

Infokommunikációs alapismeretek
közgazdász hallgatóknak

dr. Mihály Zsigmond

2001

Tartalomjegyzék

1. Alapfogalmak	7
1.1. Elektromos mennyiségek	7
1.1.1. Töltés és potenciál	7
1.1.2. Feszültség	8
1.1.3. Áram	8
1.1.4. Vezetés, ellenállás, ohm-törvény	9
1.1.5. Szemléltető példa	10
1.1.6. Kapcsolási rajz	10
1.2. Alaptörvények és következményeik	11
1.2.1. Huroktörvény	11
1.2.2. Csomóponti törvény	12
1.2.3. Ellenállások eredője	13
1.2.4. Ellenállás-osztók	15
1.2.5. Speciális egy-kapuk	17
1.2.6. Szuperpozíció	21
1.2.7. Helyettesítő képek	23
1.3. Jelek értelmezése	27
1.3.1. Jel és föld	27
1.3.2. Aszimmetrikus jelkezelés	28
1.3.3. Szimmetrikus jelkezelés	28
1.3.4. DC és AC összetevők	30
1.3.5. Harmonikus jel	31
1.4. Energiatárolók	34
1.4.1. Kapacitás	34
1.4.2. Induktivitás	37
1.4.3. Elemek, akkumulátorok	38
1.5. Elektromos jel teljesítménye	39
1.5.1. Időben állandó jel (DC) teljesítménye	39
1.5.2. Illesztett lezárás	40
1.5.3. Harmonikus jel teljesítménye ellenálláson	41
1.5.4. Effektív érték	43
1.5.5. Teljesítmény kapacitáson és induktivitáson	43
1.5.6. Összetett jel teljesítménye	44
1.6. A decibel skála	45

2. Lineáris áramkörök	49
2.1. Erősítő	49
2.1.1. Az "erősítés" értelmezése	49
2.1.2. Elemi erősítő működési elve	50
2.1.3. Aktív eszközök	50
2.1.4. Egyszerű aszimmetrikus erősítő	56
2.1.5. Erősítő kisjelű medellje	57
2.1.6. Szimmetrikus erősítő	61
2.1.7. A differenciálerősítő tipikus alkalmazásai	63
2.1.8. Ellenütemű végerősítő	64
2.1.9. Széles- és keskenysávú erősítő	67
2.2. Szűrő	69
2.2.1. Folytonos és diszkrét idejű	69
3. Műveleti erősítő és kapcsolástechnikája	73
3.1. Visszacsatolt rendszer	73
3.2. Műveleti erősítő	74
3.2.1. Ideális műveleti erősítő	74
3.2.2. Megvalósított műveleti erősítő	75
3.3. Alapkapcsolások	77
3.3.1. Feszültségkövető	78
3.3.2. Neminvertáló alapkapcsolás	78
3.3.3. Invertáló alapkapcsolás	79
3.3.4. Összeadó	80
3.3.5. Integrátor	82
3.3.6. Az invertáló alapkapcsolás általánosítása	83
3.4. Visszacsatolt rendszer modellezése	86
3.4.1. Hatás-vázlat	86
3.4.2. Modell és áramkör kapcsolata	88
3.4.3. Frekvencia-függés	91
3.4.4. Erősítés \times sávszélesség szorzat	94
3.4.5. Stabilitás	95
4. Adatátvitel	97
4.1. Alapfogalmak	97
4.1.1. Az összeköttetés elemei	97
4.1.2. Összeköttetések típusai	98
4.1.3. A "bit"	99
4.1.4. A "szimbólum"	101
4.1.5. Szimbólum-időzítés	102
4.1.6. Adatsebesség	106
4.1.7. Hibák az adatátvitelben	107
4.1.8. Hibadetekció	108
4.1.9. Hibajavítás	108
4.1.10. Különleges stratégiák	109
4.2. Alapsávi adatátvitel	110
4.2.1. Az alapsávi jel spektruma	110
4.2.2. Időfüggvény és spektrum kapcsolata	111
4.2.3. A zaj hatása	114
4.2.4. Mindennek ára van	115

4.3. Moduláció	117
4.3.1. A modulált jel általános alakja	118
4.3.2. Alapsávi összetevők	118
4.3.3. Lineáris moduláció	119
4.3.4. Nemlineáris moduláció	120
4.4. A csatorna megosztása	121
4.4.1. Frekvencia-osztás (FDM)	122
4.4.2. Időosztás (TDM)	122
4.4.3. A megosztás célja	123
4.4.4. Kódosztás	124

1. fejezet

Alapfogalmak

1.1. Elektromos mennyiségek

1.1.1. Töltés és potenciál

Képzeljünk magunk elé egy vezető anyagból készített tárgyat, mondjuk egy teáskanalat. Az anyagot atomok alkotják, az atomot protonok és elektronok¹. A proton pozitív, az elektron negatív töltéssel rendelkezik, a két töltés ellenkező előjelű, de azonos abszolút értékű.

A töltéssel rendelkező részecskék között erő hat. Az azonos töltésű részecskék taszítják, az ellenkező töltésűek vonzzák egymást.

Természetes állapotában az atom azonos számú elektront és protont tartalmaz, teáskanalunkban tehát azonos számú elektron és proton van, melyeknek töltése így semlegesíti egymást. Ezt az állapotot *zérus potenciálnak* tekintjük.

Ha bármilyen okból megbomlik ez az egyensúlyi állapot, akkor a tárgy potenciálja megváltozik. Ha többlet elektronokat helyezünk rá, akkor negatív eredő töltése lesz, és potenciálja negatív. Ha elektronokat veszünk el, akkor a protonok maradnak túlsúlyban, ami pozitív eredő töltéssel, és ennek megfelelően pozitív potenciállal jár együtt.

A töltést általában nagy Q betűvel jelöljük, mértékegysége a coulomb². Kicsit nehéz elképzelni: 1 coulomb töltése $6,25 \cdot 10^{18}$ darab elektronnak van.

A test potenciálja arányos a rajta lévő többlet-töltéshordozók sűrűségével. A potenciál fogalma időnként keveredik a *feszültség* fogalmával (mindjárt lesz róla szó), ez néha a jelölésekben is megmutatkozik. Megkülönböztetésül most U_p -vel jelöljük a potenciált, mértékegysége a volt³ (jele: V).

Elektromos töltéssel rendelkező test közelében erő hat az oda helyezett másik, töltéssel rendelkező testre. Az „erőtér” szemlélet alkalmazásakor a „hely” sajátjaként fogjuk fel azt a tulajdonságot, hogy erő hat az oda behelyezett testre. Az elektromos erőteret a *térerővel*⁴ mérjük. A térerőt általában nagy E betűvel jelöljük, mértékegysége V/m.

¹A semleges töltésű neutronok most nem játszanak.

²Charles Augustin de Coulomb francia matematikus és fizikus 1785-ben állította fel a pontszerű töltések között fellépő erőre vonatkozó törvényt. Ez volt az elektromosságtan első kvantitatív összefüggése.

³Alessandro Volta 1800-ban bejelentett szabadalmával tartós áramforrást lehetett előállítani, ami nagyban segítette az elektromossággal végzett kísérleteket.

⁴Mióta elterjedt a mobil telefónia, mindenki számára ismerősen cseng a szó.

Az „erőtér” szemlélet kiemelkedő szerepet játszik az elektromossággal kapcsolatos jelenségek értelmezésében, ezért fontos, hogy valami elképzelésünk legyen róla. Mutatunk egy olyan analógiát, ami feltehetően minden olvasó számára ismert. A *tömegvonzás* legalább annyira misztikus, mint a töltéssel rendelkező testek között fellépő erő – a különbség annyi, hogy hatását érzékeljük, és hozzászoktunk. Ismert a tömegvonzás törvénye, mégsem azt alkalmazzuk, ha ki akarjuk számolni a Föld felszíne közelében lévő testre ható súlyerőt. Helyette a *gravitációs gyorsulásból* (g) kiindulva végezzük a számítást, azaz: az erőtér szemléletet alkalmazzuk.

1.1.2. Feszültség

Két különböző pont potenciáljának különbségét feszültségnek hívjuk. A mennyiséget általában nagy U betű jelöli. A kivonás eredményeként kapott mennyiség megőrzi az argumentumok mértékegységét, tehát a feszültség mértékegysége is a volt (V).

Fontos, ezért hangsúlyozzuk: egy pontnak *önmagában* nem lehet feszültsége, mert a feszültség két pont elektromos viszonyát fejezi ki. A mérnöki munka mindennapjaiban elég körülményes mindenkor megnevezni a két pontot, ezért általában választanak egy kitüntetett pontot az elektromos rendszerben, aminek potenciálját referenciaként használják minden más pont jellemzésekor. Ha tehát valaki „az áramkör egy pontjának a feszültségéről” beszél, ez mindig úgy értendő, hogy „a referencia-pont potenciáljától való eltérés”.

1.1.3. Áram

Ha két különböző potenciálú pont közé olyan anyagot helyezünk, amelyben a töltéshordozó részecskék képesek vándorolni, akkor a pozitívabb potenciálú pont felől áram indul meg a negatívabb potenciálú felé. Magyarul: a feszültség hatására áram folyik a vezetőben.

Különböző típusú anyagokban más-más módon működik az áramvezetés. A fémekben szabályos (rács)szerkezetbe rendeződnek az atomok, elektronjaik egy része pedig nem egy-egy atommaghoz kötődik, hanem „közös tulajdonként” bolyong. Ezek a „szabad” elektronok képesek vándorolni az elektromos erőtér hatására. Félvezető anyagokban hasonló a helyzet azzal a különbséggel, hogy lényegesen kevesebb szabad elektron áll rendelkezésre.

Folyadékokban és gázokban a molekulák egy része pozitív és negatív töltésű *ion*ra válik szét elektromos tér hatására, ezen töltéshordozók vándorlása hozza létre az áramot.

Az elektromos jelenségek tárgyalásához szükséges értelmeznünk az áram *irányát*. Praktikus okokból nem a töltéshordozók mozgásának irányához kötjük az áram-irányt, mert más-más irányt kellene figyelembe vennünk attól függően, hogy milyen töltésű részecskék hozzák létre az áramot. Végképp bajba kerülnénk ionos vezetésnél, mert ott bizony mindkét irányban mozognak töltéshordozók. Az egységes szemlélet kialakítása céljából egyfajta „technikai” áramiránnyal fogunk dolgozni: az áram a pozitívabb potenciálú pont felől a negatívabb potenciálú felé folyik. Ez a „technikai áramirány” megállapodás eredménye, nincs köze semmiféle fizikai folyamathoz. Az irányválasztást az határozta meg, hogy a vezetőn a feszültség és az általa létrehozott áram iránya megegyezzen.

Az áramot *áramerősség*ben mérjük, nagy I betűvel jelöljük⁵, mértékegysége az Amper (A).

Az áramerősség valami olyasmi, mint egy folyó vízhozama. Hogyan is mérjük egy folyó vízhozamát? Egy keresztmetszetben egy ideig mérjük az átfolyt víz mennyiségét, majd az eredményt osztjuk a mérés idejével. A kapott mennyiség mértékegysége liter/másodperc. Az áramerősséget hasonló módon értelmezzük: egy adott keresztmetszetben mérjük az átfolyt töltés mennyiségét, majd ezt osztjuk a mérés idejével. A három mennyiség között az

$$I = \frac{Q}{t}$$

kapcsolat áll fenn. Ebből következően a mértékegységek közötti kapcsolat:

$$A = \frac{\text{Coulomb}}{\text{sec}}$$

Az elektronikus rendszerekben folyó áramok általában a μA vagy mA nagyságrendjébe esnek (kivételek persze vannak).

1.1.4. Vezetés, ellenállás, ohm-törvény

A feszültség hatására folyó áram a vezető anyagától és fizikai méreteitől függ. Az anyagi jellemző a *fajlagos vezetés*, vagy ennek reciproka: a *fajlagos ellenállás*. A fémek általában jó vezetők. A fajlagos vezetése az ezüstnek a legnagyobb, a réz egy picit rosszabb (de sokkal olcsóbb), az alumínium fele olyan jó, de kicsi a fajsúlya, és még olcsóbb.

A *vezetés* egy adott egy-kapunak⁶ a vezetőképességét fejezi ki, általában nagy G betűvel jelöljük. A vezetés arányos az anyag keresztmetszetének felületével, és fordítottan arányos a hosszával. Ha az egy-kapura feszültséget kapcsolunk, rajta

$$I = G \cdot U$$

nagyságú áram folyik.

Gyakrabban használjuk a vezetés reciprokát, az *ellenállást*. Általában nagy R betű jelöli (Resistance). Az ellenállással kifejezve:

$$I = \frac{U}{R}$$

Ez az ohm-törvény⁷.

Az összefüggésből adódóan az ellenállás „hivatalos” dimenziója V/A , de a feltaláló nevéből származó „ohm” megnevezést gyakrabban használják. Jele a nagy görög omega (Ω) betű. A két dolog pontosan ugyanazt jelenti, azaz

$$1 \frac{\text{V}}{\text{A}} \equiv 1 \Omega$$

1Ω az ellenállása az 1mm^2 keresztmetszetű, 63 méter hosszú rézhuzalnak. Elektronikai eszközökben inkább kilo-ohm nagyságrendű ellenállásokat használnak ($1 \text{k}\Omega = 10^3 \Omega$).

Az ellenállás a legnagyobb darabszámban használt elektronikai alkatrész.

⁵Intenzitás.

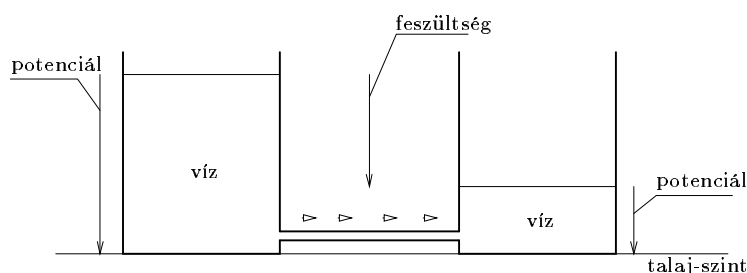
⁶Egy-kapunak hívjuk az olyan elektromos alkatrészt, amely két pontjával kapcsolódik az öt körülvevő hálózathoz.

⁷Az összefüggést Georg Simon Ohm írta le 1827-ben megjelent könyvében.

1.1.5. Szemléltető példa

Az a baj az elektromossággal, hogy nincs érzékszervünk az elektromos mennyiségek észlelésére⁸. Az elektromos jelenségeket többnyire csak műszerek által közvetített formában tudjuk megtapasztalni. Az elektronikával foglalkozó szakemberek idővel hozzászoknak a dologhoz – a „kívülállók” számára marad a szemléltetés.

Képzeljünk el két víztároló edényt, melyeket egy vékony csővel kötöttünk össze (1.1. ábra). Az egyes edényekben a víz szintje megfeleltethető az elektromos potenciálnak. A két vízszint közti különbség megfelel a feszültségnek. Az összekötő cső az ellenállás (illetve vezetés) szerepét játssza, a csövön folyó víz pedig az áram.



1.1. ábra. Az ohm-törvény szemléltetése.

A folyamat addig tart, míg azonos szintre kerül a víz a két edényben. Ha folyamatosan fenn akarjuk tartani a csőben az „áramot”, akkor szükség van egy szivattyúra, ami a jobb oldali edényből folytonosan a bal oldaliba szivattyúzza a vizet. Az elektromosság esetében a szivattyút *feszültség generátornak* hívjuk.

1.1.6. Kapcsolási rajz

Ahogy téglákból, malterből, stb. épületet, elektromos alkatrészekből úgynevezett *áramkört*, más néven *kapcsolást* lehet összeállítani. Ahogy egy építészeti rajzon különféle szimbólumokkal jelölik az építőanyagokat és illeszkedésüket, úgy az elektronikában is elterjedt egy szimbolikus jelölés-rendszer, mely alkalmas a konkrét áramkör képi megjelenítésére: ezt hívjuk *kapcsolási rajz*nak.

A kapcsolási rajzon egy vonal jelöli a vezetékét, az egyes alkatrész-típusoknak pedig rendre megvan a szabványos vagy szokásos jelölése. A hozzáértő éppúgy eligazodik a kapcsolási rajzon, mint az építész az épület tervrajzán.

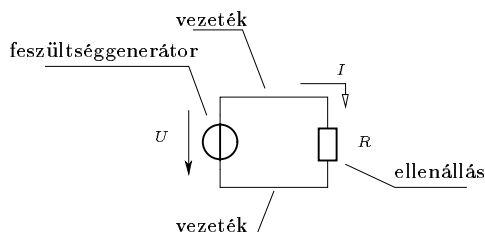
A kapcsolási rajz soha nem tükrözi pontosan a konkrét, megvalósított áramkört. A kapcsolási rajz szükségszerűen valamiféle „elvonatkoztatás”, ami a dolgok lényegét képes leírni.

Például vegyünk egy ceruza elemet, és egy-egy vezetékkel kösük össze pólusait egy izzó kivezetéseivel. Ennek az áramkörnek a kapcsolási rajza az 1.2. ábrán látható. Az elemet egy „feszültséggenerátor” jelzi, az ellenállást egy kis téglalap. Az alkatrészek mellé írt betűjelek a paramétert leíró értékeket jelölik.

⁸Akit már ért áramütés, az valószínűleg másképp gondolja...

Például $U = 1,5V$, $R = 10\Omega$, és máris számítható az ellenálláson folyó áram:

$$I = \frac{U}{R} = \frac{1,5V}{10\Omega} = 0,15A$$



1.2. ábra. Nagyon egyszerű kapcsolási rajz.

A kapcsolási rajzon szereplő elemek idealizáltak. Például a vezeték ellenállását zérusnak tekintjük. Ha a valóságos vezeték végesen kicsi ellenállását fontos kifejezésre juttatnunk, akkor azt egy ellenállás, mint külön alkatrész berajzolásával tesszük meg.

1.2. Alaptörvények és következményeik

Az ohm-törvényen túl szükségünk lesz két igen fontos törvényre:

- Hurok-törvény (Kirchhoff⁹ I. törvénye)
- Csomóponti törvény (Kirchhoff II. törvénye)

A Kirchhoff törvények az áramkörben mérhető feszültségek, illetve áramok viszonyára vonatkoznak.

1.2.1. Huroktörvény

Egy összefüggő hálózat elemein egy tetszőleges vonalon lefektetett, önmagába záródó görbe mentén az elemeken mért feszültség előjeles összege nulla. Az állítást nem bizonyítjuk, csupán illusztráljuk.

A huroktörvény az 1.3. ábrára:

$$U_1 + U_2 - U_g = 0$$

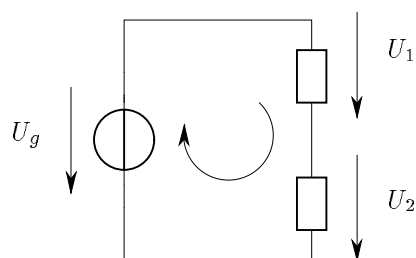
A gyakorlatban igen sokszor *nem a nullára redukált alakot használjuk*, hanem azonnal a keresett mennyiséget írjuk fel¹⁰. Ha például U_2 -re vagyunk kíváncsiak, akkor így okoskodunk: „A generátor feszültségéből kiindulva elveszítjük az U_1 feszültséget, és ami marad, az jut U_2 -re”. Tehát:

$$U_2 = U_g - U_1$$

FONTOS! Nem csak az 1.3. ábrán bemutatott „tisztá” helyzetben működik a hurokegyenlet, hanem bármilyen bonyolult hálózatban. A lényeg csak az, hogy egy *zárt görbére* írjuk fel az egyenletet.

⁹Gustav Kirchhoff 1854-ben publikálta felfedezését.

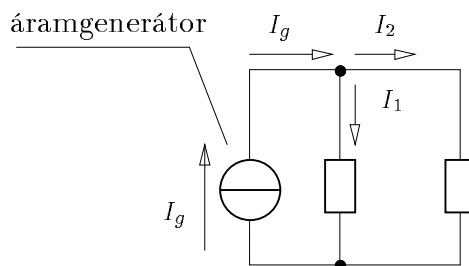
¹⁰Ez nem kötelező, de minél több egyenlet-átrendezés szükséges egy feladat megoldásához, annál több esély adódik a hibázásra.



1.3. ábra. Huroktörvény (példa).

1.2.2. Csomóponti törvény

Egy hálózat bármely pontjában a befolyó áramok előjeles összege zérus. Az állítást most sem bizonyítjuk, csupán illusztráljuk.



1.4. ábra. Csomóponti törvény (példa).

A csomóponti törvény az 1.4. ábrára:

$$I_g - I_1 - I_2 = 0$$

A gyakorlatban itt is igyekszünk a nullára redukált alak helyett azonnal a keresett mennyiséget felírni. Ha például I_2 -re vagyunk kíváncsiak, akkor így okoskodunk: „A csomópontba befolyik I_g , abból elveszítjük az I_1 áramot, és ami marad, az lesz az I_2 ”. Tehát:

$$I_2 = I_g - I_1$$

A törvényt mindenki megtapasztalhatta a gyakorlatban, úgy hívják, hogy „elveszett a fürdőkád dugója”. Ha kinyitod a hideg csapot: ami víz befolyik a kádba, az mindjárt ki is folyik a lefolyón. Ha a meleg csapot is kinyitod, akkor már két csőből folyik be a víz¹¹, de mind ki is folyik a lefolyón.

A csomóponti törvény alkalmazásában a hálózat bármely, zárt felületbe foglalt része is csomópontnak tekinthető. Otthon ez úgy érvényesül, hogy nem csak a kád lehet csomópont, hanem annak tekinthető az egész lakás, vagy az egész ház, vagy akár a lakótömb.

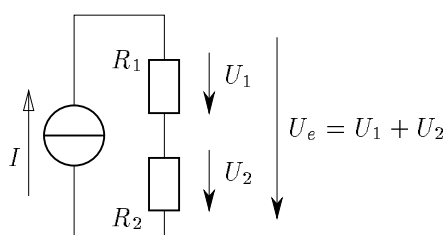
¹¹Keverő csaptelep kizárva.

1.2.3. Ellenállások eredője

Bonyolultabb hálózatok kezelését megkönnyíti, ha bizonyos gyakran előforduló rész-hálózatokat azok egyenértékű eredőjével helyettesítünk. Most két ellenállás soros és párhuzamos eredőjét mutatjuk be.

Soros eredő

A két ellenállás soros kapcsolásából álló egykapu *áramgenerátorral* meghajtva érdemes vizsgálni – így az egyes ellenállásokon keletkező feszültség azonnal számítható (1.5. ábra).



1.5. ábra. Ellenállások soros eredőjének meghatározása.

Az Ohm törvény alapján:

$$U_1 = I \cdot R_1 \quad \text{és} \quad U_2 = I \cdot R_2$$

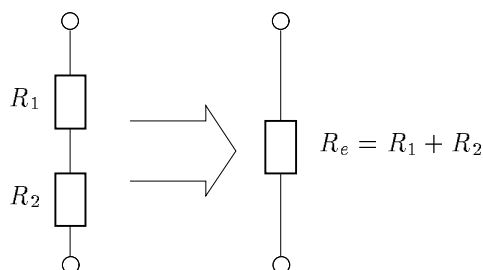
A huroktörvény alapján:

$$U_e = U_1 + U_2,$$

tehát a két soros ellenállásból álló egykapu eredő ellenállása:

$$R_e = \frac{U_e}{I} = \frac{I \cdot R_1 + I \cdot R_2}{I} = R_1 + R_2$$

Az eredő felhasználásával a két ellenállásból álló egykapu *egyetlen* eredő ellenállással helyettesíthető (1.6. ábra).



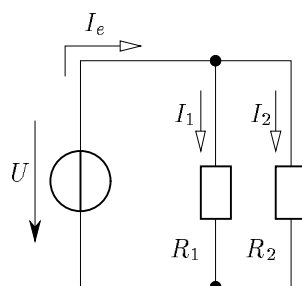
1.6. ábra. Soros ellenállások helyettesítése egyetlen eredővel.

A „külvilág” felől nézve az eredő ellenállás minden szempontból úgy viselkedik, mint az eredeti egykapu. Természetesen a helyettesítés után már nem állapíthatók meg az eredeti alkatrészek paraméterei¹².

Az eredő képzésének szabály tetszőlegesen sok ellenállás soros kapcsolására is kiterjeszthető. Arra kell csak vigyázni, hogy helyettesítendő ellenállás-lánc *egykapuként* csatlakozzon a külvilághoz (azaz két végpontjával).

Párhuzamos eredő

A két ellenállás párhuzamos kapcsolásából álló egykaput *feszültséggenerátorral* meghajtva érdemes vizsgálni (1.7. ábra).



1.7. ábra. Ellenállások párhuzamos eredőjének meghatározása.

Az Ohm törvény alapján:

$$I_1 = \frac{U}{R_1} \quad \text{és} \quad I_2 = \frac{U}{R_2}$$

A csomóponi törvény alapján:

$$I_e = I_1 + I_2,$$

tehát a két párhuzamos ellenállásból álló egykapu eredő ellenállása:

$$R_e = \frac{U}{I_e} = \frac{U}{\frac{U}{R_1} + \frac{U}{R_2}} = \dots = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Az eredményül kapott művelet:

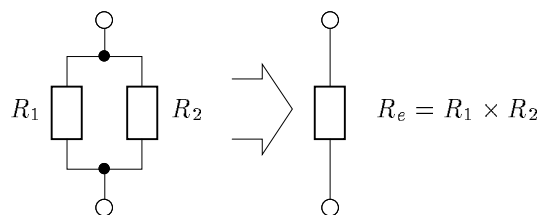
$$\frac{\text{a kettő szorzata}}{\text{a kettő összege}}$$

olyan gyakran előfordul, hogy érdemes volt a műveletet külön definiálni: ez a *replusz* művelet, amit egy megdöntött „+” jellel jelölünk: „×”. Az ellenállások párhuzamos eredője a replusz művelettel:

$$R_e = R_1 \times R_2$$

Az eredő felhasználásával a két ellenállásból álló egykapu *egyetlen* eredő ellenállással helyettesíthető (1.8. ábra).

¹²Nem lehet megmondani például, hogy mekkora teljesítmény disszipálódik az R_1 ellenálláson – R_1 „elveszett”.



1.8. ábra. Párhuzamos ellenállások helyettesítése egyetlen eredővel.

Vezetés

A vezetés az ellenállás reciproka:

$$G = \frac{1}{R} = \frac{I}{U}$$

Dimenziója a Siemens:

$$1S = \frac{1}{\Omega} = \frac{1A}{1V}$$

Viszonylag ritkábban fordul elő, hogy egy ellenállást a *vezetésével* jellemzünk, de párhuzamosan kapcsolt ellenállások esetén kétségkívül hatékonyabb, ha az ellenállások értéke helyett a vezetésükkel számolunk.

Példaként tekintsük az 1.7. ábrát! A csomóponti törvény:

$$I_e = I_1 + I_2 = G_1 \cdot U + G_2 \cdot U,$$

ahol

$$G_1 = \frac{1}{R_1}, \quad G_2 = \frac{1}{R_2}$$

Az eredő vezetés:

$$G_e = \frac{I_e}{U} = G_1 + G_2$$

Tehát míg a soros kapcsolásnál az ellenállások értéke adódik össze, a párhuzamos kapcsolásnál a *vezetések értéke adódik össze*.

1.2.4. Ellenállás-osztók

Ellenállás hálózatok kezelésénél gyakran előfordul két jellegzetes eset, ezeket mutatjuk most be.

Feszültségosztó

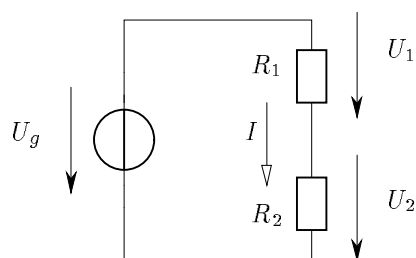
Soros ellenállások egy-egy tagján az ellenállás-láncre kapcsolt feszültség hányada mérhető. Példaként tekintsük az 1.9. ábrát!

Az ellenállásokon folyó áram:

$$I = \frac{U_g}{R_1 + R_2}$$

A feszültség az egyes ellenállásokon:

$$U_1 = I \cdot R_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_g$$



1.9. ábra. Feszültségosztó.

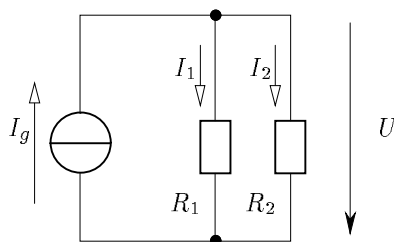
$$U_2 = I \cdot R_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_g$$

A kapott eredményt *feszültségosztó képletnek* hívjuk. Több ellenállásból álló ellenállás-lánc esetén is alkalmazható. A formulát igen könnyű megjegyezni:

$$\frac{\text{a vizsgált ellenállás értéke}}{\text{valamennyi ellenállás összege}} U_g$$

Áramosztó

Párhuzamos ellenállások egy-egy tagján az eredő áram hányada mérhető. Példaként tekintsük az 1.10. ábrát!



1.10. ábra. Áramosztó.

Az ellenállásokon eső feszültség:

$$U = \frac{I_g}{G_1 + G_2}$$

Az áram az egyes ellenállásokon:

$$I_1 = U \cdot G_1 = \frac{G_1}{G_1 + G_2} I_g$$

$$I_2 = U \cdot G_2 = \frac{G_2}{G_1 + G_2} I_g$$

A kapott eredmény a feszültségosztó képlet megfelelője – áramosztóra. Ebben a formában több párhuzamos ellenállásra is működik, a keresett áram:

$$\frac{\text{a vizsgált vezetési értéke}}{\text{valamennyi vezetési összege}} U_g$$

Általában szívesebben dolgozunk az ellenállásokkal, ezért érdemes azonos átalakításokkal átírni a formulát, és így megjegyezni:

$$I_1 = U \cdot G_1 = \frac{G_1}{G_1 + G_2} I_g = \dots = \frac{R_2}{R_1 + R_2} I_g$$

Vigyázat! Ebben az alakban csak 2 ellenállásra érvényes a képlet!

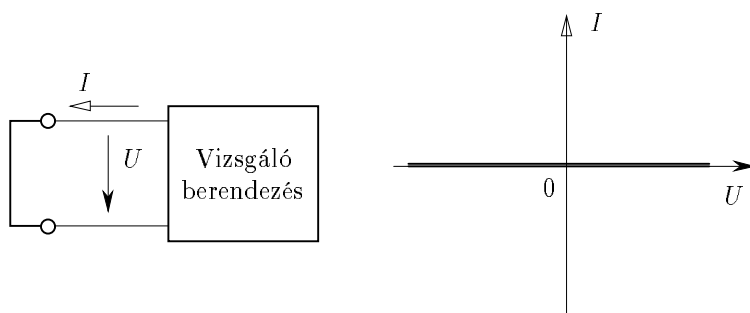
1.2.5. Speciális egy-kapuk

Ebben a fejezetben lineáris egy-kapuk speciális eseteit tárgyaljuk. Az új ismeretek átadása mellett a meglévő ismeretek elmélyítése is célunk. A vizsgált egy-kapun mérhető elektromos mennyiségeket az 1.24. ábrán bemutatott mérőirányok szerint fogjuk értelmezni.

Rövidzár

A rövidzár egy vezeték idealizált esete: ez olyan vezeték, aminek ellenállása 0Ω . A kapcsolási rajzon megrajzolt vonalakat rövidzárnak tekintjük.

A rövidzáron a feszültség mindig zérus, függetlenül attól, hogy mekkora áram folyik rajta (1.11. ábra).



1.11. ábra. Rövidzár.

Szakadás

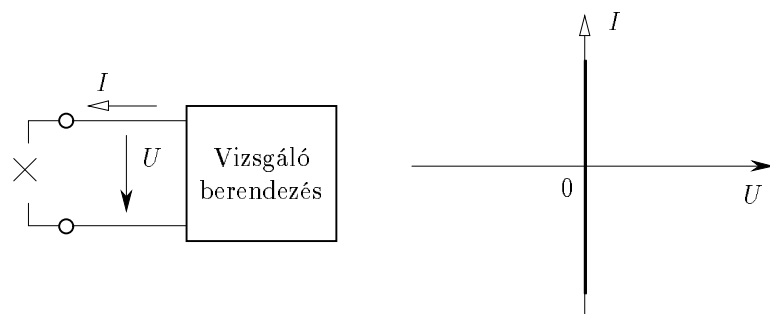
Az elnevezés arra utal, hogy „elszakadt a vezeték”. Szakadással van lezárva két pont, ha köztük *ideális szigetelő anyag* van.

A szakadás olyan speciális egy-kapu, aminek zérus a vezetése – azaz végtelen az ellenállása. A szakadáson zérus áram folyik, függetlenül attól, hogy mekkora feszültséget kapcsolunk rá (1.12. ábra).

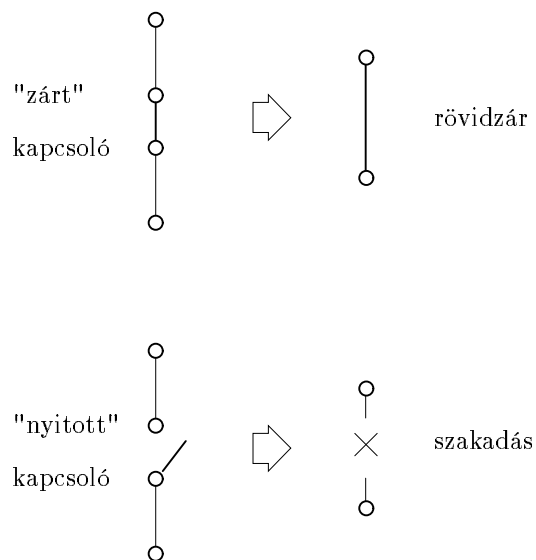
A szakadás kapcsolási jelét csak akkor használjuk a kapcsolási rajzon, ha ki akarjuk hangsúlyozni, hogy a lezáráson nem folyik áram.

Különleges eszköz a kétállapotú *kapcsoló*. Ez olyan egy-kapu, amely képes rövidzárként és szakadásként is viselkedni – a kapcsoló állásától függően (1.13. ábra).

Amikor otthon felgyújtjuk a lámpát, akkor *zárt* állapotába állítjuk a kapcsolót, és az zárja az áramkört. Amikor leoltjuk a lámpát, akkor *nyitott* állapotába állítjuk a kapcsolót, és az megszakítja az áramkört.



1.12. ábra. Szakadás.



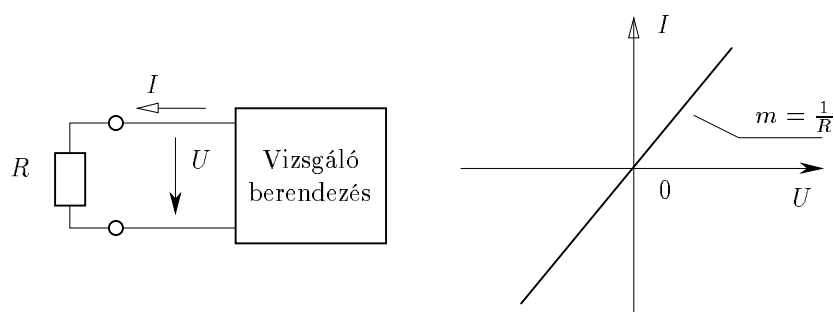
1.13. ábra. Kapcsoló.

Ellenállás

Az ellenálláson az ohm-törvény szerint alakul a feszültség és áram viszonya. Ha a feszültséget tekintjük független változónak, akkor

$$I = \frac{1}{R} \cdot U$$

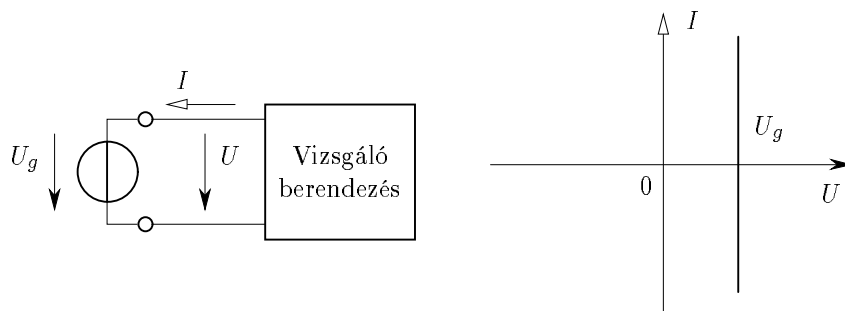
tehát az origón átmenő, $1/R$ meredekségű egyenes a karakterisztika képe (1.14. ábra).



1.14. ábra. Ellenállás.

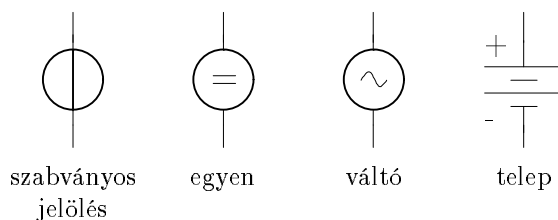
Feszültséggenerátor

Kapcsain a feszültség értéke a generátor által beállított érték. Nem függ tehát a feszültség a terhelő hálózattól: bármekkora áram folyik keresztül a feszültséggenerátoron, az általa szolgáltatott feszültség mindig ugyanakkora (1.15. ábra).



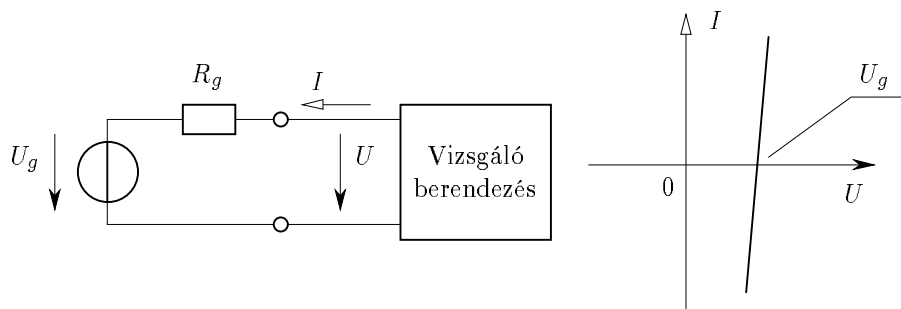
1.15. ábra. Feszültséggenerátor (ideális).

A nulla feszültséget szolgáltató generátor *rövidzárként* viselkedik – a feszültség értéke a rajta átfolyó áramtól függetlenül nulla. A feszültséggenerátor szabványos jelölése erre a viselkedésre utal (1.16. ábra). Néha a szabványostól eltérő jelölést is alkalmazunk – ha például utalni akarunk a feszültséggenerátor jelének alakjára (az előállított feszültség időfüggvényére).



1.16. ábra. A feszültséggenerátor jelölései.

Az ideális feszültséggenerátort elég jól megközelítik a gyakorlati megvalósítások: ilyen a gépkocsi akkumulátora, vagy például a ceruza elem. A minden háztartásban megtalálható „konjektor” szintén feszültséggenerátorként viselkedik, de időben változó feszültséget szolgáltat (névlegesen 230V effektív értékű, 50Hz frekvenciájú szinuszos jelet). Egyetlen megvalósítás sem tökéletes azonban: a terhelés hatására folyó áram következtében a valóságos generátor kapcsain mérhető feszültség megváltozik. Ezt a „hibát” egy soros ellenállással modellezzük, az ellenállást *belső ellenállásnak* nevezzük (1.17. ábra).



1.17. ábra. Nem ideális feszültséggenerátor.

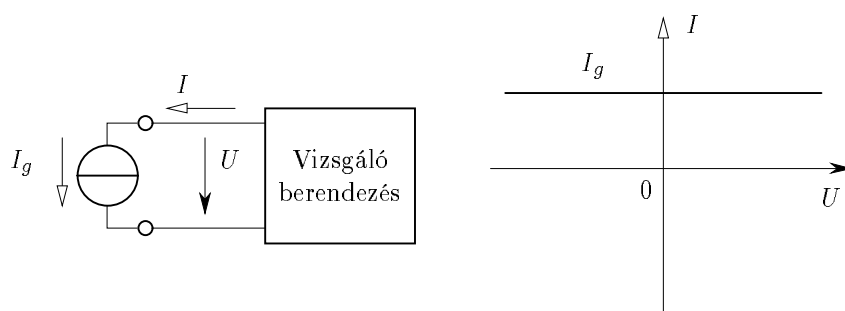
Két feszültséggenerátor kapcsait nem szabad egymással összekötni (párhuzamos kapcsolás), mert elvileg végtelen nagy áram folyik az összekötő vezetéken¹³.

