

Villamos alapismeretek és elektronika

Szerkesztette:

Dr. Ferenczi István

Okleveles villamosmérnök, főiskolai docens

A tananyag elkészítését a „NYE-DUÁL- Új utakon a duális felsőoktatással a Nyíregyházi Egyetemen, az Északkelet-Magyarországi térség felemelkedéséért” az EFOP-3.5.1-16-2017-00017 számú projekt támogatta. A projekt az Európai Unió támogatásával, az Európai Szociális Alap társfinanszírozásával valósul meg.

SZÉCHENYI 2020



MAGYARORSZÁG
KORMÁNYA

Európai Unió
Európai Szociális
Alap



BEFEKTETÉS A JÖVŐBE

EFOP-3.5.1-16-2017-00017
**„NYE-DUÁL- Új utakon a duális felsőoktatással a Nyíregyházi Egyetemen,
az Északkelet-Magyarországi térség felelőskedéséért”**

Szerkesztő:
Dr. Ferenczi István

Szerző:
Dr. Ferenczi István

Lektorálta:
Ferenczi Ildikó
Okleveles villamosmérnök, mérnöktanár

Kézirat lezárva: 2019.12.30

ISBN 978-615-6032-24-9

Kiadja a
NYÍREGYHÁZI EGYETEM

2019

EFOP-3.5.1-16-2017-00017
**„NYE-DUÁL- Új utakon a duális felsőoktatással a Nyíregyházi Egyetemen,
 az Északkelet-Magyarországi térség felelmezesséért”**

TARTALOMJEGYZÉK

BEVEZETÉS	5
1. Villamos alapismeretek	8
1.1. Elektrosztatika	8
1.1.1 Coulomb törvénye	8
1.1.2. Elektromos térerősség	9
1.1.3. Elektromos potenciál	11
1.1.4. Elektromos feszültség	11
1.2. Kondenzátorok és a kapacitás	12
1.2.1. Kondenzátorok kapcsolási módjai	14
1.3. Az elektromos áram	15
1.3.1. Feszültségforrások	16
1.3.2. A feszültséggenerátorok kapcsolásai	17
1.4. Egyenáramú áramkörök	19
1.4.1. Ohm törvénye	19
1.4.2. Kirchhoff I. törvénye (csomóponti törvény)	20
1.4.3. Kirchhoff II. törvénye (hurok törvény)	21
1.4.4. Ellenállások kapcsolási módjai. Eredő ellenállás	22
1.4.5. Feszültségesztő	24
1.4.6. Áramosztó	25
1.4.7. Kétpólusok [4]	26
1.4.8. Négypólusok [4]	28
1.4.9. Villamos munka és teljesítmény	28
2. Váltakozó áramú áramkörök	29
2.1. A szinuszosan váltakozó feszültség jellemzői	29
2.1.1. A váltakozó feszültség effektív értéke	30
2.1.2. A váltakozó áram közép és effektív értéke	30
2.2. Fogyasztók viselkedése váltakozó áramú áramkörben	31
2.2.1. Ellenállás váltakozó áramú áramkörben	31
2.2.2. Kapacitív fogyasztók (kondenzátorok) váltakozó áramú áramkörben	31
2.2.3. Induktív fogyasztók (tekercsek) váltakozó áramú áramkörben	32
2.3. Az impedancia	33
2.3.1. Az impedancia nagysága és fázisa	34
2.3.2. Az impedancia trigonometriai és exponenciális formája	34
2.3.3. Soros RL impedancia	35
2.3.4. Párhuzamos RL admitancia	36
2.3.5. Soros RC áramkör	37
2.3.6. Párhuzamos RC admitancia	38
2.4. A váltakozó áram teljesítménye	39
2.4.1. Fázisjavítás	39
2.5. Rezgőkörök	40
2.5.1. Soros rezgőkör	41
2.5.2. Párhuzamos rezgőkör	43
3. Háromfázisú villamos hálózat	46
3.1. A háromfázisú feszültség előállításának elve	46
3.2. Háromfázisú kapcsolások	48

EFOP-3.5.1-16-2017-00017
**„NYE-DUÁL- Új utakon a duális felsőoktatással a Nyíregyházi Egyetemen,
 az Északkelet-Magyarországi térség felelmezítéséért”**

