl. a nagyobb valószínűségű jelhez rendeljük a 0-t, míg az 1-et a kisebbhez. Ezek után visszalépünk egyet a rendezésben, és újra 0-t írunk a nagyobb, 1-et a kisebb jel kódja után (prefix kódolás). A visszalépéseket addig ismétljük, amíg minden elemi jelhez hozzá nem rendelünk egy kódot (l. 4.17 ábra). Az eljárás eredményeként a gyakran előforduló jelek kódolása mindössze néhány bittel történik, míg közben a nagyon ritka jelek akár 10-14 bites kódot is használhatnak. Érdekes megfigyelni, hogy az így előálló kód egyértelműen dekódolható, nem szükséges megjelölni az egyes kódok határait.

Az eljárás ugyan jól tud tömöríteni, de hátránya, hogy a bejövő jelek eloszlását ismerni kell (azaz folyamatos on-line tömörítést nem tudunk végezni vele). Ezen úgy segítenek, hogy megvizsgálják sok, hasonló jel eloszlását és ezek alapján felépítenek egy

lépések					
Jel	Valószínűség	1	2	3	4
a_2	0.4	0.4	0.4	0.4	0.6
a_6	0.3	0.3	0.3	0.3	0.4
a_1	0.1	0.1	0.2	0.3	
a_4	0.1	0.1	0.1		
a_3	0.06	0.1			
a_5	0.04				

4.16. ábra. A Huffman-kódolás rendezési lépései.

lépések									
Jel	Val.	Kód	1	2	3	4			
a_2	0.4	1	0.4	1	0.4	1	0.4	1	0.6
a_6	0.3	00	0.3	00	0.3	00	0.3	00	0.4
a_1	0.1	011	0.1	011	0.2	010	0.3	01	
a_4	0.1	0100	0.1	0100	0.1	011			
a_3	0.06	01010	0.1	0101					
a_5	0.04	01011							

4.17. ábra. A Huffman-kódolás kódolási lépései.

statikus kódtáblát (ennek használata gyorsabb, mivel nem kell elvégezni a rendező-kódoló lépéseket). Statikus kódtábla esetén ráadásul nem kell esetről-esetre rögzíteni (vagy a kommunikációs vonalon átküldeni) a kódtáblát.

Érdekes megemlíteni, hogy a Morse-kód is egyfajta Huffman-kódolást alkalmaz: az angol ABC leggyakrabban előforduló betűit a legrövidebb Morse-kódok kódolják (nem véletlenül, a kiválasztás gyakorlati tapasztalat alapján történt).

5. fejezet

Elektronikai kapcsolások fizikai megvalósítása

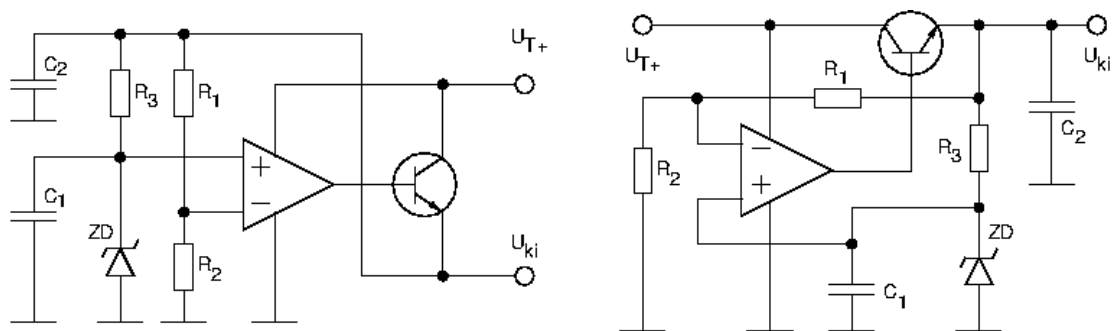
5.1. Az áramkör mint gráfelméleti probléma

Jelen alfejezet az elektronikus áramkörök egyértelmű lerajzolásával és az ehhez kapcsolódó konvenciókkal foglalkozik. Az előző fejezetekben igyekeztünk a lehető legegyszerűbb módon ábrázolni a kapcsolásokat, de a gyakorlatban inkább az átláthatóság a cél.

5.1.1. Az áramköri rajz konvenciói

Az áramkört egyértelműen definiálják egyrészt a ki- és bemenetei (beleértve a tápfeszültségeket), illetve az őt felépítő alkatrészek és az ezek közötti kapcsolatok. Amennyiben a Kirchhoff-törvények teljesülnek, az áramkör mint matematikai gráf fogható fel: a gráf élei az alkatrészek (ellenállások, kondenzátorok, stb), a gráf csomópontjai pedig a tényleges áramköri csomópontok. A több kivezetéses alkatrészek árnyalják ezt a képet, de praktikusan mindig igaz, hogy nagy szabadság van az áramkör „átrajzolhatóságát” illetően. Az áramkör rajzát kapcsolási rajznak (circuit diagram) nevezzük. Két kapcsolási rajz első ránézésre különbözhet, de ekvivalensek ha minden ugyanolyan alkatrész között ugyanazt a kapcsolatot megtalálhatjuk. Erre mutat példát a 5.1 ábra.