Feszültséggenerátorok *soros* kapcsolását gyakran használják, ilyenkor a generátorok feszültsége összeadódik (előjelesen!). Gyakorlati alkalmazásként a walkman-t említhetjük: két ceruzaelem soros kapcsolásával 3V egyenfeszültséget állítanak elő, és ez táplálja az elektronikát.

Áramgenerátor

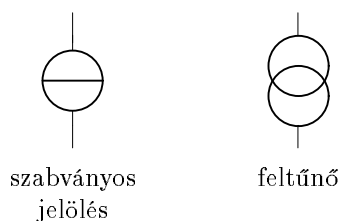
Kapcsain az áram értéke a generátor által beállított érték. Nem függ tehát az áram a táplált hálózattól (1.18. ábra).

¹³Személygépkocsi akkumulátorokat néha párhuzamosan kötnek, ha egy lemerült akkumulátorú gépkocsit be akarnak indítani. Ilyenkor az összekötő vezetékek ellenállása, valamint a lemerült akkumulátor nagy belső ellenállása korlátozza az áramot.



1.18. ábra. Áramgenerátor (ideális).

A nulla áramot szolgáltató generátor *szakadásként* viselkedik – bármit teszünk, nem folyik rajta keresztül áram: az áramgenerátor jelölése erre emlékeztet. Néha a szabványostól eltérő jelölést is alkalmazunk – a két egymásba fonódó karika egyetlen pillantással jól megkülönböztethetővé teszi az áramgenerátort a feszültséggenerátortól (1.19. ábra).



1.19. ábra. Az áramgenerátor jelölései.

Ideális áramgenerátorra emlékeztető elem a valóságban nem található, de a gyakorlatban használt *aktív eszközök* (pl. tranzisztorok) többnyire *vezérelt áramgenerátorként* viselkednek. A gyakorlati megvalósítások nem tökéletesek: az áramgenerátor által táplált hálózaton létrejövő feszültségtől többé-kevésbé függ a generátor árama. Ezt a hibát a generátorral párhuzamosan kapcsolt ellenállással modellezzük, az ellenállást itt is *belső ellenállásnak* nevezzük.

Két áramgenerátort nem szabad egymással sorosan összekötni, mert össze fognak veszni azon, hogy mekkora legyen az áram a közös ágon.

Párhuzamosan összeköthetők az áramgenerátorok, az eredő áram a két áram előjeles összege lesz.

1.2.6. Szuperpozíció

Képzeljünk el egy hálózatot, ami ideális feszültség- és áramgenerátorokból¹⁴, valamint ellenállásokból¹⁵ áll. Az ilyen *lineáris* hálózatban minden feszültség és minden áram a generátorok jelének lineáris kombinációja.

¹⁴Vezérelt generátor is lehet benne, de a vezérlő mennyiséggel arányos feszültséget vagy áramot kell adnia.

¹⁵Az energiátárolókkal később foglalkozunk.

A lineáris hálózat bármely két pontja közötti feszültség:

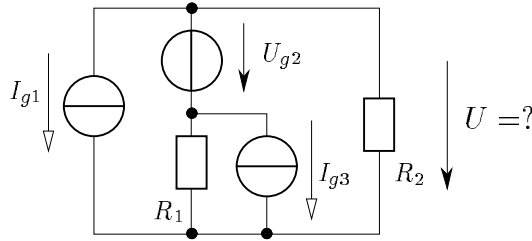
$$U_x = \sum_i R_i I_{gi} + \sum_j G_j U_{gj}$$

alakban keletkezik. Hasonlóan írható fel minden áram is.

A szuperpozíció gyakorlati alkalmazása során az összeg egyes tagjait külön-külön meghatározzuk, végül a részeredmények összegeként kapjuk a végeredményt. Egy-egy tagot úgy tudunk kiszámolni, hogy egyetlen generátor kivételével az összes többi generátort kikapcsoljuk – értékük nulla:

- a nulla értékű feszültséggenerátor *rövidzár*,
- a nulla értékű áramgenerátor *szakadás*.

A szuperpozíció alkalmazását egy példán mutatjuk be. Az 1.20. ábrán 3 generátor szerepel, ennek megfelelően 3 lépés szükséges a részeredmények meghatározásához. Az egyes lépéseket az 1.21. . . 1.23. ábrákon mutatjuk be.

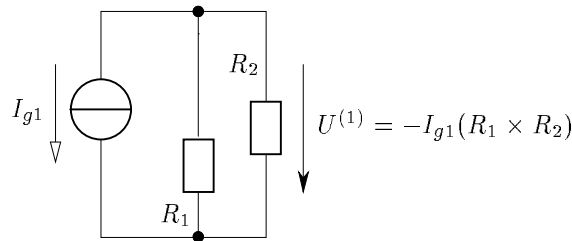


1.20. ábra. Példa-áramkör szuperpozíció alkalmazásának bemutatásához.

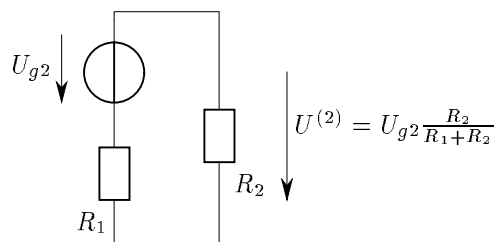
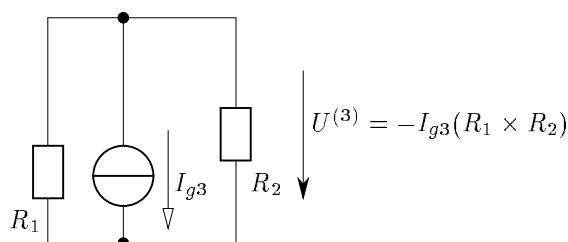
Az 1.21. . . 1.23. ábrákon látható eredmények összegzésével kapjuk az 1.20. ábra példájának végeredményét:

$$U = \sum_i U^{(i)} = \dots$$

$$\dots = U_{g2} \frac{R_2}{R_1 + R_2} - (I_{g1} + I_{g3})(R_1 \times R_2)$$



1.21. ábra. A 1.20. ábra megoldása: **1. lépés.**

1.22. ábra. A 1.20. ábra megoldása: **2. lépés.**1.23. ábra. A 1.20. ábra megoldása: **3. lépés.**

1.2.7. Helyettesítő képek

Ha egy *lineáris hálózat* bármely két pontját kivezetjük, akkor az így kapott egykapu feszültség-áram karakterisztikája egy *egyenes* (1.24. ábra). A „vizsgáló hálózattal” kényszeríthetjük a feszültséget vagy az áramot, de bármit teszünk is, az $\{U; I\}$ paraméter-páros által kijelölt pont mindig a mért hálózatra jellemző egyenesen lesz.

Két-dimenziós térben az egyenes 2 paraméterrel meghatározható. Áramkörrel lévén szó: érdemes a két paramétert úgy megválasztani, hogy értékük egyszerűen számítható illetve mérhető legyen. A célnak jól megfelel az 1.24. ábrán jelölt két mennyiség:

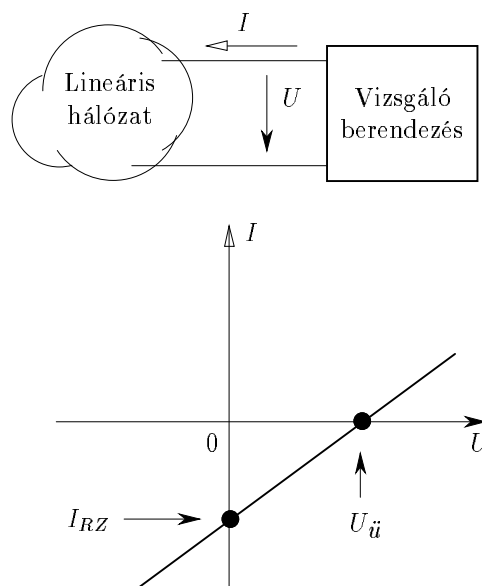
$U_{\ddot{u}}$: üresjárási feszültség. Értékét úgy kapjuk, hogy *szakadással* zárjuk le a vizsgált áramkört ($I = 0$), és ebben az állapotban megmérjük a feszültséget.

I_{RZ} : rövidzárási áram. Értékét úgy kapjuk, hogy *rövidre zárjuk* a vizsgált áramkört ($U = 0$), és megmérjük a rövidzáron folyó áramot.

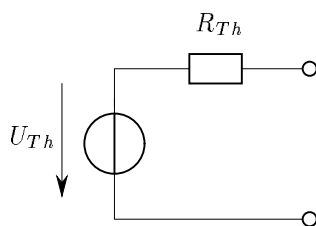
Összetett hálózatok vizsgálata során nagy segítséget jelenthet, ha a hálózat egy jól elkülöníthető részét egy jól kezelhető, egyszerű *helyettesítő képpel* modellezzük.

Thevenin kép

Bármely lineáris egykapu helyettesíthető egy feszültséggenerátort és egy ellenállást tartalmazó hálózattal (1.25. ábra).



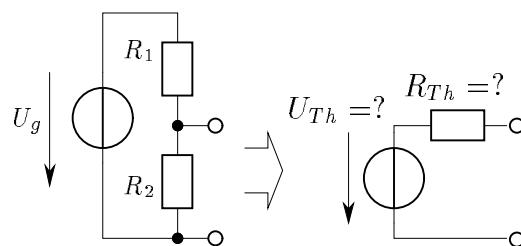
1.24. ábra. Lineáris hálózat karakterisztikája.



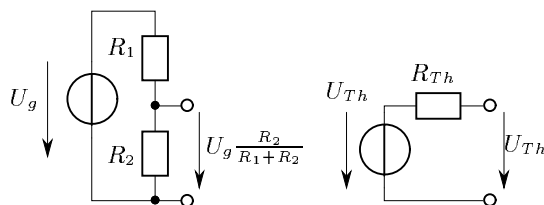
1.25. ábra. Thevenin kép.

Egy konkrét hálózat Thevenin képének paramétereit úgy határozzuk meg, hogy két pontban megegyezzen az állapot egyenes. Tipikusan az üresjárási feszültség és a rövidzárási áram értékét egyeztetjük.

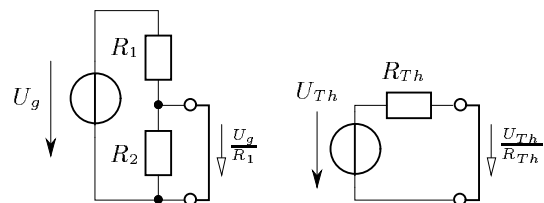
Példaként egy feszültségosztó kapcsolás helyettesítő képének paramétereit fogjuk kiszámolni (1.26. ábra).



1.26. ábra. Példa Thevenin kép paramétereinek meghatározására.



1.27. ábra. Üresjárási feszültségek meghatározása (a példa a 1.26. ábrán látható).



1.28. ábra. Rövidzárási áramok meghatározása (a példa a 1.26. ábrán látható).

Kiszámítjuk az eredeti kapcsolás és a Thevenin kép kimenetén¹⁶ az *üresjárási feszültséget*, a két értéknek meg kell egyezni (1.27. ábra):

$$U_g \frac{R_2}{R_1 + R_2} = U_{Th}$$

Az egyenlőségből megkaptuk U_{Th} értékét.

¹⁶ 1.27. ábra: R_{Th} -n nem folyik áram, ezért rajta nulla a feszültség. Emiatt a Thevenin kép kimenetén U_{Th} mérhető.

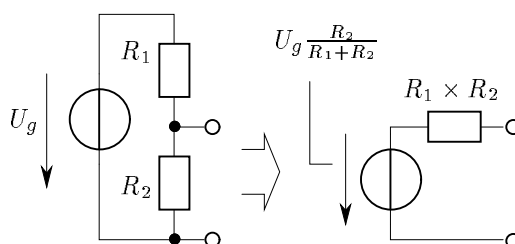
Ugyancsak kiszámítjuk az eredeti kapcsolás¹⁷ és a Thevenin kép kimenetén a rövidzársi áramot, a két értéknek ismét meg kell egyeznie (1.28. ábra):

$$\frac{U_g}{R_1} = \frac{U_{Th}}{R_{Th}}$$

Az egyenletbe behelyettesítjük U_{Th} korábban kiszámított értékét, végül a keresett változóra rendezzük az egyenletet. Az eredmény:

$$R_{Th} = R_1 \times R_2$$

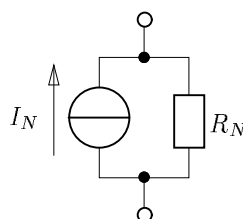
Részeredményeinket összegezve az 1.29. ábrán rajzoltuk meg az átalakítás eredményét.



1.29. ábra. Az 1.26. ábrán kitűzött feladat megoldása.

Norton kép

Bármely lineáris egykapu helyettesíthető egy áramgenerátort és egy ellenállást tartalmazó hálózattal is (1.30. ábra).



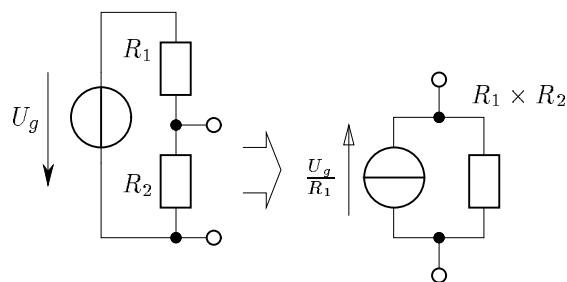
1.30. ábra. Norton kép.

Egy konkrét hálózat Norton képének paramétereit ugyanúgy határozzuk meg, ahogy azt a Thevenin képnél tettük. Példaként – levezetés nélkül – bemutatjuk az átalakítás eredményét az 1.26. ábrán látható példára (1.31. ábra).

Norton - Thevenin átalakítás

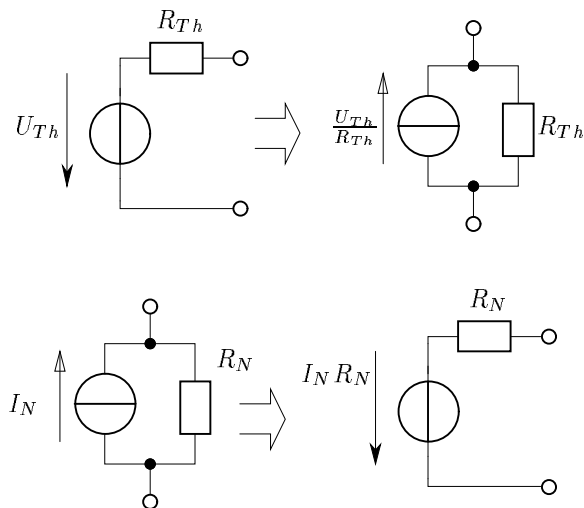
Gyakran előforduló eset, hogy egy hálózat helyettesítő képe Norton alakban áll rendelkezésünkre – holott a Thevenin képet tudnánk jobban használni. Vagy

¹⁷ 1.28. ábra: R_2 -t a rövidzár „söntöli”, emiatt nem folyik rajta áram.



1.31. ábra. Példa Norton képre.

éppen fordítva. Ilyen esetekre célszerű megjegyezni a két kép közötti átalakítást, melyet az 1.32. ábrán mutatunk be. A paraméterek meghatározása a korábban ismertetett módon történik, így nem nehéz az ábrát reprodukálni.



1.32. ábra. Norton - Thevenin átalakítás – és vissza.

1.3. Jelek értelmezése

1.3.1. Jel és föld

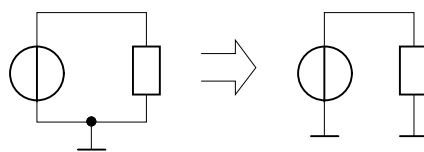
Az elektronikus rendszerek többségében kiválasztunk egy pontot, és annak potenciálját referenciaként használjuk. A referenciának választott pontot *közös pontnak*, de még gyakrabban *földpontnak*¹⁸ hívjuk. Jelölését az 1.33. ábrán mutatjuk be.

¹⁸ Az elnevezés eredetét az magyarázza, hogy sok berendezésnek valóban összekötjük a Földdel a referencia-pontját: a referencia pontot összekötjük a 230V-os hálózat védőföldjével. Horozható készülékeknél ez persze eleve kizárt, mégis, mikor vizsgáljuk az áramkört, *földpontnak* nevezzük a referencia pontot.



1.33. ábra. Földpont jelölései.

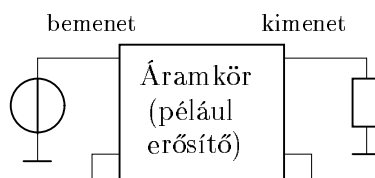
Egy áramkörnek tipikusan több vezetéke csatlakozik a földpontra. A bevezetett jelölés használatával nem szükséges hosszú (föld) vezeték rajzolni, elegendő valamennyi földre kötendő vezeték végét a *föld* jellel lezárni (1.34. ábra). Természetesen ez csak jelöléstechnikai egyszerűsítés, a fizikai valóságban ezeket a pontokat tényleges vezeték köti össze.



1.34. ábra. Példa földpont kapcsolástechnikai használatára.

1.3.2. Aszimmetrikus jelkezelés

A laboratóriumi mérőgenerátorok többségének egyik kivezetése a földre van kötve. Az elektronikai egységek többsége jól illeszkedik ehhez: a bemeneti egykapu egyik végződése megegyezik az áramkör földpontjával, és ugyanez a helyzet a kimeneten is (1.35. ábra).



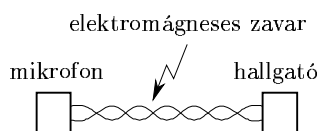
1.35. ábra. Aszimmetrikus jelkezelés.

1.3.3. Szimmetrikus jelkezelés

A kapcsolási rajzon jelölt vezeték a fizikai valóságban nem ideális: ellenállása véges, induktivitása van, továbbá kapacitív és induktív csatolásban van környezetével. Emiatt aszimmetrikus jelkezeléssel nem lehet nagyobb távolságra elvezetni a jelet – az átviteli úton a vezetékét érő külső elektromágneses hatások *zavarjelként* megjelennek a vételi oldalon.

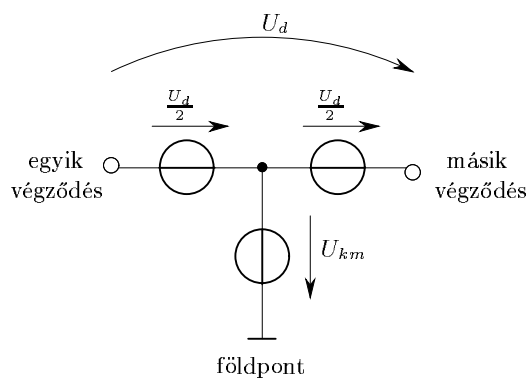
A probléma megoldására találták ki a *szimmetrikus* jelkezelést. Két azonos „értékű” vezetékot használnak a jel továbbítására. Ilyen megoldás a telefontechnikában használatos *sodrott érpár*. A két vezetékot valóban fizikailag összeso-

dorják¹⁹, még az is elő van írva, hogy méterenként hány sodrásnak kell lennie. A sodrásnak köszönhetően a két vezeték rövid szakaszokon „helyet cserél”, így biztosítható, hogy mindkét vezetéket azonos környezeti hatások érijék (1.36. ábra).



1.36. ábra. Szimmetrikus jeltovábbítás.

A vételi oldalon megérkező mindkét vezeték zavarral terhelt a vevő földpontjához mérve, a két vezeték közötti feszültség azonban csak a hasznos jelet tartalmazza. A vett jel szokásos modellezése az 1.37. ábrán látható.



1.37. ábra. Szimmetrikus jelpár modellje.

A szimmetrikus jelpár leírására két mennyiséget használunk:

U_d : differenciális feszültség. A vételi oldalon ez a *hasznos jel*.

U_{km} : közös módusú feszültség. A vételi oldalon a mindkét beérkező vezetéken azonos zavaró jelet írja le.

Az előzőektől függetlenül: ha egy áramkör bemenetére két vezeték érkezik (a harmadik a föld), akkor el kell döntenünk, hogyan írjuk le a bemeneti jelet.

- Ha a két jel egymástól független, akkor célszerű két aszimmetrikus generátort használni.
- Ha a két jel azonos forrásból származik, akkor célszerűbb a differenciális módusú és közös módusú felbontást használni.

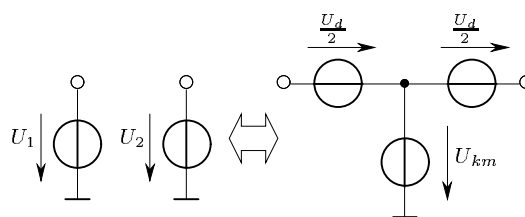
A kétféle leírás formálisan bármikor felcserélhető egymással (1.38. ábra). A feszültségek a következőképpen számíthatók át:

¹⁹Nem azért, hogy el ne kószáljanak egymástól.

$$U_d = U_1 - U_2 \quad ; \quad U_{km} = \frac{U_1 + U_2}{2}$$

Ellenkező irányban:

$$U_1 = U_{km} + \frac{U_d}{2} \quad ; \quad U_2 = U_{km} - \frac{U_d}{2}$$



1.38. ábra. Aszimmetrikus – szimmetrikus leírás.

1.3.4. DC és AC összetevők

A jeleknek ez a fajta felosztása (vagy felbontása) végső soron a spektrális felbontáson alapul. Elektronikus áramkörök vizsgálata során igen fontos szerephez jut.

Most csak nagy általánosságban írjuk le a legfontosabb ismereteket, a témát részletesen tárgyaljuk később.

DC

A **D**irect **C**urrent kifejezés rövidítéséből származó DC^{20} megjelölést időben állandó jelekre (egyenfeszültség, egyenáram), valamint tetszőleges jelek *egyenösszetevőjére* használjuk.

DC feszültségforrás például az elektronika energia-ellátását biztosító tápfeszültség.

AC

Az **A**lternating **C**urrent kifejezés rövidítéséből származó AC^{21} megjelölést olyan időben változó jelekre (váltófeszültség, váltóáram) használjuk, amelyeknek várható értéke zérus (azaz nem tartalmaznak DC összetevőt). Ugyancsak használjuk az AC megjelölést tetszőleges jelek *váltó-összetevőjére* is.

AC feszültségforrás például a hálózati feszültség (230V AC), de AC jel származik bármely mikrofonról is.

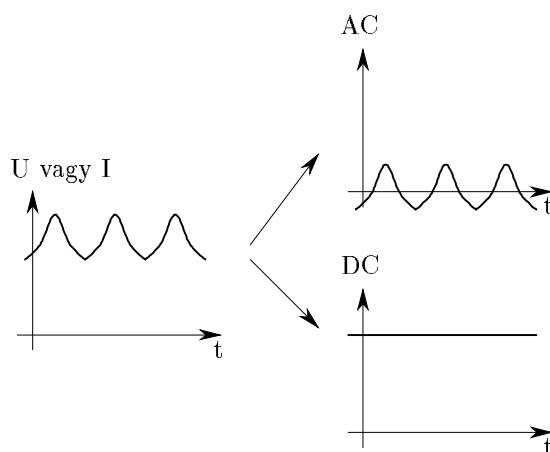
²⁰Magyarul egyszerűen *décé*-nek ejtjük, külföldiül *díszí*-nek.

²¹Magyarul *ácé*, külföldiül *éjszi*.

AC + DC

Bármely áramkörben a mérhető jelek többsége AC és DC összetevőt is tartalmaz. Sok áramköri részegység eltérően viselkedik a két összetevőre, ezért gyakorta megteszük, hogy a vizsgálat céljára AC és DC összetevőire bontjuk az eredeti (összetett) jelet.

Az AC – DC összetevőkre bontást egy példán mutatjuk be. Az 1.39. ábrán megrajzoltuk egy összetett jel időfüggvényét, majd külön-külön a két összetevőt.



1.39. ábra. Példa: összetett jel AC és DC komponensei.

1.3.5. Harmonikus jel

Az elnevezés a rugóból és tömegeből álló (harmonikus) rezgő rendszer fizikai paramétereinek (a tömeg pozíciója, sebessége és gyorsulása) időfüggvényére utal. Általánosságban a harmonikus rezgő rendszert leíró

$$\frac{d^2 x(t)}{dt^2} + c \cdot x(t) = 0$$

másodrendű differenciálegyenlet megoldásáról van szó (c a rendszerre jellemző állandó). A differenciálegyenletet kielégítő megoldás:

$$x(t) = A \cdot \cos(\omega t + \varphi_0)$$

ahol

t az idő

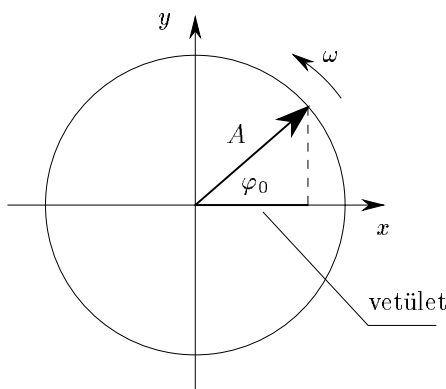
ω a rezgés körfrekvenciája, értéke: $\omega = \frac{1}{\sqrt{c}}$

A a rezgés amplitúdója

φ_0 a rezgés fázisa (értéke végső soron a zérus időpont megválasztásától függ).

A körfrekvencia a rezgőrendszerre jellemző paraméter (sajátfrekvencia), az amplitúdó és fázis a kezdeti feltételtől függ. A kezdeti feltétel a rendszer állapota a $t = 0$ időpontban. A rugó + tömeg rezgőrendszer esetében $t = 0$ -ban megnyújtjuk a rugót (ez az egyik kezdeti érték), és az elengedés pillanatában meglökjük (ez a kezdősebesség egy másik kezdeti érték). A konkrét indítás paraméterei meghatározzák az amplitúdót és a fázist.

Az ω -val jelölt *körfrekvencia* és a φ fázis értelmezését segíti, ha a harmonikus jelet állandó sebességű körforgást végző, A hosszúságú vektor vetületeként képzeljük el (1.40. ábra).



1.40. ábra. Harmonikus jel származtatása.

Állandó körfrekvencia (szögsebesség) mellett a fázis

$$\varphi(t) = \varphi_0 + \omega \cdot t$$

alakban adható meg. A fázist *radiánban* mérjük, a körfrekvencia mértékegysége radián/sec. Az 1.40. ábrán nincs lehetőség az idő szemléltetésére, a vetület időfüggvényét az 1.41. ábrán mutatjuk be. Ezen a rajzon bejelöltük a periódus-időt is, jele: T .

Gyakran használt jellemző a *frekvencia*. A jel frekvenciája azt jelenti, hogy hány periódus fér el 1 másodpercben. A frekvenciát általában kis f betű jelöli, mértékegysége 1/sec, de gyakrabban használt a *hertz* (jele: Hz , $1Hz \equiv \frac{1}{sec}$), a lakossági villamosenergia hálózatban használt jel frekvenciája $50Hz$).

A használt paraméterek egymásba átszámíthatók:

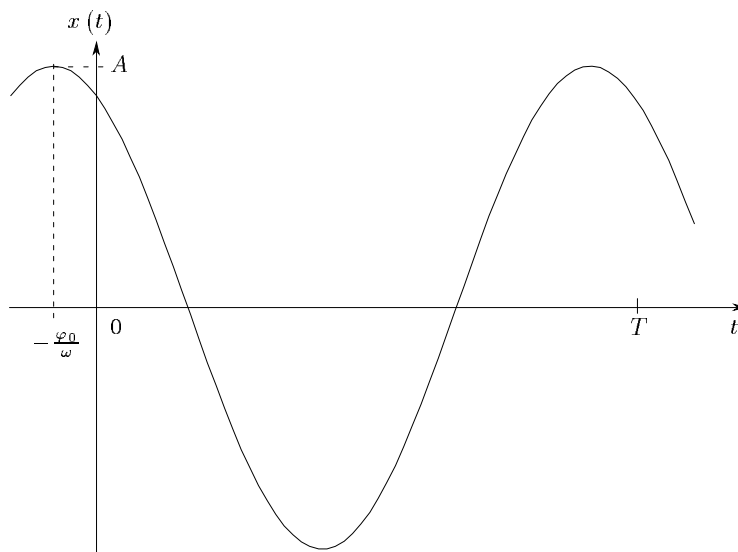
$$f = \frac{1}{T} = \frac{\omega}{2\pi}$$

$$T = \frac{1}{f} = \frac{2\pi}{\omega}$$

$$\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T}$$

A harmonikus jelek a kezdetektől fontos szerepet játszanak az elektronikában. Ismeretlen okból a szakzsargonban igen elterjedt a „szinusz-jel” megnevezés²². Nem érdemes a dolgon huzakodni, mert bármely harmonikus függvény

²²Talán azért, mert a szinusz függvény az origóból indul, s így ösztönösen mindenki ilyet rajzol, ha a harmonikus jelet akarja szemléltetni.



1.41. ábra. Harmonikus jel időfüggvénye.

kifejezhető szinuszfüggvénnyel is:

$$\cos(\omega t + \varphi_0) \equiv \sin\left(\omega t + \varphi_0 + \frac{\pi}{2}\right)$$

Vajon minek köszönheti a „szinuszhullám” kitüntetett szerepét?

Mérés technika

Az elektronikai részekységek igen nagy hányada valamilyen bemenő jelből előállít egy kimenő jelet: ilyen egység az erősítő is. Az egyes műszaki megoldások összehasonlításához, több részekységből álló rendszer tervezéséhez egyezményesen elfogadott paraméterek értékének ismerete szükséges.

A paraméterek mért értéke általában függ a *mérőjeltől*, ezért fontos volt olyan mérőjelet találni, ami nagy pontossággal, egyszerűen előállítható – és reprodukálható. A harmonikus rezgés viszonylag egyszerűen előállítható az elektronikában is, így érthető, hogy a legelterjedtebb mérőjel a szinuszhullám lett.

A periódikus működést autonóm módon produkáló elektronikai egységet *oszcillátornak* hívjuk. A laboratóriumi mérések zömében szinuszos időfüggvényű feszültséget előállító oszcillátorral (generátorral) hajtják meg a vizsgálandó áramkört. A *determinisztikus* mérőjellel végzett méréssel kapott eredményekből következtetni lehet arra, hogyan fog viselkedni a mért egység valós körülmények között²³.

Spektrális felbontás

Tetszőleges időfüggvényű jel előállítható különböző frekvenciájú és fázisú harmonikus jelek súlyozott összegeként. Ez azt jelenti, hogy a jelet nem csak az idő-

²³ Például milyen hangosan, milyen tisztán fog szólni az erősítő.

tartományban lehet leírni, hanem lehetséges egy olyan leírás, mely a *frekvencia-tartományban* adja meg a jelet.

Bizonyos jeleket, bizonyos folyamatokat könnyebb a frekvencia-tartományban értelmezni, mint az időtartományban. A frekvencia-tartomány elemi jele egy szinuszhullámnak felel meg az időtartományban.

A spektrális felbontásról, általában a jelek kezeléséről bővebben lesz szó a későbbiekben.

1.4. Energiatárolók

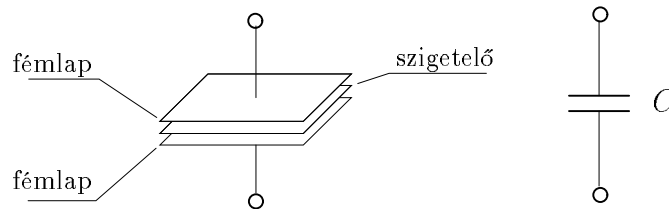
Az ellenálláson a feszültség és áram értéke minden időpillanatban arányos érték-párt alkot, az arányossági tényező az ellenállás értéke. Ezért tetszőleges időfüggvény szerinti feszültség hatására azonos alakú az áram időfüggvénye – és fordítva. Az ellenállás nem tárol energiát, nincs memóriája.

Vannak olyan alkatrészek, amelyek energia tárolására képesek. ezeknél a pillanatnyi feszültség vagy áram függ az előélettől – úgy is mondhatjuk, hogy memóriával rendelkezik az alkatrész.

A fejezetben a kapacitás és induktivitás elektromos viselkedésének tárgyalása után röviden szólnunk az elemek és akkumulátorok jellemzőiről is.

1.4.1. Kapacitás

Az elektromos kapacitás (töltéstároló képesség) létrehozására készített alkatrészt *kondenzátornak* hívjuk. A legegyszerűbb kondenzátor két fémlapból²⁴, és a köztük elhelyezett szigetelőből áll. A kivezetések a fémlapokhoz csatlakoznak. Az alkatrész kapcsolási rajza a mechanikai felépítésre utal (1.42. ábra).



1.42. ábra. Egyszerű kondenzátor szerkezete és kapcsolási rajza.

A kondenzátor kapacitása a benne tárolt töltés, és az ennek hatására rajta keletkező feszültség hányadosa:

$$C = \frac{Q}{U}$$

(Talán egyszerűbb az összefüggést $Q = C \cdot U$ alakban megjegyezni²⁵.)

A kapacitás értéke függ a szigetelő anyagától, továbbá arányos a fémlap felületével, és fordítottan arányos a fémlapok távolságával. A kapacitás mértékegysége a *farad*, jele: *F*. MKSA mértékegységben kifejezve:

$$1F = 1 \frac{As}{V}$$

²⁴Ismeretlen okból e fémlapokat *fegyverzeteknek* hívják.

²⁵Kucu törvény.

1 farad igen nagy kapacitás, a kondenzátorok többsége nF ($nano = 10^{-9}$) vagy pF ($piko = 10^{-12}$) nagyságrendjébe eső kapacitással rendelkezik.

A kondenzátort sokmindenre lehet használni. A szó szoros értelmében energiátárolásra használják a legújabb GSM rádiótelefonokban: ha az akkumulátort kivesszük, néhány percig egy feltöltött kondenzátor táplálja a valós-idejű óra áramkört.

Sokkal fontosabb azonban, hogy milyen a kondenzátoron folyó áram és a rajta keletkező feszültség kapcsolata: ezt vizsgáljuk a továbbiakban.

A kondenzátoron a töltés és a feszültség között ok-okozati kapcsolat van: a töltés az ok, a feszültség az okozat. Ha egyenáramot kapcsolunk a kondenzátorra, akkor – a szigetelő miatt – a töltéshordozók felhalmozódnak a fegyverzeteken. A töltés tehát az eltelt idővel arányosan nő, és arányosan nő a feszültség is. A gyakorlatban nem lehet akármeddig növelni a feszültséget a kondenzátoron, azaz tartósan nem lehet egyenárammal meghajtani a kondenzátort.

Ha az áram nem tartalmaz egyen-összetevőt, akkor tetszőleges időn keresztül működik a dolog. A töltés az áram idő szerinti integráltja:

$$Q(t) = Q_0 + \int_0^t I(\tau) d\tau$$

ahol Q_0 a kondenzátorban tárolt töltés $t = 0$ -ban. A feszültség időfüggvénye:

$$U(t) = \frac{1}{C} \cdot Q(t) = U_0 + \frac{1}{C} \cdot \int_0^t I(\tau) d\tau$$

Az összefüggés mindkét oldalát deriválva differenciál-egyenlet formájában kapjuk az eredményt:

$$\frac{du(t)}{dt} = \frac{i(t)}{C} \quad \text{illetve} \quad i(t) = C \cdot \frac{du(t)}{dt}$$

A lényeg: kondenzátoron az áram pillanatnyi értéke és a feszültség *változási sebessége* között van arányos kapcsolat.

Különösen érdekes eredményre jutunk, ha harmonikus jellel vizsgáljuk a kondenzátort. Legyen a feszültség időfüggvénye

$$u(t) = \hat{U} \cdot \cos(\omega t)$$

Az áram a feszültség idő szerinti deriváltjával arányos:

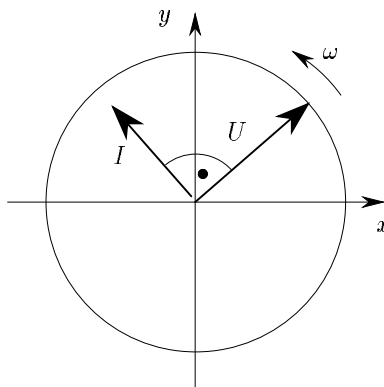
$$i(t) = C \cdot \frac{du(t)}{dt} = -\omega \cdot C \cdot \hat{U} \cdot \sin(\omega t)$$

Az eredményt értékeljük:

- Harmonikus feszültség hatására azonos frekvenciájú, és szintén harmonikus áram folyik a kondenzátoron
- A feszültség és áram időfüggvénye 90 fok eltérést mutat
- Az áram amplitúdója arányosan nő a frekvenciával.

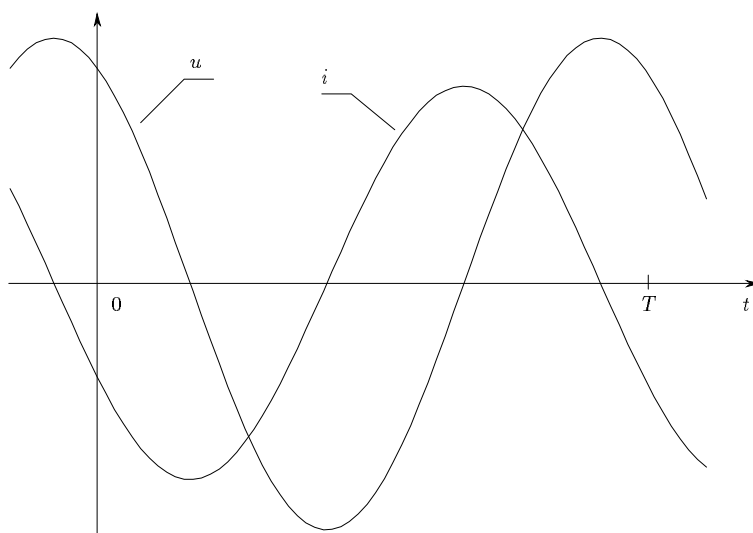
A kapacitás tehát olyan kapcsolatot teremt a feszültség és áram között, amely függ a jel frekvenciájától. Ezt a tulajdonságot használják ki a *szűrők*ben történő felhasználás során.

A fázis-eltérést jól lehet szemléltetni az 1.40. ábrával rokon vektor-ábrán (1.43. ábra). A feszültség és áram vektora derékszöveget zár be, együtt forognak ω szögsebességgel. A feszültség és áram időfüggvénye a megfelelő vektor vetülete a vízszintes tengelyen.



1.43. ábra. Feszültség és áram viszonya kondenzátoron.

A két vektor viszonyára jellemző, hogy az áram forgásirányban a feszültség előtt jár. Ezt szokás úgy kifejezni, hogy az áram *siet* a feszültséghez képest – illetve a feszültség *késik* az áramhoz képest. Az 1.44. ábrán közös koordináta-rendszerben rajzoltuk meg a két mennyiség időfüggvényét.

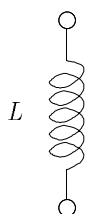


1.44. ábra. Feszültség és áram időfüggvénye kondenzátoron.

1.4.2. Induktivitás

Az induktivitás sok szempontból a kapacitás inverzének tekinthető. Itt elektromos fluxusban tárolódik az energia.

A vezetékben folyó áram körül mágneses tér keletkezik, ennek hatására a környezet anyagi minőségétől függő nagyságú mágneses indukció jön létre. Időben változó mágneses indukció feszültséget indukál a vezetékben. A gyakorlati alkalmazások céljára túlságosan kicsi az indukálódó feszültség, ezért egy speciális mechanikai elrendezéssel felerősítik azt: egy alkalmas tartószerkezetre (csévetest) szorosan egymás mellé feltekereselik a vezetékét. Az így kapott alkatrész a tekercs. A tekercs elkészítéséhez szigetelő réteggel ellátott vezetékot használnak. Az induktivitás kapcsolási rajza a tekercsre emlékeztet (1.45. ábra).