3.2.1. Csillagkapcsolás	48
3.2.2. Deltakapcsolás (háromszögkapcsolás)	49
3.3. Négyvezetékes rendszer	50
3.4. Háromfázisú teljesítmény	51
4. Elektronika	52
4.1 Félvezető anyagok	52
4.1.1. Intrinsic vezetés és rekombináció	53
4.1.2. Szennyezett félvezetők	54
4.2. Félvezető diódák	55
4.2.1. PN záróréteg (határréteg) kialakulása	55
4.2.2. A PN átmenet viselkedése feszültség hatására	56
4.2.3. A félvezető dióda jelleggörbéje (karakterisztikája)	57
4.2.4. A dióda áramköri kapcsolása	58
4.2.5. Egyenirányítók	59
4.3. Zener diódák	60
4.4. Bipoláris tranzisztorok	62
4.4.1. A bipoláris tranzisztorok működése	63
4.4.2. Alapkapcsolások	64
4.4.3. A bipoláris tranzisztor jelleggörbéi [4]	65
4.4.4. A bipoláris tranzisztor áramköri kapcsolása közös emitter módban	66
4.5. Unipoláris (tervezérlésű) tranzisztorok [4]	67
4.5.1. JFET tranzisztorok	68
4.5.2. MOSFET tranzisztorok (Metal-Oxid-Semiconductor)	70
4.5.3. A tervezérlésű tranzisztorok munkapont- beállítása	73
4.6. Négyrétegű félvezetők	74
4.6.1. Tirisztorok	74
4.6.2. A tirisztor alkalmazási területe	77
4.6.3. Triakok (kétirányú tirisztor dióda)	78
5. elektronikus erősítők	81
5.1. Az erősítők jellemzői	82
5.2. Bipoláris tranzisztoros erősítőfokozat	83
5.2.1. A bipoláris tranzisztor helyettesítő kapcsolása	84
5.2.2. Feladat	85
5.3. FET tranzisztoros erősítő	86
5.3.1. Feladat	87
5.4. Többfokozatú erősítők	87
5.5. Visszacsatolt erősítők	88
6. Műveleti erősítők	90
6.1. A műveleti erősítők jellemzői	91
6.1.1. Egy valóságos műveleti erősítő jellemzői	94
6.2. Alapkapcsolások [4]	94
6.2.1. Invertáló erősítő	94
6.2.2. Offset probléma	95
6.2.3. Nem invertáló erősítő	96
6.2.4. Váltakozó áramú erősítő	97
FELHASZNÁLT SZAKIRODALOM	99

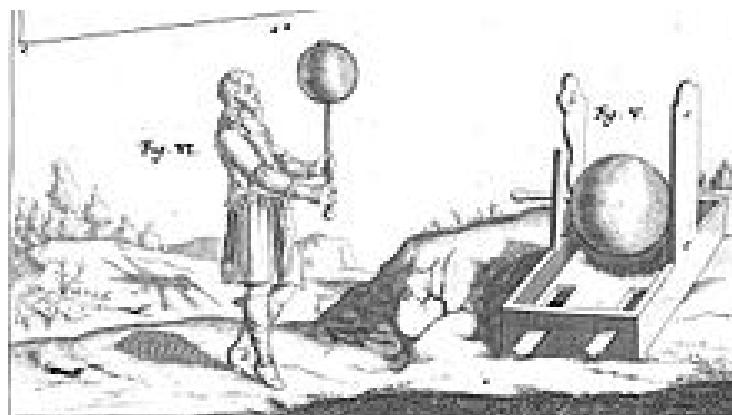
BEVEZETÉS

Már az ókori görögök megfigyelték, hogy bizonyos tárgyak dörzsölés hatására különös módon viselkednek, például könnyebb részecskéket, papírdarabot, porszemeket, hajszálakat magához vonzanak. A felfedezést legelőször valószínűleg egy borostyánköből készült nyaklánc viseletekor történt, amikor az a szőrmebundához dörzsöldve apróbb részecskéket magához vonzott. A jelenséget a borostyánkö görög neve (elektron) után elektronnak nevezték el. Innen ered az elektromosság elnevezés.