Kitérőképpen, a 5.1 ábra példáját hasznos végigbogarászni, mert a jegyzetben közölt ismeretek alapján minden részletében megérthetjük működését. A műveleti erősítő kimenete egy emitterkövető tranzisztorkapcsolás után az invertáló bemenetre van visszavezetve, ez egy nem-invertáló erősítőfokozatot alkot az R_1 és R_2 ellenállásokkal. A nem-invertáló bemenetre egy, a kimenetről az R_3 -on keresztül meghajtott Zener-dióda (ZD) kapcsolódik. A Zener-dióda feszültsége nagy pontossággal konstans, emiatt a kimenet feszültsége, ami a Zener-feszültség adott számszorosa, szintén konstans. A rendszer tehát feszültségstabilizátorként működik, éppen a 2.3 fejezetben leírt funkciót valósítja

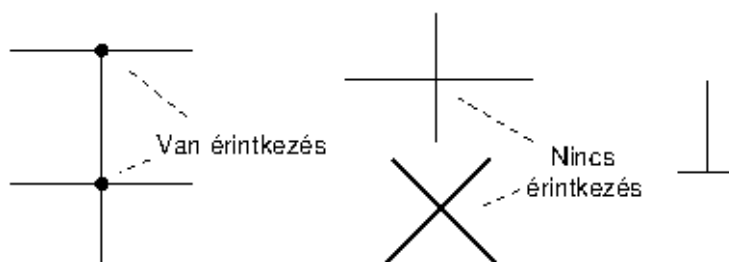


5.1. ábra. Egy feszültségstabilizátor áramkör kapcsolási rajza. A bal- illetve jobb oldali elsőre különbözőnek tűnő rajzok ekvivalensek egymással

meg. Az áramkört ténylegesen is használják ilyen formában, az U_{T+} pozitív tápfeszültség értékétől (ami akár időben változhat is) teljesen független a kimenő feszültség. A tranzisztor szerepe annyi, hogy a kimenet árama így jelentősen nagyobb lehet mint a műveleti erősítő kimenő árama.

Az áramköri kapcsolási rajzokban a vezetékeket (ténylegesen zérusnak tekinthető ellenállású kapcsolatot) folytonos vonallal jelöljük. Egyetlen vezeték mentén minden alkatrész csatlakozó pontjának feszültsége ugyanaz.

Ha egy vezeték elágazik, akkor *egy határozott fekete ponttal jelöljük a kapcsolatot*. Hasonlóan, ha négy vezeték találkozik, akkor fekete pötty van a keresztezésüknél. Ezzel szemben ha két vezeték keresztezi egymást de nem érintkeznek, akkor a fekete pont hiányzik – ez utóbbira figyelni kell, mert a modern áramköri rajzokon gyakran nincs egyéb utalás arra hogy független a két vezeték. Mindezeket a 5.2 ábra mutatja.



5.2. ábra. Vezetékek kapcsolatának jelölése (balra), illetve nem érintkező vezetékek (középen). Áramköri nullapont, azaz földpotenciál jelölése (jobbra).

Az áramkör ki- és bemeneteit, a tápellátást vagy bármilyen más szempontból fontos pontokat kis üres karikával szokás jelölni az áramkörön. Ezen pontok feszültsége alatt mindig a kiválasztott zérushoz képesti, akár időfüggő feszültségét értjük.

5.1.2. Földpont: az áramköri nulla potenciál rögzítése

A zéruspont kiválasztása kiemelten fontos egy áramkörben. Ennek áramköri jele egy kis talpacska (lásd 5.2 ábra). Az áramkörben az összes ilyen pontot zéruspontnak tekinthetünk, és az összes ilyen egymással vezetékes kapcsolatban van akkor is ha ez nincs jelezve. Esetenként a földpontot több kis vonalkával vagy lefelé álló háromszöggel jelölik, viszont egy adott kapcsolási rajzon ez mindig konzisztens.

Az áramkörök földpontja, null- vagy zéruspontja választás kérdése, de ezt logikusan kell megtalálni. Ha telepről üzemeltetett eszközről van szó (mobiltelefon, elektronikus kapunyitó, etc) akkor a telep (akkumulátor) egyik kivezetése jó választás. Hasonlóan logikus a tényleges fizikai földpont is, ha ezzel kapcsolatban van az áramkör, például hálózati tápellátású rendszereknél.

A földpont elnevezés kicsit félrevezető, mert mint látható nemcsak a fizikai földelés (amit villámvédelemhez is használnak) tekinthető földpontnak. Egy ideig a testpont kezdett elterjedni, de továbbra is inkább az áramköri nullapontot, vagy földpontot használjuk. Angolul annyiban egyértelműbb a helyzet, hogy a földpontot „ground”-nak, a fizikai földelést „earth”-nek vagy „earthing”-nek hívják.

5.2. Nyomtatott áramkörök kialakítása

Modern elektronikai kapcsolásokat nyomtatott áramkörökön valósítanak meg. Egy kapcsolást érdemes lehet ideiglenes kialakításban kipróbálni, erre jó példa lesz a laborgyakorlaton egyes mérésekhez használható igen flexibilis rendszer. Ezzel szemben a tényleges működés, különösen nagy sebességeken (1MHz fölött), nyomtatott áramkörökkel (NYÁK) valósul meg. Angolul kevésbé hangzik viccesen a rövidítés, printed circuit board (PCB) néven emlegetik.

5.2.1. Nyomtatott áramkörök gyártása

A nyomtatott áramköri lapra forrasztással kerülnek fel az alkatrészek. A lap maga nem más, mint egy szigetelő felületen futó rézvezeték hálózat. A forrasztás mechanikailag is rögzíti az alkatrész vezetékét a fémvezetékhez, így az elektronikus kapcsolat mellett az áramkör egy mechanikai struktúrát is kap.

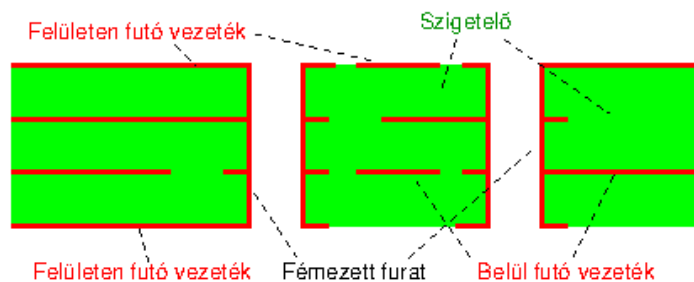
A szigetelő lap a NYÁK kialakítása előtt teljesen rézzel borított, amin fotografikus eljárással kémiai védőréteget alakítanak ki a kívánt áramköri rajznak megfelelően. Az optikai eljárás lényege, hogy a kezdetben egyenletesen felvitt védőréteg fényre érzékeny: ahol fény (tipikusan közeli UV) éri, ott könnyen oldhatóvá válik. A védőréteg leoldása után megmarad a rajzolat, azaz védőréteg megmarad ott ahol a vezetékek lesznek. A réz vezetőanyagot ezután újabb lépésben lemaratják, jellemzően sósav és peroxid alapú oldószerrel, ott ahol a védőréteg szabadon hagyta, ezáltal alakul ki a fizikai vezetékrajz-

zolat. A védőréteget az utolsó lépések során eltávolítják, hogy a rézfelület forrasztható legyen.