1.45. ábra. Induktivitás jele a kapcsolási rajzon.

A tekercs magjában létrejövő fluxus arányos a tekerccsen folyó árammal és a *menetszámmal*. Ebből következően az időben változó áram esetén a fluxus változása is arányos a menetszámmal. A fluxusváltozás valamennyi meneten azonos feszültséget indukál, ezért a tekercs egészén indukálódó feszültség is arányos a menetszámmal. Mindösszesen tehát a menetszám *négyzetével* arányos kapcsolat van az áramváltozás és a tekerccsen indukált feszültség között.

Az áramváltozás sebessége és az indukált feszültség nagysága közötti viszonyt a tekercs *önindukciós tényezője* határozza meg. Az önindukciós tényezőt általában nagy L betű jelöli, mértékegysége a henry (jele: H). MKSA mértérendszerben kifejezve:

$$1H = 1 \frac{Vs}{A}$$

Az önindukciós tényező értéke függ a tekercs mechanikai kialakításától, a mágneses kör mechanikai méretétől, a mágneses vezető anyagminőségétől – és arányos a menetszám négyzetével. Az $1H$ értékű induktivitás elég nagy (bár előfordul), elektronikus berendezésekben tipikusan mH vagy μH nagyságrendjébe eső induktivitásokkal találkozunk.

Az induktivitáson a feszültség arányos az áramváltozás sebességével:

$$u(t) = L \cdot \frac{di(t)}{dt}$$

Az összefüggésből következően nem lehet az induktivitáson állandó egyenfeszültség.

Vizsgáljuk most harmonikus jellel az induktivitást! Legyen az áram időfüggvénye

$$i(t) = \hat{I} \cdot \cos(\omega t)$$

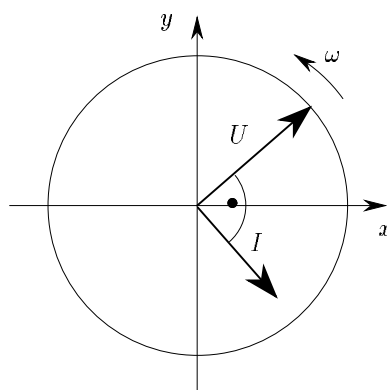
Az induktivitáson keletkező feszültség arányos az áram változási sebességével:

$$u(t) = L \cdot \frac{di(t)}{dt} = -\omega \cdot L \cdot \hat{I} \cdot \sin(\omega t)$$

Az eredményt értékelve azt tapasztaljuk, hogy szerkezetében megegyezik a kapacitásnál kapott eredménnyel – de az áram és feszültség szerepet cserélt. Azaz:

- A feszültség siet az áramhoz képest 90 fokkal.
- A feszültség amplitúdója nő arányosan a frekvenciával.

A feszültség és áram időfüggvényének viszonyát az 1.46. és 1.47. ábrákon szemléltetjük.



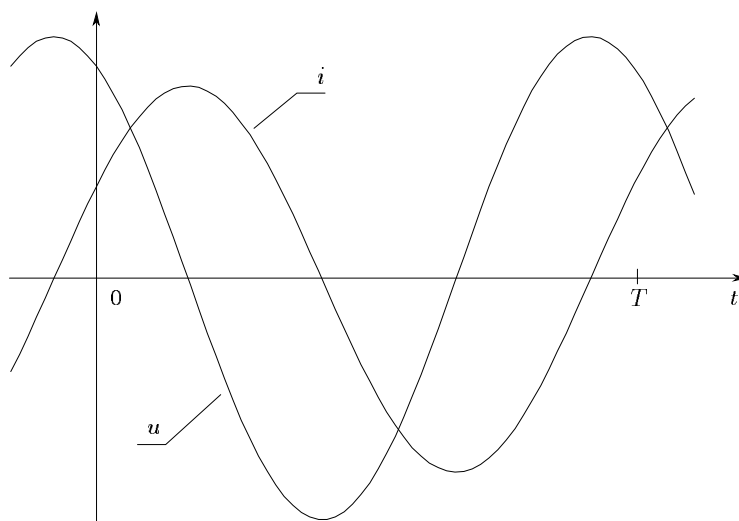
1.46. ábra. Feszültség és áram viszonya induktivitáson.

1.4.3. Elemek, akkumulátorok

Ezeket az eszközöket elektronikai berendezések energia-ellátására használjuk. Közös jellemzőjük, hogy elektrokémiai folyamat eredményeként feszültséget, és a terheléstől függő áramot képesek előállítani.

Az akkumulátorban az elektrokémiai folyamat megfordítható: elektromos energiát betáplálva inverz folyamat játszódik le (feltöltjük az akkumulátort). Elemeknél ez nem lehetséges.

Az elemek és akkumulátorok által előállított feszültség nagyjából állandó a működés időtartama alatt (amíg le nem merülnek). Szerencsétlen módon itt is „kapacitás”-nak hívják az energiatároló képességet – de ez egy más paraméter, nem egyezik meg a kondenzátoroknál használt kapacitás fogalommal. Az akkumulátor *kapacitása* a benne tárolható (pontosabban: a kinyerhető) töltés mennyisége. Ennek megfelelően áram \times idő az akkumulátor kapacitásának dimenziója. A felhasználás módjával összhangban *órában* mérik az időt. Ceruza-akkumulátorok tipikus kapacitása 500mAh...1Ah, a gépkocsi akkumulátorok kapacitása 50Ah körüli.



1.47. ábra. Feszültség és áram időfüggvénye induktivitáson.

1.5. Elektromos jel teljesítménye

A teljesítményt általában nagy P betűvel jelöljük (Power). Mértékegysége a *watt* (jele: W). A feszültséggel és árammal jellemezhető elektromos jel teljesítménye a feszültség és áram szorzata. Értelemszerűen zérus a teljesítmény, ha a két paraméter közül az egyik zérus értékű.

Zárt rendszerben érvényesül az energiamegmaradás törvénye. Tehát szükséges egy energiaforrás, ami teljesítményt termel, és egy fogyasztó, ami elnyeli (hasznosítja) a teljesítményt. A matematikai leírásban az energia-megmaradás törvényét úgy lehet érvényre juttatni, hogy a forrás által leadott teljesítményt *negatív* előjellel, míg a fogyasztó által felvett teljesítményt pozitív előjellel vesszük figyelembe. A két mennyiség abszolút értéke megegyezik, és általában csak ezt az abszolút értéket számítjuk.

1.5.1. Időben állandó jel (DC) teljesítménye

Ez a legegyszerűbb eset:

$$P = U \cdot I$$

Ha a fogyasztó egy ellenállás (vagy modellezhető egy ellenállással), akkor rajta a feszültség és áram viszonyát az ohm-törvény határozza meg:

$$I = \frac{U}{R}$$

Az ohm-törvény felhasználásával az ismert ellenálláson keletkező teljesítmény kifejezhető a feszültség vagy áram egyikével is:

$$P = U \cdot \left(\frac{U}{R}\right) = \frac{U^2}{R}$$

vagy

$$P = (I \cdot R) \cdot I = I^2 \cdot R$$

A négyzetes összefüggés könnyen becsaphatja arányérzékünket:

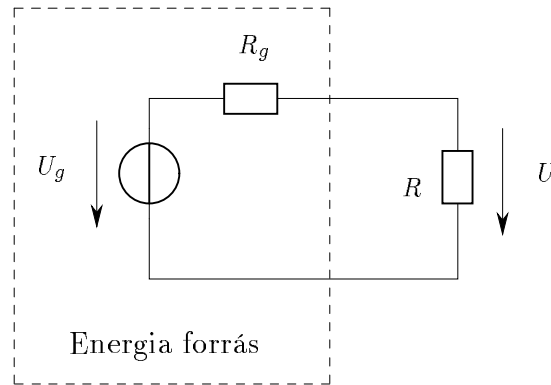
- 10-szer nagyobb feszültség 100-szor nagyobb teljesítményt,
- 100-szor nagyobb feszültség 10.000-szer nagyobb teljesítményt

hoz létre ugyanazon az ellenálláson!

1.5.2. Illesztett lezárás

A fogyasztó által felvett teljesítmény függ az energiaforrás paramétereitől, de függ magától a fogyasztótól is. Ismert energiaforráshoz meghatározható az az optimális fogyasztó ellenállás érték, mely a lehető legnagyobb teljesítményt képes felvenni a forrásból.

Feltételezzük, hogy a vizsgált hálózat lineáris. Az energiaforrást feszültség-generátorral modellezzük (azonos végeredményt kapnánk áramgenerátorral is). A vizsgált kapcsolás az 1.48. ábrán látható.



1.48. ábra. A teljesítmény számításához használt modell.

A fogyasztón mérhető feszültség az U_g feszültség leosztott értéke:

$$U = \frac{R}{R_g + R} \cdot U_g$$

A fogyasztón keletkező teljesítmény kifejezhető a generátor paramétereivel:

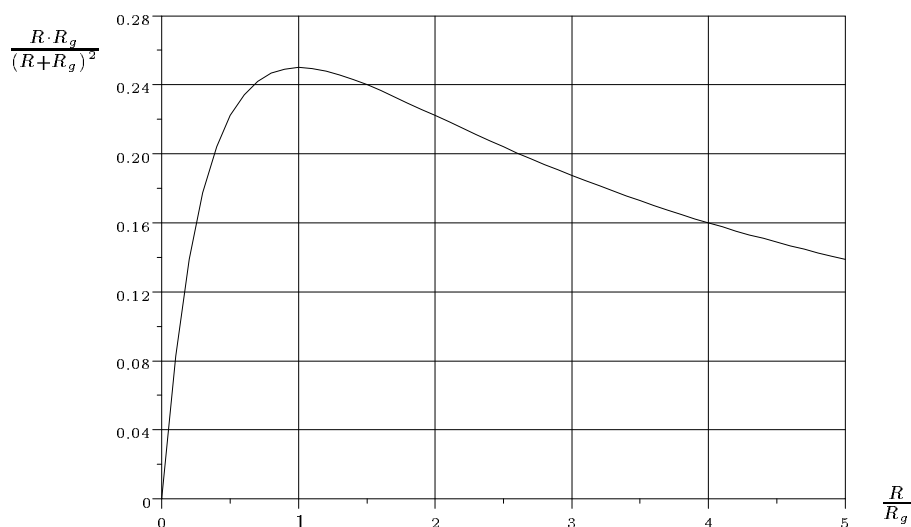
$$P = \frac{U^2}{R} = \frac{U_g^2 \cdot \frac{R^2}{(R_g + R)^2}}{R} = U_g^2 \cdot \frac{R}{(R_g + R)^2}$$

Utolsó lépésként egy azonos átalakítást végzük: R_g -vel elosztjuk és megszorozzuk a kifejezést:

$$P = \frac{U_g^2}{R_g} \cdot \frac{R \cdot R_g}{(R_g + R)^2}$$

Az első tört dimenziója teljesítmény, értéke csak a generátor paramétereitől függ. Felfoghatjuk ezt az összetevőt úgy, mint a generátor által felkínált teljesítményt.

A második tört a generátor és a fogyasztó paramétereinek viszonyától függ (dimenzió nélküli viszony-szám), ez írja le, hogy milyen arányban képes felvenni a fogyasztó a generátor által kínált teljesítményt. A tört a két ellenállás mértani és számtani közepének hányadosa – a négyzetten. A hányados értékének a maximuma ott van, ahol a két paraméter (R és R_g) értéke megegyezik. A négyzetre emelés monoton függvény, ez tehát itt is maximum-hely.



1.49. ábra. „Relatív” teljesítmény görbe.

Az 1.49. ábrán megrajzoltuk az ellenállások arányának függvényében a relatív teljesítmény görbéjét. $R = R_g$ érték mellett a fogyasztóra jutó teljesítmény maximális, értéke:

$$P_{max} = \frac{1}{4} \cdot \frac{U_g^2}{R_g}$$

Nem minden esetben törekszünk arra, hogy a lehető legnagyobb teljesítményt nyerjük ki a generátorból, ahol azonban fontos szempont a jel optimális hasznosítása, ott teljesítményre illesztett lezárást alkalmazunk.

1.5.3. Harmonikus jel teljesítménye ellenálláson

Az időben változó jel pillanatnyi teljesítménye az adott pillanatban érvényes feszültség és áram szorzata. Ez a *pillanatnyi teljesítmény* kevésbé használatos, általában az *átlag-teljesítmény* fogalmát használjuk.

Vizsgáljuk a harmonikus jel által létrehozott teljesítményt egy ellenálláson! Az ellenálláson az áram és feszültség minden időpillanatban kielégíti az ohm-törvényt, a harmonikus feszültséghez vele azonos fázisú harmonikus áram tartozik. Ha a feszültség időfüggvénye

$$u(t) = \hat{U} \cdot \cos(\omega t)$$

akkor az áram:

$$i(t) = \hat{I} \cdot \cos(\omega t)$$

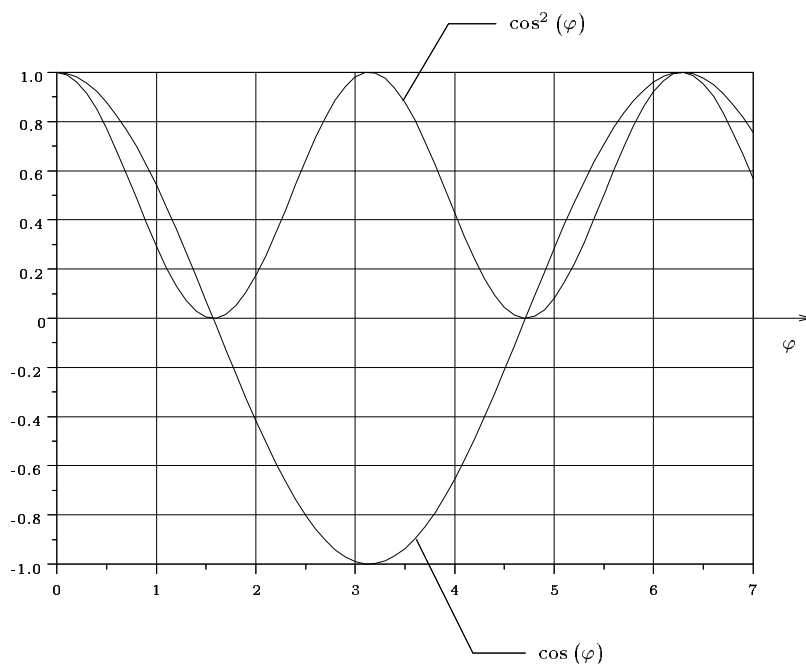
a pillanatnyi teljesítmény:

$$P(t) = \hat{U} \hat{I} \cdot \cos^2(\omega t)$$

Az eredmény értelméhez felhasználjuk a következő trigonometriai azonosságot:

$$\cos^2(\varphi) \equiv \frac{1}{2}(1 + \cos(2\varphi))$$

A \cos^2 függvényt az 1.50. ábrán rajzoltuk meg.



1.50. ábra. Koszinusz függvény és négyzete

Néhány kivételes esettől eltekintve a gyakorlatban egyetlen jellemzőt, az átlagos teljesítményt használjuk a jel teljesítményének jellemzésére (a pillanatnyi teljesítmény idő-függvénye érdektelen). Az idő szerinti átlagolást τ időre végezve:

$$P = \lim_{\tau \rightarrow \infty} \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} P(t) dt$$

A pillanatnyi teljesítmény kifejezésében szereplő állandó additív tag átlaga önmagával egyenlő, az integrálás eredménye tehát:

$$P = \frac{\hat{U}\hat{I}}{2} + \lim_{\tau \rightarrow \infty} \frac{\hat{U}\hat{I}}{2} \int_0^\tau \cos(2\omega t) dt$$

Az átlagolást már csak a kétszeres frekvenciájú harmonikus összetevőre kell elvégezni. Pontos eredményhez az átlagolás τ idejét nagyra kell választani (határérték számítás). Periódikus jel esetében pontos eredményt kapunk úgy is, ha az átlagolást egyetlen periódusra végezzük – az eredmény mindkét módszerrel zérus. Tehát a teljesítmény:

$$P = \frac{\hat{U}\hat{I}}{2}$$

Az eredmény csak harmonikus jel esetében érvényes, más jelalakra más eredményt kapnánk.

1.5.4. Effektív érték

A gyakorlat számára fontos a különböző jelek összevetése. Mivel a feszültség amplitúdóból csak a jelalak ismeretében lehet kiszámítani a teljesítményt, szükségessé vált egy jól használható, egyetemesen elfogadott paraméter bevezetése: ez az effektív érték.

Az időben változó, $U(t)$ függvénnyel jellemzett feszültség effektív értéke az az időben állandó U_{eff} feszültség, mely azonos ellenálláson azonos teljesítményt hoz létre. A valóságos $U(t)$ jelfeszültség jellemzésére a képzeletbeli U_{eff} egyenfeszültséget használjuk, mely teljesítmény szempontból az eredeti jellel azonos értékű.

Általánosságban nehezen számítható egy akármilyen jel effektív értéke, az eredménynek a

$$\lim_{\tau \rightarrow \infty} \frac{1}{\tau} \int_0^\tau \hat{U}^2(t) dt = U_{eff}^2$$

egyenletet kell kielégítenie. Véletlen jel esetén a valószínűségi jellemzők alapján számítható az effektív érték.

Speciálisan harmonikus jelre az eredményt lényegében már meghatároztuk:

$$P = \frac{\hat{U}^2}{2R} = \frac{U_{eff}^2}{R}$$

tehát

$$U_{eff} = \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}}$$

Az effektív érték használata nagyon elterjedt. Például a „220V-os hálózat” megnevezésben a „220” az 50Hz-es harmonikus feszültség effektív értékét jelenti (a pontos érték egyébként 230V). A feszültség *amplitúdója* kb. 325V a közüzemi elektromos hálózatban.

1.5.5. Teljesítmény kapacitáson és induktivitáson

Az alábbiakban ideális kapacitást és induktivitást feltételezünk.

Egyenfeszültség nem képes teljesítményt létrehozni a kapacitáson, mert az áram nulla. Hasonlóan nem képes az egyenáram teljesítményt létrehozni az induktivitáson, mert a feszültség nulla.

Időben változó jelek esetén áram és feszültség is van, mégis zérus a teljesítmény: ezt mutatjuk meg a következőkben. A vizsgálatot csak kapacitásra végezzük el, de induktivitásra is ugyanezt az eredményt lehet kapni.

Legyen a kapacitáson a feszültség:

$$u(t) = \hat{U} \cdot \cos(\omega t)$$

A kapacitás árama a feszültség idő szerinti deriváltjával arányos:

$$i(t) = C \frac{du(t)}{dt} = -\omega \cdot C \cdot \hat{U} \cdot \sin(\omega t)$$

Eredményünk szerint a feszültség és áram között $\frac{\pi}{2}$ fáziseltérés (90 fok) van. A teljesítmény meghatározásához – az áram és feszültség szorzataként – a $\cos(\omega t) \cdot \sin(\omega t)$ szorzatot kell átlagolnunk.

Trigonometriai azonosság szerint:

$$\cos \alpha \cdot \sin \alpha \equiv \frac{\sin 2\alpha}{2}$$

tehát egy harmonikus függvényt átlagolva zérust fogunk kapni.

1.5.6. Összetett jel teljesítménye

Egyenfeszültség és harmonikus feszültség teljesítményét határoztuk meg az előzőekben. Valós körülmények között tipikusan együtt találkozunk a kettővel, vagyis a vizsgált jelnek van egyen- és váltóáramú összetevője is. Továbbá a váltóáramú összetevő sokszor nem harmonikus.

Ha a fogyasztó frekvencia-függő impedanciával rendelkezik, vagy nemlineáris karakterisztikájú, akkor a fogyasztón lévő feszültség és a rajta folyó áram alakja eltérő lehet.

Ha a vizsgált jelenség periódikus, akkor a feszültség és az áram is Fourier sorba fejthető, és az így meghatározott spektrális összetevők alapján számítható a teljesítmény.

Legyen a feszültség spektrális felbontása:

$$u(t) = U_0 + \hat{U}_{c1} \cos(\omega t) + \hat{U}_{s1} \sin(\omega t) + \hat{U}_{c2} \cos(2\omega t) + \hat{U}_{s2} \sin(2\omega t) + \dots$$

ahol U_0 az egyen-összetevő. Az áram hasonlóan írható fel:

$$i(t) = I_0 + \hat{I}_{c1} \cos(\omega t) + \hat{I}_{s1} \sin(\omega t) + \hat{I}_{c2} \cos(2\omega t) + \hat{I}_{s2} \sin(2\omega t) + \dots$$

A teljesítmény a két mennyiség szorzatának idő szerinti átlaga:

$$P = \lim_{\tau \rightarrow \infty} \frac{1}{\tau} \int_0^\tau \{u(t) \cdot i(t)\} dt$$

Ha elvégezzük a szorzást a spektrális összetevőkkel (mindenkit mindenkivel szorozni kell), akkor kétféle additív tagot kapunk:

- Azonos indexű összetevők (például $U_0 I_0$, $\hat{U}_{c1} \hat{I}_{c1} \cos^2(\omega t)$, stb.)
Ezek az összetevők (a triviális $U_0 I_0$ szorzaton felül) szinusz vagy koszinusz függvény négyzetét tartalmazzák, aminek átlaga $\frac{1}{2}$.
- Eltérő indexű összetevők (például $U_0 \hat{I}_{c1} \cos(\omega t)$, $\hat{U}_{s1} \sin(\omega t) \hat{I}_{c1} \cos(\omega t)$, stb.)
Ezeknek az összetevőknek egyenként zérus az átlaga.

Végeredményünk tehát:

$$P = U_0 I_0 + \frac{1}{2} \left(\hat{U}_{c1} \hat{I}_{c1} + \hat{U}_{s1} \hat{I}_{s1} + \hat{U}_{c2} \hat{I}_{c2} + \hat{U}_{s2} \hat{I}_{s2} + \dots \right)$$

Szavakba öntve: periódikus jelre a fogyasztón létrejövő teljesítmény a feszültség és áram azonos frekvenciájú és fázisú összetevőinek szorzatával számolható.

1.6. A decibel skála

A köznapi életben „lineáris” skálát használunk: elég jól bevált. A mennyiségek értelmezéséhez kicsi korától kezdve edződik minden polgár. Viszonylag könnyű két mennyiség összegét vagy különbségét kiszámítani, viszont szorozni vagy osztani elég körülményes.

Az elektronika és a távközlés területén éppen a szorzás (erősítő-lánc eredő erősítése) és osztás (kimenő és bemenő mennyiség hányadosa, azaz erősítés) jut fontos szerephez. Ennek köszönhető, hogy a logaritmikus *decibel* skála széleskörűen elterjedt.

Érdeemes időznünk az elnevezés értelmezésén. A „bel” tag Alexander Graham Bell nevét örökíti meg²⁶, aki 1876-ban találta fel a telefont. A „deci” pedig ugyanúgy $\frac{1}{10}$ -et jelent, mint a „deciliter”-ben.

A skálát eredetileg a relatív hang-teljesítmény mérésére vezették be. Az emberi fül igen nagy dinamika-tartományt képes feldolgozni, érzékenysége közel logaritmikus karakterisztikájú.

Két teljesítmény arányát a decibel skálán a

$$G = \left(\frac{P_2}{P_1} \right)_{\text{dB}} = 10 \cdot \lg \left(\frac{P_2}{P_1} \right)$$

összefüggéssel lehet kiszámítani (10 alapú logaritmust használunk). Ha a teljesítményviszony dB-ben mért értéke ismert, akkor a lineáris skála szerinti értéket a

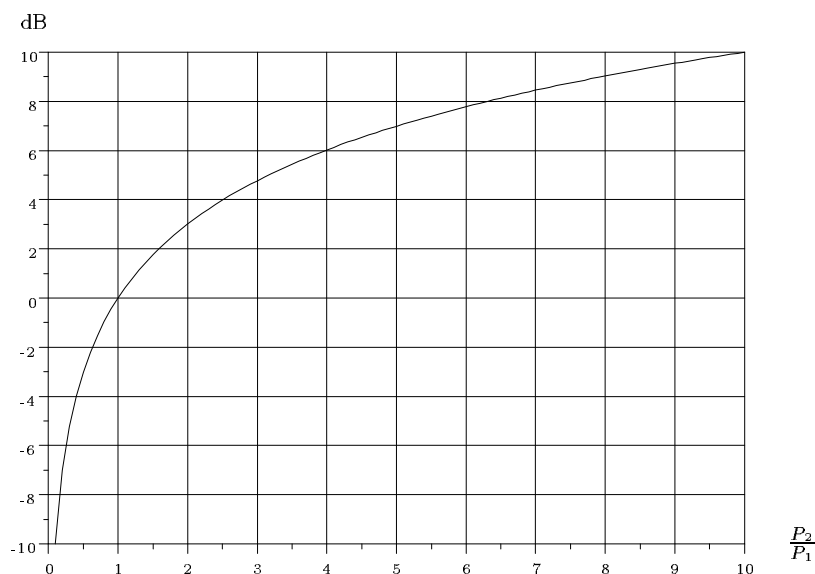
$$\frac{P_2}{P_1} = 10^{\left(\frac{G}{10}\right)}$$

inverz művelettel lehet meghatározni.

A skála előnye, hogy nagyságrendeken átívelő mennyiséget kezelhető szám-tartományba képez le. Az 1.51. ábrán a $[0, 1 \dots 10]$ tartományban rajzoltuk meg az átszámítás görbét.

Manapság főleg erősítők teljesítményerősítését fejezik ki decibelben, P_1 az erősítő bemenetére kapcsolt jel teljesítménye, P_2 pedig az erősítő kimenetén nyert jel teljesítménye. A skála néhány jellemzője:

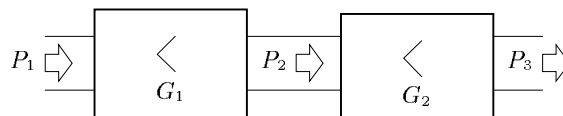
²⁶A tiszteletlen utókor túl hosszúnak találta a nevet.



1.51. ábra. A decibel skála.

- Az egységnyi teljesítményerősítés értéke 0dB.
- Az egynél nagyobb erősítéshez pozitív dB érték tartozik.
- Az egynél kisebb erősítés (csillapítás) negatív dB értékű.
- A nagyságrend-váltásokhoz azonos dB-növekmény tartozik: $1 \Rightarrow 0\text{dB}$, $10 \Rightarrow 10\text{dB}$, $100 \Rightarrow 20\text{dB}$, stb.
- Gyakran van szükségünk a kétszeres viszony decibel értékére, ezt érdemes megjegyezni: $2 \Rightarrow 3\text{dB}$.

A decibel skála használata jelentősen megkönnyíti erősítő láncok eredő erősítésének kiszámítását. Az 1.52. ábrán kétfokozatú erősítőt rajzoltunk, ezen mutatjuk be a decibel használatát. Az egyes erősítők erősítésének ismeretében az eredő erősítést fogjuk kiszámítani.



1.52. ábra. Erősítőlánc eredő erősítése.

A „lineáris” világban a P_2/P_1 illetve P_3/P_2 hányadosokkal jellemezzük az egyes erősítők erősítését, és szorzással számítjuk az eredő erősítést:

$$\frac{P_3}{P_1} = \left(\frac{P_2}{P_1} \right) \cdot \left(\frac{P_3}{P_2} \right)$$

Ha decibel skálát használunk, akkor a

$$G_1 = 10 \cdot \lg \left(\frac{P_2}{P_1} \right) \quad \text{illetve} \quad G_2 = 10 \cdot \lg \left(\frac{P_3}{P_2} \right)$$

decibel értékekkel jellemezzük az erősítéseket, és az eredő erősítés decibel értékét a logaritmusfüggvény azonosságai alapján összeadással kapjuk:

$$G_e = \left(\frac{P_3}{P_1} \right)_{\text{dB}} = G_1 + G_2$$

Különösen előnyös a módszer alkalmazása, ha hosszú átviteli út eredő erősítését kell kiszámítani – az egyes szakaszok erősítésének ismeretében. Ilyenkor sok szorzás helyett sok összeadást kell végezni.

Mivel a decibel skála igen jól bevált a teljesítmények viszonyának leírására, idővel elterjedt a feszültségek viszonyának kifejezésére is. Ha azonos ellenálláson U_1 és U_2 feszültség rendre P_1 és P_2 teljesítményt hoz létre, akkor a teljesítmények viszonya kifejezhető a feszültségek értékével:

$$\frac{P_2}{P_1} = \left(\frac{U_2}{U_1} \right)^2$$

A feszültségek arányára alkalmazott decibel érték definiálásánál ügyeltek arra, hogy azonos számérték adódjon, mint teljesítmények arányánál. Mivel

$$\lg(x^2) = 2 \cdot \lg x$$

a decibel érték definíciója feszültségek arányára:

$$A = \left(\frac{U_2}{U_1} \right)_{\text{dB}} = 20 \cdot \lg \left(\frac{U_2}{U_1} \right)$$

Erősítőláncokban gyakran használnak azonos be- és kimenő ellenállásokat²⁷ minden fokozatnál, ilyenkor az eredő feszültségerősítés és az eredő teljesítményerősítés decibelben kifejezett számértéke megegyezik. Valójában nem túl korrekt módon, de különböző lezárásokat tartalmazó rendszerekben is elterjedten használják a feszültségerősítés jellemzésére a decibelben számított értéket – ilyen esetekben persze külön kell számítani a teljesítményerősítés értékét, mert az a lezáró ellenállások viszonyától is függ.

Általában decibel-ben adják meg a jel/zaj viszonyt. Ha valaki egy hangszórón keresztül zenét hallgat, akkor a hasznos jel (zene) és a zaj azonos ellenálláson keletkezik, tehát a jel/zaj teljesítmény- és feszültség-viszony decibelben kifejezett értéke megegyező. Egy CD lejátszó jellemző jel/zaj viszonya 80dB, egy kazettás magnetofoné 50dB, míg a beszéd 0dB jel/zaj viszony mellett is érthető lehet (sok mindentől függ).

A decibel skála használata annyira elterjedt, hogy szakmabéliek bizonyos esetekben jobban tudják értelmezni, mint a lineáris skálát. Így végül bevezették az *abszolút* decibel skálát. Ez úgy lehetséges, hogy kitűznek egy referencia értéket, és a jellemzett mennyiséget ahhoz viszonyítják. A leggyakrabban a

²⁷A rádiófrekvenciás tartományban tipikusan 50Ω.

„dBm” értékkel lehet találkozni, ez a mérőszám egy jel teljesítményének az 1mW-hoz viszonyított értékét fejezi ki – decibel-ben. Képlettel kifejezve:

$$P_{\text{dBm}} = 10 \cdot \lg \left(\frac{P}{1\text{mW}} \right)$$

Az 1mW teljesítmény tehát 0dBm, az 1 μ W megfelel -30dBm-nek, az 1W +30dBm-nek, és így tovább.

A lezárás (terhelés) ismeretében kiszámítható az adott teljesítményhez tartozó feszültség. Rádiófrekvenciás rendszerekben tipikusan 50 Ω -os lezárást használnak, itt 0dBm teljesítményhez 223,6mV effektív értékű feszültség tartozik. A nyilvános távbeszélő hálózat előfizetői végződésének impedanciája 600 Ω , a megfelelő feszültség érték 774,6mV.

2. fejezet

Lineáris áramkörök

A lineáris áramkörök olyan egységek, amelyek működésére az *arányosság* jellemző. Lényegében két nagy csoport tartozik ide:

- Erősítők

A csoport onnan kapta nevét, hogy ezek általában nagyobb teljesítményű jelet produkálnak kimenetükön, mint amekkora jel-teljesítménnyel a bemenetüket meghajtjuk: azaz teljesítményt erősítenek.

- Szűrők

Ezeknek átviteli tényezője frekvencia-függő: a bemenetre adott jelet más-keppen erősítik attól függően, hogy mekkora a jel frekvenciája.

Mindkét csoport fontos szerepet játszik az elektronikában, nem is olyan régen még ők maguk voltak „az elektronika”.

2.1. Erősítő

2.1.1. Az "erősítés" értelmezése

Egy zárt rendszerben érvényesül az energiamegmaradás törvénye. Fizikai lehetlenség tehát olyan eszközt készíteni, amibe bemegy egy adott teljesítmény – és kijön egy nagyobb.

Az elektronika működtetéséhez – külső forrásból – teljesítményt közlünk az erősítővel. Ez a *tápegység* feladata. A jó tápegység szabályozott (pontos értéken tartott) egyenfeszültséget állít elő, melyből az erősítő annyi áramot (ezzel együtt teljesítményt) vesz fel, amennyire működéséhez szüksége van.

Az energia-mérleg szempontjából tehát az erősítő valójában egy *vezérelt energia-átalakító*.

Az átalakítás hatásfoka soha nem éri el a 100%-ot, azaz

$$P_{be} + P_t > P_{ki}$$

minden erősítőnél, minden körülmények között. A tápegységből felvett többlet-teljesítmény az erősítő alkatrészein hővé alakul, és valamilyen hő-átadási mechanizmus folytán¹ távozik a rendszerből.

¹Általában konvekciós hő-átadással.

Az erősítők többsége olyan kis teljesítményű jelekkel dolgozik ($<1\text{mW}$), hogy nincs jelentősége a teljesítmény-hatásfoknak. Ezeknél a hatásfok általában (melyen) 50% alatti.

Más erősítők kifejezetten nagy teljesítményű jelek előállítására készülnek, de gondosan megválasztott kapcsolástechnikával és méretezéssel sem lehet 60 ... 70%-nál jobb hatásfokot elérni.

2.1.2. Elemi erősítő működési elve

Az alapelvet egy (sántító) hasonlattal mutatjuk be. Tekintsük a fürdőkád csapját! A vezetékben nyomás alatt van a víz, a nyomást egy szivattyú állítja elő a vízműnél. A vízcsapot könnyed mozdulattal elforgatva állíthatjuk a vízszög erősségét, mellyel alár egy hidraulikát is működtethetnénk.

Hasonló elven működik a legegyszerűbb elektronikai erősítő. A tápfeszültség (szivattyú) kapcsai közé egy olyan eszközt (vízcsapot) helyezünk, melyen az átfolyó áram erősségét kis teljesítményű jellel tudjuk vezérelni. Ha egy ellenállást iktatunk a vezérelt áram útjába, akkor azon az árammal arányos (tehát szintén vezérelt) feszültség keletkezik.

A „vízcsap” szerepét az elektronikában egy *aktív eszköz* tölti be. Az elnevezés meglehetősen pongyola: az „aktívnek” nevezett eszköz az energia-mérleg szempontjából *passzív*, azaz teljesítményt folyaszt (hővé alakítja). Viszont felhasználásával teljesítmény-erősítőt (a jel szempontjából aktív egységet) lehet készíteni.

2.1.3. Aktív eszközök

A XX. század elején az elektroncsövet használták aktív eszközként. Az elektroncsőben a magas hőfokra hevített katódból kilépő elektronok a pozitívabb potenciálra előfeszített anód felé igyekeznek. Az elektron-áram útjába helyezett rácstra kapcsolt potenciállal vezérelhető az áram.

Ma már szinte egyáltalán nem használnak elektroncsövet erősítőkből. Használják viszont megjelenítőkből: a televízió készülékekben és a számítógépekhez használt monitorokban alkalmazott katódsugár-cső (képcső) lényegében egy speciálisan kialakított elektroncső.

A XX. század közepétől terjedtek el a félvezető alapú aktív eszközök. A félvezetők a fémekéhez hasonló rácsszerkezettel rendelkeznek, de nagyságrendekkel kisebb a szabad elektronok száma. A leggyakrabban alkalmazott anyag a szilícium. A vegytiszta szilíciumból készített egykristály nagyon rossz vezető.

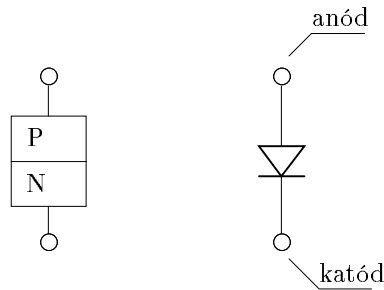
Elektronikai alkatrész készítése céljából a homogén félvezető egykristályt „szennyezik”. A szennyező anyag eggyel több vagy kevesebb elektronnal rendelkezik a valencia-sávban, mint az alap-anyag. A szennyezést diffúzióval végzik: fotolitográfiai eljárással végzett maszkolás után magas hőmérsékleten a gáz halmazállapotú szennyező anyag atomjai bejutnak az egykristályba, és beülnek az eredeti atomok helyére. A szennyezés mértéke rendkívül alacsony: a szennyező atomok száma 10^{-8} -ad része az egykristály atomjainak.

Ha a szennyező anyag valencia elektronjainak száma *nagyobb*, akkor „N” (negatív) típusú szennyezésről beszélünk. A szennyezett anyagban elektromos tér hatására elmozdulnak a valencia-sávból a vezetési sávba átlépő elektronok, és áram folyik a félvezetőn.

Ha a szennyező anyag valencia elektronjainak száma *kisebb*, akkor „P” (pozitív) típusú szennyezésről beszélünk. A szennyezett anyagban elektromos tér hatására mozgó elektronok be tudnak ugrani a valencia-sávba. Ahol éppen hiányzik az elektron, ott „lyuk” van. Bár az áramot ténylegesen az elektronok vándorlása hozza létre, a folyamat leírása célszerűbb az elektron-hiány vándorlásával. Ez az a bizonyos „lyuk-vezetés”.

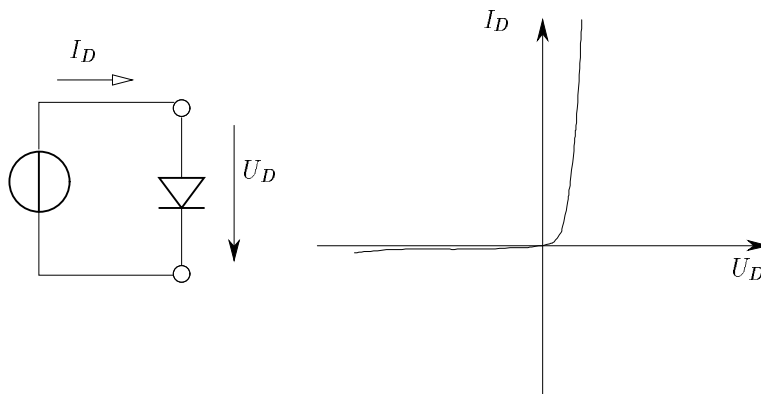
Az elektronika számára izgalmas effektusok az inhomogén szennyezettségű anyagban, a P és N típusú szennyezett rész határán ($P-N$ átmenet) alakulnak ki. Elektromos tér hatására az elektronok az N szennyezésű oldalról át tudnak lépni a P szennyezésű oldalra. Ellentétes irányban nem. Így a $P-N$ átmenet elektromos szempontból aszimmetrikus viselkedést mutat.

A legegyszerűbb félvezető eszköz a *dióda*. Elnevezése arra utal, hogy két elektródával rendelkezik. A szerkezet sematikus rajza és kapcsolási jele a 2.1. ábrán látható.



2.1. ábra. Félvezető dióda.

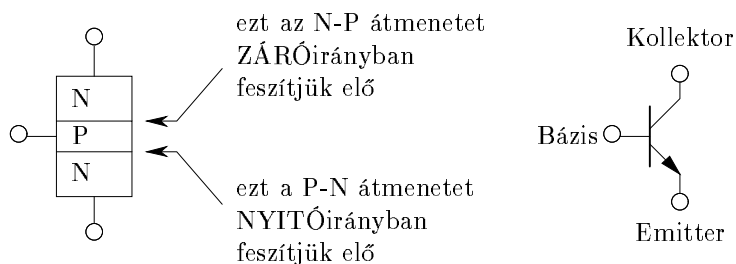
A diódára kapcsolt feszültség hatására folyó áram nagyságrendekkel eltérő attól függően, hogy milyen a feszültség polaritása (2.2. ábra). Ha az anódon nagyobb a potenciál, akkor a diódán számottevő áram folyik: ezt *nyitótartomány*nek hívjuk. Ellentétes polaritás mellett az áram elenyészően kicsi (zárótartomány).



2.2. ábra. Dióda karakterisztikája.