Ugyancsak a görögökhöz köthető a mágneses jelenségek felfedezése is. Magnesia tartomány hegyeiben olyan vastartalmú ércet találtak, amely csak a vasra, vagy egy másik mágneses tulajdonságokat mutató ércre volt hatással, más fémekre és anyagokra nem. Ezt a vaskövet magnetitnek nevezték, és ebből származik a mágnes megnevezés.

Akkoriban ezeket a jelenségeket senki sem tudta megmagyarázni, így egészen a XVI. század második feléig feledésbe merültek. Ekkor egy angol természettudós, **Sir William Gilbert** (1544. máj. 24 – 1603. nov. 30), kezdett el kísérleteket végezni a mágneses kölcsönhatásokkal kapcsolatosan. Magnetitból (mágneses vasércből, Fe_3O_4) golyókat készített és az ezeket körülvevő mágneses teret a gömbök körül különböző helyeken és különböző távolságra elhelyezett parányi iránytűkkel tanulmányozta. Azt tapasztalta, hogy van a gömbnek egy olyan pontja, amely minden más pontnál erősebb vonzóerőt fejt ki az iránytű egyik végére, az átellenes pont pedig maximális vonzóerőt gyakorol az iránytű másik végére. A gömb felszínének különböző pontjain a tű mindig meghatározott helyzetbe áll be, éspedig a maximális vonzások pontjait, azaz a gömb mágneses pólusait összekötő főkör irányába. Ez nagyon hasonlít ahhoz, ahogyan az iránytűk a Föld felszínének különböző pontjain beállnak északi vagy déli irányba. Gilbert ebből arra következtetett, hogy a mi földgolyónkat óriás mágnesnek lehet tekinteni, amelynek pólusai a földrajzi északi és déli sarkok közelében vannak.

Sir William Gilbert tanulmányait a XVII. században **Ottó von Guericke** (1602. nov. 30 – 1686. máj. 21) magdeburgi polgármester folytatta. A megdörzsölt borostyánkővel könnyű tárgyakat, például papírdarabokat vonzott, majd elejtette őket. Rájött, hogy két könnyű test viszont, amelyeket a megdörzsölt borostyánkő érintett, mindig taszítja egymást. Vagyis már gyanítható volt, hogy kétféle elektromosság létezik. Egyik, amelyik vonzó hatást és a másik, amelyik taszító hatást fejt ki. Azt is megfigyelte, hogy az elektromos töltést át lehet vinni egyik testről a másikra (vagyis az egyik borostyánról a másikra), nemcsak közvetlen érintkezés útján, hanem őket összekötő fémdróttal vagy nedves kötéssel is. Ugyancsak **Guericke** 1663-ban megalkotta az első elektromos generátort, amely egy forgó kéngolyó dörzsölésével állított elő sztatikus elektromosságot. 1672-ben felismerte, hogy a súrlódás a kéngolyó felületén fényt eredményez, ezért őt tekinthetjük az elektrolumineszcencia felfedezőjének is. [1]



1.1. ábra Guericke generátora (forrás [1])

Nem sokkal később **Franklin Benjámin** egyébként amerikai politikus, természettudós és nyomdász (1706-1790), kísérletei során kiderítette, hogy a villámlás is elektromos jelenség. Felfigyelt arra, hogy az egyfajta kondenzatórként működő „*leydeni palackból*” előcsapó szikra és a villámlás között nagy a hasonlóság. 1752-ben, egy esős, viharos napon egy fémcsúccsal ellátott sárkányt bocsátott fel. A selyemzsínór végére kulcsot kötött, s a légköri elektromossággal telt zsinört simogatva a közönség ámulatára szikrákat csalt elő. Ezek után Franklin azt javasolta, hogy a házakat meg lehetne védeni a villámcsapástól, ha tetejükre hegyes fém rudakat helyeznének el, amelyeket vezetékkel összekötnék a földdel. Ötletét sokan ellenezték: III. György brit király „istentelenségnak” nevezte és Franciaországban még per is indult miatta.