A modern NYÁK lapokra a fém huzalozási rétegen felül további rétegek kerülhetnek. Az aranyozással a korrózióállóság növelhető, különösen bontható érintkezést biztosító felületeknél. Felkerülhet forrasztást könnyítő réteg a megfelelő helyeken, illetve olyan hőálló lakk- vagy festékréteg is, ami éppen a forrasztás hibáitól védi a vékony, egymáshoz közel futó csíkokból álló vezetőréteget.

Az áramkörön furatokat is ki kell alakítani: egyrészt gyakran ebbe vezetőkeket lehet dugni, és a forrasztással nagyon jó mechanikai stabilitást elérni. Másrészt, a furat fala elektromosan vezetővé tehető, ezáltal a lap két oldala között kapcsolatot lehet teremteni.

A modern áramköri lapok nem csak egy- vagy kétrétegűek: jelenleg már standard az a technológia, ahol 16, vagy akár 48 (!) különböző rajzolatú réteget ragasztanak egymásra vékony lapokból, és ezek tetszőlegesen választható kapcsolatban lehetnek a furatokon keresztül (bármelyik réteg bármelyik másikkal). Ennek lehetőségét a 5.3 ábra illusztrálja.

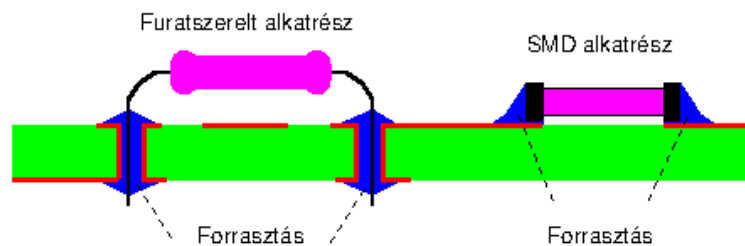


5.3. ábra. Több rétegű NYÁK lap keresztmetszetének vázlata. A furatok belülről fémezettek, és tetszőleges rétegek vezetőkeit (vastag piros vonalak) köthetik össze. A felületen futó vezetékhez forrasztani lehet, de futhatnak vezeték a rétegek között is

Nyomtatott áramkörök gyártására speciálisan szakosodott cégek vannak, emiatt a házilag jellegű NYÁK-készítés háttérbeszorult. Jellemzően megbízható, kiváló minőségű NYÁK-lapokat lehet gyártatni néhány napos határidővel, 30-100 Ft-os négyzetcentiméterenkénti áron.

5.2.2. Furat- és felületszerelt alkatrészek

Az előző fejezetekben említésre került, hogy két típusa van az áramköri alkatrészek fizikai kivitelezésének. Egyik a klasszikus megoldás, ahol van két vagy három kivezetés, és mint drótot bele kell dugni a NYÁK-lap megfelelő furatába, a túloldalon pedig leforrasztani. Ezt furatszerelt (through-hole) alkatrésznek nevezik, és a 5.4 ábra bal oldala szemlélteti.



5.4. ábra. Furat- és felületszerelt alkatrészek forrasztásos rögzítése a nyomtatott áramkörtől lapra

Modern rendszerekben (elég egy számítógép alaplajára pillantani) egy olyan technológia lett uralkodó, amivel drasztikusan lehet csökkenteni az alkatrészek helyigényét: ez a felületszerelt (surface mount, SMD) elrendezés. A 5.4 ábra jobb oldala mutatja a megoldás lényegét. Az alkatrész egy kis méretű téglalapot (egy tipikus méret a 0,5 x 1,5 x 2 mm), aminek távolabbi lapjai fémezettek. Ezt az áramkörtől lapra helyezik, és mindkét oldalát leforrasztják, az áramkörtől lapon megfelelően kialakított felületre. Ezt vázlatosan a 5.4 ábra jobb oldala mutatja.

Forrasztáshoz 250-300 °C körüli olvadáspontú, réz- és aranyfelületet folyadékként jól nedvesítő fémötvözetet használnak, ami által tényleges fémes kapcsolat alakul ki az áramkörtől lapon futó vezetékcső és az alkatrész kivezetése között. SMD esetben a kézi forrasztás több gyakorlást igényel, de mégis jelentősen gyorsabb mint a furatszerelt alkatrészeknél – ez is egy előnye az előbbi technológiának. Modern rendszerekben a furatszerelt alkatrészeknek akkor van létjogosultsága, ha méretük mindenképpen nagy kell legyen: ilyen a nagy hőteljesítményt leadó ellenállás, nagy értékű kondenzátor vagy tekercs.

5.2.3. Nagysebességű áramkörök szempontjai

Nagysebességű áramkörök megvalósítása azon múlik, hogy a Kirchhoff-törvények érvényességének feltételeit minél jobban teljesíteni lehessen. A kis méret, a gyors jeleket vivő rövid vezetékek mindenképp segítenek. A földelés különösen fontos: nagyon gyakran a több rétegű áramkörtől lap külső felületei nagy részben földeltek (nulla potenciálon vannak), és a közbülső rétegekben futnak a jeleket vezető fémcsíkok: ezáltal a rádiósugárzás csökkenthető.

Az olyan vezetékek, amik nem visznek gyors jeleket, de mégis nullára potenciálon, hasznos ha nagy kapacitású kondenzátorral a földre vannak kötve. Példa erre a tápfeszültség vezetője. Ezáltal a rajtuk indukálódó jelek feszültsége csökken, és csökken az egymástól távoli fokozatok közötti csatolás. Egy összetett áramkörben minden áramkörtől egységhez tartozik egy-egy jó minőségű ilyen szűrőkondenzátor, a lehető legrövidebb

vezetékkel az áramköri nullára kötve.