Bipoláris tranzisztor

Ha három szennyezést alkalmazunk felváltva (2.3. ábra), akkor a kapott „szendvics-szerkezet” még különösebb módon viselkedik. Látszólag két diódánk van, egymással szembe fordítva. Ha azonban a középső réteg nagyon vékony, akkor érvényesül a *tranzisztor hatás*, ami minőségileg új működést eredményez.



2.3. ábra. Félvezető tranzisztor.

A további részletek előtt néhány apróság:

- A tranzisztor elektródáinak elnevezése részint az elektroncső hasonló funkciójú elektródáira, részint a kezdeti időszak gyártási technológiájára utal.
- Az áramköri jelen látható nyíl a bázis-emitter dióda irányát mutatja.
- A 2.3. ábrán úgynevezett *NPN* tranzisztor látható. Az elnevezés a szennyezések sorrendjét követi.
- Készíthető *PNP* tranzisztor is, annak áramköri jelen fordítva áll a nyíl.

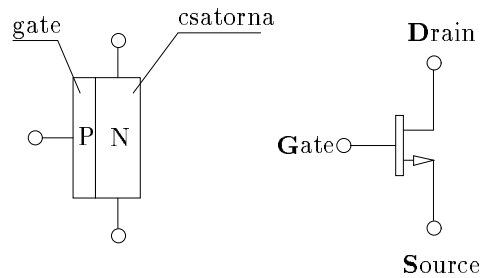
A tranzisztor hatás lényege abban áll, hogy a nyitó irányú feszültséggel vezérelt bázis-emitter átmeneten áthaladó töltéshordozók döntő többsége tovább haladva átkel a kollektor-bázis átmeneten, annak ellenére, hogy az záró irányban van előfeszítve. Az emitter és kollektor elektródákon lényegében azonos nagyságú áram folyik, és ezt az áramot a nagyságrendekkel kisebb bázis-áram vezérli. A tranzisztor áramerősítési tényezője a kollektor-áram és a bázisáram hányadosa², ez az arány 100...1000 nagyságrendű. A kis bázisáramnak köszönhetően az eszköz vezérlése igen kis teljesítményt igényel, míg a vezérelt áram – alkalmas terhelésen – nagyságrendekkel nagyobb teljesítmény létrehozására képes.

Térvezérlésű tranzisztor

A bipoláris tranzisztortól ellentétben egy homogén félvezető tömbön folyik a vezérelhető áram. A töltéshordozók haladási irányával párhuzamosan a tömb mellett elhelyezett *gate* elektródára kapcsolt potenciál szabályozza a szabad töltéshordozók mennyiségét, és ezen keresztül az áramot (2.4. ábra). Itt tehát egy elektromos tér alakítja a csatornán folyó áramot, innen kapta nevét az eszköz (FET: Field Effect Transistor). A csatorna szennyezési típusától függően *P* vagy *N* csatornás FET-ről beszélünk.

A *gate* elektróda kialakítására alapvetően két módszer terjedt el:

²Némi pongyolással ez a tranzisztor bétája.



2.4. ábra. N csatornás JFET.

- Készülhet a gate elektróda ellenkező szennyezésű félvezetőből. Ilyenkor egy $P - N$ átmenet keletkezik a vezérlő elektróda (gate) és a csatorna között. Üzemszerű állapotban záróirányú feszültséget kapcsolnak erre az átmenetre, így rajta nem folyik áram. Az eszköz neve: JFET (junction FET, magyarul: réteg FET).
- Készülhet a gate fémből. Technológiai okokból egy oxid-réteget használnak szigetelőként a gate és a csatorna között. Ez a MOS-FET (Metal-Oxid-Silicium FET).

Azok kedvéért, akik hallottak már CMOS áramkörökről, megemlítjük, hogy ez a rövidítés nem a félvezető eszköz neve, hanem a kapcsolástechnikára vonatkozik. A CMOS áramkörökben komplementens (complementary), azaz N és P csatornás FET-eket alkalmaznak vegeyesen – speciális elrendezésben. Komplementer tranzisztor-pár alkalmazásával egyszerűsíthető az ellenütemű erősítő (lásd 2.1.8. fejezet) vezérlése.

A FET-ek karakterisztikái lényegesen eltérnek a bipoláris tranzisztorok megfelelő karakterisztikáitól, mindez nem bír különösebb jelentőséggel, mert a kisjelű modellezés szempontjából ugyanúgy kezelhető a két eszköz. Az igazán jelentős eltérés az, hogy a FET-ek vezérlő elektródáján folyó áram nagyságrendekkel kisebb, mint bipoláris tranzisztoroknál, és ez a tulajdonság nyerő pozícióhoz juttatja a FET-eket olyan szituációkban, amikor extrém nagy bemenő ellenállású erősítő megvalósítására van szükség.

Aktív eszközök modellje

Mind a működés mechanizmusának megértéséhez, mind a tervezési feladatok elvégzéséhez célszerű modellezni a rendszer elemeit. A modellalkotás kényes dolog: a jól megválasztott modell a lehető legegyszerűbb annak érdekében, hogy jól kezelhető legyen. Ugyanakkor elég összetett (elég pontos) ahhoz, hogy a vizsgált jelenség leírására alkalmas legyen. Végeredményben nem létezik univerzális modell (mert az maga a vizsgálandó eszköz), hanem mindig a kitűzött feladathoz kell megválasztani az alkalmas modellt.

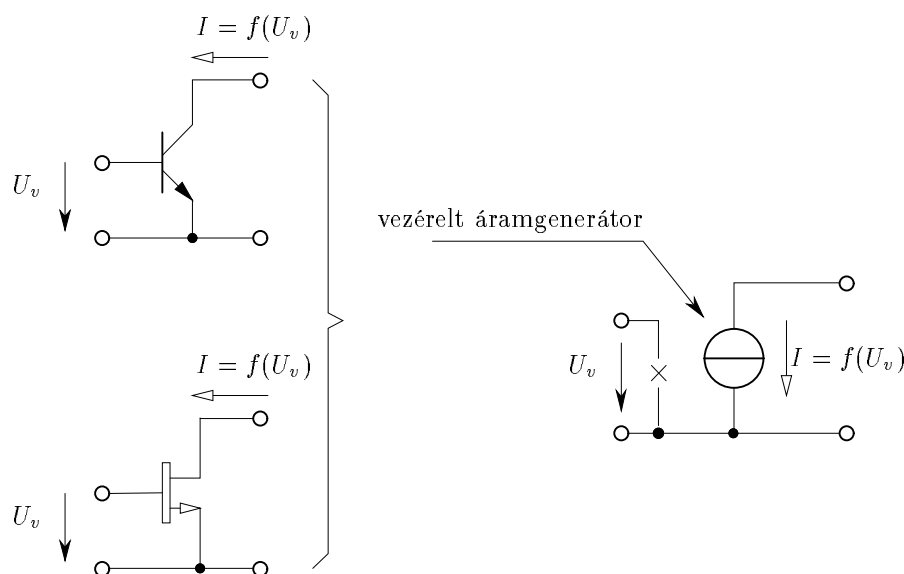
A következőkben olyan egyszerű modellt fogunk használni, amely már alkalmatlan volna egy tervezési feladat véghezviteléhez. Arra viszont jó lesz, hogy segítségével érthetővé tegyük, hogyan működik egy egyszerű erősítő kapcsolás.

Modellünkben az aktív eszközök működésének lényegét ragadjuk meg: egy vezető csatornán áram folyik, melynek nagysága a vezérlő elektródára kapcsolt

feszültséggel vezérelhető.

- FET-nél a vezető csatorna a source és drain elektródák között alakul ki. A vezérlő feszültséget a gate és source elektródák közé kell kapcsolni.
- Bipoláris tranzisztornál a vezető csatorna az emitter és kollektor elektródák között képzelhető el. A vezérlő feszültséget a bázis és emitter elektródák közé kapcsoljuk.

A legegyszerűbb megközelítés szerint a bipoláris és térvezérlésű tranzisztor azonos módon modellezhető (2.5. ábra).



2.5. ábra. Aktív eszközök egyszerű modellje.

A 2.5. ábrán egy különleges elem található: a csatorna vezérelt áramát egy *feszültség-vezérelt áramgenerátor* írja le. A vezérelt áram a vezérlő feszültség nemlineáris függvénye. Az $f(U_v)$ konkrét menete a konkrét alkatrésztől függ (FET vagy bipoláris tranzisztor, azon belül milyen típus, és egy típuson belül is eltérőek a konkrét példányok paraméterei).

Munkapont

A működés fizikai alapjai miatt az aktív eszközök elektródáin meghatározott potenciál-viszonyok szükségesek. Egyes $P - N$ átmeneteken záró irányú, másokon nyitó irányú feszültséget kell biztosítani állandóan, különben az eszköz nem működik³. Ezzel szemben a feldolgozandó jelek nagyrészt *bipolárisak*, azaz két-polaritásúak. A konfliktus lényege tehát az, hogy a jel lehet pozitív és negatív is, de az azt feldolgozó eszköz csak egy-irányú polaritás mellett működik.

A vázolt problémán úgy leszünk úrrá, hogy a feldolgozandó jelhez hozzáadunk egy időben állandó feszültséget, melynek nagysága biztosítja, hogy az

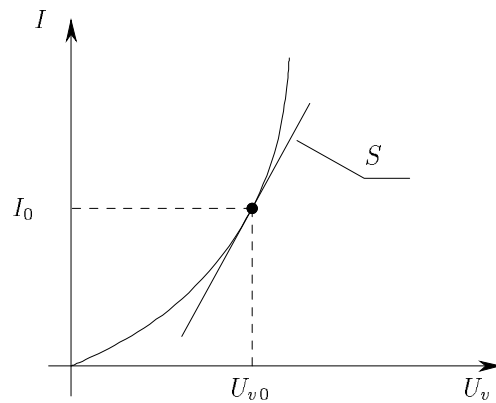
³Illetve működik, csak egészen másképpen.

összeg mindig egy-polaritású legyen. Ezt a műveletet *munkapot-beállításnak* nevezzük.

Másként fogalmazva: az elektronika nyugalmi (jel nélküli) állapotában alkalmas hálózattal zérustól eltérő feszültség és áram értékeket állítunk be a félvezető eszközökön. Az így létrejött mennyiségeket munkaponti áramnak és munkaponti feszültségnek nevezzük.

Kisjelű paraméterek

A folyamatok megértését és a tervezés menetét egyaránt segíti, ha lineáris közelítést alkalmazunk. A munkapont kis környezetében az érintőjével közelítjük a tényleges (nemlineáris) görbét. Ezt a módszer *munkaponti linearizálásnak* hívjuk.



2.6. ábra. Munkaponti linearizálás.

A módszert a 2.6. ábrán szemléltetjük. Az érintő felhasználásával a vezérelt áram közelítő értéke:

$$I = I_0 + \Delta I = I_0 + S \cdot \Delta U_v$$

ahol

U_{v0} a vezérlő feszültség munkaponti értéke

I_0 a vezérelt áram munkaponti értéke

ΔU_v a vezérlő feszültség eltérése a munkaponti értéktől: ez a *bemenő jel*, amit erősíteni akarunk

ΔI a vezérelt áram eltérése a munkaponti értéktől: ezt lehet felhasználni a kimenő feszültség előállítására

S az aktív eszköz kisjelű meredeksége a vizsgált munkapontban.

Az S kisjelű meredekség függ a vizsgált eszköz karakterisztikájától, és a munkaponti értékektől:

$$S = \left. \frac{dI(U_v)}{dU_v} \right|_{U_v=U_{v0}}$$

Ez *vezetés* dimenziójú mennyiség, általában $\frac{mA}{V}$ -ban adják meg. Eltér azonban a „közönséges” vezetéstől abban, hogy a feszültség és áram nem ugyanazon az egykapun értendő: a feszültség a bemeneten, az áram viszont a kimeneten mérhető. Ez tehát egy speciális, az átvitelre jellemző „vezetés”, ezért a neve: *transzfer vezetés*.

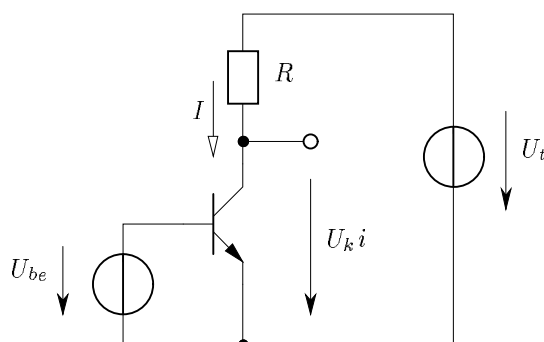
2.1.4. Egyszerű aszimmetrikus erősítő

Az előző fejezetekben bevezetett ismeretekre alapozva bemutatunk egy végtelenségig leegyszerűsített erősítő kapcsolást, majd meghatározzuk kisjelű feszültség-erősítését.

Az elv a következő:

- A bemenő feszültséget egy aktív eszköz vezérlő elektródájára vezetjük
- Az aktív eszköz vezérelt áramát egy ellenálláson feszültséggé alakítjuk
- Az aktív eszköz munkapontjának biztosítására egy tápfeszültséget alkalmazunk (ez egyben az erősítő energia-ellátását szolgáltatja).

A kapcsolási rajz a 2.7. ábrán látható. A kapcsolat bipoláris tranzisztort tartalmaz, de ugyanúgy rajzolhattunk volna FET-et is: számottevő eltérés csak a munkapontbeállító hálózatban lenne – amit viszont most nem tárgyalunk.



2.7. ábra. A legegyszerűbb aszimmetrikus erősítő.

Az R ellenálláson $I \cdot R$ nagyságú feszültség keletkezik, aminek iránya megegyezik az áram irányával. A kimenő feszültség a huroktörvény alapján számolható:

$$U_{ki} = U_t - I \cdot R$$

Munkaponti linearizálást alkalmazva az áram összetevőire bontható:

$$I = I_0 + \Delta I = I_0 + S \cdot \Delta U_{be}$$

A felbontás felhasználásával a kimenő feszültség felírható az árammal kifejezve:

$$U_{ki} = U_t - I_0 \cdot R - S \cdot R \cdot \Delta U_{be}$$

A kapott eredmény szintén felbontható munkaponti- és jelösszetevőre. A munkaponti kimenő feszültség a tápfeszültségből és a munkapoti áram által az ellenálláson létrehozott feszültségből áll:

$$U_{ki0} = U_t - I_0 \cdot R$$

A munkaponti kimenő feszültség értéke most érdektelen. A hasznos mennyiség a kimenő feszültség jel-összetevője:

$$\Delta U_{ki} = -R \cdot S \cdot \Delta U_{be}$$

Az erősítő kisjelű feszültségerősítése a kisjelű kimenő és bemenő feszültség hányadosa:

$$A = \frac{\Delta U_{ki}}{\Delta U_{be}} = -R \cdot S.$$

Az eredmény egy ellenállás és egy transzfer vezetés szorzata, tehát dimenzió nélküli, úgynevezett viszony-szám.

Az $R \cdot S$ szorzat értéke néhányszor 10 tipikus esetekben.

A negatív előjel a kapcsolási elrendezés következménye, más elrendezéssel pozitív erősítést lehet létrehozni. Az erősítés negatív előjele nem hátrány: a gyakorlatban használt erősítő kapcsolások több fokozatból állnak, az eredő erősítés az egyes fokozatok szorzata, van tehát mód a negatív előjel eltüntetésére. Bizonyos esetekben pedig éppen negatív erősítésre van szükség a rendszer egy adott pontján. Tehát a negatív előjel nem tragédia – csak figyelembe kell venni a tervezés során.

Az előbbiek miatt az áramkörtechnikával foglalkozó szakemberek ritkán használják a „negatív erősítés” kifejezést. Az adott helyzettől függően inkább a következő terminológiákat használják:

- *Invertálónak* hívják az erősítőt, ami elég pontosan utal az erősítés negatív előjelére
- *Fázis-fordítónak* is szokták hívni a negatív erősítésű erősítőt. Ez az elnevezés onnan ered, hogy a harmonikus jelen végzett -1-szeres szorzás π fázistolással megegyező eredményt ad ($-\cos \varphi \equiv \cos(\varphi + \pi)$).

2.1.5. Erősítő kisjelű medellje

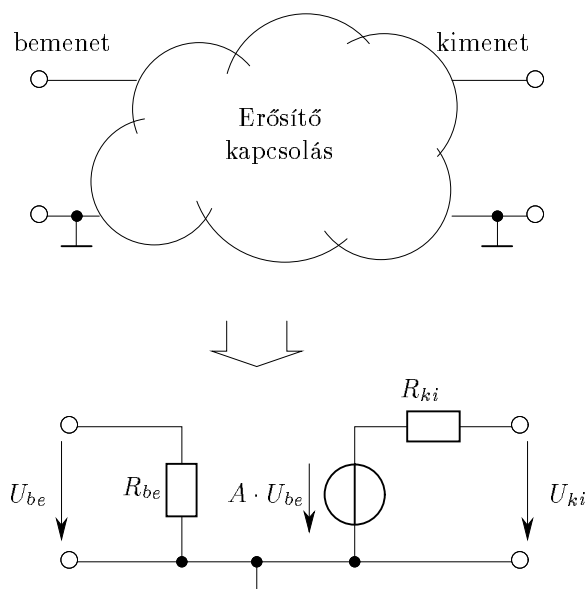
Egy elektronikus berendezés megtervezésének nagyon fontos, csaknem mindent eldöntő lépése a *rendszerterv* megalkotása. A rendszerterv elkészítésénél az egyes áramköröket funkcionális blokkokként kezelik: nem foglalkoznak azzal, hogy milyen elemekből épül fel az áramkör, csak az a fontos, hogy kívülről hogyan látszik, azaz hogyan illeszkedik bemenetével és kimenetével a környező áramköri blokkokhoz.

A következő leírásban aszimmetrikus jelkezelést tételezünk fel.

A legegyszerűbb megközelítésben az erősítőn csak a bemenet felől a kimenet felé terjed a jel⁴ (2.8. ábra). A bemenetet meghajtó jelet egykapu fogadja, ennek ellenállása az erősítő *bemenő ellenállása*.

⁴A valóságban minden erősítőnél fellép a vissza-irányú jelterjedés is – tipikusan parazita elemeken keresztül. E jelenséget szokás *visszahatásnak* nevezni.

A kimeneten az erősítő egy, a bemenetére kapcsolt jel által *vezérelt jelet* állít elő. A kimeneten általában Thevenin képpel⁵ modellezzük az erősítőt. A Thevenin kép generátora egy *vezérelt generátor*.



2.8. ábra. Erősítő legegyszerűbb kisjelű modellje.

A következőkben e legegyszerűbb modell három paraméterének mérési (illetve számítási) módszereit ismertetjük.

Bemenő ellenállás

Ez a paraméter az előző fokozat kimenetéhez való illeszkedés miatt fontos. Mérése és számítása többféleképpen is lehetséges, most a legegyszerűbb módszert mutatjuk be: ismert feszültséget adunk a bemenetre, és mérjük a bemeneten folyó áramot⁶ (2.9. ábra).

Feszültségerősítés

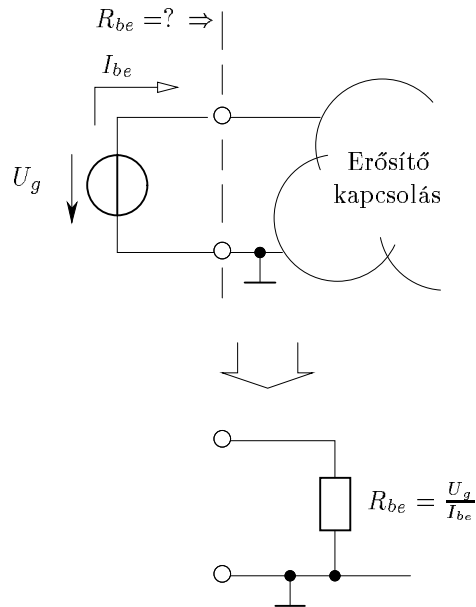
Az erősítő modelljében szereplő A paraméter meghatározásakor hatástalanítani kell az R_{ki} kimenő ellenállást, ezért a kimenetet szakadással zárjuk le. A bemenetet ismert feszültséggel hajtjuk meg⁷, és mérjük az üresjárás kimenő feszültséget (2.10. ábra).

Az A paraméter *dimenzió nélküli* szám.

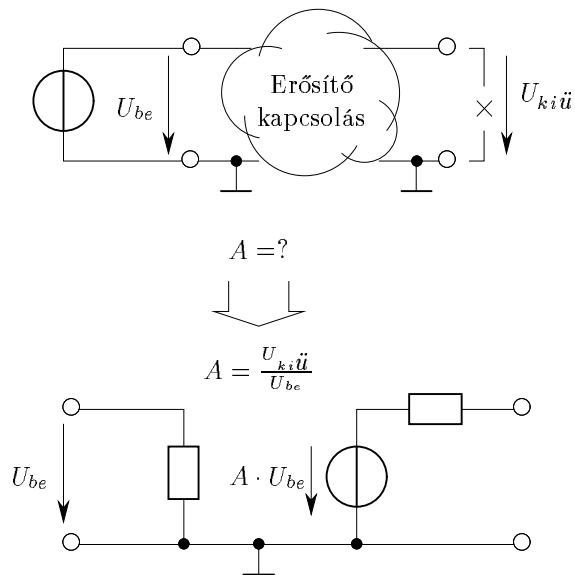
⁵Néha Norton képpel.

⁶Lehet ismert árammal táplálni a bemenetet, és a feszültséget mérni – az eredmény ugyanaz lesz.

⁷Voltaképpen bármilyen aktív egykapuval meghajthatjuk a bemenetet, csak U_{be} értékét kell ismerni.



2.9. ábra. Bemenő ellenállás meghatározása.



2.10. ábra. Üresjárási feszültségerősítés meghatározása.

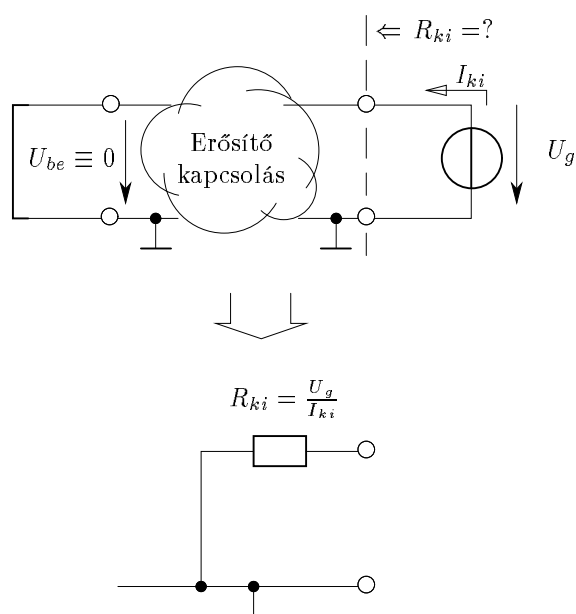
Kimenő ellenállás

A kapcsolás kimenetén a feszültségvezérelt generátor és a kimenő ellenállás együttes hatása jelentkezik – miközben most kizárólag a kimenő ellenállás értékére vagyunk kíváncsiak. Attól függően, hogyan kezeljük ezt a problémát, két módszer közül választhatunk.

Aktív módszer

Passzívva tesszük a vizsgált áramkört, és *aktív mérőhálózattal* fogjuk meghatározni R_{ki} értékét.

Az erősítő bemenetére zérus feszültséget adunk⁸, emiatt az A paraméter értékétől függetlenül zérus feszültséget ad a vezérelt generátor – azaz rövidzárként viselkedik. A kimenő ellenállást ugyanúgy határozhatjuk meg (2.11. ábra), mint ahogy azt a bemenő ellenállásnál tettük.



2.11. ábra. Kimenő ellenállás meghatározása (aktív módszer).

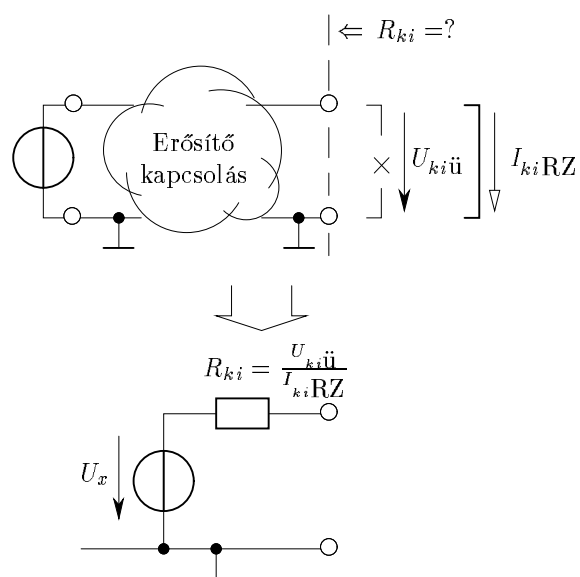
Passzív módszer

A méréshez (számításhoz) felhasználjuk az erősítő vezérelt generátora által szolgáltatott jelet, és *passzív mérőhálózattal* végezzük R_{ki} meghatározását.

Az erősítő bemenetét tetszőleges aktív egykapuval hajtjuk meg, fontos, hogy $U_{be} \neq 0$ legyen. Megmérjük a kimeneten az üresjárási kimenő feszültséget, majd a rövidzárási kimenő áramot: a kettő hányadosa a keresett kimenő ellenállás (2.12. ábra). Az eredmény szempontjából U_{be} tényleges értéke érdektelen.

Természetesen egy adott kapcsolás vizsgálatakor mindkét ismertett eljárással pontosan ugyanazt az eredményt fogjuk kapni.

⁸Ezt a bemenet rövidre zárásával lehet elérni.

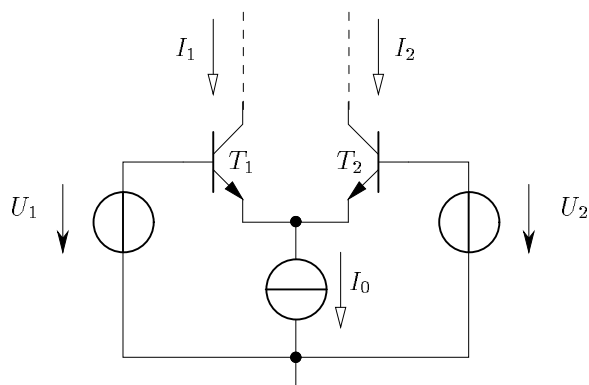


2.12. ábra. Kimenő ellenállás meghatározása (passzív módszer).

2.1.6. Szimmetrikus erősítő

A szimmetrikus forrásból származó feszültség kezelésére speciális kapcsolástechnikai megoldás terjedt el, ez a *differenciálerősítő*. A kapcsolás elnevezése emlékeztet az alap-funkcióra: a két vezetéken érkező feszültség *különbségét* kell feldolgozni.

A kapcsolástechnikai ötlet lényege az, hogy két aktív eszközt versenyeztetünk egy áramgenerátor áramáért. A 2.13. ábrán bipoláris tranzisztorokkal rajzoltuk meg a kapcsolást, de FET-ek alkalmazásával hasonló eredményt lehet elérni.



2.13. ábra. Differenciálerősítő.

A kapcsolás nyugalmi állapotában $U_1 = U_2$. A két tranzisztor bázisa azonos potenciálon van, és szintén azonos potenciálon van a két emitter. Következés-

képpen a két tranzisztor bázis-emitter vezérlő feszültsége azonos nagyságú. Ha a két eszköz elektromos paraméterei egyformák, akkor az azonos vezérlő feszültség hatására a két áram is megegyezõ: $I_1 = I_2$. Az áramokra érvényes a csomóponti egyenlet, azaz $I_1 + I_2 = I_0$. Végeredményül a két tranzisztoron az I_0 áram fele-fele folyik:

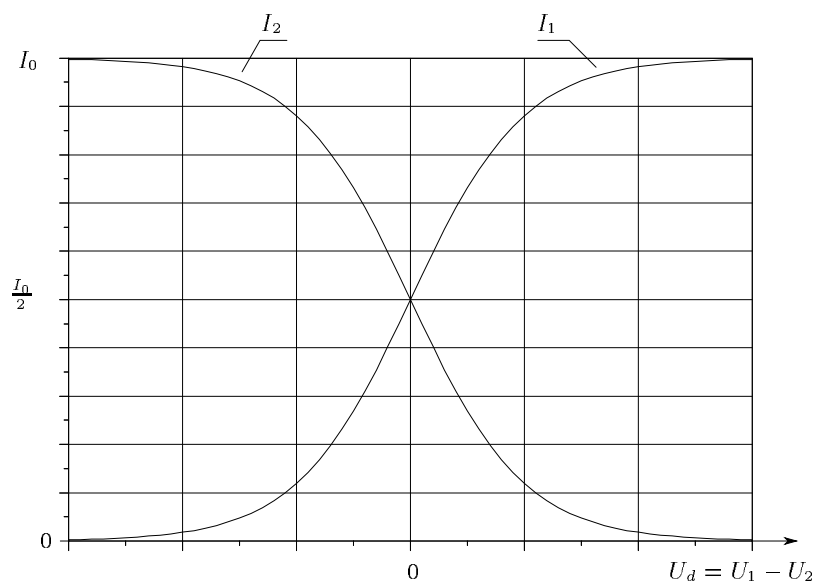
$$I_1 = I_2 = \frac{I_0}{2} \quad \text{ha} \quad U_1 = U_2$$

Ha közösmódusú (lásd 1.3.3. fejezet) jellel vezéreljük a differenciálerõsítõt, akkor az $U_1 = U_2$ feltétel folyamatosan fennáll, következésképpen egy-egy tranzisztoron $\frac{I_0}{2}$ áram folyik a vezérlõ jeltõl függetlenül⁹.

Ha differenciális módusú vezérlõ jelet alkalmazunk, akkor magbontjuk a kapcsolat szimmetriáját, és ennek következtében megváltozik az egyes tranzisztorok árama: szokás ezt úgy is kifejezni, hogy *felbillentjük* a differenciálerõsítõt. A csomóponti törvény persze mindvégig mûködik, amennyivel nõ az egyik tranzisztos árama, annyival csökken a másik:

$$I_1 = \frac{I_0}{2} + \Delta I \quad I_2 = \frac{I_0}{2} - \Delta I \quad \text{ha} \quad U_1 \neq U_2$$

A pontos karakterisztikát a 2.14. ábrán rajzoltuk meg. Kis jelekre ΔI áramváltozás arányos $U_1 - U_2$ -vel, azaz a differenciális módusú vezérlõ feszültséggel.



2.14. ábra. Bipoláris tranzisztorokkal épített differenciálerõsítõ transzfer karakterisztikái.

A 2.13. ábrán csak a tényleges kapcsolat részletét rajzoltuk meg. A gyakorlati alkalmazáshoz általában feszültséggé alakítják a ΔI áramokat. Erre több megoldás is lehetséges, de ezzel itt nem foglalkozunk.

⁹Ez csak ideális áramgenerátor esetére, és akkor is csak közelítõen igaz.

Így vagy úgy, de végül kapunk egy kimenő feszültséget. A jó differenciál-erősítőtől azt várjuk el, hogy a kimenőfeszültség csak a differenciális módusú vezérlő jeltől függjön. A „jóság” méréséhez bevezetünk két mennyiséget:

Differenciális módusú erősítés

Olyan jellel vezéreljük a differenciálerősítőt, ami nem tartalmaz közös módusú összetevőt, azaz $U_1 = -U_2$. A differenciális bemenő feszültség: $U_d = U_1 - U_2$. A differenciális módusú erősítés:

$$A_d = \left. \frac{U_{ki}}{U_d} \right|_{U_k=0}$$

A differenciális erősítés tipikus értéke néhányszor 10.

Közösmódusú erősítés

Olyan jellel vezéreljük a differenciálerősítőt, ami nem tartalmaz differenciális módusú összetevőt, azaz $U_k = U_1 = U_2$. A közösmódusú erősítés:

$$A_k = \left. \frac{U_{ki}}{U_k} \right|_{U_d=0}$$

A differenciális erősítés tipikus értéke egynél lényegesen kisebb.

Közösmódusú elnyomás

A differenciális- és közösmódusú erősítés értéke önmagában is fontos, sokkal jellemzőbb azonban a kétféle erősítés viszonya. A *közösmódusú elnyomás* az a viszony-szám, ami megmutatja, hányszor jobban erősíti az áramkör a differenciális módusú összetevőt, mint a közösmódusút, tehát:

$$\text{KME} = \left| \frac{A_d}{A_k} \right|$$

Megjegyzések:

- Optimális – de el nem érhető – esetben $A_k = 0$ lenne. Valós áramkörben A_k értéke zérustól eltérő. A gyakorlat számára érdektelen, hogy milyen a közösmódusú erősítés előjele, az a baj, hogy egyáltalán „van”. Emiatt nincs értelme a közösmódusú elnyomás előjelével foglalkozni.
- Általában dB-ben adják meg a közösmódusú elnyomás értékét. 40dB (azaz 100-szoros érték) többnyire könnyen elérhető, 80dB (azaz 10.000-szeres érték) nagyon jónak mondható.
- Az angol nyelvű irodalom a *CMRR* rövidítést használja (Common Mode Rejection Ratio).

2.1.7. A differenciálerősítő tipikus alkalmazásai

Bár a differenciálerősítőt szimmetrikus jelek kezelésére találták ki, igen elterjedten használják az elektronika különböző területein.

Lineáris alkalmazások

Általában differenciálerősítő a *műveleti erősítő* bemeneti egysége (3. fejezet).

További triviális alkalmazások mellett gyakran használják a differenciálerősítőt aszimmetrikus jelek feldolgozására. Ilyenkor a differenciálerősítő egyik

bemenetét a földre kötik, az aszimmetrikus jelforrást a másik bemenetre kapcsolják. Az ilyen megoldást általában valamilyen járulékos előny kiaknázása céljából alkalmazzák, például:

- Az aktív eszközök munkaponti áramának beállítása egyszerűbb lehet
- A differenciálerősítő transzfer karakterisztikája *páratlan* függvény (2.14. ábra), ez a harmonikus torzítás szempontból előnyösebb
- Az aktív eszközök parazita energia-tárolói kevésbé rontják a nagyfrekvenciás erősítést.

Nemlineáris alkalmazások

Két alkalmazást emelünk ki, ezek igen fontos szerepet játszanak.

Kapcsoló

Tekintsük a 2.14. ábrát! Ha a differenciális vezérlő feszültség kicsi, akkor a szimmetria-pont ($U_d = 0$) kis környezetében a transzfer karakterisztika egyenesnek tekinthető. Bipoláris tranzisztorok esetében ez a tartomány kb. 20mV-ig terjed.

Tovább növelve a differenciális vezérlő feszültséget a görbe ellaposodik, és nulla vagy $\frac{I_0}{2}$ értékhez tart attól függően, hogy milyen a vezérlő feszültség polaritása, illetve melyik tranzisztor áramát vizsgáljuk. Ha mindig nagy vezérlő feszültséget alkalmazunk ($U_1 \gg U_2$ vagy $U_1 \gg U_2$), akkor mindig teljesen felbillentjük a differenciálerősítőt: az egyik tranzisztoron folyik az egész I_0 áram, a másikra nem jut semmi. Nagyjából 0,5V differenciális vezérlő feszültségnél már bekövetkezik ez a helyzet, azaz a differenciálerősítő az egyik kimenetre kapcsolja az I_0 áramot.

A lineáris és kapcsolóüzemű tartományt együtt használja a **limiter** erősítő (vagy egyszerűen csak *limiter*, magyarul: határoló). Kis amplitúdójú bemenő jelnél lineáris a működés, azaz a bemenő feszültséggel arányos a kimenő jel. A bemenő jelet növelve az arányosság megszűnik: a transzfer karakterisztika ellapulása miatt kevésbé nő a kimenő jel. Végül elég nagy bemenő jelnél már egyáltalán nem függ a bemenet amplitúdójától a kimeneti amplitúdó (kapcsoló üzem).

Elektronikus kapcsoló más módon is megvalósítható, nem csak differenciálerősítővel. Szemben az elektromechanikus kapcsolókkal (relék) a tisztán elektronikus kapcsolóval igen gyors átkapcsolási idő érhető el (nsec nagyságrendű).

Szorzó

A differenciálerősítő karakterisztikájának a szimmetria-pont körüli, közel lineáris tartományában a kimenő jel nem csak a differenciális bemenő feszültséggel, hanem az I_0 árammal is arányos. Időben állandó áram helyett vezérelt áramú áramgenerátort használva a kimenő mennyiség a két vezérlő mennyiség *szorzatával* arányos összetevőt tartalmaz. Ez az alapja az elektronikus jelek szorzatát előállító *szorzó áramkör*nek.

2.1.8. Ellenütemű végerősítő

A „végerősítő” kifejezés arra utal, hogy egy összetett (erősítő)kapcsolás utolsó fokozatáról van szó, ez állítja elő a végterméket, amivel a fogyasztót tápláljuk.

A végfokozat (az előző fokozatok teljesítményéhez képest) nagyteljesítményű jelet állít elő. Ez a „nagy” teljesítmény mindössze néhány mW egy integrált áramkör kivezetését meghajtó végfoknál, néhányszor 10W egy házimozi-rendszerben, de kW nagyságrendű is lehet egy szabadtéri hangosító berendezésben. Nem a számérték a fontos, hanem az a körülmény, hogy a környező áramkörü részegységek teljesítményéhez képest nagy teljesítmény előállításáról van szó.

A végfokozat tervezésénél tekintettel kell lenni a következő szempontokra:

- A lehető legnagyobb kimenő feszültség előállítására legyen képes, amit az alkalmazott tápfeszültség lehetővé tesz
- A kimenő feszültség tartománya legyen szimmetrikus, pozitív és negatív irányban azonosan nagy kimenő feszültséget lehessen előállítani
- A kimenet dinamikus viselkedése is legyen szimmetrikus, azaz pozitív és negatív irányban azonosan nagy jelváltozási sebesség legyen elérhető.

A felsorolt szempontok sok esetben kiegészülnek azzal a feltétellel, hogy két-polaritású jelfeszültséget lehessen előállítani (egy dinamikus hangszóró például ilyet igényel). Emiatt igen sokszor *kettős tápegységet* használnak, azaz a földpotenciálhoz képest pozitív és negatív tápfeszültség is rendelkezésre áll.

Az ellenütemű működtetés alap gondolata az, hogy egy-egy aktív eszközt használunk arra, hogy pozitív illetve negatív feszültséget hozzunk létre a fogyasztón (2.15. ábra). A két tranzisztor – soros kapcsolásban – összeköti a két tápfeszültséget, de a tranzisztorok vezérlésével elkerüljük a katasztrófát: ha az egyik tranzisztoron növeljük az áramot, akkor a másikon csökkentjük, és fordítva. Azaz: ellentétes ütemben vezéreljük a két tranzisztort. A fogyasztóra a csomóponti törvénynek megfelelően a két tranzisztor-áram különbsége jut.

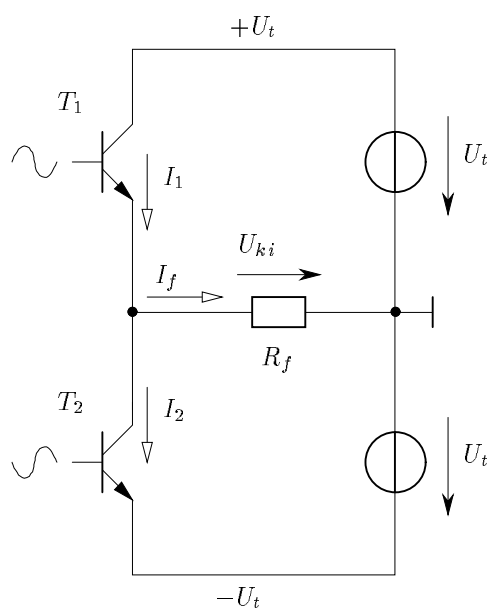
A 2.15. ábrán látható kapcsolást kétféle üzemmódban lehet használni, ezeket „A” és „B” osztályú működésnek hívjuk. Az üzemmód a tranzisztorok vezérlésével állítható be. Terjedelmi okokból nem foglalkozunk a tranzisztorokat meghajtó áramkörrel, csak a vezérlés hatására létrejött üzemmódok működését ismertetjük.