Az igazi haladást a villamosság történetében a XVIII. – XIX. század hozta meg. **Luigi Galvani** (1737-1798) megfigyelte, hogy a boncolt állatok izmai nemcsak akkor rándulnak össze, ha a közeli

dörzs elektromos gépek kisülése történik, hanem akkor is, ha az izmokba szúrt két különböző fém összeér. Galvani nem tudta megmagyarázni a jelenséget, de sejtette, hogy a két tű és az izomzat valamilyen villamosságot feltételez. A jelenség alapján **Alexsandrov Volta** (1745 – 1827) olasz fizikus készítette el az első olyan generátort, amellyel hosszabb időn át lehetett áramot fenntartani. Galvani tiszteletére Volta ezt galvánelemnek nevezte el. Ez tette lehetővé későbbiekben két német fizikusnak **Georg Ohm**-nak (1787 – 1854) és **Gustav Kirchoff**-nak (1824 – 1887) a róluk elnevezett áramkori törvények felfedezését.

Ampere francia (1775 – 1836), **Oersted** dán (1777 – 1851), **Faraday** angol (1791 – 1867) fizikusok megállapították, hogy az elektromos és a mágneses jelenségek között szoros kapcsolat van. Kutatásaiat a szintén német **Maxwell** (1831 – 1879) foglalta össze egységes, matematikai alakban is kifejezett tudományos rendszerré. Ez a Maxwell-féle vagy klasszikus a elektrodinamika alaptörvényeinek tekinthető Maxwell-egyenletek révén, lehetővé teszi a jelenségek nagy sokaságának egységes értelmezését. A Maxwell-egyenletek bizonyítása és tovább fejlesztése terén **Herz** (1857 – 1894) kimutatta az elektromágneses hullámok létezését, **Lorentz** (1853 – 1928) pedig a klasszikus elektronelmélettel foglalkozott [3].

1887-ben **Joseph John Thomson** (1856-1940) felfedezte az elektron, mint az elektromos jelenségek és kölcsönhatások anyagszerkezeti részének okozóját. Ez forradalmásította az eddigi ismereteket és megvilágította mindeneket az elektromos jelenségeket, amelyeket eddig nem tudtak megmagyarázni. Lévén, hogy az elektron negatív töltésű részecske, homlokegyenest felborította az eddigi elméleteket. Az eddig megalkotott áramkori törvényekben feltüntetett áramirányokról (a + felől a – felé) kiderült, hogy azok ellentétesek az elektronok mozgási irányával. Mivel ez a felfedezés nagyon sok eddigi, egyébként helyes és bizonyított áramkori törvényt érintett, ezeket már nehéz lett volna átalakítani, így elfogadták egyezményesen, hogy az áram iránya ellenétes a vezetőben mozgó elektronok irányával.

Ezek után a megismert jelenségek alkalmazása is felgyorsult. Az első tranzisztor az 1940-es évek végén készítették el, ami az elektronika, vagyis egy új villamos szakterület kialakulását eredményezte. Ettől kezdve a fejlődés ugrásszerűen növekedett. Az integrált áramkörös technológia lehetővé tette a mikroprocesszorok, mikrokontrollerek megjelenését, amelyek a korszerű számítógépek alapját képezik. A számítógépek elterjedésével pedig az elektronika és az informatika naponta szolgál új eredményekkel.

1. VILLAMOS ALAPISMERETEK

A minden nap életünk ma már elköpzelhetetlen villamos áram nélkül. A környezetünkben lévő háztartási, szórakoztató, kényelmi és kommunikációs eszközök szinte kivétel nélkül villamos árammal működnek. Az ipar, a közlekedés, a távközlés berendezései, gépei mind-mind villamos energiát igényelnek a működésükhez. Ezért a gépész és közlekedésmérnök szakos hallgatóknak is érdemes megismerni a villamos áram törvényeivel, tulajdonságaival. Annál is inkább mert minden bizonnal azok a technológiai berendezések, gépek, alkatrészek, amelyeket mérnökökként tervezni, üzemeltetni fognak valamilyen formában villamos működtetésük lesznek.