Modern nyomtatott áramkörök gond nélkül üzemeltethetők a 10-100MHz tartományban, megfelelő kivitelezéssel. Az 1GHz tartománya (ez 1ns-os tipikus jelváltozási sebességnek felel meg, azaz 30cm-es hullámhossznak!) már kifejezett gondosságot, gyakran prototípusok készítését, vagy akár a Kirchoff-törvények korrekcióinak figyelembevételét is igényli. Tipikusan a 10GHz feletti frekvenciatartomány már nem kezelhető klasszikus áramköri kapcsolásokkal, azaz itt már nincs értelme klasszikus kapcsolási rajzokról beszélni. Ezt nem is rádió-, hanem mikrohullámú tartománynak nevezik az elektromágneses spektrumban. Mikrohullámot gyakran érdekesebb precíz geometriájú csőben vezetni, mint vezetéken.

Érdemes belegondolni, hogy a modern számítógépes rendszerekben milyen technikai kihívást jelent a (jelen jegyzet írásakor, 2013-ban) elért 3GHz-es tipikus jelsebesség (óra-jel). A fény sebességével terjedve a jel $c/3\text{GHz}=10\text{cm}$ távolságban már nagyon jelentős változást, késést szenved, és ezeket a teljes rendszer szempontjából minden részletében, minden egyes vezetéknél figyelembe kell venni.

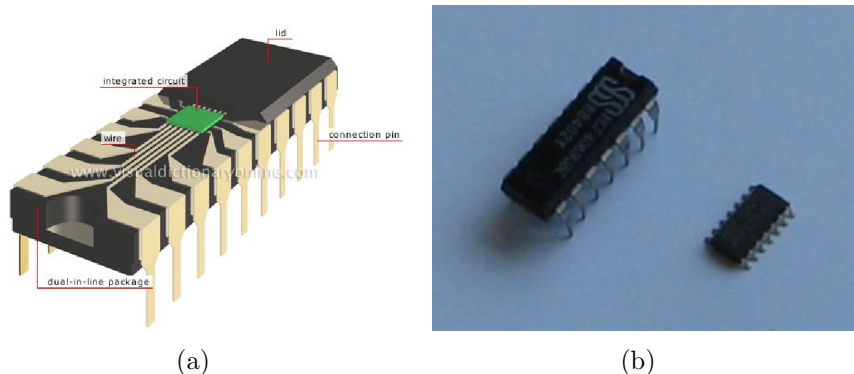
5.3. Integrált félvezető eszközök felépítése

A mikroelektronika forradalmának technológiai háttere a félvezető eszközök integrálása volt. Ez utóbbi azt jelenti, hogy bonyolult félvezető áramköröket meg lehet valósítani egyetlen kristálylapkán, nagy mennyiségben gyártva igen költséghatékonyan. Az ilyen, integrált áramköröknek (Integrated Circuit, IC) nevezett eszközök felépítését mutatja be vázlatosan az alábbi fejezet.

5.3.1. Félvezető chip-ek gyártástechnológiája

A félvezető áramköröket, mint amilyen a 741-es műveleti erősítő, vagy az összetett digitális áramkörök is voltak az előző fejezetekben, egyetlen egy kristálydarabon állítják elő. Az elterjedt chip szó tulajdonképpen erre a kristályszemcsére utal. A technológia a nyomtatott áramkörökre emlékeztet: itt is optikai módon adott rajzolatú kémiai védőréteget hoznak létre a felületen, ami ahol szükséges megvédi a kémiai maratástól vagy egyéb hatásoktól a felületet. A vezetékek és tranzisztorok tipikus mérete a néhány mikrométer, illetve csúcstechnológiás eszközöknél néhány tíz nanométer (néhány száz atom). A maratás mellett többféle lehetőség is van: a felületre fémot párologtathatnak, ami elektronikus csatlakozásokat hoz létre (a fémot az egyenletes párologtatás után megintcsak lemaratják onnan ahol nem szükséges a megfelelő rajzolat szerint). Lehetőség van olyan oldatba helyezni a mintát, ami a felületen egy vékony szennyező réteget hoz létre, ez utóbbit hőkezeléssel elősegített diffúzióval be lehet juttatni a kristályba – P vagy N típusúvá alakítva annak felszíni rétegét. Lehet szigetelő réteget is (szilícium- vagy fém-oxidok) felületre párologtatni.

Az áramkör tipikusan több tucat párologtatás – hőkezelés – védőréteggépzés – maratás lépés után alakul ki véglegesen. A kristály szélén kis fém kivezető felületeket alakítanak ki, hogy az áramkör csatlakozásai megvalósulhassanak.



5.5. ábra. Integrált áramköri csip (félvezető lapka az alkatrészekkel) a tokban (balra). Integrált áramkör fényképe: hat CMOS inverterkapcsolás egyetlen tokban (4069-es típus), DIL és SMD verziójú tokozás (jobbra)