"A" osztályú működés

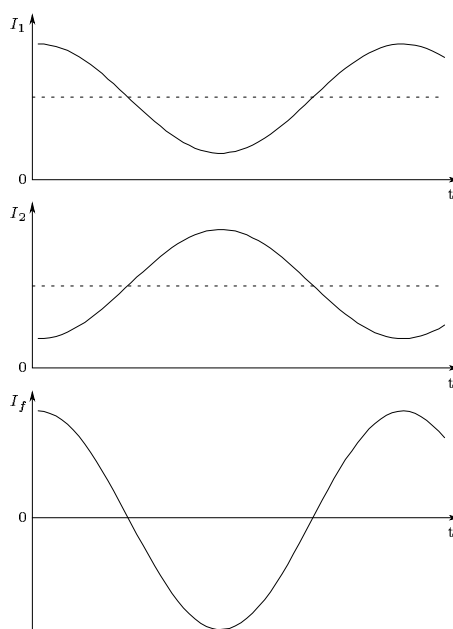
A működés folyamán mindkét tranzisztor normál aktív tartományban van, azaz folyik rajta áram. Ezt úgy érjük el, hogy beállítunk egy kellően nagy munkaponti áramot mindkét tranzisztoron, és a vezérlés hatására a munkaponti áram körül ingadozik a tranzisztorok árama. Nyugalmi állapotban a két tranzisztoron azonos nagyságú áram folyik, a csomóponti törvénynek megfelelően a fogyasztón nem folyik áram, az ohm-törvény miatt a kimenő feszültség nulla.

Vezérlő jel hatására az egyik tranzisztoron nő az áram – a másikon pedig ugyanannyival csökken. Az áramok időfüggvénye attól függ, hogy milyen a kimenőfeszültség időfüggvénye, amit éppen előállít a végfok. A 2.16. ábrán harmonikus kimenő feszültséget feltételezve rajzoltuk meg az áramokat.

Az „A” osztályú működés hátránya, hogy nagyon rossz az erősítő hatásfoka, nyugalmi állapotban is jelentős teljesítményt vesz fel. Előnye viszont, hogy a „B” osztályra jellemző keresztelési torzítás nem jelentkezik, ezért alkalmazzák professzionális HiFi erősítőkben, és magasabb frekvenciákon.



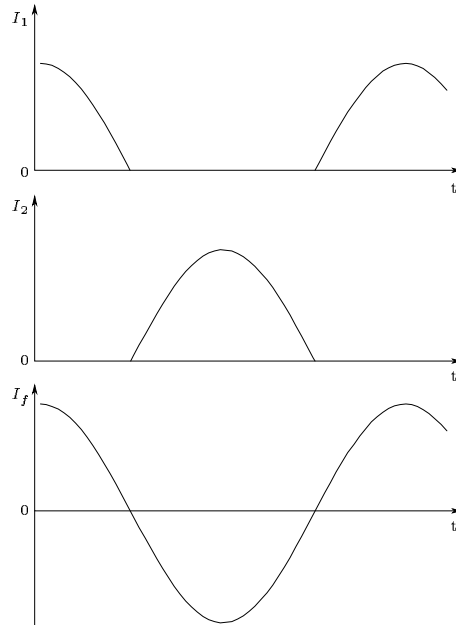
2.15. ábra. Ellenütemű végfokozat.



2.16. ábra. "A" osztályú működés.

"B" osztályú működés

A két tranzisztor közül mindig csak az egyik folyik áram. Ha éppen pozitív kimenő feszültséget állít elő a végfok, akkor T_1 nyit (folyik rajta áram), T_2 pedig zár (nem folyik rajta áram). Negatív kimenő feszültségnél éppen fordított a helyzet. Harmonikus kimenő feszültség esetében az áramok a 2.17. ábra szerint alakulnak.



2.17. ábra. "B" osztályú működés.

A „B” osztályú erősítő hatásfoka lényegesen jobb, nyugalmi állapotban nem vesz fel teljesítményt. Zérus kimenő feszültség környezetében a tranzisztorok állapotváltása miatt tranziens keletkezik, ami torzítást okoz.

Az otthoni használatra szánt hangfrekvenciás végfokok általában „B” osztályban működnek.

2.1.9. Széles- és keskenysávú erősítő

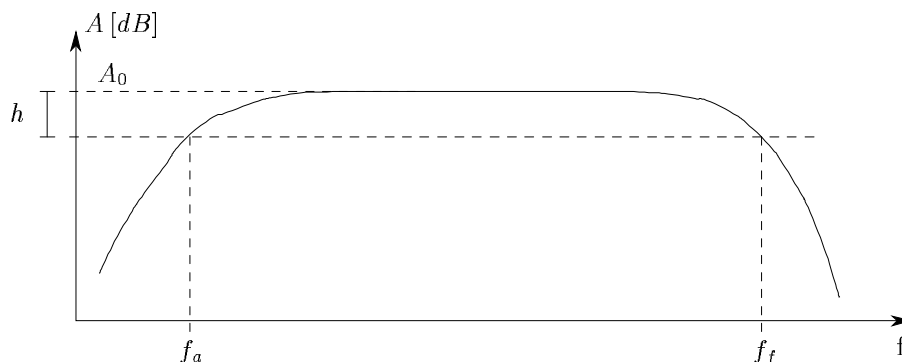
Az erősítők erősítése függ attól, hogy milyen frekvenciájú jelet erősítünk velük. Alacsony frekvencián a csatoló kapacitások miatt, magas frekvencián a parazita energiatárolók miatt csökken az erősítés. A tipikus erősítés-görbét a 2.18. ábrán rajzoltuk meg a frekvencia függvényében. Az egyes fogalmakat a jelölések értelmezésével együtt mutatjuk be:

- A_0 Az erősítés közepes frekvencián. A „közepes” frekvenciát általában nem lehet egzakt módon definiálni, de valahol f_a és f_b között, mindkettőtől elég távol van.
- h Az az erősítés-csökkenés, amelyet a működési tartományon belül elfogadhatónak tartunk. Értéke tipikusan 3dB az otthoni használatra szánt

hangfrekvenciás berendezésekben¹⁰, mérőműszereknél nem ritka a 0,1dB előírás sem – ez nagyjából 1%-nak felel meg.

f_a, f_b Alsó és felső határfrekvencia. Értékük függ h megválasztásától.

$f_a \dots f_b$ A két határfrekvencia között húzódik a *működési frekvenciatartomány*.



2.18. ábra. Szélessávú erősítő erősítése a frekvencia függvényében (Bode diagram).

Általában akkor hívjuk szélessávúnak az erősítőt, ha a felső és alsó határfrekvencia hányadosa nagy. Például az emberi fül nagyjából a 20Hz... 20kHz tartományba eső hangokat képes érzékelni, tehát hangfrekvenciás erősítőknél $f_a = 20\text{Hz}$ és $f_b = 20\text{kHz}$ választás megfelelő, ebből az f_b/f_a hányados értéke 1000. Ez mindenképpen szélessávú erősítő lesz. A rádiófrekvenciás tartományban működő erősítőknél a viszony sokkal kisebb lehet, mégis szélessávúnak tekintjük az erősítőt, ha működési tartománya több rádiócsatornát átfog.

A szélessávú erősítőket két csoportba lehet sorolni attól függően, hogy a működési tartomány magában foglalja-e a zérus frekvenciát:

AC-csatolt erősítők

A komplett erősítő egység általában több fokozat kaskád kapcsolásából¹¹ áll. Az egyes fokozatokban az aktív eszköz munkapontbeállítását meg kell oldani. Általában egyszerűbb a tervezés, és kevesebb aktív eszköz felhasználásával megoldható a feladat, ha az egyes fokozatok munkapont-beállítását függetlenítjük a környező fokozatoktól. Ebből a célból olyan alkatrészt használunk a fokozatok közötti jel-átvitelre, amely frekvenciafüggő impedanciával rendelkezik. A leggyakrabban megfelelően méretezett kondenzátorral csatolják a jelet.

Az így kialakított rendszerben csak a váltóáramú jel-összetevő terjed a bemenettől a kimenetig, a bemenő feszültség egyen-összetevője nem.

Az elektronika hőskorában túlnyomórészt AC-csatolt erősítőket használtak.

DC-csatolt erősítők

¹⁰ $\sqrt{2}$ -szeres csökkenés, nagyjából ekkora romlást képes észlelni az emberi fül.

¹¹Több fokozaton keresztül halad a jel, az egyik fokozat kimenete a következő bemenő jelét adja. Az eredő erősítés a fokozatok erősítésének szorzata – dB-ben kifejezve az összege.

Ezek az erősítők a bemenő jelfeszültség egyen-összetevőjét is erősítik. A komplett erősítőt úgy tervezik, hogy minden aktív eszközön a környező fokozatokkal kölcsönhatásban jöjjön létre a megfelelő munkapont. A cél érdekében speciális kapcsolástechnikai trükköket alkalmaznak.

A DC-csatolás számos előnnyel jár:

- Kisebb méretű és olcsóbb lesz az elektronika, mert nincs szükség csatoló-kondenzátorokra.
- AC-csatolt rendszerben a tápfeszültség be- és kikapcsolásakor tranziens folyamat a csatoló kondenzátorok feltöltődése és kisülése. A tranziens ideje annál hosszabb, minél kisebb az alsó határfrekvencia¹². DC-csatolt erősítőknél értelemszerűen elmarad ez a tranziens.

A DC-csatolás hátránya viszont, hogy az áramköri aszimmetriák miatt egy hiba-feszültség (egyenfeszültség) keletkezik a kapcsolat kimenetén, ezt *offset*nek hívjuk. Ha a fogyasztó egy hangszóró, akkor az offset-feszültség hatására a membrán kimozdul nyugalmi helyzetéből, és az offset által okozott „eltolt” pozíció körül fog működni. Ez jeltorzításhoz és a hangerő csökkenéséhez vezet.

2.2. Szűrő

A szűrő felfogható egy olyan erősítőként, melynek erősítése jól meghatározott karakterisztika szerint változik a frekvencia függvényében.

Nehéz elképzelni olyan elektronikus berendezést, amely ne tartalmazna szűrőt. A XX. század közepe táján a szűrők tervezése volt az elektronika egyik központi kérdése. Kisebb könyvtárat meg lehetne tölteni azzal az irodalommal, ami abban az időben keletkezett. Nem célunk még érintőlegesen sem a tervezési módszerek ismertetése, csupán egy nagyon rövid áttekintésre vállalkozunk a témában.

2.2.1. Folytonos és diszkrét idejű

A „klasszikus” szűrő időben folytonos működésű. A legtöbbször gondosan méretezett, precíziós induktivitásokból és kapacitásokból áll¹³ (L-C szűrő). Az induktivitások megvalósítása általában költséges, ezért használnak csak ellenállásokat és kondenzátorokat tartalmazó szűrőket (R-C szűrő) is. A kétféle technológia sok mindenben eltér, az adott műszaki-gazdasági környezet alapján dönthető el, hogy melyik alkalmazandó.

A diszkrét idejű szűrő a feldolgozandó jel azonos időközökben vett diszkrét mintáiból állítja elő a kimenő jelet – ami szintén egy diszkrét idejű minta sorozat. A diszkrét idejű szűrő-technológia az elterjedését a digitális technika fejlődésének köszönheti. A szűrő voltaképpen nem más, mint egy algoritmus, melynek real-time működtetése a bemenő jellel „egyidejűleg” produkálja a kimenő jelet.

¹² Olcsó hangfrekvenciás erősítőknél a tranziens kellemetlen durranásként hangzik a hangszóróból.

¹³ Továbbá ellenállásokból, de ez a hozzáférők számára triviális, ezért nem szokták emlegetni.

Approximáció

A szűrő tervezésének – a specifikáció rögzítése után – első lépése az approximáció. Ez azt jelenti, hogy a specifikációt kielégítő, és *megvalósítható* karakterisztikát keresnek.

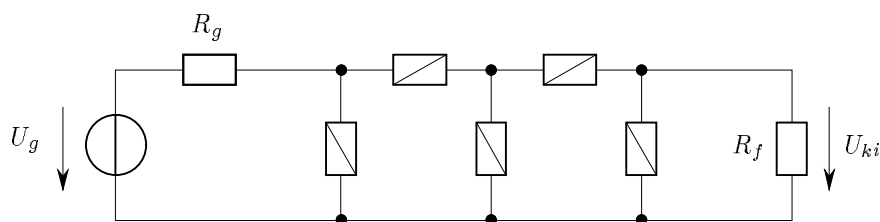
Ha a megvalósítás folytonos idejű szűrővel történik, akkor a frekvencia tartományban könnyebb a tervezés. Az approximáció eredménye a megvalósítandó komplex átviteli függvény, amely két polinom hányadosaként adható meg.

Ha a megvalósítás diszkrét idejű szűrővel történik, akkor az időtartománybeli leírás kezelhető könnyebben, és a szűrő súlyfüggvénye az approximáció eredménye.

Szintézis

A tervezés második lépése a szintézis. Ez vagy heurisztikus, vagy algoritmizált eljárás a kitűzött függvény megvalósítására alkalmas hálózat megtervezésére.

A folytonos idejű szűrőknél a leggyakrabban használt topológia a *létra hálózat*. A létra hálózat hossz- és keresztirányú egy-kapukat tartalmaz (2.19. ábra). Az egy-kapuk mindegyike lehet egy reaktáns elem (induktivitás vagy kapacitás), de lehet önmagában is összetett hálózat (például rezgőkör). A szintézis eljárás eredményeként ismertté válik a kapcsolás és az egyes elemek értéke.



2.19. ábra. Létra hálózat.

A diszkrét idejű szűrőknél a szintézis eredménye egy algoritmus

Megvalósítás

A folytonos idejű szűrőknél a következő problémákkal kell számolni a megvalósítás során:

- Az alkatrészek pontossága
0,5%-nál nagyobb pontosság nehezen érhető el.

- Öregedés

A tekercsek és kondenzátorok érzékeny mechanikus szerkezetek, hőhatásra illetve évek alatt az öregedés folytán mechanikai deformáció, anyagöregedés következik be – ezáltal az impedancia megváltozik.

- Elem-szórás

A szűrőben alkalmazott alkatrészek értéke nem lehet szélsőséges, legfeljebb nagyjából 1:100 arányú alkatrészcímértékek fogadhatók el. Ha ennél

nagyobb szórás adódik, akkor a szűrő újratervezésével, szélsőséges esetben a rendszerterv átalakításával lehet segíteni a problémán.

A diszkrét idejű szűrők megvalósításánál a következő problémák adódhatnak:

- Sebesség

A digitális jelfeldolgozó processzor utasítás-sebessége és a mintavételi sebesség aránya meghatározza, hogy milyen komplexitású algoritmus real-time végrehajtása lehetséges.

- Kvantálás

A diszkrét (de folytonos értékészletű) minták digitalizálása szükségszerűen hibával jár. A hiba általában additív zajjal modellezhető.

- Számábrázolás pontossága

A processzor belső regisztereiben véges számjeggyel írhatók le a számítások részeredményei. A mennyiségek tárolásához szükséges pontosság általában meghaladja a kvantálás felbontását.

3. fejezet

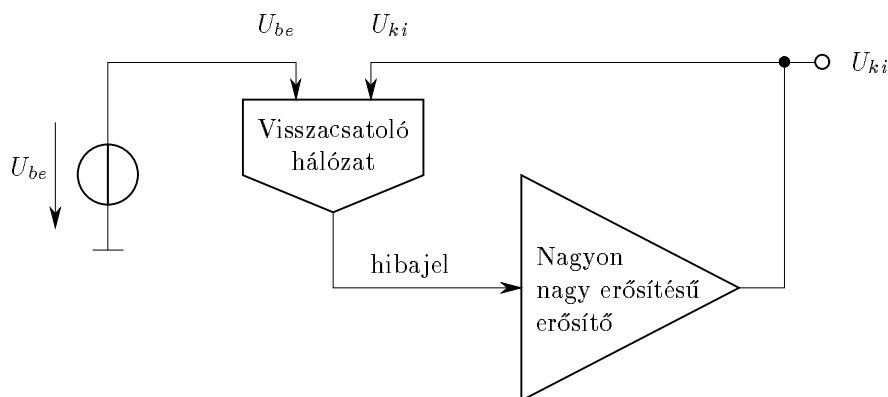
Műveleti erősítő és kapcsolástechnikája

3.1. Visszacsatolt rendszer

Ahhoz, hogy megértsük, miért olyan más a műveleti erősítők világa, tekintsük előbb a konvencionális erősítő felépítését. A hagyományos (de nem túlhaladott) áramkörtechnika egy vagy több fokozatból építi fel az erősítőt. Az aktív eszközök paramétereinek figyelembevételével az egyes fokozatok paramétereinek gondos beállítására törekszik.

A hagyományos technikában a komplett erősítő paraméterei az egyes fokozatok paramétereiből adódnak.

Egészen más hozzáállást követ a műveleti erősítő technika. A lényegét a 3.1. ábrán mutatjuk be.



3.1. ábra. Műveleti erősítő kapcsolástechnika (visszacstatolt rendszer).

A kapcsolat átvitelét döntően a *visszacstatoló hálózat* alakítja ki. Ez a hálózat lehet lineáris vagy nemlineáris, de általában passzív. A visszacstatoló hálózat méri a bemenő feszültséget és a kimenő feszültséget is. A visszacstatoló hálózatba van kódolva az az információ, hogy milyen kapcsolatban kell lennie a két

értéknek. Ha az aktuális $U_{be}; U_{ki}$ értékpár nem felel meg a követelménynek, akkor a visszacsatoló hálózat egy *hibafeszültséggel* jelzi az erősítőnek a hibát.

A „nagyon nagy erősítésű erősítő” erősítése tényleg nagyon nagy¹, de lényegtelen, hogy pontosan mennyi. Nagy erősítése folytán az erősítő a nagyon kicsi hibajelre is érzékenyen reagál, a kimenő feszültség megváltozik. A változás addig tart, míg a hibajel zérus körüli értékre nem csökken. A rendszer egyensúlyi állapotában az $U_{be}; U_{ki}$ értékpár (majdnem) pontosan kielégíti a követelményt, és a hibafeszültség (csaknem) nulla. U_{ki} (majdnem) pontosan annyi, amennyinek az adott U_{be} mellett lennie kell. A működés valami olyasmi, mint egy túl jól sikerült szervó-kormány egy gépkocsiban.

A 3.1. ábrán megrajzolt konstrukció egy úgynevezett *visszacsatolt* rendszer. Az elnevezés arra utal, hogy az erősítő kimenetéről jel jut vissza az erősítő bemenetére. A visszacsatolt rendszerben tipikusan erősen túlméretezett² erősítőt használnak annak érdekében, hogy a hibajel értéke minimális legyen. Dominánsan a visszacsatoló hálózat határozza meg az eredő erősítést, a hibajel-erősítő csak másodlagos hatással van a paraméterekre.

A visszacsatoló hálózat megfelelő kialakításával különféle *műveletek* elvégzésére képes a visszacsatolt rendszer. Lehet vele invertáló és neminvertáló erősítést, összeadást és kivonást, integrálást és deriválást végezni, sőt, nemlineáris műveletek is elvégezhetők. Mindezen műveletekhez ugyanaz az „univerzális” hibajel-erősítő használható: ez a *műveleti erősítő*.

Visszacsatolást a hagyományos kapcsolástechnikában is alkalmaznak, de a műveleti erősítőre alapozott technika *kizárólag* visszacsatolt rendszert használ.

3.2. Műveleti erősítő

A „műveleti erősítő” elvont fogalom: egyfajta rendszertechnikai blokkot jelöl. Valami ilyesmit jelent: *szimmetrikus feszültség-bemenettel, aszimmetrikus feszültség-kimenettel rendelkező végtelen nagy feszültségerősítésű eszköz – a bemenő jelen végzendő különféle műveletek visszacsatolt rendszerben való végrehajtásához*³.

Elvont fogalomból persze nem lehet használható berendezést építeni, csinálni kell tehát egy valóságos áramkört, melynek jellemzői jól megközelítik az elvont fogalom idealizált paramétereit. Szerencsétlen módon nem terjedt el valamiféle megkülönböztető elnevezés a „műveleti erősítő fogalmát megközelítően megvalósító gyártmány”-ra: ezt is egyszerűen csak műveleti erősítőnek hívják – ami persze időnként félreértésre ad alkalmat. A szövegkörnyezetből általában kiderül, hogy az idea vagy annak földi mása a „műveleti erősítő”, ahol pedig nyomatékositani szükséges, ott „ideális műveleti erősítő”, illetve „megvalósított műveleti erősítő” szoktak írni.

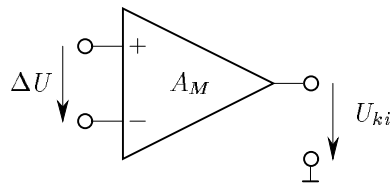
3.2.1. Ideális műveleti erősítő

A műveleti erősítő kapcsolási jele, valamint a leíráshoz használandó mennyiségek jelölései a 3.2. ábrán láthatók.

¹Tipikus érték: 10^5 .

²„Feleslegesen” nagy erősítésű erősítőt.

³Aki készletét érez ennek a definíciónak a megjegyzésére, az feltehetően alkalmatlan értelmiségi állás betöltésére.



3.2. ábra. Műveleti erősítő kapcsolási jele.

A műveleti erősítő szimmetrikus feszültség-bemenettel rendelkezik. Az átvitel előjel-helyes értelmezéséhez a két bemenetet megkülönböztetjük:

- + : neminvertáló bemenet
- : invertáló bemenet.

A kimenet aszimmetrikus. A 3.2. ábrán használt mérőirányok mellett a műveleti erősítő erősítése pozitív.

Az ideális műveleti erősítőre az alábbiak jellemzők:

- Az

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

feszültségerősítés végtelenül nagy. Következésképpen véges kimenőfeszültséghez zérus bemenőfeszültség tartozik.

- A bemenő ellenállás végtelenül nagy, a bemeneten nem folyik áram (a bemenet szakadásként viselkedik).
- A kimenet ideális feszültséggenerátor.

3.2.2. Megvalósított műveleti erősítő

A műveleti erősítő céljára épített erősítő az idealizált paramétereket igyekszik megközelíteni. Nem létezik objektív kritérium arra nézve, hogy mennyire kell a valóságos áramkörnek megközelíteni az ideális paramétereket. Bizonyos esetekben a nagyon egyszerű, 1-2 aktív eszközt tartalmazó erősítőt is műveleti erősítőnek lehet tekinteni, mert ezzel a megközelítéssel egyszerűbb értelmezni az összetett áramkör működését.

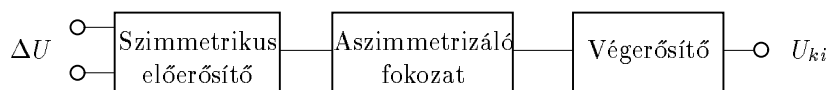
A „jó” műveleti erősítő meglehetősen összetett áramkör, tipikusan többfokozatú, néhányszor 10 aktív eszközt tartalmazó rendszer. Diszkrét alkatrészekből az ilyen bonyolultságú áramkör már nem gyártható gazdaságosan. A műveleti erősítők kapcsolástechnika elterjedése az integrált áramkörös technológia fejlődésének köszönhető.

Az integrált áramkör gyártók nagy darabszámban, igen olcsón kínálnak különféle típusú integrált áramköröket. Az egyes típusok eltérő technológiával, eltérő elektromos kapcsolásban, más-más célra készülnek. A típusok közötti eltérés többnyire abban nyilvánul meg, hogy melyik paraméter közelíti meg az átlagosnál jobban az ideális értéket. Egyes típusoknak nagyon nagy az erősítése, másoknak nagyon kicsi a zaja, megint mások extrém kis tápfeszültséget

igényelnek, és így tovább. A gyártók katalógusokban teszik közzé az egyes típusok paramétereit, és a tervező a konkrét feladathoz legjobban alkalmazható típust választja ki.

Rendszertechnikai felépítés

A feladat, hogy az ideális műveleti erősítőt megközelítő áramkört hozzunk létre, lényegében meghatározza a rendszertechnikai felépítést (3.3. ábra).



3.3. ábra. Műveleti erősítő felépítése.

Az előerősítő fokozat egy speciálisan kialakított differenciálerősítő. Egyes műveleti erősítő típusokban FET-eket használnak a kis bemenő áramok biztosítása céljából.

Az aszimmetrizáló fokozat két feladatot lát el:

- Az előerősítő által előállított szimmetrikus jelből aszimmetrikus jelet készít.
- Tipikusan ez a fokozat nagyon nagy erősítésű, lényegében itt keletkezik a műveleti erősítőre jellemző nagyon nagy erősítés.

A végfokozat kis kimenő ellenállású, nagyobb áramot (10...100mA) képes előállítani. Többnyire ellenütemű fégfokot használnak.

Bár a 3.3. ábrán nem tüntettük fel, a rendszertechnikai felépítés fontos része a munkapontbeállító áramkör. Ez olyan megoldást tartalmaz, mely az aktív eszközök karakterisztikájának egyformaságát kihasználva precíziós pontosságú áram-arányokat állít be az egyes fokozatokban.

A megvalósított eszköz hibái

A megvalósított műveleti erősítő paraméterei eltérnek az ideálistól. A hibák két csoportba sorolhatók, mindkét csoportnál felsorolunk néhány jellemző hibát a teljesség igénye nélkül.

Statikus hibák

- Véges erősítés
Típustól függően a $10^3 \dots 10^6$ tartományba esik az erősítés, azonos típuson belül 1:2 arányban is lehetséges eltérés az egyes egyedek paramétereit között. A további fejezetekben A_M -mel fogjuk jelölni az erősítés értékét.
- Nemlinearitás
Az U_{ki} (U_{be}) karakterisztika nemlineáris, egyes típusoknál jelentős mértékben. A nemlinearitás nem okoz komolyabb hibát a visszacsatolt rendszerben, ha egyébként az erősítés⁴ elég nagy.

⁴Pontosabban: a *hurokerősítés*.

- Offszet

Zérus kimenő feszültség nem nulla, hanem attól eltérő bemenő feszültség mellett jön létre. A hiba a transzfer függvény „eltolódása”, többnyire a gyártási technológia pontatlanságából adódó aszimmetria következménye. Az offszet feszültség tipikus értéke 1...10mV.

- Bemenő áram

A szimmetrikus előerősítő fokozat aktív eszközeinek vezérlő elektródáján folyó munkaponti áram. Bipoláris tranzistorokból épített bemenetnél 100nA nagyságrendű, FET-ek esetében nagyságrendekkel kisebb (általában nem mérhető standard laboratóriumi műszerekkel).

Dinamikus hibák

- Az erősítés frekvencia-függése

Az aktív eszközök parazita energia-tárolói miatt csökken az erősítés magasabb frekvencián. Tipikusan 100Hz nagyságrenjébe esik az első pólus frekvenciája. A döbbenetesen alacsony törésponti frekvencia ellenére akár több MHz-ig is működőképes lehet a visszacsatolt rendszer. A jelenséget elemezni fogjuk.

- Véges jelváltozási sebesség

Szintén a belső parazita energiatárolók miatt korlátos a kimeneten a feszültség változásának sebessége. A jelenséget egy nemlineáris effektus okozza: a bemeneti differenciálerősítőt felbillentve annak munkaponti áramával arányos (véges) áram végzi a parazita kapacitás feltöltését. Tipikus érték: néhányszor $10\text{V}/\mu\text{sec}$.

- Bemenő impedancia

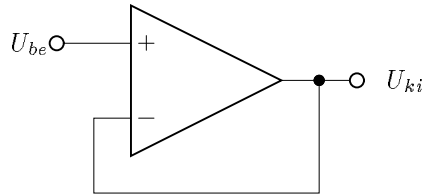
A műveleti erősítőknek általában elég nagy a kisjelű bemenő ellenállása (legalább 100k Ω , vagy akár nagyságrendekkel nagyobb), ami mellett a 10pF nagyságrendű parazita kapacitás már közepes frekvenciákon is számottevő impedanciát képvisel.

3.3. Alapkapcsolások

Létezik néhány standard feladat, amit műveleti erősítő kapcsolással el lehet látni. A standard feladatokhoz vannak ismert megoldások, ezeket alapkapcsolásoknak nevezik.

A következőkben ismertetjük a legfontosab alapkapcsolásokat. A leírások során ideális műveleti erősítőt feltételezünk. Az átvitel kiszámításához mindig abból indulunk ki, hogy véges kimenő feszültséghez csaknem nulla differenciális bemenő feszültség szükséges a műveleti erősítő bemenetén.

A kapcsolási rajzokon nem jelöljük a műveleti erősítő energia-ellátását biztosító tápfeszültséget.



3.4. ábra. Feszültségkövető kapcsolás.

3.3.1. Feszültségkövető

Ez a legegyszerűbb kapcsolás, amit műveleti erősítővel építeni lehet (3.4. ábra). A visszacsatoló hálózat a végtelenségig egyszerű, maga a műveleti erősítő hasonlítja össze a bemenő feszültséget, és az általa előállított kimenő feszültséget.

Egyensúlyi helyzetben a véges kimenő feszültséghez közel nulla differenciális hibafeszültség tartozik:

$$\Delta U = U_{be} - U_{ki} \simeq 0$$

azaz $U_{ki} \simeq U_{be}$. A visszacsatolt rendszer erősítése:

$$A_v = \frac{U_{ki}}{U_{be}} \simeq 1$$

A kapcsolatban a kimenő feszültség *követi* a bemenő feszültség értékét: innen származik a *feszültségkövető* elnevezés.

A kapcsolat látszólag nem csinál semmit, a kimenetén egyszerűen megismétli a bemenetre adott feszültség értékét. Erre egy darab drót is képes ...

No nem egészen. A kapcsolat feszültségerősítése valóban egységnyi, *áramerősítése* viszont óriási lehet. A bemenetet meghajtó generátorról felvett áram nagyon kicsi, a feszültséggenerátoros kimenet nagyságrendekkel nagyobb áramot képes folytatni a fogyasztón. A kapcsolat igen nagy teljesítményerősítésre képes.

Nagyon fontos! Nem szabad felcserélni a műveleti erősítő két bemenetét. Nem elég ugyanis, hogy egyensúlyi állapot tudjon létrejönni, az állapotnak stabilnak kell lennie. Ehhez szükséges, hogy *negatív* legyen a visszacsatolás.

A 3.4. ábrán látható áramkör visszacsatolása negatív. Ha bármilyen okból elmozdul *pozitív* irányban a kimenő feszültség, akkor ennek hatására *negatív* irányban változik a műveleti erősítő szimmetrikus bemenő feszültsége ($\Delta U = U^+ - U^-$), és ennek hatására *negatív* irányú változás jön létre a kimeneten. A rendszer rendelkezik egy „öngyógyító” mechanizmussal, ami igyekszik kiküszöbölni az egyensúlyban keletkezett hibát.

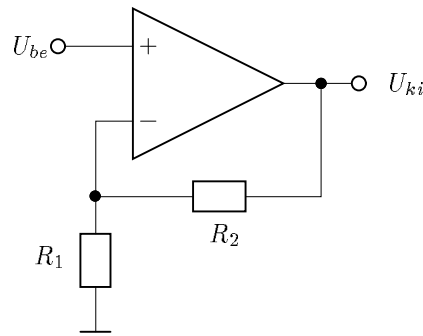
Ha felcseréljük a műveleti erősítő két bemenetét, akkor egészen másként működik az áramkör⁵.

Erősítő céljára (szinte) kizárólag negatívan visszacsatolt rendszert használunk.

3.3.2. Neminvertáló alapkapcsolás

A komplikált elnevezés *pozitív* erősítésű kapcsolást takar (3.5. ábra).

⁵Hiszterézises komparátort kapunk.



3.5. ábra. Neminvertáló kapcsolás.

A műveleti erősítő neminvertáló bemenetére a kimenetről leosztott feszültség van visszacsatolva. Az invertáló és neminvertáló bemenetek között mérhető hibajel:

$$\Delta U = U_{be} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_{ki} \simeq 0$$

Az egyenletet átrendezve megkapjuk a neminvertáló kapcsolás erősítését:

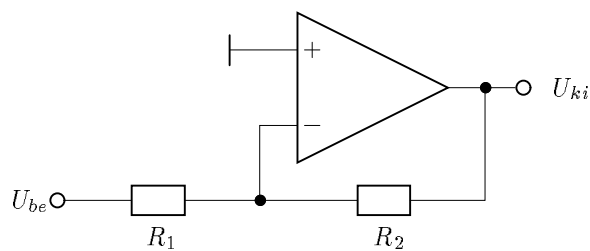
$$A_v = \frac{U_{ki}}{U_{be}} \simeq \frac{R_1 + R_2}{R_1} \equiv 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Láthatóan egységnyinél nagyobb, és pozitív a kapcsolás eredő erősítése.

Ha R_1 helyén szakadást, R_2 helyén pedig rövidzárát alkalmazunk, akkor feszültségekövető kapcsolást kapunk.

3.3.3. Invertáló alapkapsolás

Ez *negatív* erősítésű kapcsolás (3.6. ábra).

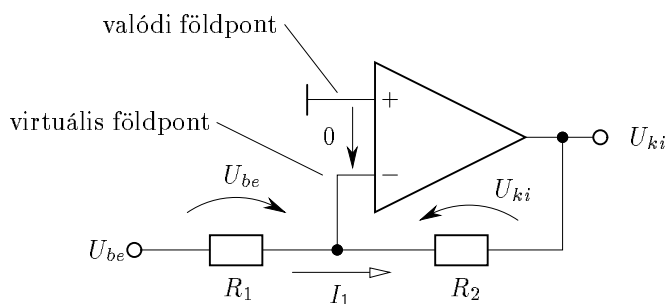


3.6. ábra. Invertáló kapcsolás.

Az eredő erősítés többféleképpen számítható, természetesen mindegyik (helyes) módszer azonos eredményt ad. A most választott módszer alkalmat ad egy új fogalom bevezetésére.

Gondolatmenetünk a következő (lásd 3.7. ábra):

1. A műveleti erősítő addig változtatja kimenő feszültségét, míg ΔU bemenő feszültsége nullára csökken, azaz az invertáló és neminvertáló bemenetének



3.7. ábra. Magyarázó rajz az invertáló kapcsolás feszültségerősítésének kiszámításához.

potenciálja megegyezik. Mivel a neminvertáló bemenet földpotenciálán van, az invertáló bemeneten is a földpotenciál mérhető. Ezt a mesterséges földpontot *virtuális földpont*nak hívjuk.

- Mivel az R_1 ellenállás jobb oldala földponton van, rajta megjelenik az U_{be} feszültség, melynek hatására az R_1 -en

$$I_1 = \frac{U_{be}}{R_1}$$

áram folyik.

- A műveleti erősítő bemenetére nem folyik áram, tehát az I_1 áram egésze keresztülfolyik az R_2 ellenálláson, és rajta $I_1 \cdot R_2$ feszültséget hoz létre.
- R_2 egyik vége földön van, másik vége U_{ki} potenciálán, azaz az I_1 áram által az R_2 ellenálláson létrehozott feszültség megegyezik a kimenőfeszültséggel (de ellentétes előjelűek):

$$U_{ki} = -I_1 \cdot R_2$$

Ezzel lényegében végeztünk, behelyettesítés és átrendezés után kapjuk a végeredményt:

$$A_v = \frac{U_{ki}}{U_{be}} \simeq -\frac{R_2}{R_1}$$

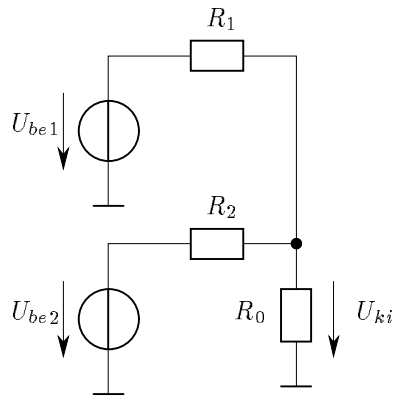
Az eredmény negatív, ahogy az a fejezetcím alapján várható volt.

3.3.4. Összeadó

Különböző forrásból származó feszültségek súlyozott összegét egyszerű ellenállás-hálózattal is elő lehet állítani, de – mint látni fogjuk – nehezen karbantartható e megoldás.

Tekintsük a 3.8. ábrán látható összeadót! A kimenő feszültség szuperpozícióval számolható. Az éppen inaktív feszültséggenerátor rövidzárral helyettesítendő, a hozzá tartozó ellenállás résztvesz az aktuális súlyozó tényező kialakításában. A részletek mellőzésével a végeredmény:

$$U_{ki} = \frac{R_2 R_0}{R_1 R_0 + R_2 R_0 + R_1 R_2} U_{be1} + \frac{R_1 R_0}{R_1 R_0 + R_2 R_0 + R_1 R_2} U_{be2}$$

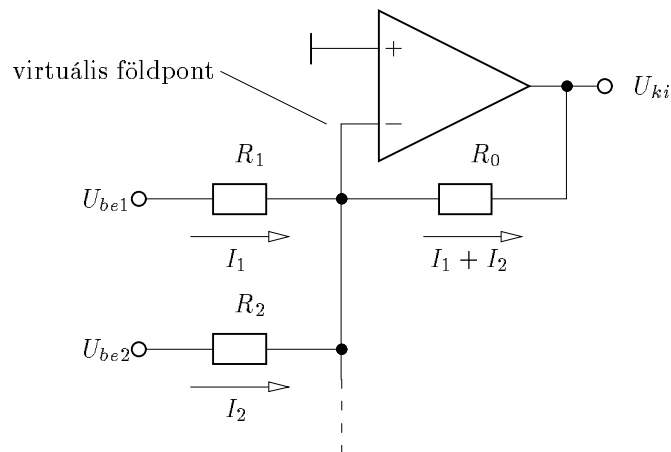


3.8. ábra. Passzív összeadó.

Az eredményre tekintve szembetűnő a konstrukció hátránya: mindkét súlyozó tényező függ valamennyi ellenállástól. Tovább romlik a helyzet, ha a kapcsolást bővítjük több jel összeadására.

Sokkal áttekinthetőbbé tehető a működés műveleti erősítő felhasználásával. Az ötlet az invertáló alapkapsolásból származtatható: a virtuális földpontot több áram összegző pontjaként használva az összegzi árammal arányos feszültség keletkezik a kimeneten.

A két feszültség összegzésére alkalmas kapcsolást a 3.9. ábrán mutatjuk be.



3.9. ábra. Műveleti erősítő összeadó.

Az R_1 és R_2 ellenállások a virtuális földpontra vannak kötve, ezért a rajtuk folyó áramok egyszerűen számíthatók:

$$I_1 = \frac{U_{be1}}{R_1} \quad ; \quad I_2 = \frac{U_{be2}}{R_2}$$

Az áramok összege az R_0 ellenálláson hozza létre a kimenő feszültséget:

$$U_{ki} = -(I_1 + I_2) \cdot R_0$$

Behelyettesítés után a végeredmény:

$$U_{ki} = -\frac{R_0}{R_1}U_{be1} - \frac{R_0}{R_2}U_{be2} \equiv (-R_0) \cdot \left(\frac{1}{R_1}U_{be1} + \frac{1}{R_2}U_{be2} \right)$$

Az eredményről látszik, milyen kényelmes a méretezés:

- Mindegyik bemenőfeszültség súlyozótényezője külön-külön beállítható, az egyes súlyozótényezők megváltoztatása nem hat a többire
- Az összeg súlyozótényezője az R_0 ellenállással állítható be.

Belátható, hogy a 3.9. ábrán bemutatott kapcsolás bővíthető, elvileg akár-hány függetlenül súlyozható bemenet kialakítható.

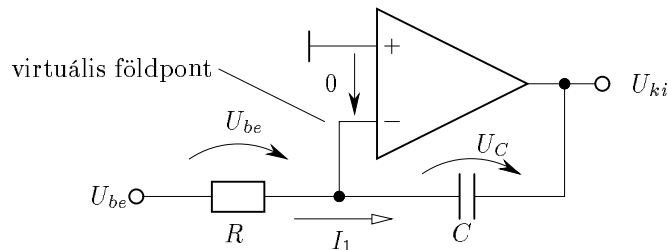
3.3.5. Integrátor

Műveleti erősítő kapcsolással igen jól *modellezhető* az idő szerinti integrálás művelete. Azért ragaszkodunk ahhoz, hogy csupán modellezésről van szó, mert fizikai értelemben a feszültség idő szerinti integráltja egy $V \cdot sec$ dimenziójú mennyiség lenne. Az integrátor áramkör kimenetén azonban *feszültség* jelenik meg, melynek értéke arányos a bemenőfeszültség idő szerinti integráltjával.