1.1. Elektrosztatika

Az elektrosztatika a villamosságtan nyugvó töltésekkel foglalkozó része. Az atomot felépítő elemi részecskék közül a proton és az elektron elektromos kölcsönhatásra képes, és ez általában erőként nyilvánul meg. Az elektron töltését negatívnak, míg a protonét pozitívnak tekintjük. Normál körülmények között az anyagok többsége elektromos szempontból semleges, vagyis az elektronok és a protonok száma megegyezik. Bizonyos körülmények között, energia hatására az anyag részecskéiből elektronok szakadhatnak ki és pozitív töltésűvé, míg egy másik negatív töltésűvé válhat azáltal, hogy elektronokat vett fel. Az elektromosan feltöltött részecskék között kölcsönhatás lép fel. Az azonos töltésűek taszítják, míg a különböző töltésűek vonzzák egymást. Az elektromos töltés jele Q , mértékegysége a *Coulomb*, jele C , vagy *amperecundum*, jele As . $1\ C = 1As$. Az elektron, mint a legkisebb elemi részecske töltése: $q_{elektron} = -1,6 \cdot 10^{-19}\ C$.

1.1.1 Coulomb törvénye

Az elektromosan feltöltött részecskék között kölcsönhatás lép fel. Az azonos töltésűek taszítják, míg a különböző töltésűek vonzzák egymást. A kölcsönhatáskor fellépő erő nagyságát Charles Augustin de Coulomb francia fizikus határozta meg. Az általa meghatározott törvény alapján (1.1)

az erő nagysága egyenesen arányos a töltések nagyságával és fordítottan arányos a köztük levő távolság négyzetével, és függ a közeg tulajdonságaitól.

$$F = k \cdot \frac{Q_1 \cdot Q_2}{r^2} \quad (1.1)$$

ahol: Q_1, Q_2 – a töltések nagysága, r a töltések közötti távolság, k pedig a közegtől függő arányossági tényező:

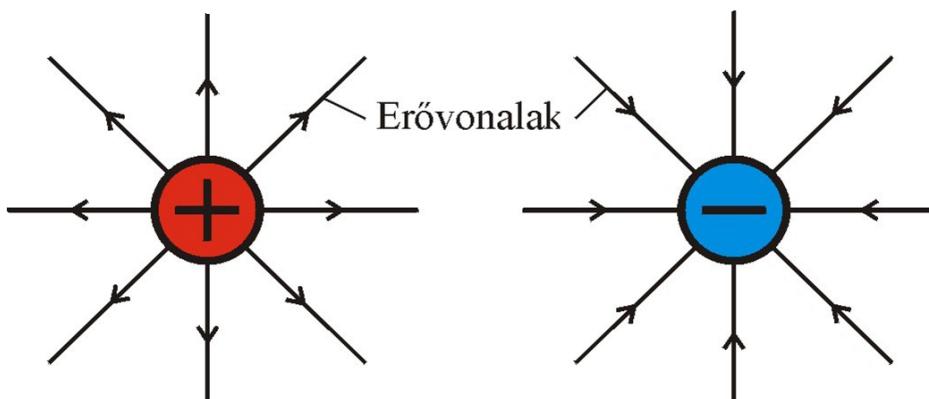
$$k = \frac{1}{4\pi\epsilon_0\epsilon_r} = 9 \cdot 10^9 \frac{V \cdot m}{A \cdot s} \quad (1.2)$$

$$\epsilon_0 = 8,855 \cdot 10^{-12} \frac{A \cdot s}{V \cdot m} \quad (1.3)$$

ϵ_0 a vákuum (légüres tér) elektromos permittivitása, ϵ_r pedig a közeg relatív permittivitása, amely megmutatja, hogy az adott közeg elektromos permittivitása hányszor nagyobb vagy kisebb, mint vákuumé. Mértékegysége nincs. Vákuum esetében: $\epsilon_r = 1$.

1.1.2. Elektromos térerősség

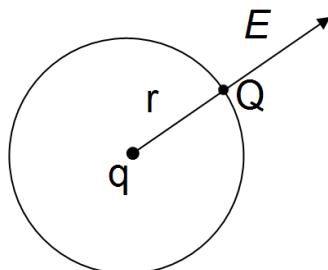
A töltések közötti Coulomb-féle kölcsönhatás, a töltések körül fellépő elektromos térerősség (elektromos mező) energiájának köszönhető. minden töltés maga körül erőteret hoz létre. A térerősséget erővonalakkal szemléltetjük és egyezményesen a „+” töltés erővonalai a töltés felől, míg a „-” töltésé a töltés felé (irányába) mutatnak (1.1. ábra).