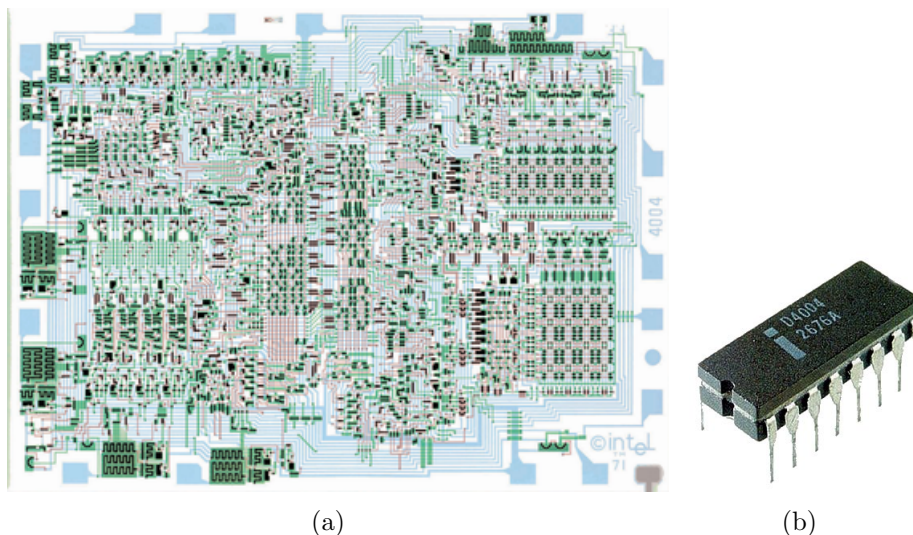
Az áramkör gyártásának utolsó lépése a tokozás: ekkor kapja azt a védőburkolatot (lásd 5.5 ábra bal oldala) amivel áramkörbe (NYÁK-ba) lehet elhelyezni, beültetni. A tokból szinte tetszőleges számú csatlakozó hozható ki – 8-tól (mint a 741 esetén) több százig is tud ez terjedni. Nagyon gyakori a 14 vagy 16 lábú kimenet. Az előbbire példa a 5.5 ábra: itt a 4069-es típusú, 2.22 ábrának megfelelő CMOS invertert megvalósító integrált áramkör látható. A nagyobb verzió a DIL (Dual In Line) tokozás, a kisebb az SMD kivitel. Az eszköz hat invertert tartalmaz, ez a két tápfeszültséggel együtt 14 kivezetés.

5.3.2. A számítógép központi feldolgozóegységének fejlődése

Az integrált áramkörök fejlődési ívét legjobban a számítógépek teljesítményét leginkább meghatározó, a tényleges feladatvégzésért felelős központi feldolgozóegység, a CPU (Central Processing Unit) fejlődésén követhetjük végig. Ez az alkatrész valószínűleg a világpiacon ténylegesen értékesíthető legjelentősebb csúcstechnológiás áramkör, fejlesztésébe rendkívüli összegeket (hazánk GDP-jének sokszorosát) fektettek az erre szakosodott vállalatok (Intel, AMD, IBM, stb).

Az egyik legelső, használhatónak tekinthető CPU az Intel által gyártott 4004-es típus, ami 1971-ben került a piacra. Az eszköz 2500 tranzisztort (MOS-FET-eket) tartalmazott, és egy ténylegesen működő számítógép számításait, külső egységeinek vezérlését végezte. Ez volt az egyik utolsó integrált áramköri kapcsolás, amit „ember” rajzolt: a 5.6 ábrán látható, fizikai megvalósítási terv (különböző színárnyalatokkal az egymás utáni

IC-gyártási rétegek) még részleteiben átlátható egy megfelelő szakértő számára. A későbbi áramkörökkel ez nincs így, azokat már számítógépek tervezik (amelyek aztán újabb generációs számítógépeket terveznek).

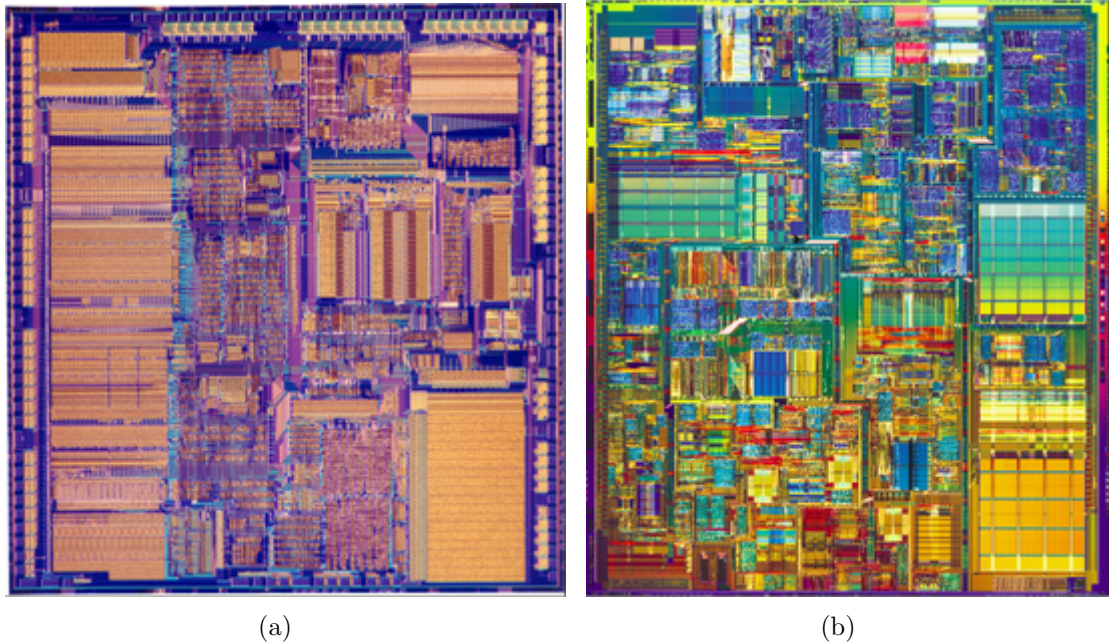


5.6. ábra. Az Intel 4004-es mikroprocesszor fizikai megvalósítási terve (balra), ami a nyomtatott áramköri rajzolat analógiája integrált áramkörökre. A DIL tokozott IC standard méretű volt (jobbra)

A 386-os jelű processzorok megjelenése szintén fontos lépcsőfok volt 1985-ben. Az eszköz 275 ezer tranzisztort tartalmaz, és regiszter szinten támogatta azt, hogy a számítógépen egy mindenek feletti vezérlőprogram – az operációs rendszer – időosztásos módon párhuzamosan futtasson egymástól független programokat.