A kapcsolás működése azon alapul, hogy a kapacitáson a feszültség arányos az áram idő szerinti integráltjával. A megvalósításhoz a következő lépések szükségesek:

- Arányos árammá kell konvertálni az integrálandó feszültséget.
- Az áramot rá kell kényszeríteni egy kondenzátorra.
- A kondenzátoron keletkező feszültséget ki kell juttatni a kimenetre.

A feladat jól kivitelezhető az *invertáló alapkapsolás* struktúrájában. A visszacsatoló ellenállás pozíciójába kondenzátort helyezve integrátort kapunk (3.10. ábra).



3.10. ábra. Integrátor.

A kimenőfeszültség meghatározásának menete:

1. Az R ellenálláson a bemenő feszültséggel arányos áram keletkezik:

$$I_1 = \frac{U_{be}}{R}$$

2. Az áram tölti a kondenzátort:

$$U_C(t) = \frac{1}{C} \cdot \int_0^t I_1 d\tau$$

3. A kimenő feszültség a kondenzátor feszültsége, de ellentétes polaritással:

$$U_{ki}(t) = -U_C(t)$$

Bár a számítások során nem hangsúlyoztuk, de az integrálandó mennyiség maga is változhat az idő függvényében, U_{be} helyett az $U_{be}(t)$ időfüggvénnyel kell kalkulálnunk. További részletkérdés, hogy a $t = 0$ időben a kondenzátor tartalmazhat valamekkora töltést, ami nullától eltérő induló feszültséget okoz a kimeneten. Mindezek figyelembevételével és a részeredmények felhasználásával a helyes végeredmény:

$$U_{ki}(t) = U_{ki0} - \frac{1}{R \cdot C} \cdot \int_0^t U_{be}(\tau) d\tau$$

Az $R \cdot C$ szorzat „idő” dimenziójú mennyiség, és *időállandó*nak hívjuk. Értéke az „egységnyi időt” adja a matematikai művelettel való megfeleltetéskor.

Az integrátort számtalan helyen használják az elektronikában. Használata némi gondosságot igényel: önmagában ugyanis „életképtelen”. Bármilyen kicsi is a bemenő feszültség egyen-összetevője, előbb-utóbb az integrált mennyiség olyan nagyra növekszik, amelyet már nem képes a műveleti erősítő előállítani. Ezért az integrátort csak egy önszabályzó, visszacsatolt rendszer elemeként lehet használni.

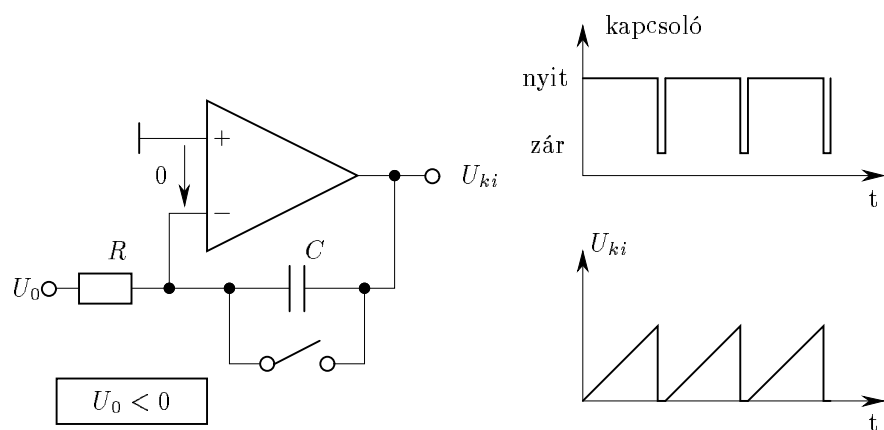
Egy másik fajta megoldás lehet az integrátor periódikus újraindítása. A kondenzátorral párhuzamosan helyezett kapcsoló zárásával kisüthető a kondenzátor, azaz a felhalmozott töltésmennyiség eltávolítható belőle. A 3.11. ábrán példát mutatunk egy ilyen alkalmazásra. Az integrátor bemenetére időben állandó *negatív* feszültséget kapcsolunk, ennek hatására állandó *pozitív* meredekségű jelváltozás keletkezik a kimeneten. Egy külső jel által vezérelve periódikusan rövid időre zárjuk a kapcsolót. A kapcsolás kimenetén fűrész-fogazásra emlékeztető jelet kapunk.

Végezetül megemlítjük, hogy a 3.10. ábrán az ellenállást és kondenzátort felcserélve *deriváló* kapcsolást kapunk, melynek vizsgálatát az Olvasóra bizzuk.

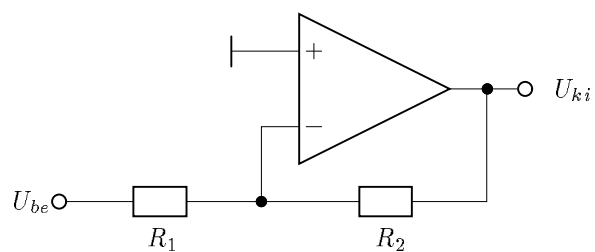
3.3.6. Az invertáló alapkapsolás általánosítása

Látható, hogy az invertáló alapkapsolás valamiféle megkülönböztetett szereppel bír a műveleti erősítő kapcsolástechnikában. Érdeemes az elrendezést egy kicsit alaposabban megvizsgálni, ebből a célból a 3.12. ábrán megismételjük a kapcsolási rajzot. Hogyan is működik?

- A műveleti erősítő mindent el fog követni, hogy bemenő feszültsége nulla legyen: ehhez az értékhez tartozik véges kimenő feszültség. Mivel neminvertáló bemenete földön van, ezt a földpotenciált *átmásolja* az invertáló bemenetére (virtuális földpont).



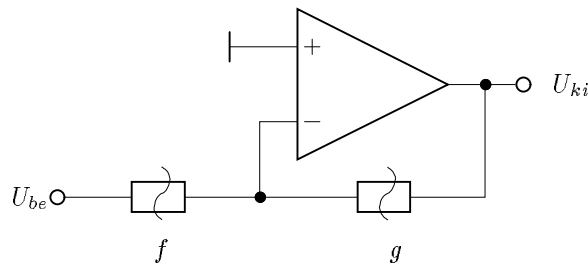
3.11. ábra. Fűrészgenerátor.



3.12. ábra. Invertáló kapcsolás.

- Az R_1 ellenállás az ohm-törvény szerinti árammá konvertálja a bemenő feszültséget.
- A műveleti erősítő áthajtja az áramot az R_2 ellenálláson, csak így tudja tartani a bemenetén a nulla feszültséget.
- A műveleti erősítőnek akkora kimenő feszültséget kell előállítania, melyhez az R_2 ellenálláson az ohm-törvény szerint éppen akkora áram tartozik, mint R_1 árama. Végző soron feszültséggé konvertálódik az áram az R_2 ellenálláson.

A mechanizmus akkor is működik, ha ellenállások helyett más egy-kaput használunk, erre példa az integrátor és a deriváló kapcsolás. Lehet *nemlineáris* egy-kapukat is használni, például diódát, vagy más, félvezetőket is tartalmazó hálózatot.



3.13. ábra. Invertáló kapcsolás általánosítása.

A 3.13. ábrán két nemlineáris egykaput használunk. Az egy-kapukon az

$$I = f(U) \quad \text{illetve} \quad I = g(U)$$

függvény írja le a feszültség és áram kapcsolatát. A tényleges függvénykarakterisztika most lényegtelen. Lehet a függvény lineáris is: ha például f helyén R_1 ellenállás van, akkor a függvény

$$f(U) = \frac{U}{R_1}$$

alakú.

Az f egykapun az áram:

$$I_1 = f(U_{be})$$

mely áramból a g függvény inverze szerinti feszültség keletkezik a g egykapun, és ellentétes előjellel ez lesz a kimenő feszültség:

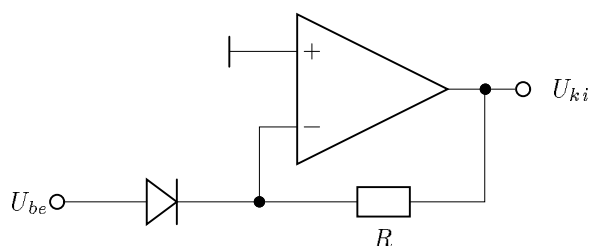
$$U_{ki} = -g^{-1}(I_1)$$

A részeredmények felhasználásával a végeredmény:

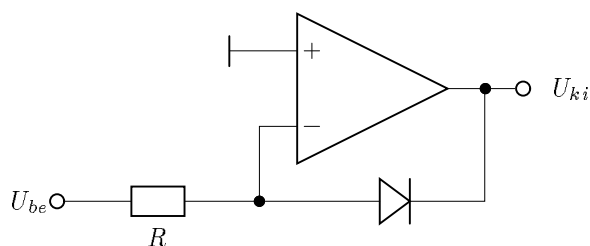
$$U_{ki} = -g^{-1}(f(U_{be}))$$

Típusos esetekben az egyik függvény lineáris (ellenállás). Példaként bemutatjuk az *exponenciális* és *logaritmikus* erősítő kapcsolást. Mindkettő félvezető

diódát használ nemlineáris egy-kapuként. A diódán az áram közelítőleg exponenciális függvénye a feszültségnek. Ha f helyén diódát alkalmazunk, g helyén pedig ellenállást, akkor exponenciális átviteli függvény kapunk (3.14. ábra). Ha a két alkatrészt felcseréljük, akkor logaritmikus karakterisztikájú az átvitel (3.15. ábra).



3.14. ábra. Exponenciális erősítő.



3.15. ábra. Logaritmikus erősítő.

A bemutatott áramkörök csak az alapelvet tükrözik, a gyakorlatban használható precíziós áramkörök sokkal összetettebbek.

3.4. Visszacsatolt rendszer modellezése

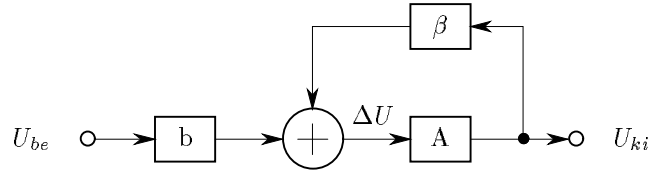
A visszacsatolt áramkörök vizsgálatakor mindeddig *ideális* műveleti erősítőt feltételeztünk. Az e feltételezéssel kapott eredményeink helyesek, de ez a durva megközelítés nyilvánvalóan nem alkalmas arra, hogy bármit tudjunk mondani arról, mi történik, ha *nem ideális* a műveleti erősítő.

A hibák kimutatásához finomítani kell a modellt. A továbbiakban kizárólag lineáris visszacsatoló hálózatot és lineáris karakterisztikájú műveleti erősítőt feltételezünk.

3.4.1. Hatás-vázlat

A modell egy *hatás-vázlat*, mely követi a visszacsatolt rendszer működési mechanizmusát (3.16. ábra). A (műveleti) erősítő bementére a bemenő és kimenő feszültség súlyozott összege kerül.

A hatás-vázlaton látható blokkok egy-egy lineáris átviteli tényezőt képviselnek, a bemenetükre érkező feszültséget megszorozzák a blokkba írt értékkel. A



3.16. ábra. Visszacsatolt rendszer modellje (hatás-vázlat).

blokkok átviteli tényezője meghatározza az U_{ki}/U_{be} eredő erősítést, ezt fogjuk most kiszámolni.

Az erősítő bemenetén mérhető jel a bemenő és kimenő feszültségek súlyozott összege:

$$\Delta U = b \cdot U_{be} + \beta \cdot U_{ki}$$

A kimenő feszültség kifejezhető az erősítő erősítésével:

$$U_{ki} = \Delta U \cdot A = (b \cdot U_{be} + \beta \cdot U_{ki}) \cdot A$$

Az eredményt átrendezve explicit alakban kapjuk a visszacsatolt rendszer erősítését:

$$A_v = \frac{U_{ki}}{U_{be}} = \frac{b \cdot A}{1 - \beta \cdot A}$$

Ebben a formában már értelmezhető az eredmény, de kifejezőbb lesz, ha egy azonos átalakítást végzünk rajta ($-\beta$ -val bővítjük a törtet, és átcsoportosítást végzünk):

$$A_v = \frac{b}{-\beta} \cdot \frac{-\beta \cdot A}{1 - \beta \cdot A}$$

Ebben a végső formában két tört szorzatából áll az eredmény.

- Az első tört kizárólag a visszacsatoló hálózat paramétereitől függ. Volta-képpen ez az az eredő erősítés, amelynek beállítására a kapcsolat tervezésekor a tervező törekedett.
- A második tört értéke optimális (ideális műveleti erősítő) esetben egységnyi. Valóságos rendszerben értéke egynél kisebb. A második törtet szokás *hibatényező*nek nevezni.

A hibatényezőben két helyen is szerepel a $\beta \cdot A$ szorzat. A 3.16. ábrára tekintve értelmezhető ez a mennyiség: ekkora erősítést nyer a jel, ha az ábrán látható hurokban egy kört megtesz. Emiatt a szorzatot szokás *hurokerősítés*nek hívni (általában nagy H betű jelöli). Igen gyakran a hurokerősítés felhasználásával adják meg a visszacsatolt rendszer erősítését:

$$A_v = \frac{b}{-\beta} \cdot \frac{-H}{1 - H}; \text{ ahol } H = \beta \cdot A$$

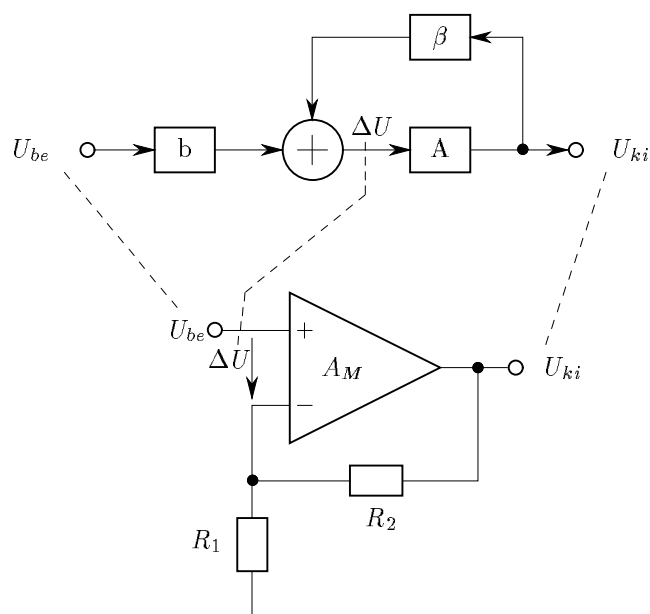
Negatívan visszacsatolt rendszerben a hurokerősítés negatív, tehát $-H$ valószínűleg pozitív számot jelöl. Ha az A erősítés elég nagy, akkor $-H$ egy nagy pozitív szám, és a hibatényező egyhez nagyon közel lehet:

$$\text{hibatényező} = \frac{\text{nagy pozitív szám}}{\text{nagy pozitív szám} + 1} \simeq 1$$

3.4.2. Modell és áramkör kapcsolata

Nincs egyértelmű szabály, mely megmondaná, hogyan kell egy konkrét áramkörnél a modell paramétereit összerendelni az áramkör paramétereivel. Többféle, egyaránt helyes megfeleltetés is lehetséges. Az összerendelés vezér-fonala a feszültségek megfeleltetése – a modell blokkjainak paramétereit ebből automatikusan adódnak.

További ködösítés helyett egy konkrét példán mutatjuk be a modell-paraméterek meghatározásának menetét. A kiszemelt áramkör a neminvertáló alapkapsolás (3.17. ábra).



3.17. ábra. Neminvertáló alapkapsolás és a visszacsatolt rendszer modelljének összerendelése.

1. Feszültségek összerendelése

Az összerendelést a 3.17. ábrán bejelöltük. Ilyen egyszerű áramkörnél kézenfekvő az összerendelés, ráadásul – előre megfontolt szándékkal – azonos módon jelöltük az összerendelő feszültségeket.

Összetettebb áramkörnél több lehetőség is adódhat ΔU felvételére, és meg lehet, hogy nem az áramkör kimenő feszültségének célszerű megfeleltetni a modell U_{ki} paraméterét.

A feszültségek összerendelése meghatározza, hogy milyen értékek fognak adódnak a modell b , β és A paramétereire. Ugyanakkor ez a választás nincs hatással a végeredményre, a visszacsatolt rendszer erősítésére helyes értéket kapunk – ha választásunknak megfelelően következetesen csináljuk végig a további lépéseket.

2. A modell „A” paraméterének meghatározása

A modell „ A ” paramétere a modell ΔU és U_{ki} paramétere között teremt kapcsolatot. Ha a feszültségek ismeretében akarjuk meghatározni, akkor az

$$A = \frac{U_{ki}}{\Delta U}$$

hányadossal definiálható. Ugyanez a hányados a vizsgált áramkörnél a műveleti erősítő A_M erősítése. Tehát a modell „ A ” paramétere az áramkör paraméterével kifejezve:

$$A = A_M$$

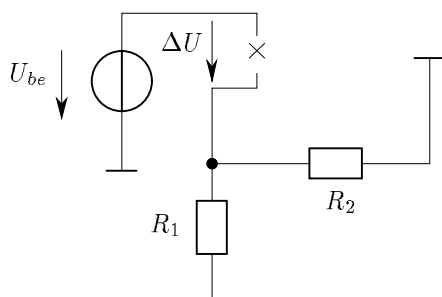
3. A modell „ b ” paraméterének meghatározása

A „ b ” blokk a „becsatolási tényező”, azt írja le, hogy milyen áttétellel jut a bemenő feszültség az „ A ” blokk bemenetére.

Tekintsük a modellt, és vizsgáljuk meg, hogyan lehet b értékét meghatározni a feszültségek ismeretében. ΔU és U_{be} viszonya használható, de módosítja az eredményt, hogy ΔU értékét U_{ki} is alakítja. Ezt úgy lehet kiküszöbölni, hogy $U_{ki} = 0$ feltétel mellett vizsgáljuk az átvitelt. Tehát:

$$b = \left. \frac{\Delta U}{U_{be}} \right|_{U_{ki}=0}$$

Végezzük el most a számítást az áramkör paramétereivel! A 3.18. ábrán lecsupaszítva rajzoltuk meg az áramkört, csak annyit hagytunk meg, amennyi szükséges a számításhoz. Az $U_{ki} = 0$ feltételnek megfelelően a földre kötöttük azt a pontot, ahol eredetileg a kimenő feszültség volt.



3.18. ábra. Szemléltető rajz a b becsatolási tényező meghatározásához.

A számítás most végtelenül egyszerű. Az ellenállásokon nem folyik áram, rajtuk nulla a feszültség, azaz $\Delta U = U_{be}$. Tehát a modell „ b ” paramétere az áramkör paramétereivel kifejezve:

$$b = \left. \frac{\Delta U}{U_{be}} \right|_{U_{ki}=0} = 1$$

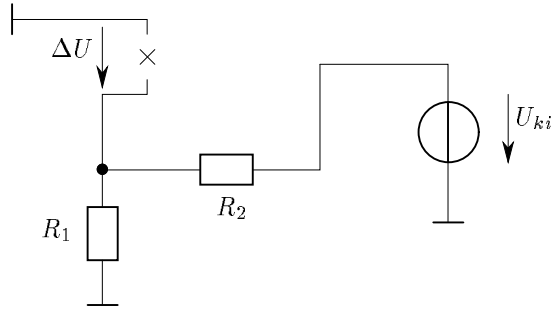
4. A modell „ β ” paraméterének meghatározása

Ez az úgynevezett *visszacsatolási tényező*. Az előző ponthoz hasonló megfontolásokból értéke a

$$\beta = \left. \frac{\Delta U}{U_{ki}} \right|_{U_{be}=0}$$

kifejezéssel definiálható.

A vizsgált áramkörre vonatkozó helyettesítő képet a 3.19. ábrán rajzoltuk meg.



3.19. ábra. Szemléltető rajz a β visszacsatolási tényező meghatározásához.

A feladat ΔU meghatározása U_{ki} -ből. ΔU megegyezik az R_1 ellenálláson mérhető feszültséggel, de vigyázat: a mérőirány ellentétes a megszokottal, a földtől fölfelé mutat. Azaz:

$$\beta = \left. \frac{\Delta U}{U_{ki}} \right|_{U_{be}} = -\frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

A visszacsatolási tényező értéke *negatív*, ez összhangban van azzal, hogy *negatívan visszacsatolt* rendszert vizsgálunk. Az igazsághoz hozzátartozik, hogy ez a (gondosan irányított) véletlen műve. Ha az áramkörnél fordított mérőiránnyal vettük volna fel ΔU -t, akkor a modell valamennyi blokkjára ellentétes előjelű eredményt kaptunk volna.

Ezzel végeztünk is. A jobb áttekinthetőség érdekében felsoroljuk a modell paramétereire kapott eredményeket:

$$A = A_M \quad ; \quad b = 1 \quad ; \quad \beta = -\frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Miután tudjuk, hogy az adott áramkörre vonatkoztatva milyenek a modell paramétereire, áramkörünk erősítését kiszámíthatjuk a modellre levezetett képletbe való behelyettesítéssel.

A modellre levezetett eredmény:

$$A_v = \frac{b}{-\beta} \cdot \frac{-H}{1-H} \quad ; \quad \text{ahol } H = \beta \cdot A$$

A vizsgált áramkörre:

$$\frac{b}{-\beta} = \frac{1}{\frac{R_1}{R_1+R_2}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

Ez az erősítés *tervezett* értéke, és pontosan megegyezik azzal az értékkel, amit ideális műveleti erősítő feltételezésével a 3.3.2. fejezetben kaptunk.

A hurokerősítésünk értéke:

$$H = \beta \cdot A = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot A_M$$

A nagyságrendek érzékeltetése céljából nézzünk egy szám-pédát, valós értékekkel. Legyen a tervezendő erősítő erősítése 10, a felhasználható műveleti erősítő erősítése pedig $A_M = 10^5$.

Első lépésben a visszacsatoló hálózatot tervezzük meg. Az erősítés csak a két ellenállás hányadosától függ, ezért az egyik értéke szabadon felvehető. $R_1 = 1k\Omega$ választás mellett $R_2 = 9k\Omega$ értéket kapunk.

A visszacsatolási tényező értéke:

$$\beta = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} = -0,1$$

A hurokerősítés értéke:

$$H = \beta \cdot A = -10^4$$

A hibatényező értéke:

$$\frac{-H}{1-H} = \frac{10^4}{10^4 + 1} \simeq 1$$

Tanulság: a visszacsatolt hálózat *elég pontosan* meghatározza a visszacsatolt rendszer erősítését, ha a hurokerősítés *elég nagy*.

3.4.3. Frekvencia-függés

A megvalósított áramkörben a paraméterek frekvencia-függők, ennek következtében a visszacsatolt rendszer erősítése is frekvencia-függő lesz. Ebben a fejezetben csak a (műveleti) erősítő frekvencia-függő erősítésének hatásával foglalkozunk, az áttekinthetőség érdekében feltételezzük, hogy a visszacsatoló hálózat frekvencia-független.

Minden erősítőben – így a műveleti erősítőben is – sok-sok parazita kapacitás van, a jelentősebbek az aktív félvezető eszközök $P-N$ átmeneteinek energiatároló effektusaiból származnak. Alacsonyabb frekvencián diszkrét hálózattal modellezhető az erősítő, a parazita kapacitások átviteli pólusokat okoznak, az erősítés csökken. Magasabb frekvencián ($\sim 10\text{MHz}$ fölött) elosztott paraméterű hálózatként viselkedik az erősítő.

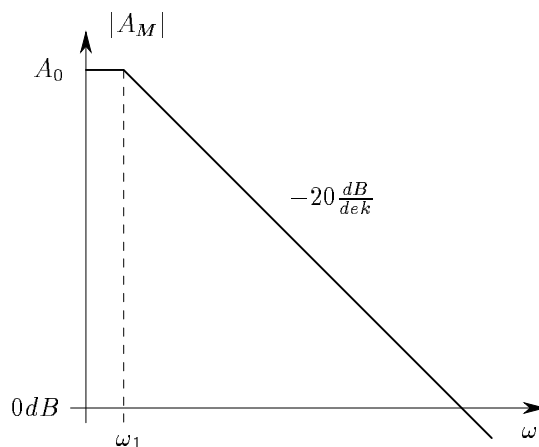
Abban a frekvencia-tartományban, ahol a műveleti erősítő kapcsolások használata szóba jöhet, még diszkrét hálózatnak tekinthető a műveleti erősítő. Az átviteli pólusok között van egy, ami nagyon alacsony frekvencián, 100Hz nagyságrendjében van: ezt *domináns pólusnak* nevezzük.

Ebben a fejezetben kizárólag a műveleti erősítő domináns pólusának hatásával foglalkozunk.

A műveleti erősítő modellje

A műveleti erősítő erősítését 1 töréspontos, azaz egy pólust tartalmazó átviteli függvénnyel írjuk le:

$$A_M = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_1}}$$



3.20. ábra. Műveleti erősítő frekvencia-függésének 1 töréspontos közelítése (Bode diagram).

A karakterisztika a 3.20. ábrán látható.

A közelítés alacsony frekvencián jól írja le a valós helyzetet. Arra mindenképpen alkalmas, hogy megvizsgáljuk, milyen határfrekvenciáig használható a visszacsatolt rendszer.

A hurokerősítés

a 3.4.1. fejezetben levezetett eredményünk szerint a visszacsatolt rendszer erősítése

$$A_v = \frac{b}{-\beta} \cdot \frac{-\beta \cdot A}{1 - \beta \cdot A}$$

alakban adható meg. Nincs most gondunk az erősítés „tervezett” összetevőjével, az csak a visszacsatoló hálózattól függ (és azt most frekvencia-függetlennek feltételezzük). Alacsony frekvencián általában elég nagy a hurokerősítés, a hibátényező egységnyinek tekinthető. Mindezek figyelembevételével a visszacsatolt rendszer erősítése alacsony frekvencián:

$$A_{v0} \simeq \frac{b}{-\beta}$$

A visszacsatolt rendszer erősítésének frekvencia-függése a hibátényezőből származik: ebben és csak ebben szerepel a műveleti erősítő erősítése. Praktikus okból célszerű a $\beta \cdot A$ szorzatot együtt kezelni, azaz a hurokerősítést tekinteni alapul a további számítások elvégzéséhez. A hurokerősítés örökli a műveleti erősítő pólusát:

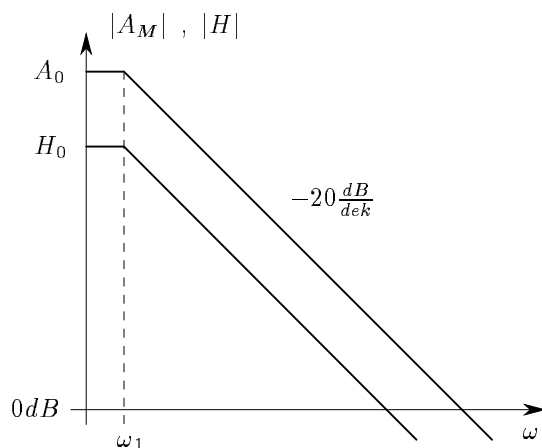
$$H = \beta \cdot A_M = \frac{\beta \cdot A_0}{1 + \frac{s}{\omega_1}}$$

Célszerű a hurokerősítés kisfrekvenciás értékét külön jelölni, így

$$H = \frac{H_0}{1 + \frac{s}{\omega_1}} \quad ; \quad H_0 = \beta \cdot A_0$$

a végső alak.

A hurokerősítés frekvencia-menete úgy néz ki, mint a műveleti erősítőé, csak párhuzamosan lefele el van tolvva (3.21. ábra).



3.21. ábra. A hurokerősítés frekvencia-menete (Bode diagram).

A hibatényező

A műveleti erősítő erősítésének frekvencia-függése egyedül a hibatényezőre van hatással. Optimális esetben a hibatényező értéke 1 (ideális műveleti erősítő), valós körülmények között és alacsony frekvencián egynél kisebb, de igen közel van 1-hez. Magasabb frekvencián a műveleti erősítő erősítése jelentősen csökken: most azt vizsgáljuk, hogyan hat ez a hibatényezőre:

$$\frac{-H}{1-H} = \frac{-\frac{H_0}{1+\frac{s}{\omega_1}}}{1-\frac{H_0}{1+\frac{s}{\omega_1}}} = \dots$$

Az eredmény értelmezéséhez Bode alakra kell hozni a kifejezést. A fő tört számlálóját és nevezőjét is megszorozzuk $(1 + \frac{s}{\omega_1})$ -el:

$$\dots = \frac{-H_0}{1 + \frac{s}{\omega_1} - H_0} = \dots$$

Végül a nevezőből kiemeljük a 0-ad fokú tagot:

$$\dots = \frac{-H_0}{1-H_0} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_1 \cdot (1-H_0)}}$$

Eredményünk most Bode alakban van.

Az első tört nagy hurokerősítésnél közel 1. A frekvencia-függést a második tört hordozza. Ezt összehasonlítjuk az elsőfokú Bode tag normál alakjával:

$$1 + \frac{s}{\omega_1 \cdot (1-H_0)} \Leftrightarrow 1 + \frac{s}{\omega_v}$$

ebből kapjuk meg a hibatag pólus-frekvenciáját:

$$\omega_v = \omega_1 \cdot (1 - H_0)$$

Típusos esetekben a H_0 érték egy nagy negatív szám, azaz a visszacsatolt rendszer törésponti frekvenciája nagyságrendekkel nagyobb frekvenciára esik, mint a rendszerben használt műveleti erősítő törésponti frekvenciája.

Részeredményeinket összefoglaljuk egyetlen blokkban:

Ha $A_M = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_1}}$ a műveleti erősítő erősítése, és b, β frekvencia-független,

akkor $A_v = \frac{A_{v0}}{1 + \frac{s}{\omega_v}}$ a visszacsatolt rendszer erősítése,

ahol $A_{v0} = \frac{b}{-\beta} \cdot \frac{-H_0}{1 - H_0}$; $\omega_v = \omega_1 \cdot (1 - H_0)$ és $H_0 = \beta \cdot A_0$

Továbbá ha $H_0 \ll -1$, akkor $A_{v0} \simeq \frac{b}{-\beta}$ és $\omega_v \simeq \omega_1 \cdot |H_0|$

Az arányok érzékeltetése céljából vegyünk elő a 3.4.2. fejezet végén vizsgált szemléltető példát. Ez egy neminvartáló kapcsolás volt, a paramétereket kiegészítjük most azzal, hogy a műveleti erősítő törésponti frekvenciája 100Hz. Mindösszesen tehát a következő paraméterek ismertek:

$$A_0 = 10^5 ; \quad \omega_1 = 2\pi 10^2 \frac{rad}{sec} ; \quad b = 1 ; \quad \beta = -0,1 ; \quad A_{v0} \simeq 10$$

A paraméterek ismeretében a 10-et erősítő visszacsatolt rendszer törésponti frekvenciája:

$$\omega_v \simeq \omega_1 \cdot |H_0| = 2\pi 10^6 \frac{rad}{sec}$$

azaz elég pontosan 1MHz!

Nem baj tehát, ha alacsony frekvenciára esik a műveleti erősítő domináns pólusa. A visszacsatolt rendszer törésponti frekvenciája igen magasan lehet, ha a hurokerősítés elég nagy.

3.4.4. Erősítés \times sáv szélesség szorzat

A visszacsatolt rendszer frekvencia-függő viselkedésére kapott eredményünk egy nagyon fontos törvényszerűséget tartalmaz, melyet most feltárunk.

A fejezet címében említett szorzat egy mérőszám, mellyel hatékonyan lehet jellemezni az erősítőket. A szorzat „erősítés” tényezője az erősítő alacsony frekvenciás erősítését jelenti, amit visszacsatolt rendszerünknel A_{v0} -val jelöltünk. A „sáv szélesség” tényező az első töréspontig tartó frekvencia-tartomány, amit visszacsatolt rendszerünkben ω_v -vel jelöltünk.

A vizsgált visszacsatolt rendszerben az erősítés \times sáv szélesség szorzat az

$$A_{v0} \cdot \omega_v$$

szorzat.

Fejtsük kis a szorzatot egy *neminvertáló* alapkapsolásra, és feltételezzük, hogy a visszacsatoló hálózat frekvencia-független. Általánosan

$$A_{v0} = \frac{b}{-\beta} \cdot \frac{-H_0}{1 - H_0}$$

de *neminvertáló* alapkapsolásnál $b = 1$, ezért most

$$A_{v0} = \frac{1}{-\beta} \cdot \frac{-H_0}{1 - H_0}$$

A törésponti frekvencia értéke:

$$\omega_v = \omega_1 \cdot (1 - H_0)$$

Az erősítés \times sávszélesség szorzat:

$$A_{v0} \cdot \omega_v = \frac{1}{-\beta} \cdot \frac{-H_0}{1 - H_0} \cdot \omega_1 \cdot (1 - H_0) \equiv \frac{H_0}{\beta} \cdot \omega_1$$

Vegyük észre, hogy H_0/β éppen a műveleti erősítő alacsony frekvenciás erősítése: A_0 . Ezt behelyettesítve a végeredmény:

$$A_{v0} \cdot \omega_v = A_0 \cdot \omega_1$$

azaz: a műveleti erősítő erősítés \times sávszélesség szorzata éppen annyi, mint a belőle felépített visszacsatolt rendszer erősítés \times sávszélesség szorzata. Ez azt jelenti, hogy a műveleti erősítő kiválasztásakor eldől, milyen lesz a visszacsatolt rendszer erősítés \times sávszélesség szorzata. Ha nagy erősítést állítunk be, akkor kicsi lesz a sávszélesség. Ha nagy sávszélesség szükséges, akkor csak kicsit tudunk erősíteni.

Mindezekből kiderül, hogy nem *nagy erősítésű* erősítőt nehéz csinálni. Nem is *nagy sávszélességű* erősítőt nehéz csinálni. Hanem olyat nehéz, ahol a *kettő szorzata nagy*.

Végezetül két megjegyzés:

- A feltárt törvényszerűség csak a *neminvertáló* alapkapsolásnál jelentkezik ilyen tiszta formában. *Invertáló* alapkapsolásnál $|b| < 1$, ezért a szorzat kisebb lesz.
- A törvény – tendenciájában – diszkrét kapcsolásokra is érvényes: ott sem lehet csodát művelni.

3.4.5. Stabilitás

A negatívan visszacsatolt rendszerek különös tulajdonsága, hogy – nem várt módon – instabillá tudnak válni, hajlamosak a *gerjedésre*.

A jelenséget a hurokerősítés frekvencia-függése, pontosabban a hurokerősítés *fázistolásának frekvencia-függése* okozza. Egy átviteli pólus fázistolásának értéke $-\frac{\pi}{2}$, két átviteli pólus összesen $-\pi$ fázistolást lépes létrehozni. Harmonikus jelet tekintve a $-\pi$ értékű fázistolás éppen *invertálásnak* felel meg, azaz *pozitív* válik a hurokerősítés (pozitív visszacsatolás).

A pozitív visszacsatolás következtében – bizonyos feltételek teljesülése esetén – önfenntartó folyamat keletkezik a rendszerben, a visszacsatolt rendszer periódikus rezgést folytat.

- Ha erősítő céljára hoztuk létre a visszacsatolt rendszert, akkor ez a jelenség káros, és ellene védekezni kell.
- Ha oszcillátort akarunk készíteni, akkor a pozitív visszacsatolás gondos méretezésével biztosítjuk, hogy a rezgés a kívánt frekvencián létrejöjjön.

Ha erősítőként akarjuk használni a visszacsatolt rendszert, akkor a visszacsatoló hálózat megtervezése után az alkalmazott műveleti erősítő paramétereinek ismeretében meg kell vizsgálni, hogy stabil-e a rendszer. A stabilitás-vizsgálatra különféle módszerek ismeretesek, ezek többnyire a hurokerősítés vizsgálatán alapulnak.

Ha a vizsgálat azt mutatja ki, hogy a rendszer nem stabil, akkor úgynevezett *frekvencia-kompenzálást* kell végezni. Ez azt jelenti, hogy további alkatrészek behelyezésével úgy módosítjuk a hurokerősítés frekvencia-menetét, hogy a visszacsatolt rendszer stabil legyen.

A stabilitás-vizsgálat és frekvencia-kompenzálás az elektronika egyik legszébb területe, sajnos terjedelmi okokból nincs mód további részletek ismertetésére.

4. fejezet

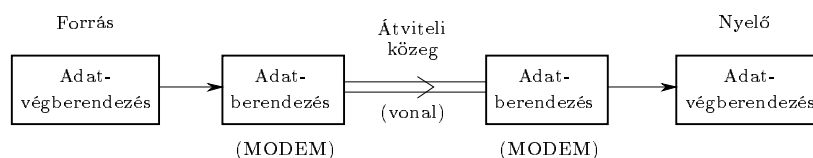
Adatátvitel

Általánosságban ide tartozik minden olyan aktus, melynek során digitális információt viszünk át a tér egy pontjáról egy másik pontra.

4.1. Alapfogalmak

4.1.1. Az összeköttetés elemei

Az adatátviteli összeköttetés blokksémája a 4.1. ábrán látható.



4.1. ábra. Az adatátviteli út elemei.

Adatvégberendezés: Ez az adatátvitel (egyik) végpontja: ahonnan származik az adat, vagy ahova megérkezik. Például lehet adatvégberendezés egy PC, egy nyomtató, stb. Az az adatvégberendezés, ahonnan származnak az adatok, a *forrás*, ahova érkeznek, az a *nyelő*.

Adatberendezés: Ez a készülék a rendelkezésre álló átviteli közeg tulajdonságaihoz illeszkedő jellel konvertálja a forrás oldalán az átvinni kívánt adatsorozatot, vételi oldalon pedig az ellentétes irányú konverziót valósítja meg. Általában modulált jelet használnak, amit a vételi oldalon demodulálni kell. A tipikus adatvégberendezés adási és vételi funkció elvégzésére is képes, így terjedt el a *MODEM* elnevezés.

Tipikus adatberendezés a telefon-MODEM, ami a beszéd-sávban átvihető analóg modulált jelet használ az adatfolyam átvitelére.

Az adatvégberendezés általában néhány vezérlési funkció megvalósítására is képes (például tárcsázás).

Átviteli közeg: Sokféle lehet, és ennek megfelelően több elnevezés is használatos. Lehet vezetett csatorna (például telefon érpár vagy fénykábel), ilyen esetben lehet *vonal*nak is nevezni. Lehet rádiócsatorna vagy fény-csatorna is.

Az átviteli közeg tulajdonságait figyelembe kell venni az adatátviteli módszer megválasztásakor.

4.1.2. Összeköttetések típusai

Csak a legfontosabb rendező szempontokat tárgyaljuk.

Az összeköttetés iránya szerint

Az összeköttetés iránya szerint a következő típusok lehetségesek:

Szimplex: Magyarul egy-irányú adatátvitel. Ilyen adatösszeköttetés van a PC és az egér között: csak az egértől a PC felé van információ-átvitel. Hasonlóan a TV készüléknél csak a távvezérlőtől a vevőkészülék felé van adatátvitel.

Duplex: Magyarul két-irányú adatátvitel, azaz mindkét adatvégberendezés lehet forrás és nyelő is egyben.

A terminológia nem egészen egységes, a két-irányú adatátvitel elnevezése körül adódhatnak viták.

Vannak egyszerűen megítélhető helyzetek. Például a telefon-összeköttetés átviteli útjában a központok között digitalizált formában, úgynevezett PCM (Pulse Code Modulation) csatornán történik a jelátvitel. Itt valós időben, egyidejűleg kétirányú átvitel történik, ennek kihangsúlyozására szokásos a *full-duplex* kifejezés használata.