A modern CPU-k egyik képviselője a Pentium sorozat, aminek 4-es típusa 1999-ben jelent meg és 42 millió tranzisztort tartalmazott. A nagy tranzisztorszám elsősorban azért fontos, mert ezáltal a program(ok) lépései párhuzamosan kerülnek feldolgozásra: a program utolsó feladatához tartozó adat begyűjtése közben még az előző feladat számítása folyik, és a kettővel-hárommal azelőtti feladat eredményének kiírása is folyamatban lehet. Mindez a lépések folyamatos ellenőrzését követeli meg, nehogy rosszul legyen figyelembevéve valamelyik előző (még esetleg be nem fejezett) feladat eredménye. Jellemző, hogy a számítógép külvilággal való kapcsolattartásáért felelős egységek is mind ugyan-ezen a félvezető lapkán kapnak helyet, ezzel is csökkentve a szükséges alkatrészek számát, ezzel a költségeket.

A 386-os és a Pentium 4-es processzorok kristálylapkáinak fényképei a 5.7 ábrán láthatók.



5.7. ábra. Az Intel által gyártott 386-os (balra) illetve Pentium 4-es (jobbra) CPU fényképe a kristálylapkán. Mindkettő tipikusan 1cm^2 -es, mikroszkóp alatt pedig a vékonyréteg-interferencia miatt tűnnek színesnek

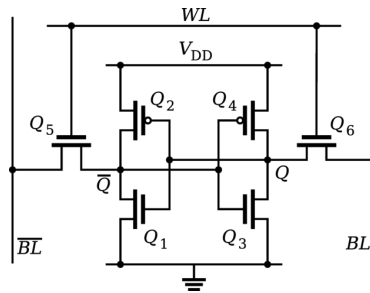
5.3.3. Memória áramkörök felépítése

A D tárolókkal megvalósított rendszer, melyet a 4.4.3 fejezetben láttunk, csak a logikai példája annak, hogyan működik a memória. Viszont a D tároló nagyon sok kaput, alkat-elemet tartalmaz, emiatt nem a leghatékonyabb megoldás. A 4.3 fejezetben láttuk, hogy két inverter elegendő 1 bit tárolása, így azt egy bistabil multivibrátorral (4 tranzisztor) és a dekódereknél oszlop/sor szervezésű vezérléssel (2 tranzisztor) felépíthetjük a 5.8 ábra szerint.

Ez a *statikus memória* alapeleme. Az Q1-Q2 és Q3-Q4 tranzisztorokból álló inverterek a 0-1 és az 1-0 állapotba állhatnak. A bitet az Q5-Q6 tranzisztorokkal vezérelhetjük, a kiolvasás/beírás a $BL - \overline{BL}$ vonalakkal történik.

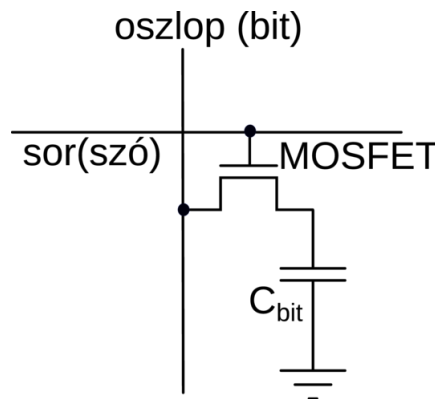
Statikus memóriát használnak pl. a processzorok gyorsítótárjaiban, mivel valóban rendkívül gyorsak, és elérhetőségük az idő 100%-ban biztosított. Ilyen áramköröket fizikailag a CPU chip-en is nagy számban elhelyeznek.

A statikus memóriacella 1 bitet tud tárolni. Ugyanezt az információt elvileg egy kondenzátor is megőrizheti, amennyiben biztosítható hogy a töltését ne veszítse el túl hamar. Ha egy tranzisztorral sorbakötjük, akkor azon keresztül fel tudjuk tölteni (logikai 1) vagy ki tudjuk sütni (logikai 0) az információ beírása során. Olvasáskor megmérjük



5.8. ábra. Statikus memóriacella kapcsolása

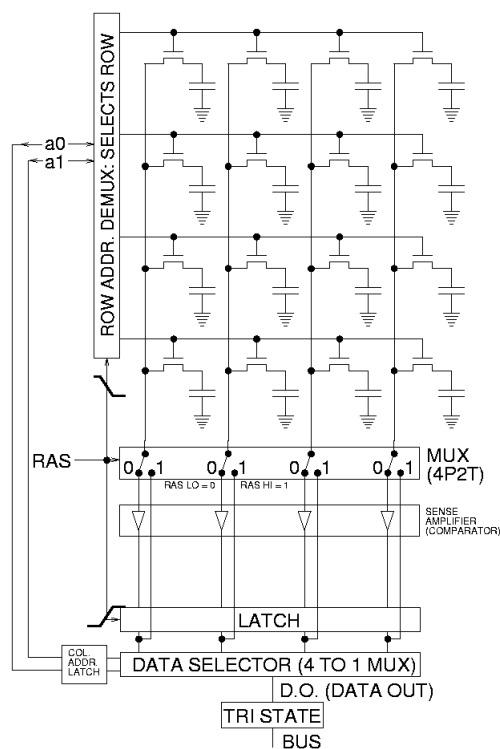
hogy feszültsége nagy (1) vagy alacsony (0). Kiolvásás után általában automatikusan vissza kell írni a megfelelő bitet. A vezérlés a tranzisztor kapuelektrodáján keresztül is lehetséges, ami a tranzisztort zárni tudja, azaz a kondenzátort elszigeteli a kimenettől. A kialakítás a 5.9 ábrán látható.



5.9. ábra. Dinamikus memória kivitelezése egyetlen kondenzátorral és egy MOS-FET tranzisztorral

Több cellát is összeköthetünk, ha azokat oszlop-sor elrendezésbe kötjük a 5.10 ábra szerint. Ekkor a tranzisztorok drain-jeit az ábra síkján nézve függőleges, a gate-elektrodákat pedig vízszintes irányban kötjük egymással össze. A cella kiválasztása itt is a megfelelő oszlop-sor vezeték aktivizálásával történik. Ezt a típust *dinamikus memóriának* hívják, mivel a kondenzátor idővel elveszíti töltését, ezért periódikusan frissíteni kell: ekkor kiolvassák a bit tartalmát, és visszaírják a megfelelő logikai értéket, újra feltöltve a kapacitást.

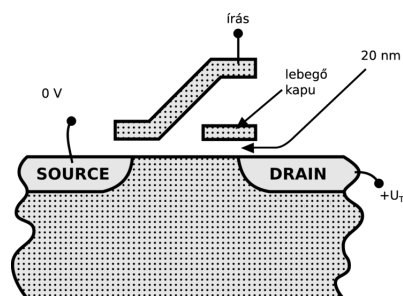
A dinamikus memória csak két alkatlemből áll, ezért ugyanakkora költséggel jóval több tároló egységet lehet gyártani, illetve fajlagosan kisebb fogyasztású memóriát lehet létrehozni, mint a statikus típusú memóriából.



5.10. ábra. Dinamikus memóriacellák elrendezése: a síkbeli szerkezet a gyárthatóság szempontjából nagyon hasznos

A dinamikus memóriának két hátránya van. Egyik, hogy frissíteni kell: az eredeti IBM PC-ben minden memóriablokkot 4 ms-onként ki kellett olvasni, ez alatt az idő alatt a CPU nem tudta használni a buszt. A memória frissítése ma is komoly problémákat jelent a közvetlen PC vezérelte nagysebességű méréseknél: a megoldás általában külön memóriával rendelkező mérőkártyák használata. Másik hátrány, hogy jelentősen lassabb mint a statikus memóriák, mert egy finoman mérhető feszültségérték adja meg a helyes információt. Modern statikus memóriák elérési ideje 10ns alatti, míg a dinamikus memóriáké nem megy 100ns alá.

A flash memória elve az, hogy vezető anyagból egy elektródát helyeznek el egy félvezető felületén, úgy, ahogy egy MOS-FET kapuelektródáját készítenének. Az elrendezést a 5.11 ábra mutatja. A különbség az, hogy ez az elektróda nincs elektromos kontaktusban semmivel, rá töltést csak a fölé elhelyezett elektródával juttathatunk. A felső elektródát magas feszültségre kapcsolva az elegendő energiával rendelkező töltéshordozók (elektronok vagy ritkán lyukak) kvantummechanikai alagúteffektussal képesek áthatolni a potenciálgáton/szigetelőrétegen. A néhány tíz atomnyi (!) vastagságú szigetelő rétegben a tipikus télerősség 250kV/cm, ami több mint tízszerese a levegő átütési szilárdságának.



5.11. ábra. Flash memória 1 bitet tároló egységének fizikai megvalósítási vázlata

Mivel a felület nagyon kicsi, elegendő néhány száz elektron az információ tárolására.

Az információt a lebegő elektródán tárolt töltés hordozza: ez lehet 0-1 (két feszültségszintet megkülönböztetve), ez a SLC mód (single level cell, egyszintű cella). Jól meghatározott töltésszintekkel több bitet is tárolhatunk egy cellában (pl. 4 szint 2 bitet jelent) - ez a MLC mód (multi level cell, többszintes cella), de ez bonyolítja a szervezést és érzékenyebb a hibákra.

Érezhető, hogy a töltés szigetelésen keresztüli átvezetése eléggé drasztikus eljárás, a cella „öregszik”. Manapság (2013) általában néhány 10000 írási ciklust garantálnak, ami nem túl sok pl. egy logfájlt naponta 100-szor újraíró SSD fájlrendszer esetén. Tovább bonyolítja a helyzetet, hogy a memória blokkokba van szervezve, és írni egyszerre csak egy teljes blokkot lehet. Ügyes tárterület szervezéssel, kiegyenlített használatával és tartalék blokkokkal próbálják használhatóvá tenni a manapság elterjedő flash memóriákat az SSD-kben.

5.4. Elektronikai jelek mérése: az oszcilloszkóp

Az elektronikus áramkörben megjelenő feszültség (vagy áram) mérését akkor végezhetjük a 1.2.4 fejezetben leírt módon, ha az időben konstans: multiméterrel egyenfeszültséget tudunk pontosan mérni. Ha az elektromos feszültség időben gyorsan változik és ismernünk kell a jelek pontos alakját, az oszcilloszkópnak nevezett eszközt használhatjuk.

Az oszcilloszkóp alapfunkciója, hogy az idő függvényében megméri és kirajzolja a feszültséget – a mérés eredménye tehát jól értelmezhető. Az oszcilloszkópon beállítható az idő skálája (tipikusan a másodperc nagyságrendjétől a néhány tíz ns nagyságrendjéig), illetve a mérendő feszültség skálája (tipikusan néhány mV és néhány V között).

A mérés gyakorlati kivitelezése mégsem teljesen egyszerű. Tegyük fel, hogy a jel egy rövid impulzus, ami ritkán, mondjuk tizedmásodpercenként, véletlenszerűen jön, a hossza pedig 10ns. Ha ezt egy egy kilométeres papírszalagon lerajzolnánk, akkor egy tizedmilliméteres, tűvékony impulzust kellene megkeresnünk, ami bárhol lehet. Ki kell

tudnunk választani tehát az *érdekes pillanatot* és annak környékét.

Ha a jel periodikus (mondjuk szinuszos), a probléma kicsit hasonló. Az eszköz elkezdi a mérést, és újra meg újra kirajzolja a jelet – de a kirajzolt görbe kezdőpontja mindig különböző fázisú helyre esik, a kép elmosódik. Itt is meg kell keresni egy referenciapontot, amihez képest mindig ugyanott végezzük a jelkirajzolást.