Nem ilyen egyértelmű a GSM digitális rádiótelefon rendszer. A mobil készülékben nehezen megoldható műszaki probléma az egyidejű rádió-adás és -vétel, ezért impulzus-üzemben, apró csomagokban történik az adatfolyam (digitalizált és tömörített beszéd) átvitele. Adást és vételt időben eltolva, felváltva végez a készülék, de ezt olyan gyorsan csinálja, hogy a felhasználó két-irányú csatornát érzékel. Ha ki akarjuk hangsúlyozni ezt a fajta működési módot, akkor lehet használni a *fél-duplex* kifejezést.

Hasonlóan jó példa az ETHERNET hálózat. Ebben egyetlen vezetéken, moduláció nélkül történik az adatátvitel. A kábel közös erőforrás, amit egyidejűleg csak egyetlen ETHERNET kártya használhat adásra, tehát minden adatberendezés időben felváltva végez adást és vételt.

Az átviteli utak száma szerint

Az átviteli utak száma szerint csoportosítva kétféle összeköttetés lehetséges:

Soros: Egyetlen átviteli út használható, tehát az elemi információ-egységek időben egymás után, sorban vihetők át. Ez a leggyakrabban használt összeköttetés, közismert példa a PC soros portja.

Párhuzamos: Egyidejűleg több átviteli út használható, ezek mindegyikén soros adatátvitel lehetséges, de több soros csatornát egyidejűleg használva

több elemi információ-egység átvihető. Közismert példa a PC párhuzamos portja (Centronics port, a nyomtató vezérlésére: nyolc vezetéken egyidejűleg 8 bit vihető át).

A párhuzamos adatátvitelt azért találták ki, hogy ezáltal felgyorsítsák az adatátvitelt. Általában kis távolságok áthidalására, vezetékes összeköttetéseken használják. Hátránya, hogy több (párhuzamos) vezeték, és ezzel együtt csatlakozó-pont szükséges. A technológia mai fejlettségi szintjén erre semmi szükség, a tendencia az, hogy mindenütt igyekeznek soros adatátvitelt használni (pl: USB port).

A továbbiakban kizárólag *soros* adatátvitellel foglalkozunk.

A nyelők száma szerint

A kommunikáció nem feltétlenül két végpont között zajlik.

Pont-pont összeköttetés: Az összeköttetésben egyetlen nyelő fogadja a forrás üzenetét. Jó példa a (telefon) modemes adatösszeköttetés.

Pont-multipont összeköttetés: Egynél több nyelő fogadja az üzenetet. Tipikus példa a műsorszórás.

Lehet itt is huzakodni az értelmezésen. Sok esetben a „fizikai” és „logikai” összeköttetés szétválik. Vitathatatlan a digitális rádió műsorszórás státusza, ez mindenképpen pont-többpont rendszer.

Nem ilyen egyértelmű az ETHERNET megítélése: az éppen aktuális adó jelét a lokális hálózatra kapcsolt valamennyi kártya veszi, de eldobja a nem neki címzett csomagokat. És akkor vannak még a broadcast üzenetek ...

4.1.3. A "bit"

A számítástechnikában, a digitális jelkezelésben az információ elemi egysége a *bit*. Ez az elemi egység két állapotot vehet fel. A két állapot megnevezésére több lehetőség is adódik:

- igen – nem
- igaz – hamis
- be – ki
- 0 – 1
- -1 – +1

Nincs általános megegyezés arra nézve, hogy a különböző koncepció alapján született elnevezés-párokat hogyan kell összerendelni. A összerendelés rendszerfüggő: az egyik rendszerben az „1” érték „igen”-t jelent, a másikban „nem”-et, az egyikben „0” felel meg a „be” állapotnak, a másikban „1”. Ez a tervező szabadsága.

Fontos azonban látni, hogy az adatátvitel szempontjából nincs jelentősége az összerendelésnek. Felesleges értelmezni a két állapotot. Továbbá a két állapot egyformán fontos és értékes, azaz pontosan továbbítani kell a nyelő felé, akár „0”, akár „1”.

Értékkészlet

Egy köznapi analógiával szeretnénk megvilágítani, mi a bit, és miért olyan, amilyen.

Vegyük például az *írást* és *olvasást*. Az írott szöveg nem más, mint digitalizált információ. Az írott szöveg elemi információ-egysége az *írásjel*.

Egyes ázsiai nyelvek (például a japán) több ezer írásjelet használnak. Az európai nyelvek nagyjából ötvenet (betűk, számok, pont, vessző, stb.). Mindkét módszer megfelel ugyanarra: rögzíteni lehet az információt. A különbség annyi, hogy az európai koncepció szerint több karakterből álló kombinációt használnak ugyanarra, amit a japán egyetlen írásjellel kódol.

A digitális világban a végletekig redukálva van az „írásjelek” száma: mindössze kettő. Nyilvánvaló, hogy ez az abszolút minimum. A két karaktert használó *bináris* kódolás egy csomó előnnyel jár:

- Az elemi információ egyszerűen reprezentálható.

Az információ tárolásához és továbbításához valamilyen fizikai mennyiségnek kell megfeleltetni az információt. A megfeleltetés általában *karakterenként*, illetve itt *bitenként* történik. A bit két állapotot vehet fel, ennek megfelelően két fizikai érték szükséges az ábrázoláshoz. A legegyszerűbb esetben két különböző feszültség használható: például a „0” információ a „-1V” feszültséggel, az „1” információ a „+1V” feszültséggel rendelhető össze.

- Jól felismerhető.

A tárolt vagy továbbított, fizikai mennyiséggel reprezentált információt *olvasni* kell tudni. A vétel helyén a beérkező fizikai jel zajjal, zavarral terhelt, a vett jel mindig eltér a névleges értékektől. Az „olvasás” valójában „döntést” jelent: el kell dönteni, hogy melyik karaktert küldték az adó oldalról.

Korábbi analógiánknál maradván vizsgáljuk meg, hogyan olvas az ember. A nyomtatott szöveggel általában nincs baj, de mennyi nehézséget okoz egy csúnya kézírás. Túl sok betűt használunk, ezért aztán az elkapkodva írt jel több betűre is hasonlíthat. Az adatátvitel során a vételi oldalon vett jel olyan, mint egy csúnya kézírás. Nagy könnyebbséget jelent, ha csak *két* lehetőség közül kell választani.

A *bináris* döntés viszonylag egyszerűen elvégezhető elektronikus áramkörrel (komparátorral). Ha például a $(0 \Rightarrow -1V)$ és $(1 \Rightarrow +1V)$ megfeleltetés használatos az adott rendszerben, akkor a vétel során a 0V érték használható *döntési küszöbként*: „0”-nak tekintjük a vett információt, ha a vett feszültség negatív, és „1”-nek, ha pozitív.

- 2-es számrendszer.

Abban a speciális esetben, amikor a tárolt információ *számot* jelent, egy bit-sorozat a szám kettes számrendszerben történő ábrázolása. A kettes számrendszerben különlegesen egyszerű a matematikai műveletek (összeadás, szorzás, stb.) végrehajtása.

Fontos! Az adatátvitel számára érdektelen, hogy milyen információt hordoz a bit-sorozat. Lehet adat (szám), szöveg, digitalizált hang vagy kép:

teljesen mindegy. Csak az a fontos, hogy a forrásból induló minden egyes bit hibátlanul megérkezzen a nyelőbe.

4.1.4. A "szimbólum"

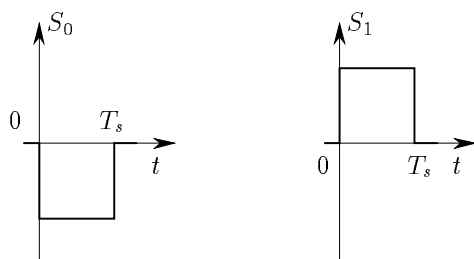
A *bit* az információ *logikai* egysége. Az adatátvitel során azonban a csatornán valamilyen fizikai jel hordozza az információt, például egy időben változó feszültség. Ennek a fizikai hordozó jelnek az elemi egysége a *szimbólum*.

A fizikai csatornán időben egymást követő szimbólumok viszik át az információt. Egy-egy szimbólumra névlegesen azonos idő jut, ezt hívjuk *szimbólum-időnek* (T_s). A szimbólumok az adott rendszerben adó és vevő számára egyaránt ismert, speciális idő-függvények.

Ideális esetben a szimbólum olyan idő-függvény, amely zérus értékű a szimbólum-időn kívül. A vételi oldalon így egyesével vizsgálhatók a beérkező szimbólumok, és szimbólum-időnként független döntést lehet hozni arról, melyik szimbólumot küldték az adás oldalról.

Szimbólum-készlet

A szimbólum-készlet minimálisan két elemet tartalmaz. Egy adott rendszerben az elemi szimbólumok megválasztása sok mindentől függ, ezek közül csak egy (de nagyon fontos) szempont, hogy a szimbólumok jól megkülönböztethetők legyenek. Ennek megfelelően igen gyakori választás, hogy a két szimbólum egymás invertáltja. Egy lehetséges választást a 4.2. ábrán mutatunk be.



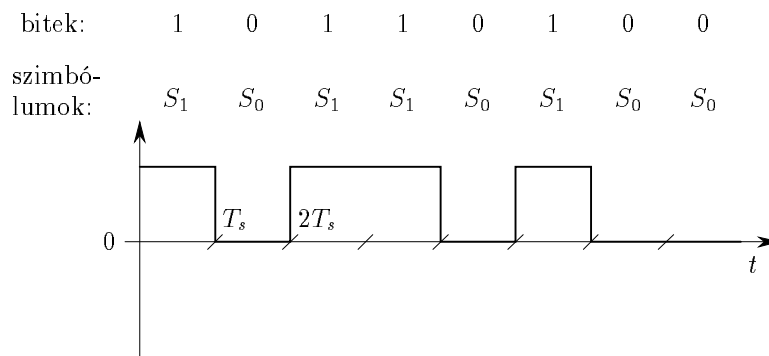
4.2. ábra. Egy lehetséges választás 2 elemű szimbólum-készletre.

Az adatátvitel során az adás oldalán az átvinni kívánt bit-sorozatot szimbólum-sorozattá konvertálja az adatberendezés, és ez a szimbólum-sorozat kerül ki a csatornára (4.3. ábra). Két elemű szimbólumkészlet alkalmazása esetén a $\text{bit} \leftrightarrow \text{szimbólum}$ összerendelés (csaknem) triviális.

Az adatátvitel felgyorsítása

Az adatátvitel fontos jellemzője, mennyi információ átvitelére képes időegység alatt az összeköttetés. A egységnyi idő alatt átvihető információmennyiség növelésére két lehetőség adódik:

- Rövidebb szimbólum-idő alkalmazása



4.3. ábra. A csatornán továbbított jel 2 elemű szimbólum-készlet esetén (példa).

Ha például felére csökkentjük a szimbólum-időt, akkor egységnyi idő alatt kétszer annyi szimbólum továbbítható, ami kétszer annyi információ átvitelének felel meg.

A módszer alkalmazásának korlátot szab a csatorna sávszélessége. A rövidebb szimbólum-idő gyakoribb jelváltozást eredményez a csatornán, azaz szélesebb a jel spektruma. Nagyon durva becsléssel 1 szimbólum/1Hz sűrűség érhető el. Például a 3kHz sávszélességű telefoncsatornán nagyjából 3000 szimbólum/sec sűrűség használható.

- Több szimbólum használata

Ha növeljük a szimbólumkészletet, akkor egyetlen szimbólum nagyobb mennyiségű információ átvitelére képes. Célszerű kettő hatványának választani a szimbólumok számát, így – a triviális 2 mellett – lehet 4, 8 stb. számú szimbólumot használni.

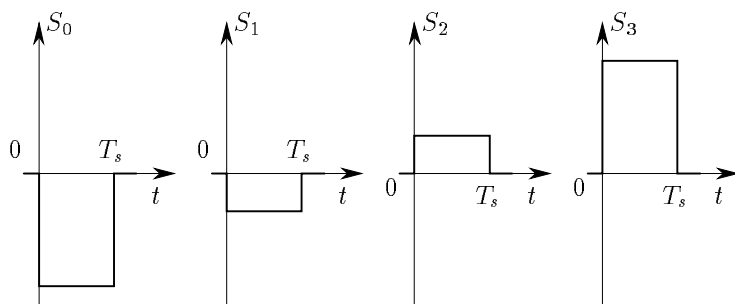
A megnövelt szimbólumkészlet mellett egyetlen szimbólum több bit-nyi információ átvitelére képes. Adás oldalon az egymást követő bitekből csoportokat képeznek, egy csoportot egy szimbólummal visznek át. Ha a szimbólum-készlet 4 elemű, akkor 2 bit átvitelére alkalmas (két bit értékeinek lehetséges kombinációi 4 különböző állapotot adnak), 8 elemmel 3 bit, stb. vihető át.

A 4.4. ábrán 4-elemű szimbólum-készletre mutatunk példát. Egy szimbólum két bit átvitelére alkalmas, tehát a biteket kettesével csoportosítva kell az összerendelést elvégezni. Egy lehetséges összerendelést a 4.1. táblázatban adtunk meg. Végül a vonali jelet a 4.5. ábrán rajzoltuk meg. A szemléltetés kedvéért ugyanazt a bit-sorozatot választottuk, mint amit a 4.3. ábrán használtunk.

A szimbólum-készlet növelésének is van hátránya. A vonalon a jel teljesítménye korlátozott, a szimbólumok számának növelésével csökken a szimbólumok közti „távolság”, tehát nehezebben megkülönböztethetők a vevő számára.

4.1.5. Szimbólum-időzítés

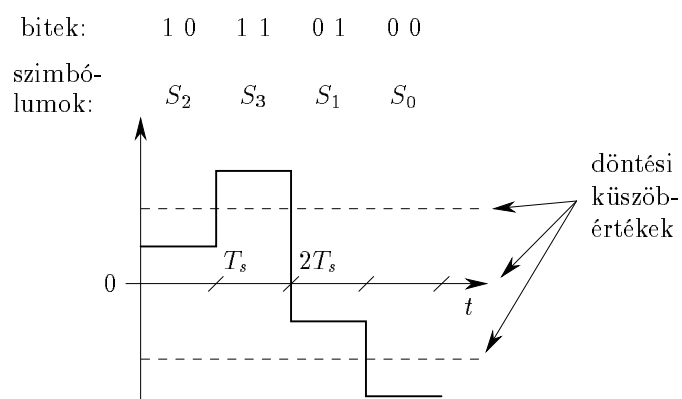
A vételi oldalon szimbólum-időnként döntést kell hozni arról, melyik szimbólumot küldte az adó. Triviális, hogy a vevőnek tudnia kell, mennyi a névleges



4.4. ábra. Példa 4 elemű szimbólum-készletre.

bit-pár	szimbólum
00	S_0
01	S_1
10	S_2
11	S_3

4.1. táblázat. Bit-csoport és szimbólumok összerendelése.



4.5. ábra. A csatornán továbbított jel 4 elemű szimbólum-készlet esetén (példa).

szimbólum-idő (frekvencia), ez azonban önmagában nem elegendő: azt is tudni kell, hogy milyen az idő-raszter *helyzete* (fázisa).

Ha adó és vevő nagyon közel van egymáshoz, akkor megoldható, hogy egy közös időzítő rendszer közvetlenül ütemezze a műveletet. Ilyen megoldást használnak a processzorok adat-buszának kezelésére: adat olvasáskor egy óragenerátor jele indítja a RAM címzését, majd – alkalmas késleltetéssel – egy másik jel vezérli a processzort az adatok kiolvasására. Hasonló módon időzítik az adatok mozgását egy rendszeren belül a kártyák között, néha különálló berendezések között is.

Ha a két adatberendezés egymástól nagyobb távolságban helyezkedik el, akkor nem célszerű egy külön csatornát használni a szimbólum-időzítésre, mert:

- Nem gazdaságos egy külön csatornát létrehozni pusztán azért, hogy a szimbólum-raszter helyzetét tudassuk a vevővel.
- A külön csatorna másként viselkedik, mint az adatcsatorna (más a késleltetés értéke), ezért kisebb-nagyobb hibával közvetítené a szimbólum-raszterre vonatkozó információt.

Az elterjedten használt megoldás az, hogy magából az adatcsatornából (a vonali jelből) nyerik ki a szinkron-információt. Ezen belül kétféle időzítési technika szokásos: aszinkron és szinkron adatátvitel.

Aszinkron adatátvitel

Ez az időzítési technika a manuális távíró (morse) technika gépekre adaptált változata.

Az átvinni kívánt bit-sorozatot kisebb egységekre bontjuk. A „kisebb egység” a „karakter” volt a Telex berendezéseknél, (számító)gépek közötti kommunikációban tipikusan 8 bit (azaz 1 byte) az egység¹. Minden byte átvitelekor megtörténik a szimbólum-idő raszter helyzetének átjelzése. Ha több byte követi egymást, akkor is byte-onként, külön-külön, és egymástól függetlenül történik a szinkronizáció.

Aszinkron adatátvitelnél általában két szimbólumot tartalmazó szimbólum-készletet használnak. A gyakorlatban ez úgy valósul meg, hogy a logikai „1” és „0” értékhez egy-egy feszültség (vagy áram) értéket rendelnek. A konkrét fizikai reprezentációnak a leírás szempontjából nincs jelentősége, ábráinkon csak a logikai mennyiségeket fogjuk jelölni.

Az időzítés szempontjából az alap-helyzet a „szünet”, amit a logikai „1” értékhez rendelt fizikai mennyiség jelez. A „szünet-jel” tetszőlegesen hosszú lehet².

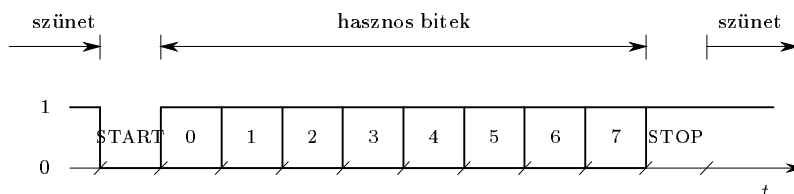
Az egységbe foglalt bitek átvitelét egy „start” jelzés vezeti be. A „start” jelzés egy szimbólum-idő hosszúságú logikai nulla. A vevő a jelzés beérkezésének pillanatához köti a szimbólum idő-rasztert, és a következő időegységekben 1-1 bitet detektál. Az utolsó bit után egy szimbólum-idejű „stop” jelzés (logikai „1”) zárja az adat-egységet, amit tetszőleges ideig tartó szünet („1”) követhet. Az aszinkron adatátvitel időzítési szerkezetét a 4.6. ábrán rajzoltuk meg.

Az aszinkron adatátviteli módot ott célszerű használni, ahol

- Ritkán és kevés információ átvitelére van szükség (például karakter-terminál).

¹Elvileg tetszőleges, de rögzített hossz használható.

²Ez úgy is értendő, hogy nem csak a szimbólum-idő többszöröse, hanem bármilyen idejű lehet.



4.6. ábra. Aszinkron adatátvitel időzítési szerkezete.

- Zaj és zavar kevésbé terheli az összeköttetést (például PC és perifériái között).

Az aszinkron adatátvitelre példa a PC soros portja.

Az aszinkron időzítés viszonylag egyszerűen kezelhető vételi oldalon, de számítani kell néhány hátrányra:

- Zajjal és zavarral terhelt átviteli csatornán a vevő pontatlanul detektálja a START bit pozícióját, emiatt hibás lesz a vételi idő-raszter pozíciója, miáltal megnő a hibás bit-detekció valószínűsége. Szélsőséges esetben a vevő egyáltalán nem detektálja a START jelzést, helyette a bit-sorozatban talált „0”-ra indul a vétel, ami az egész adat-egység (esetleg több egymás utáni egység) hibás vételéhez vezet.
- A START és STOP bitek idővesztést okoznak, nem lehet a csatorna kapacitását maximálisan kihasználni.

A fentiek miatt főleg kis távolságú, vezetékes összeköttetéseken használják az aszinkron adatátvitelt.

Szinkron adatátvitel

Szinkron adatátvitelnél egy folytonos idő-rasztert használunk. Nincs szünet, nincs START és STOP jelzés: szimbólum-időnként egy-egy szimbólumot küld az adó.

A szinkron adatátvitel előnye abban rejlik, hogy a csatorna hosszabb idejű megfigyelése alapján állítható be a vételi időzítés, ezért zajjal és zavarral terhelt csatorna esetén biztonságosabban végezhető a vétel, mint aszinkron adatátvitel esetén. Az adatátviteli összeköttetések elsősorban többségében szinkron adatátvitelt alkalmaznak, és a továbbiakban mindig szinkron adatátvitelről lesz szó.

A szinkron adatátvitel egy új problémát vet fel. Néhány speciális alkalmazástól eltekintve az adattömeg struktúrált: általában byte-okba van szervezve. A szinkron adatátvitellel továbbított adatfolyam viszont homogén: nincsenek megkülönböztetve az egymást követő bitek. Ahhoz, hogy a vételi oldalon a byte-határokat vissza lehessen állítani (az adási oldallal azonos struktúrába lehessen szervezni a biteket), szükséges valamiféle kiegészítő információ, mely nem része az átvenni kívánt adattömegnek.

A probléma megoldására két eljárás terjedt el:

- Szinkronizálás csomagonként

Ha az adatkapcsolatot viszonylag ritkán és kis mennyiségű adat átvitelére használják, akkor célszerű az átvinni kívánt adatokat *csomagokba* szervezni. Az adási oldalon a csomag elejére beszúrnak egy olyan speciális adatsorozatot (fejléct), amelyet a vevő ismer. A vételi oldalon a vevő alaphelyzetben a fejléc vételére várakozik, majd a fejléc detektálása után a fejléct eldobja, és a következő bittől kezdve szervezi byte-okba az adatfolyamot.

Mivel a szinkron adatátvitel nem ismeri a „szünet” fogalmát, a csomagok közti időt egy „semleges” adatsorozattal kell kitölteni. A „töltelék” adatfolyam megválasztásánál ügyelni kell arra, hogy az adatfolyam által létrehozott vonali jel alkalmas legyen a vevő szimbólum-szinkron állapotának fenntartására.

A csomagonkénti byte-szinkronizálás mellett katasztrófális hibával jár a szinkronizáló fejléc elvesztése. Minden átvitelnél előfordulnak bit-hibák: ha éppen a fejlécben lép fel a meghibásodás, akkor a vevő nem fogja detektálni a fejléct. Jó esély van arra, hogy a fejléct követő adatfolyamban előfordul a fejléccel éppen megegyező adatsorozat, és ekkor a vevő azt fogja fejlécnek érzékelni, és természetesen hibásan fogja byte-okba szervezni a vett bit-folyamot. Az ilyen hibák felismerése, és a hibák kijavítása³ a magasabb szintű protokoll feladata.

- Keretszervezés

Ha az adatkapcsolat kapacitását nagyjából kitölti az átvinni kívánt adat, akkor célszerű folyamatosan fenntartani a byte-szinkront adó és vevő között. Ilyenkor *keretek*be szervezik az adatfolyamot. A keretek rögzített hosszúságúak, célszerűen egész darabszámú byte-ot tartalmaznak. A keretek közé szinkronizáló adatsorozatot szúrnak be, ez a vevő számára ismert, rögzített bitsorozat.

A keretszervezés a csomagonkénti byte-szinkronizálással szemben hasonló előnyt biztosít, mint a szinkron adatátvitel az aszinkronnal szemben: a vett adatsorozat hosszabb idejű megfigyelése alapján biztonságosabban lehet beállítani a vételi szinkron állapotot. Ha a bithibák miatt néha meghibásodik a fejléc, akkor sem történik baj.

4.1.6. Adatsebesség

Az adatösszeköttetés egyik fontos paramétere az adatsebesség. Ebben a fejezetben az adatsebesség értelmezésével és mértékegységeivel foglalkozunk.

A fizikai csatornán két sebesség értelmezése lehetséges:

1. Szimbólum-sebesség (Baud Rate)

Ez az egységnyi idő alatt továbbított *szimbólumok* száma, más megközelítésben a szimbólum-idő reciproka. Mértékegysége a *Baud* (szimbólum/sec).

2. Bit-sebesség (Bit Rate)

Az egységnyi idő alatt átvitt *bitek* száma. Mértékegysége: bit/sec.

³Például csomag-ismétléssel.

Ha a szimbólum-készlet két elemű, akkor a két mennyiség megegyezik (1 szimbólummal 1 bitet viszünk át).

A fizikai csatornán megvalósított adatsebesség soha nem használható ki teljes mértékben:

- Aszinkron adatátvitelnél a START és STOP jelzések időt foglalnak a fizikai csatornán, ez az idő elvész a továbbítandó adatok számára. A START jelzés 1 bit hosszúságú, a STOP jelzést célszerű hosszabbra állítani: legyen mondjuk 1,5 bit idejű. Ha a szóhossz 8 bit, akkor a 8 bit adat továbbításához minimum 10,5 bit-idő szükséges. Az elérhető legnagyobb hasznos adatsebesség csak 76%-a a fizikai csatorna sebességének.
- Szinkron adatátvitelnél a byte-szinkron jelzése foglal időt, de arányában lényegesen kevesebb lehet a veszteség, mint aszinkron adatátvitelnél.
- Minden felhasználásnál további helyet foglalnak a protokoll jelzései (csomag-fejléc, hiba-ellenőrzés, stb.).

Mindezek következtében egy adott felhasználásban a hasznos adatsebesség lényegesen kisebb lehet a fizikai csatornán megvalósított adatsebességnél. A tipikus felhasználói programok (kermit, böngésző) a *hasznos* adatsebességet jelzik ki.

4.1.7. Hibák az adatátvitelben

Hibátlanul működő adatösszeköttetés nem létezik. A legondosabb tervezés és kivitelezés mellett is előfordul, hogy a vevő hibásan detektálja az adatfolyamot. Az időnként előforduló hibákat kezelni kell tudni – ehhez viszont szükséges ismerni a lehetséges hibákat.

Szinkron-csúszás

Ez a legdurvább hiba, ami egy szinkron adatösszeköttetésnél előfordulhat. A jelenség ahhoz hasonlatos, mint amikor a zenekarban a kürtös véletlenül kettőt lapoz a kottában: totális káosz. A hiba következtében minden bit eggyel odébb kerül. Hiába szűnik meg a hibát kiváltó ok, a hibás tördelés miatt a vételi oldalon értelmezhetetlenné válnak az adatok.

A hibát a fizikai csatornában keletkező hosszan tartó zavar, vagy az átviteli út időleges megszakadása okozza. Ugyancsak lehet kiváltó ok az átviteli csatorna fizikai paramétereinek hirtelen megváltozása. Vezetékes összeköttetésnél igen ritkán fordul elő ez a hiba, mobil rádiós összeköttetésnél viszont kifejezetten gyakori.

Bit-hiba

Hibátlan bit-szinkron mellett egy-egy bit detekciója hibás. A hiba jellemzésére a *bithiba-arány* mérőszámot használják. Az angol rövidítés: BER (Bit Error Rate). A BER a hibás bitek száma az összes átvitt bithez viszonyítva.

Vezetékes összeköttetésen tipikusan 10^{-9} , rádiós összeköttetésen telepített antennákkal 10^{-6} , mobil rádiós összeköttetésen 10^{-3} nagyságrendű bithiba-arányra lehet számítani.

Csomós hiba

A hibák kezelése szempontjából nem csak a BER által kifejezett meghibásodási valószínűség, hanem a hibák struktúrájának ismerete is fontos. Véletlen zaj hatására általában véletlenszerű pozíciókban következik be a hibás detekció, egyes intenzív zavarok viszont egymás melletti bit-pozíciókban úgynevezett hibacsomósodást okoznak.

A különbség érzékeltethető egy olyan analógiával, ami bárki számára megtapasztható. Ha egy műsorvevő rádiókészülékkel középhullámú adó műsorát hallgatjuk, akkor a rádiócsatorna zaját halk sustorgásként halljuk. Ha viszont zivatar van a közelben, akkor minden villámcsapáskor hangos reccsenés hallatszik a készülékből (adatátvitelnél ez biztosan hibacsomót okoz).

Védekezés hibák ellen

Az adatátvitel hibái ellenére lehetséges az adatok hibátlan átvitele. A következő fejezetekben a hibák felderítésére és kijavítására használható stratégiákat ismertetjük.

4.1.8. Hibadetekció

A hiba kezelésének elengedhetetlen feltétele a hiba érzékelése. Ahhoz, hogy a hiba bekövetkeztét fel lehessen fedezni, valamiféle *redundanciát* kell hordoznia az üzenetnek. Ilyen mesterségesen előállított redundancia a legelterjedtebben használt CRC (Cyclic Redundancy Check).

A módszer használatához rögzített hosszúságú üzenetekre tördelik az adatfolyamot. Minden üzenethez generálnak egy rögzített hosszúságú ellenőrző kódot. Az ellenőrző kód lényegesen rövidebb, mint az üzenet maga, értéke pedig az üzenet tartalmától függ. Az ellenőrző kódot az üzenet végére fűzik, és így kerül az adatfolyam a vonalra.

A vételi oldalon a vett üzenetből szintén kiszámolják az ellenőrző kódot, és összehasonlítják a vett ellenőrző kóddal. Hibátlanak tekintik a vételt, ha a vett és helyben számított ellenőrző kód megegyezik.

Az ellenőrző kód generálása bináris polinom osztással történik. A művelet egyszerűen kivitelezhető egy visszacsatolt shift-regiszterrel vagy programmal. Mivel az ellenőrző kód lényegesen rövidebb, mint maga az üzenet, több üzenet-höz is ugyanaz az ellenőrző kód tartozik. Elvileg lehetséges, hogy a bithibák éppen olyan kombinációban keletkeznek, hogy a többszöri hibák miatt a hibásan detektált üzenet-höz éppen az odaillő ellenőrző kód érkezik, ennek azonban olyan kicsi a valószínűsége, hogy a gyakorlati alkalmazásoknál elhanyagolhatóan ritán okoz problémát⁴.

4.1.9. Hibajavítás

Két stratégia lehetséges a hibák kijavítására: ARQ és FEC.

⁴További hibaellenőrzést végeznek a magasabb szintű protokollok.

ARQ (Automatic Request for Repeat)

Adás oldalon az üzeneteket a hiba detektálására alkalmas ellenőrző kóddal egészítik ki. A vevő ellenőrzi az üzenetet, ha hibát észlel, akkor az üzenet megismétlésére kéri az adót.

FEC (Forward Error Correction)

Adás oldalon az üzenetet olyan mértékű redundanciával látják el, hogy a vételi oldalon néhány bit meghibásodása ellenére is helyesen dekódolható legyen az üzenet. Az eljárást hibajavító kódolásnak hívják.

Lehetséges a két stratégia kombinált alkalmazása is.

4.1.10. Különleges stratégiák

Ha a csatorna paraméterei nagyon rosszak, akkor különféle ügyeskedéssel igyekeznek javítani a hibátlan átvitel esélyét. A következőkben két ilyen megoldást ismertetünk.

Interleaving

Magyarul talán *átfűzés* lehet az elnevezése ennek az eljárásnak. Célja a csomós hibák *szétkenése*.

A csomós hibák nehezen kezelhetők hibajavító kódolással. Az interleaving technika egy szisztematikus eljárással megváltoztatja az átvinni kívánt bitek pozícióját (sorrendjét). Így az átvitel során az eredetileg szomszédos bitek egymástól távoli pozícióba kerülnek.

A hiba-csomó hibás bitjei a vételi oldalon végzett de-interleaving művelet (az eredeti bit-sorrend visszaállítása) során egymástól távoli pozíciókba kerülnek. Végző soron az átviteli úton keletkezett hibacsomóból egyenletesen elosztott bithibák lesznek a vételi oldalon.

Az eljárást gyakran használják igen rossz körülmények között működő összeköttetésekben, például a GSM rendszer rádió-interfészén a forgalmi csatornában.

Burst kommunikáció

Az eljárás lényege az, hogy kis darabokra szabdalják fel az átvinni kívánt adatmennyiséget, és ezeket a darabokat nagy adatsebességgel, külön-külön, úgynevezett burst-ökben viszik át a csatornán.

Tekintsük a „klasszikus” (folytonos) adatátvitel esetét. A csatorna paraméterei hatással vannak az adatátvitel minőségére. Bizonyos paraméterek (csillapítás, frekvencia-függés) hatásai kompenzálhatók a vételi oldalon. A korszerű rendszerekben *adaptív* vevőt alkalmaznak. A vevő a vett jel hosszú idejű megfigyelése alapján képes a csatorna paramétereit kiismerni, és a csatorna hatásait kompenzálni.

Bizonyos esetekben azonban az átviteli csatorna paraméterei időben gyorsan és jelentős mértékben változnak. Tipikus példa a *mobil rádiócsatorna*. Elsősorban városi környezetben több felületről visszaverődő, interferáló jel jut a vevő antennájára. A mobil állomás mozgása következtében a különböző utakon érkező jel-összetevők amplitúdója és fázisa változik, az eredő rádiócsatorna időben gyorsan változik. A gyorsan változó csatorna kompenzálására nem alkalmasak

a klasszikus kiegyenlítési eljárások. Ilyenkor célszerűbb olyan rövid rádiócsomagokat (burst-öket) használni, melyeknek ideje alatt a csatorna lényegében állandónak tekinthető. A vétel oldali kiegyenlítést a burst-be épített – a vevő számára ismert – *training sorozat* segíti. Ezt a stratégiát használja a GSM rendszer is.

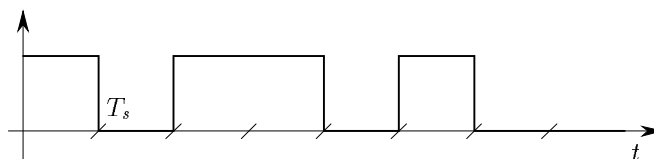
4.2. Alapsávi adatátvitel

A legegyszerűbb esetekben – elsősorban vezetékes adatátvitelnél – az adatfolyam különösebb manipuláció nélkül átvihető a csatornán. Ezt a „nyers” módszert alapsávi adatátvitelnek nevezzük.

Az alapsávi adatátvitel vizsgálata lehetőséget ad néhány újabb fogalom ismertetésére. Emellett fontos az alapsávi eset tanulmányozása azért is, mert a modulált jel viselkedése jól megfeleltethető az alapsávi jel viselkedésének.

4.2.1. Az alapsávi jel spektruma

Hajlamosak vagyunk az „adatfolyamot” azonosítani azzal az adatjellel, amit az adatkezelést végző digitális áramkörben mérhetünk. Ez egy két-állapotú jel, ami egy-egy bitidőn belül változatlan értékű (4.7. ábra).



4.7. ábra. Ez egy adatjel, ami a digitális áramkörben mérhető.

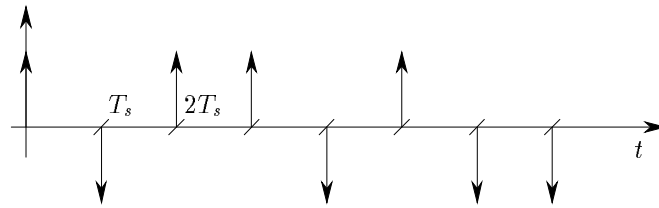
Valójában egy adatsorozat *fizikai reprezentációja* látható a 4.7. ábrán. Egyes rendszerekben (nagyjából) ilyen az adatjel időfüggvénye – másokban másként néz ki.

A leírás számára célszerű egy elvontabb reprezentációt választani. Maga a soros adatfolyam a bitsebesség szerinti időraszter diszkrét pontjaiban értelmezhető. A fizikai reprezentáció az időraszter pontjaiban fellépő *Dirac* impulzus-sorozat.

A Dirac impulzus egy absztrakció. Egységnyi energiájú impulzust jelent, melynek szélessége nagyon kicsi (tart a nullához), amplitúdója pedig nagyon nagy (tart a végtelenhez). Ideális Dirac impulzus a valóságban nem állítható elő, és megrajzolni sem lehet. Rajzainkon egy nyíllal fogjuk jelölni. A 4.7. ábrán látható adatfolyam Dirac impulzusokkal való reprezentációját a 4.8. ábrán rajzoltuk meg.

A Dirac impulzus-sorozattal reprezentált adatjelenek nagyon széles a spektruma (elvileg végtelen), azaz nagyon magas frekvenciájú komponenseket is tartalmaz. Több okból is célszerű a csatornán átvitt adatjel spektrumát szűkíteni:

- Ha egy szűkebb frekvencia-tartományt használunk fel, akkor további adatjelek átvitele lehetséges a csatornán – magasabb frekvencia tartományban (frekvencia-osztás).



4.8. ábra. Adatfolyam reprezentációja Dirac sorozattal.

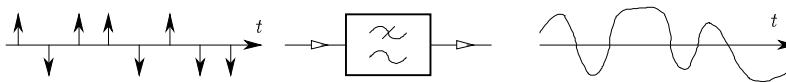
- A magas frekvenciájú komponsek által létrehozott elektromágneses tér zavarhat más összeköttetéseket.
- A csatorna viselkedése általában nem specifikált magas frekvencián: a nagyfrekvenciás jel-összetevő torzulása eltorzíthatja a jelet a csatornán.

Az adatjel spektruma *szűrővel* szűkíthető. A gyakorlati kivitelezés kétféle lehet:

- Elektronikus úton előállítjuk az adatfolyam Dirac-szerű reprezentációját, majd az így nyert (analog) jelet alkalmasan méretezett aluláteresztő szűrőn bocsátjuk keresztül.
- Digitális jelfeldolgozó processzorral (DSP) valósidejű számítással határozzuk meg a csatornára adott vonali jelet. Ez a módszer (a véges műveleti sebesség miatt) kisebb adatsebesség esetén alkalmazható, kb. 1Mbit/sec-ig.

A gyakorlati megoldástól függetlenül a szűrővel való jelformálást tekintjük a leírás alapjául.

A 4.8. ábrán látható adatjel formálását a 4.9. ábrán rajzoltuk meg.



4.9. ábra. Adatfolyam spektrumának szűkítése aluláteresztő szűrővel.

Az adatjel formálása újabb kérdéseket vet fel: ezekkel foglalkozunk a következőkben.

4.2.2. Időfüggvény és spektrum kapcsolata

A jelformálást végző szűrő kétféle képpen jellemezhető:

- **A frekvencia-tartományban:** Megadható a szűrő átviteli függvénye a frekvencia függvényében. Az átviteli függvény komplex mennyiség: általában egy-egy külön diagramon ábrázoljuk az amplitúdó- és fázis-menetet. A továbbiakban csak az amplitúdó-menetet fogjuk ábrázolni (ez van hatással az adatjel sávszélességére), de a fázis-menet ugyanolyan fontos (befolyással van a kimenő jel időfüggvényére).

- **Az idő-tartományban:** Megadható a szűrő *súlyfüggvénye*, ami a szűrő válasza (kimeneti idő-függvénye) a bemenetére adott Dirac impulzusra.

A két jellemző között egy-egy értelmű megfeleltetés van: az egyik jellemző ismeretében kiszámítható a másik – és fordítva. A két görbe bizonyos értelemben ellentétesen viselkedik: a szélessávú szűrő súlyfüggvénye gyors lefutású, a keskenysávú szűrő hosszan elnyúló, lassan csillapodó súlyfüggvényt produkál.

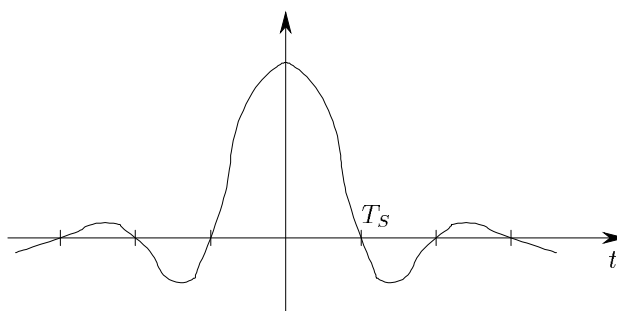
A szélsőséges (a gyakorlatban elvi optimumként használt) esetek jellemzésére érdemes bevezetni a *tartó* fogalmát. Egy függvény tartója az értelmezési tartomány azon része, amelyen a függvény értéke zérustól különböző. A fordított viselkedés ebben az értelemben is érvényesül: ha a szűrő amplitúdó-menetének tartója véges a frekvencia-tartományban, akkor a súlyfüggvény tartója végtelen. Ha a súlyfüggvény tartója véges, akkor az amplitúdó menet tartója végtelen.