A referenciapont megkeresését szinkronizációnak vagy triggerelésnek nevezzük. Ennek legkiforrottabb, leggyakoribb módszere a következő:

- Definiálunk egy feszültségszintet, amit kézzel beállíthatunk annak ismeretében hogy milyen jelet szeretnénk vizsgálni. Nevezzük ezt trigger szintnek (trigger level). Az oszcilloszkóp egy komparátor kapcsolással (3.1.2 fejezet) megkeresi azt a pillanatot amikor ezt a feszültségszintet eléri a jel.
- Megadjuk, hogy a jel pozitív vagy negatív időbeli deriválttal (slope) érje el a kívánt trigger szintet (ez csak egy + vagy - típusú választás)

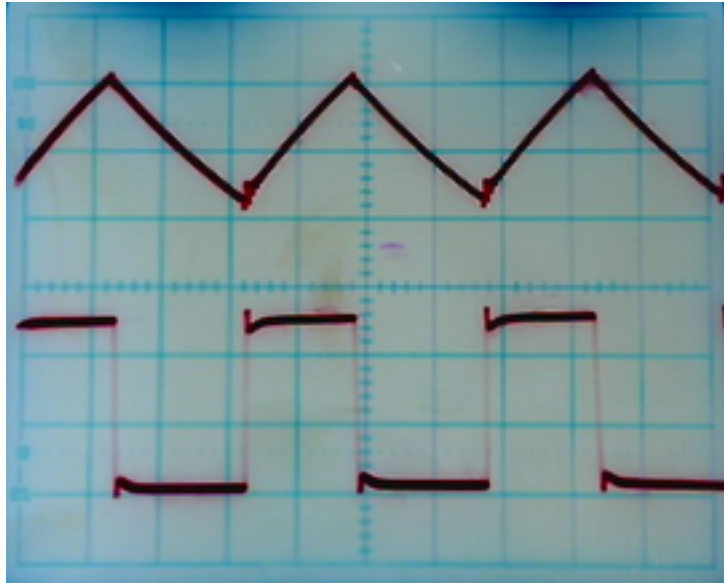
Ez a két lépés általában eléggé egyértelműen definiál egy olyan pontot, amittől kezdve a mérést el lehet végezni. Harmonikus (szinuszos) jelnél érdemes zérus közelében tenni a triggerszintet (hiszen azt metszi a jel a legegyszerűbben).

Az oszcilloszkópok belső felépítése jellemzően bonyolult, és mivel mérőeszközként van szó, általában kiváló minőségű áramkörökből épülnek fel, gyors és nagy pontosságú erősítőfokozatokkal, precíz időméréssel. Mindezek kifejezetten költségessé teszik az oszcilloszkópokat, viszont használatuk elengedhetetlen az elektronikai fejlesztések során.

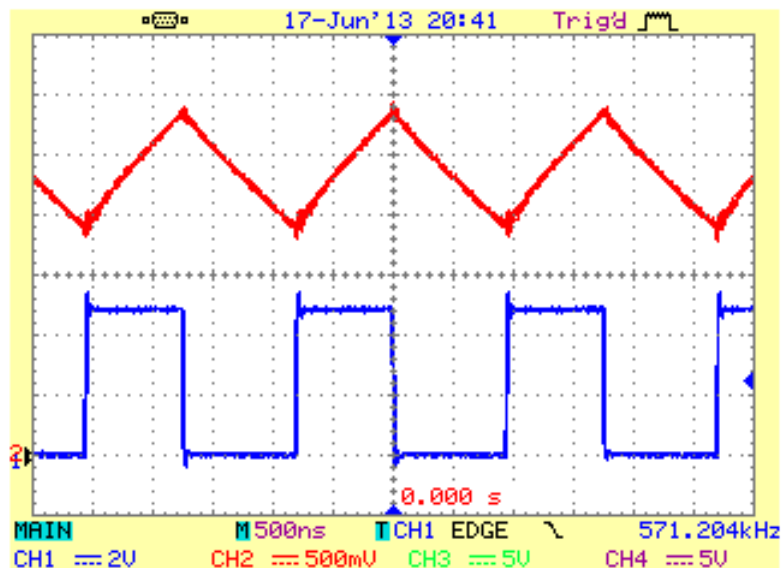
A klasszikus oszcilloszkóp katódsugárcsövet tartalmaz, ahol az elektronsugár függőleges eltérítése a mérendő jellel történik. A megjelenő képet a 5.12 ábra mutatja, ami a 3.15 kapcsolat konkrét megvalósításánál a Schmitt-trigger be- és kimenetét ábrázolja.

A modern digitális oszcilloszkópok tartalmaznak egy gyors A/D átalakítót (4.5.2 fejezet) és időben gyorsan sok mérést végeznek. Ezáltal a mérési eredményt mint számsort kapjuk, az oszcilloszkóp pedig mint célszámítógép a saját képernyőjén ábrázolja az eredményt. Ez utóbbira mutat példát a 5.13 ábra, ami pontosan ugyanazt a jelet ábrázolja mint a 5.12 ábra.

Az oszcilloszkópok bemenete mindig egy vagy több olyan időfüggő feszültség, amit az áramköri nullához, a választott földponthoz mint referenciához hasonlítunk. Nagyon fontos hogy a berendezés minden jelbemenete olyan vezetéken érkezik, ami ezzel a közös referenciával van összehasonlítva. A multiméterekkel volt lehetőség arra hogy két pont között mérjünk feszültséget, az oszcilloszkópnál ez közvetlenül nem működik. Egy ilyen feladatot úgy oldhatunk meg, ha az oszcilloszkópnak két bemenetét egyszerre használjuk, és ezek különbségét mérjük / ábrázoljuk: erre általában lehetőséget biztosítanak az oszcilloszkópok.



5.12. ábra. Schmitt-triggeres oszcillátor jeleinek megjelenítése katódsugárcsőves (analóg) oszcilloszkópon: felül a Schmitt-trigger bemenete, alul a kimenet, vízszintes tengely az idővel arányos. A kép színskálája invertált, a sötét vonallal látható jelek a valóságban fényesek (leggyakrabban zöldek)



5.13. ábra. Schmitt-triggeres oszcillátor jeleinek megjelenítése digitális oszcilloszkópon: felül a Schmitt-trigger bemenete, alul a kimenet