Az adatátvitel során általában véges (és lehetőleg szűk) tartójú spektrumot igyekszünk használni, azaz olyan szűrőre van szükség, amelynek véges tartójú az amplitúdó-menete a frekvencia tartományban⁵. A spektrális értelemben véges tartójú szűrő súlyfüggvénye azonban végtelen tartójú, azaz egyetlen bit hatása szétterülve a szomszédos bitek helyén módosítja a jelalakot. Ezt a jelenséget *szimbólum áthallásnak* nevezzük. A szimbólum áthallás zavarja a vételi oldalon a detekciót, mert a detektálni kívánt bit időpontjában a szomszédos bitek által létrehozott jel-összetevők módosítják a jel értékét.

Bár a helyzet reménytelennek tűnik, mégis létezik megoldás, mely mindkét feltételt kielégíti, azaz

- A spektrum tartója véges, és ugyanakkor
- Nem jön létre szimbólum áthallás.

A megoldáshoz a *mintavételi tétel*⁶ kell kombinálni azzal a praktikus feltétellel, hogy elegendő a súlyfüggvénynek a szomszédos bitek névleges helyén, azaz T_S időközönként zérus értéket felvennie. Egy lehetséges változatot a 4.10. ábrán rajzoltuk meg.



4.10. ábra. Szimbólum-áthallás mentes átvitelt biztosító súlyfüggvény.

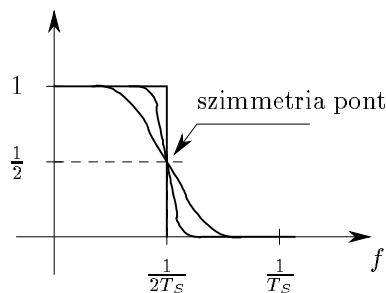
⁵Ezt az elvi optimumot a gyakorlatban nem lehet elérni, de nagyon jól meg lehet közelíteni.

⁶A mintavételi tétel azt mondja ki, hogy a $W[\text{Hz}]$ sáv szélességű jel visszaállítható az $\frac{1}{2W}[\text{sec}]$ sűrűséggel vett mintáiból.

A szimbólum-áthallás mentes átvitelt biztosító szűrő karakterisztikájának ki kell elégítenie a *Nyquist* feltételeket⁷. Az alkalmas szűrő amplitúdó-menete a frekvencia függvényében:

- Egységnyi értékű 0 frekvencián
- $\frac{1}{2}$ értékű $\frac{1}{2T_S}$ frekvencián (T_S a szimbólum idő)
- Középpontosan szimmetrikus az $\frac{1}{2T_S}$; $\frac{1}{2}$ pontra.

A feltételeket kielégítő néhány lehetséges szűrőkarakterisztika látható a 4.11. ábrán.



4.11. ábra. Szimbólum-áthallás mentes átvitelt biztosító Nyquist szűrőkarakterisztikák.

A legkisebb sávzélességet⁸ téglalap alakú szűrőkarakterisztikával lehetne elérni. Ez az optimum a gyakorlatban nem érhető el (nem megvalósítható a szűrő), és egyéb okokból nem is célszerű törekedni a megközelítésére. A megvalósított rendszerek sávzélessége $(0.6 \dots 0.8)/T_S$, azaz 1kbit/sec sebességű adatfolyam 600...800Hz sávzélességű csatornán továbbítható (2 elemű szimbólumkészletet feltételezve).

Szemábra

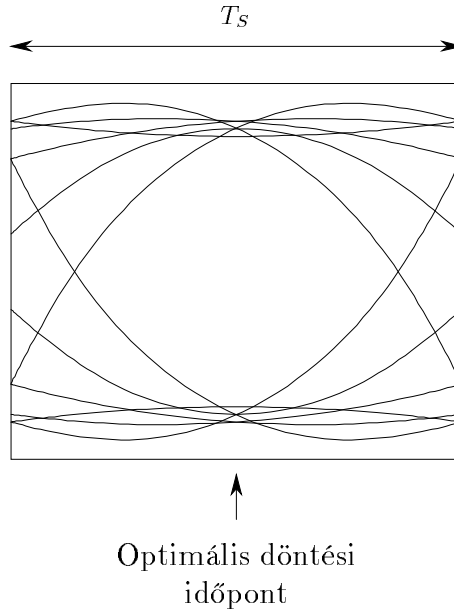
A szimbólum áthallás mértéke jól ellenőrizhető oszcilloszkóp segítségével. A mérés során a vételi jelet vizsgáljuk úgy, hogy az elektronsugár a szimbólum idő alatt éppen egyszer fut végig a vízszintes tengelyen. Az egymást követő szimbólumidők jelei így egymásra rajzolódnak. A kapott ábra egy szem (látószerv) körvonalaira emlékeztet (4.12. ábra).

Vezérelt szimbólum áthallás

Amennyiben a frekvenciával való takarékoság az elsődleges szempont, előfordulhat, hogy fel kell hagynunk a szimbólum áthallás mentes átvitel ideájával. A szűrő sávzélességét a Nyquist kritériumok által megszabott értéknél kisebbre választjuk. A keletkező szimbólum áthallás ismert (megszabja a szűrő), és egy nagyobb komplexitású vevővel a hatása (bizonyos mértékig) kiküszöbölhető.

⁷A feltételeket legelőször Nyquist vezette le 1928-ban, az általa kapott eredményeket nevezzük Nyquist-feltételeknek.

⁸Adott adatsebesség mellett a legkisebb felhasznált frekvencia-tarományt.



4.12. ábra. Szemábra.

4.2.3. A zaj hatása

Nincs csatorna zaj nélkül. A zaj forrása két csoportra osztható:

- Természetes eredetű: termikus zaj.
- Mesterséges eredetű: idegen csatornákból, más elektromos berendezésekből származó zavarjel.

A termikus zaj gaussi folyamat. A zavarokból származó jel az esetek többségében kvázi-véletlen folyamat, és jól közelíthető gaussi folyamattal.

A gaussi folyamat jelének pillanatnyi értéke Gauss eloszlás szerinti, spektrális sűrűsége állandó. Jellemzése egyetlen paraméterrel lehetséges: $N_0[\frac{Watt}{Hz}]$ az 1Hz sáv szélességre jutó zaj-teljesítmény.

A tipikus csatorna *additív* zajt tartalmaz: a véletlen folyamat hozzáadódik a hasznos jelhez. A zaj módosítja a vételi jelet, emiatt valamilyen valószínűséggel hibásan detektálja a szimbólumot a vevő. A jól méretezett vevő „nem engedi be” a teljes zajteljesítményt: az $\frac{1}{T_b}$ bitsebességű adatjel sáv szélessége $\sim \frac{1}{T_b}$. A vevő a hasznos jel spektrumán kívüli frekvenciatartományt kiszűri, a szimbólum detektálásakor:

$$P_{zaj} \simeq \frac{1}{T_b} N_0$$

teljesítményű zaj zavarja a döntést. A vevő bemenetére érkező P_{jel} hasznos jelteljesítmény szintén a detektorra jut. A döntést végző detektoron a jel és zaj viszonya:

$$\frac{P_{jel}}{P_{zaj}} \simeq \frac{P_{jel}}{\frac{1}{T_b} N_0} = \frac{T_b P_{jel}}{N_0}$$

Vegyük észre, hogy a számlálóban szereplő mennyiség az 1 bitre jutó jel-energia (E_b). Optimális rendszerben a detektor bemenetén a jel/zaj viszony megegyező az egy bitre jutó jelenergia és a zaj teljesítménysűrűség hányadosával:

$$\frac{P_{jel}}{P_{zaj}} = \frac{E_b}{N_0}$$

Az adatátviteli módszer megválasztásakor több szabadsági fokunk van. Lehet a szimbólumkészlet két- vagy többelemű, lehet szimbólum-áthallás mentes a rendszer – vagy nem, számtalan modulációs technika közül lehet válsztani, és a vétel oldali döntés céljára is különféle algoritmusok ismeretesek. A lehetséges technikák és paraméterek hatékonyságának összehasonlítására használható a *bit-hibavalószínűség diagram*. A diagramon a vétel oldali (optimálisan elérhető) jel/zaj viszony (E_b/N_0) függvényében ábrázolják a bithiba valószínűséget (BER). Mivel a vevő bemenetén az E_b/N_0 érték független az adatátviteli technikától⁹, a diagram alkalmas az egyes technikák objektív összehasonlítására.

A rendszer annál jobb, minél kisebb hibavalószínűséget biztosít egy adott jel/zaj érték mellett. A görbe monoton csökkenő, mert növekvő jel/zaj viszony mellett a hibavalószínűség csökken. Az ábrázoláshoz mindkét tengelyen logaritmikus skálát használnak: a vízszintes tengelyen a jel/zaj decibelben kifejezett értékét, a függőleges tengelyen a BER 10 alapú logaritmusát lehet leolvasni.

Az elvi optimumot bináris PAM (Pulse Amplitude Modulation) rendszerrel lehet elérni. A PAM rendszer a 4.8. ábrán látható impulzusokat használ, majd alkalmas adó és vevő szűrővel formálja a vonali jelet, illetve a vételi döntéshozó áramkör jelét. Optimális szűrők használatával ezzel a rendszerrel érhető el az abszolút elvi optimum, melyet a 4.13. ábrán mutatunk be.

Bár számtalan tényező növelheti a hiba valószínűségét, a gyakorlatban elég jól meg lehet közelíteni az elvi optimumot. A romlás mértékét nem a hibavalószínűség növekedésével, hanem az azonos hibavalószínűség eléréséhez szükséges jel/zaj növekménnyel szokás kifejezni. A gyakorlatban mindössze 0,2...0,5dB jel/zaj növeléssel kompenzálhatók a rendszer-hibák.

4.2.4. Mindennek ára van

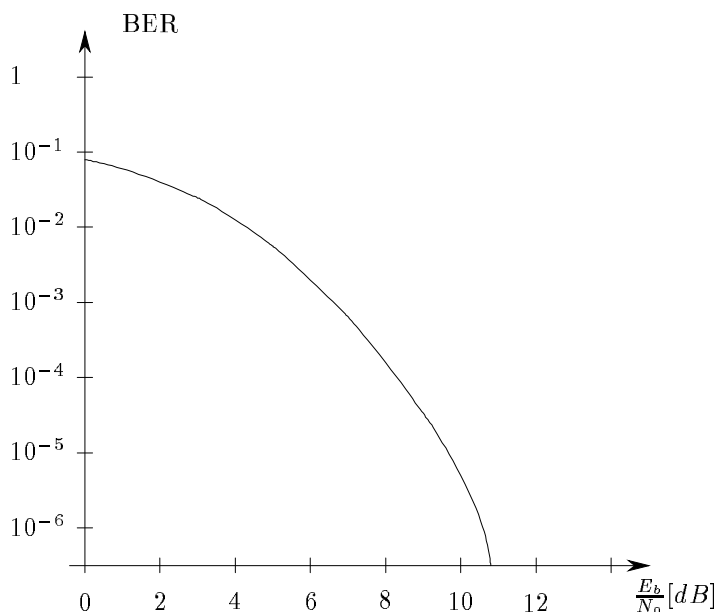
Kellő körütekintés hiányában azt hihetnénk, könnyen növelhető a csatornán továbbított adatsebesség, azaz egyszerű módszerekkel növelni lehet a csatorna kihasználtságát. Az alábbiakban kvalitatív úton belátjuk, hogy ez sajnos nincs így.

A bajok forrása az adóteljesítmény korlátozásában keresendő. Akár vezeték, akár rádióösszeköttetésről van szó, az adatátvitelre használt elektromágneses jel zavarja a szomszédos csatornában folyó kommunikációt, ezért a teljesítményt korlátozni kell. Különösen éles kérdés az adóteljesítmény a mobil rádiós rendszerekben, mert a mobil rádióadó teljesítményét akkumulátor biztosítja.

A bitidő csökkentése

Növelhetjük az adatsebességet a bitidő csökkentésével – azaz a bit-frekvencia növelésével.

⁹ E_b az adás oldali teljesítménytől, a bit-sebességtől és a csatorna csillapításától függ, N_0 pedig a csatornára jellemző paraméter.



4.13. ábra. Bit-hibavalószínűség a jel/zaj viszony függvényében. Az ábrán az elvi optimum látható.

Rögzített adóteljesítmény és csatorna-csillapítás mellett a vevőbe jutó hasznos jel teljesítménye (P_{jel}) állandó. A megnövelt adatsebességnek megfelelően a vevőben szélesebb frekvencia-tartományban kell fogadni a jelet. Ezzel együtt a zaj is szélesebb frekvencia-tartományban jut be a vevőbe, azaz a zaj teljesítménye nő. Eredményül romlik (csökken) a jel/zaj viszony, azaz nő a bit-hibavalószínűség.

Azonos eredményre lehet jutni a 4.13. ábra alapján. Az egy bitre jutó energia arányos a bit-idővel:

$$E_b = P_{ado} T_b$$

Ahogy növeljük az adatsebességet, úgy csökken a bit-idő, és vele együtt *csökken az egy bitre jutó energia*. Ha tehát – változatlan jelteljesítmény mellett – megnöveljük az adatsebességet, akkor a bithiba valószínűsége is növekedni fog.

Változatlan hibaarány biztosításához az eredeti értékre kell visszaállítani E_b -t a vevő bemenetén. Ez lehetséges az adóteljesítmény növelésével, ha ez megengedhető. Rádiós rendszerben megoldás lehet az antennanyereség növelése is.

A mikrohullámú tartományban az elektromágneses hullám nagyjából úgy viselkedik, mint a fény: paraboloid alakú reflexiós felülettel nyalábolható a gyűjtőpontba helyezett sugárzó teljesítménye¹⁰. A nyalábolást adás és vételi oldalon egyaránt lehet alkalmazni, miáltal jelentősen növelhető a vevőbe jutó hasznos jel teljesítménye.

A leírtak alapján magyarázható, hogy egy műholdas mobil rendszerben miért használhat kisméretű, irányítatlan antennát az alacsony adatsebességű mo-

¹⁰Az autók fényszórója is így működik.

bil állomás, és ugyanakkor miért kell több méter átmérőjű paraboloid antenát használni a sok felhasználó együttes forgalmát kezelő földi állomáson.

A szimbólum-készlet növelése

Növelhetjük az adatebességet, ha 2-elemű szimbólum-készlet helyett 4 vagy több elemű szimbólumkészletet használunk – változatlan szimbólum-sebesség mellett. Ha a jelteljesítmény is változatlan, akkor a szimbólumok közelebb kerülnek egymáshoz a jel-térben. Ennek következtében – változatlan zajteljesítmény mellett – növekszik a hibás detekció valószínűsége.

Azonos eredményre lehet jutni a 4.13. ábra alapján. A jelteljesítményből és szimbólumsebességből ($\frac{1}{T_S}$) számítható az átlagos¹¹ szimbólum-energia:

$$\overline{E_S} = P_{ado} T_S$$

Jelölje N az egy szimbólummal átvitt bitek számát. A szimbólumkészlet 2^N számú elemet tartalmaz. Bináris esetben $N = 1$ (azaz 1 bitet egy szimbólummal viszünk át, és 2 szimbólum van. Ha $N = 2$, akkor 2 bitet viszünk át egy szimbólummal, és 4 szimbólum van. A gyakorlatban $N \leq 6$ értékek használatosak.

Változatlan szimbólum-sebesség mellett az adatátviteli sebesség növekszik N növelésével, mert

$$T_b = \frac{T_S}{N}; \text{ azaz } \frac{1}{T_b} = N \cdot \frac{1}{T_S}$$

Ezzel egyidejűleg csökken az egy bitre jutó jelenergia:

$$E_b = \frac{\overline{E_S}}{N}$$

4.3. Moduláció

Az alapsávi adatátvitel többnyire csak vezetékes összeköttetésen használható¹². A gyakorlati esetek többségében a jel *spektrumát* át kell alakítani, mert

- A csatorna nem használható az alapsávban (ilyen a távbeszélő csatorna, és ilyen a rádiócsatorna is)
- A csatornát meg kell osztani a felhasználók, illetve az összeköttetések között (minden esetben vonatkozik ez a rádiócsatornára, de a vezetékes összeköttetések egy részében is szükséges a megosztás).

A moduláció lényege az, hogy az adatjelet egy alkalmasan választott harmonikus jelre, úgynevezett *vivőre* ültetjük rá, azaz a modulált jel spektruma a vivőjel frekvenciája körüli (általában szimmetrikus) tartományba kerül.

¹¹A szimbólumkészlet egyes elemeinek energiája különböző lehet.

¹²Elvi jelentősége ennek ellenére igen nagy, mert a modulált rendszerek vizsgálata visszavezethető az alapsávi átvitelre.

4.3.1. A modulált jel általános alakja

A modulált jelet szokásos a vivőhullám módosult formájaként kezelni. Ha a vivőhullám ω_0 körfrekvenciájú, zérus fázisú harmonikus jel:

$$s_0 = \cos(\omega_0 t)$$

akkor a modulált jel általános alakja:

$$s(t) = a(t) \cos(\omega_0 t + \varphi(t))$$

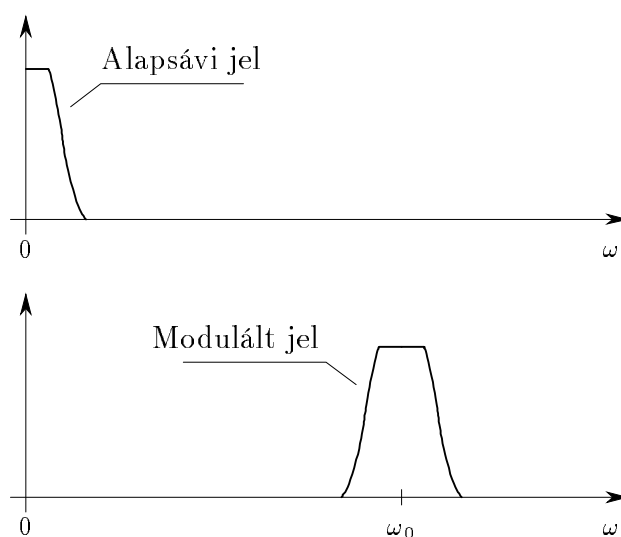
A kifejezésben

$a(t)$ a modulált jel amplitúdója

$\varphi(t)$ a modulált jel fázisa (az ω_0 frekvenciájú vivőhöz képest).

Az amplitúdó és a fázis időfüggvénye az átvitt adatsorozattól függ, azaz: ez a két mennyiség hordozza az információt.

A modulált jel spektruma általában szimmetrikus a vivőfrekvenciára. A moduláció hatására az adatjel az *alapsáv*ból (a zérus frekvencia körüli tartományból) átkerül a *vivőfrekvencia körüli* tartományba. A vivőfrekvenciák alkalmas megválasztásával lehetőség nyílik a közös átviteli közeget használó összeköttetések jelének szétválasztására. A jellemző spektrumokat a 4.14. ábrán mutatjuk be.



4.14. ábra. Az alapsávi és a modulált jel spektruma.

4.3.2. Alapsávi összetevők

Az általános alakban felírt modulált jelre alkalmazható a

$$\cos(\alpha + \beta) \equiv \cos \alpha \cdot \cos \beta - \sin \alpha \cdot \sin \beta$$

trigonometrikus azonosság. $\alpha = \varphi(t)$ és $\beta = \omega_0 t$ behelyettesítéssel a modulált jel

$$s(t) = a(t) \cos(\varphi(t)) \cos(\omega_0 t) - a(t) \sin(\varphi(t)) \sin(\omega_0 t)$$

alakra hozható. Ez a modulált jel *kvadratura* felbontása. A két tag közül

- az első a vivővel fázisban lévő, azaz $\cos(\omega_0(t))$ -vel arányos összetevő. A szorzótényezőt az angol *In-phase* kifejezésre utalva s_I -vel jelöljük:

$$s_I(t) = a(t) \cos(\varphi(t))$$

- a második a vivőre merőleges, azaz $\sin(\omega_0(t))$ -vel arányos összetevő. A szorzótényezőt az angol *Quadrature-phase* kifejezésre utalva s_Q -val jelöljük:

$$s_Q(t) = a(t) \sin(\varphi(t))$$

A bevezetett változók felhasználásával áttekinthető alakban írható fel a modulált jel:

$$s(t) = s_I(t) \cdot \cos(\omega_0 t) - s_Q(t) \cdot \sin(\omega_0 t)$$

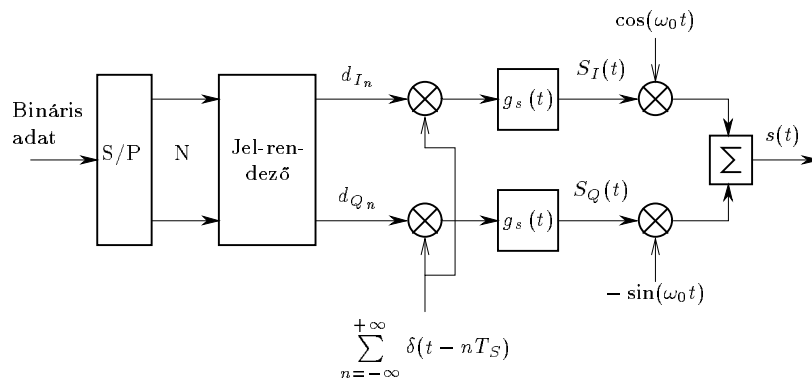
A kifejezés a modulált jel úgynevezett *kvadratura felbontása*. Az $s_I(t)$ és $s_Q(t)$ alapsávi kvadratura összetevők hordozzák az adasorozattól függő információt. Belátható, hogy a modulált jel viselkedése – beleértve a jel spektrumát, a zajra való érzékenységet – az alapsávi összetevők alapján számítható az alapsávi tartományban, és az eredmények érvényesek a modulált jelre az ω_0 körüli tartományban is.

A modulált jel amplitúdója is számítható az alapsávi összetevők felhasználásával:

$$|a(t)| = \sqrt{s_I^2(t) + s_Q^2(t)}$$

4.3.3. Lineáris moduláció

Lineáris moduláció esetén az $s_I(t)$ és $s_Q(t)$ alapsávi kvadratura összetevőket az adatjel lineáris transzformációjával lehet előállítani. A modulátor általános bloksémáját a 4.15. ábrán mutatjuk be.



4.15. ábra. Lineáris modulátor.

A modulátor bemenetére az $\frac{1}{T_b}$ sebességű bináris adatfolyam kerül. A soros/párhuzamos átalakító N számú párhuzamos, bináris kimenettel rendelkezik. N értéke azt mondja meg, hány bit információt visz át egy szimbólum. Itt $\frac{1}{T_s} = \frac{1}{NT_b}$ az adatsebesség.

A jelrendező az alapsávi összetevők névleges értékét szolgáltatja, amelyekből mindkét mindkét ágon Dirac-sorozattal mintát veszünk, majd a mindkét ágon azonos, $g_s(t)$ súlyfüggvénnyel jellemzett aluláteresztő szűrő alakítja ki a sávhatárolt alapsávi jeleket. Az adási szimbólumokat a jelrendező és a szűrők együttesen határozzák meg.

A 4.15. ábrán bemutatott elrendezés alkalmas a modulált jel számítására, és egyben útmutató arra nézve, hogyan lehet a fizikai valóságban elkészíteni a modulátort.

A lineáris modulátor előnye, hogy jól kézben tartható a modulált jel spektruma – számolni is viszonylag egyszerű, és a gyakorlatban is igen keskeny spektrumú modulált jelet lehet vele létrehozni.

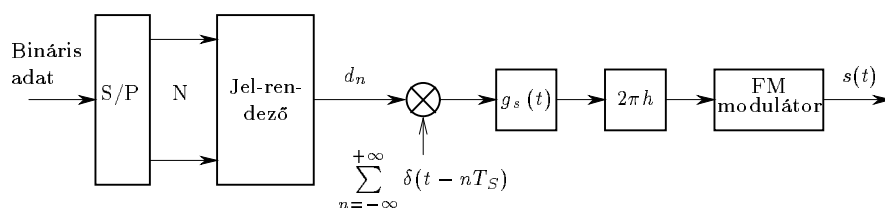
Hátránya viszont, hogy a modulált jel amplitúdója *nem állandó*. A modulált jel amplitúdója (burkolója):

$$|a(t)| = \sqrt{s_I^2(t) + s_Q^2(t)}$$

ahol S_I és S_Q időben változó jelek, és semmi nem garantálja, hogy vektoriális összegük egy körön legyen. Az időben változó jelamplitúdó kezelésére *lineáris végfokozatot* kell alkalmazni az adóban. A nagyfrekvencián működő lineáris végfokozat megvalósítása komoly technikai problémát jelent (drága az áramkör) és a hatásfoka is elég rossz (hamar lemerül a mobil készülék akkumulátora).

4.3.4. Nemlineáris moduláció

A nemlineáris modulációs technikák legjelentősebb osztálya a CPM modulációk családja. A rövidítés az angol **C**ontinuous **P**hase **M**odulation (folytonos fázisú moduláció) elnevezésből származik. Az eljárás lényege az, hogy a megfelelően kezelt adatjellel *nem beszorozzuk a vivőt*, hanem a vivőt leíró koszinusz függvény *argumentumát vezéreljük* vele. A CPM modulátor általános blokk-sémáját a 4.16. ábrán mutatjuk be.



4.16. ábra. CPM modulátor.

A jelrendező itt egyetlen kimenettel rendelkezik. A löketet a $2\pi h$ szorzó határozza meg (h a modulációs index), végül az előfeldolgozott jel egy frekvencia-modulátort vezérel.

Az FM modulátor állandó amplitudójú jelet szolgáltat, az átviszni kívánt információ a jel fázisában van elrejtve:

$$s(t) = A \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi(t))$$

ahol az argumentumban szereplő fázis:

$$\varphi(t) = 2\pi h \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left(d_n \int_{n=-\infty}^t g(\tau - nT_S) d\tau \right)$$

Az összeg szögfüggvényére vonatkozó azonosság felhasználásával elvégezhető a modulált jel kvadratura felbontása:

$$s(t) = A \cos(\varphi(t)) \cos(\omega_0 t) - A \sin(\varphi(t)) \sin(\omega_0 t)$$

és értelmezhető a két alapsávi összetevő:

$$s_I(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} \cos(\varphi(t))$$

$$s_Q(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} \sin(\varphi(t))$$

Látszólag minden úgy fest, mint a lineáris moduláció esetében. Van azonban egy óriási különbség: lineáris modulációnál az S_I és S_Q jeleket az adatjel lineáris transzformációjával állítottuk elő. Most viszont, a *nemlineáris* modulációnál a $\varphi(t)$ változót állítjuk elő az adatjel lineáris transzformációjával, és ennek koszinusz illetve szinusz függvénye (tehát *nemlineáris függvénye*) a két alapsávi összetevő.

A CPM modulációs eljárások 3 szabad paramétert tartalmaznak:

N : a szimbolumonként átvitt bitek száma

h : a modulációs index

$g_s(t)$: az elemi szimbólum időfüggvénye.

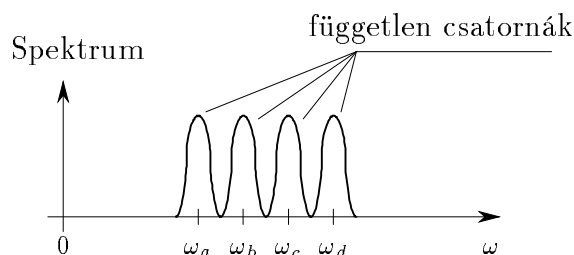
A három paraméter kombinációjaként végtelen sok különböző moduláció nyerhető. Ezek közül nagyon sok kombináció gyakorlati szempontból is alkalmas a megvalósításra. A nehézséget az okozza, hogy a nemlinearitás miatt nem lehet közvetlen kapcsolatot találni az elemi fázis-szimbólum és a modulált jel spektruma között. Ez azt jelenti, hogy közvetlenül nem tervezhető a modulált jel spektruma. Heurisztikus megoldások léteznek a paraméter-hármas olyan értékeire, amelyek elfogadható spektrumot eredményeznek – ezek egyike a GMSK moduláció, a GSM rendszerben használt modulációs technika.

4.4. A csatorna megosztása

Gyakran előfordul, hogy az átviteli közeget meg kell osztani a kommunikálni kívánó felhasználók között. Vezetékes összeköttetés esetén jó példa az Ethernet hálózat: egyetlen érpárra kapcsolódik a lokális hálózat minden tagja. Rádiókommunikáció pedig elképzelhetetlen lenne az átviteli közeg használatának megosztása nélkül.

4.4.1. Frekvencia-osztás (FDM)

Modulációt használó rendszerekben kézenfekvő megoldás diszjunkt frekvencia-tartományokat kiosztani az egyes összeköttetések számára. A rendszer számára rendelkezésre álló frekvenciatartományt kisebb rész-sávokra osztják, egy-egy összeköttetés egy rész-sávot használ. Az egyes összeköttetések zavartalan működését az adók spektrumának korlátozása és a vevők szelektivitása biztosítja.



4.17. ábra. Frekvencia-osztásos rendszer.

A frekvencia-osztásos rendszert a 4.17. ábrán szemléltetjük. Az ábrán látható adójel-spektrumok más-más adóból származnak. Modulált rendszerben a frekvencia-osztás egyszerűen megoldható: az adók rendre ω_a , ω_b , stb. vivőfrekvenciát használnak a modulációhoz.

Az eljárást eredetileg két adatvégberendezés közti vezetékes összeköttetés többszörös kihasználására dolgozták ki, innen ered az elnevezés: **F**requency **D**ivision **M**ultiplex.

A gyakorlatban mindenki találkozott már frekvencia-osztásos rendszerrel, így működik a műsorszóró rádió- és televízióadók rendszere. A vevő szelektív bemenő fokozatát a megfelelő vivőre hangolva lehet választani a csatornák (állomások, műsorok) között.

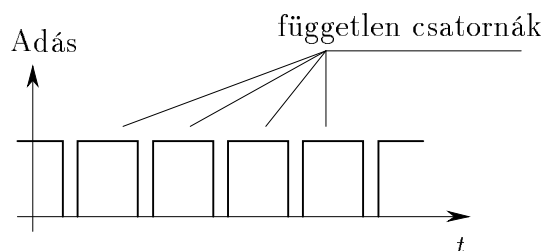
Tipikusan FDM rendszerben működnek a cellás rendszerek, így a GSM rendszer is.

4.4.2. Időosztás (TDM)

Lehetséges a közös átviteli közeget az időben megosztani az összeköttetések között. Az egyes adók burst-öket használnak az átvitel során, az egymást követő időrésekben más-más adó jut szóhoz. A TDM elnevezés értelmezése: **T**ime **D**ivision **M**ultiplex.

Ezzel a megoldással is találkozott már mindenki a gyakorlatban. Az Ethernet hálózatban modulálatlan (alapsávi) adatjelet használnak az átvitelre, a közös kábelre csatlakoztatott Ethernet illesztők időben felváltva végzik az adást. Ugyancsak időosztást használnak a taxi-vállalatok a központ és a sofőrök közötti kommunikációban.

Rádiócsatornán mindig FDM-mel együtt használják az időosztást. Egy rádiós rendszer számára ki van osztva egy vagy több rádiócsatorna (FDM), egy-egy csatornán belül pedig időosztásban (TDM) használják a rendszer adói a csatornákat.



4.18. ábra. Időosztásos rendszer.

4.4.3. A megosztás célja

Rádiós rendszerben két célból használnak megosztást: ennek részletezése következik.

Többszörös hozzáférés

A működő rádiós rendszerek többségében csillag elrendezésű a hálózat: egy központ (bázisállomás) a körzetében tartózkodó felhasználókkal (mobil állomások) tart fenn kapcsolatot. A központ és a felhasználók közötti (kvázi-)egyidejű kommunikációt *többszörös hozzáférésnek* nevezzük. A többszörös hozzáférés alapja lehet frekvencia- vagy időosztás, ennek megfelelően FDMA (**F**requency **D**ivision **M**ultiple **A**ccess) illetve TDMA (**T**ime **D**ivision **M**ultiple **A**ccess) rendszerről beszélünk.

Kommunikációs irányok szétválasztása

Egyetlen rádióberendezést tekintve meg kell oldani az adási és vételi irányok szétválasztását. Ez szintén lehetséges a frekvencia- és az időtartományban is, ennek megfelelően FDD (**F**requency **D**ivision **D**uplex) illetve TDD (**T**ime **D**ivision **D**uplex) rendszerről beszélünk.

Vegyes rendszerek

A technológia fejlődése – és nemkevésbé a nagyszámú felhasználónak köszönhető gazdasági előnyök – lehetővé teszik nagyon kifinomult, bonyolult technikák használatát. Ilyen a GSM rendszer is, melynek rádiós interfészén egyidejűleg alkalmazzák az eddig felsorolt technikákat:

- Egy-egy különálló frekvencia-tartomány áll rendelkezésre a bázisállomás → mobil terminál (downlink) és a fordított irányban (uplink). Ez tehát FDD rendszer.
- Mind az uplink, mind a downlink irányban részsávokra van osztva a felhasználható frekvencia-tartomány (FDMA).
- Egy-egy részsávon belül egyidejűleg több (8 illetve 16) mobil szolgáltató a bázisállomás (TDMA).
- Végül a TDMA technikában alkalmazott burst-kommunikáció lehetővé teszi, hogy az adási és vételi irány az időben is szét legyen választva (TDD).

Mindez nagyon komplikált rendszert eredményez, de a felsorolt technikák lehetővé teszik sok felhasználó egyidejű kiszolgálását, ugyanakkor a rádiós egységgel szemben minimálisak a követelmények.

4.4.4. Kódosztás

Az átviteli közeg megosztásának egy további módja kódok kiosztásán alapul. Az eljárást CDMA (Code Division Multiple Access) rendszernek nevezik.

Szórt spektrumú átvitel

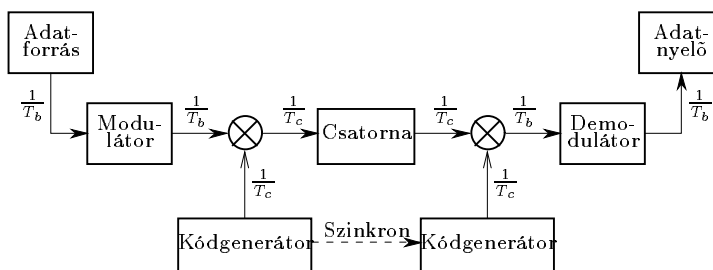
A CDMA eljárás alapja a szórt (kiterjesztett) spektrumú technika (SS: Spread Spectrum). Az SS technika lényege az, hogy az adatsebességhez szükségesnél lényegesen szélesebb frekvencia-tartományba „kenik szét” az adó jelét. Ez látszólag pazarlás, de a járulékos előnyök miatt a technika „gazdaságosan” üzemeltethető.

A szórt spektrumú eljárások alapvetően két csoportra oszthatók:

- Frekvencia ugratás (FH: **F**requency **H**opping)
Ezen belül további alosztályok léteznek. Itt csak az úgynevezett *lassú* frekvencia ugratást említjük. Ennek lényege, hogy az adó burst-ökben végzi az adást, de az egymást követő burst-öket más-más vivőfrekvencián sugározza ki. Több felhasználó esetén véges valószínűséggel bekövetkezik a frekvenciák ütközése – a kieső burst által keletkező hibát kezelni kell tudni. Lehetséges a felhasználók összehangolt (szinkron) FH működtetése – ezt a technikát használják a GSM rendszerben is a szelektív¹³ csatorna-zavarok csökkentésére.
- Direkt szekvenciális (DS)
Az adó modulált jelét egy újabb, nagyobb sebességű bináris jelfolyammal (kóddal) szorozzuk meg. A technikát kissé részletesebben tárgyaljuk a következő alfejezetben.

DS-SS technika

Az eljárás lényegét a 4.19. ábrán mutatjuk be.



4.19. ábra. Direkt szekvenciális szórt spektrumú összeköttetés.

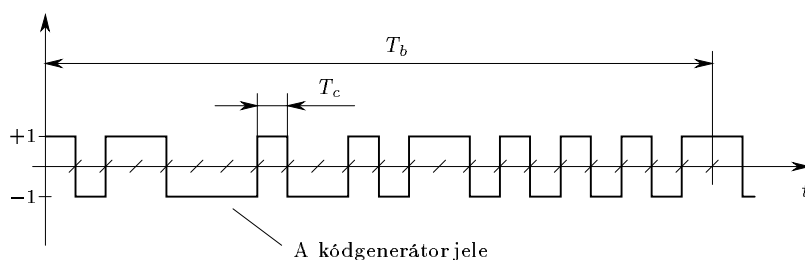
¹³Egy-egy szűk frekvenciasávban jelentkező.

Az adatforrás $\frac{1}{T_b}$ sebességű bináris adatfolyamát a modulátor a vivőfrekvencia körüli frekvencia-tartományba transzformálja. DS-SS technika esetén a modulátor tipikusan lineáris, 2 állapotú modulációt alkalmaz (BPSK). A modulált jel sávszélessége közelítőleg megegyezik az adatsebességgel, azaz $\frac{1}{T_b}$. Hagyományos, *keskenysávú* technika esetén ez a modulált jel kerülne ki a csatornára.

A DS-SS technika egy újabb modulációt alkalmaz a jelre. Az $\frac{1}{T_b}$ sávszélességű, *keskenysávú* jelet megszorozzuk a kódgenerátor jelével. A kódgenerátor $\frac{1}{T_c}$ sebességű bináris adatjelet (kódot) állít elő (4.20 ábra). T_c a *chip-idő*, mely nagyságrendekkel rövidebb, mint a T_b bit-idő. A DS-SS rendszer legfontosabb mérőszáma a T_b/T_c hányados. A különböző megvalósított rendszerekben ez igen különböző lehet, tipikus érték:

$$L = \frac{T_b}{T_c} \approx 10^3$$

Mivel a chip-sebesség sokkal nagyobb az $\frac{1}{T_b}$ adatsebességnél, a rádiócsatornán kisugárzott jel sávszélességét a chip-sebesség határozza meg, értéke közelítőleg $\frac{1}{T_c}$.



4.20. ábra. DS-SS példa a kód szemléltetésére.

Vételi oldalon ismét megszorozzuk a jelet a kódgenerátor jelével. Feltéve, hogy a két kódgenerátor szinkronban működik és azonos kódot állít elő, az eredményben a kódgenerátor jelének *négyzete* keletkezik. Mivel azonban a kódjel csak +1 és -1 értékeket vesz fel, négyzete 1 értékű (állandó). A demodulátor bemenetén tehát vissza lehet kapni a modulátor által előállított *keskenysávú* jelet.

A vevőben ismerni kell a spektrumszélesítő kódot, mert a kódnégyzet=1 eredmény csak így teljesül. Más (idegen) kódokat alkalmazva szélessávú marad a jel, amit a demodulátor zajként érzékel.

A DS-SS technika megvalósításánál a legnagyobb nehézséget a vétel oldali kódgenerátor szinkronizálása jelenti.

CDMA/DS-SS

Egy rádiós rendszerben az azonos frekvencia- és időtartományban működő adók jelét a vételi oldalon szét lehet választani a spektrum-szélesítő kód alapján. A megvalósított rendszerekben általában a bit-idővel azonos hosszúságúra választják a kódszó hosszát. A kódgenerátor bit-időnként periodikusan ismétli a kódszót. Lehetséges konstruálni olyan kód-családokat, melyeknek tagjai megfe-

lelő „távolságra” vannak egymástól¹⁴, így az idegen kóddal érkező jel minimális zavart fejt ki a vevőben.

Többségünknek volt módja a CDMA technikával találkozni. Az USA Hadügyminisztériuma által üzemeltetett NAVSTAR műholdas helymeghatározó rendszert (közismertebb nevén GPS – Global Positioning System) világszerte civilek milliói is használják. A rendszer műholdjai azonos vivőfrekvencián, de DS-SS technikával, más-más kódot használva sugározzák jelüket. A GPS vevőben ismertek az egyes műholdak által használt kódok. A vevő úgynevezett *párhuzamos* vevő: a „látható” műholdak jelét egyidejűleg képes venni. A vétel a kódok alapján külön-külön, holdanként elkülönítve történik, majd a vett adatokból és a mért késleltetésekből (műhold – vevő távolság) egy program számítja ki a GPS vevő helykoordinátáit.

¹⁴Alacsony értékűek a keresztkorrelációs függvények.