1.1. ábra. A töltések erővonalai (forrás: tudaszbazis.sulinet.hu)

Adott q töltés térerősségének meghatározásához r távolságra feltételezünk egy Q töltést (1.2. ábra). A térerősség nagysága felírható úgy, mint a Coulomb-féle erő és az r távolságra lévő Q töltés hányadosa.

$$E = \frac{F}{Q} = \frac{k \cdot q \cdot Q}{Q \cdot r^2} = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \cdot \frac{q}{r^2} \quad (1.4)$$



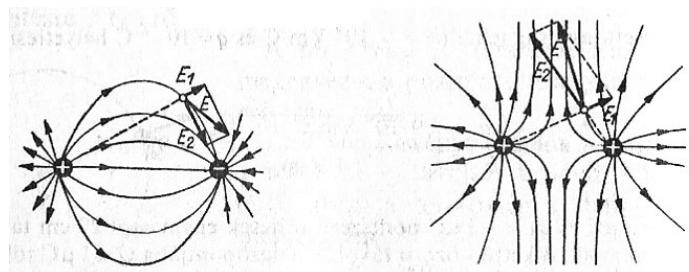
1.2. ábra. q töltés térerősége r távolságra

A térerősség vektormennyisége, iránya megegyezik a pozitív töltésre ható erő irányával.

Mértékegysége:

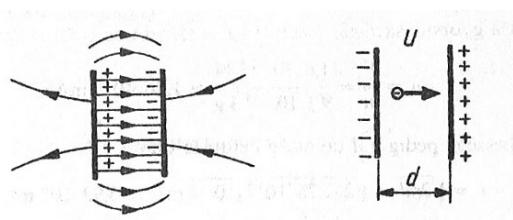
$$[E] = \frac{N}{C} = \frac{VAs/m}{As} = \frac{V}{m} \quad (1.5)$$

Az elektromos térerősség erővonalai olyan görbék, amelyek bármely pontjában húzott érintő megadja a térerősség vektor irányát. Eredőjét a vektorok összeadási szabálya szerint határozzuk meg. Ez látható az 1.3. ábrán.



1.3. ábra. A térerősség vektorok erdőjének meghatározása

Ha egy adott környezetben a térerősség minden pontban azonos, akkor *homogén erőtérről* beszélünk.



1.4. ábra. Homogén erőtér

1.1.3. Elektromos potenciál

Az elektromos potenciál az elektromos tér munkavégző képességét fejezi ki. A meghatározás szerint megegyezik azzal a munkával, amelyet a villamos tér végez, amikor az egységnyi töltést egy adott pontból a végigbenne, azaz olyan távolságra szállítja, ahol az adott töltés télerőssége már nulla.

$$V = \frac{W}{Q} = \int_r^{r_0} E \cdot dr = \int_r^{r_0} \frac{Q}{4\pi\epsilon_0} \cdot \frac{1}{r^2} \cdot dr = \frac{Q}{4\pi\epsilon_0} \left(\frac{1}{r} - \frac{1}{r_0} \right) \quad (1.6)$$

Ha $r_0 \rightarrow \infty$, akkor $1/r_0 = 0$, vagyis légi törben:

$$V = \frac{Q}{4\pi\epsilon_0} \cdot \frac{1}{r} \quad (1.7)$$

Mértékegysége a volt (V).

$$1V = \frac{1J}{1C} \quad (1.8)$$

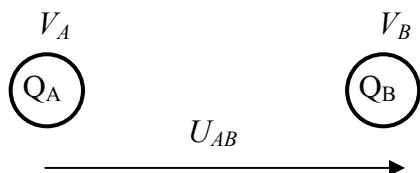
Ha egy felület minden pontja azonos potenciálon van, akkor *ekvipotenciális felület*ről beszélünk.

1.1.4. Elektromos feszültség

Két tetszőleges töltésű részecske közötti potenciálkülönbséget *elektromos feszültségnek* nevezzük. Kifejezi az egységnyi töltés munkáját a tér két pontja között. Legyen az A pont potenciálja V_A , a B ponté V_B (1.5. ábra). A közöttük fellépő feszültség:

$$U_{AB} = V_A - V_B = \int_A^r E \cdot dr - \int_r^B E \cdot dr = \int_A^B E \cdot dr \quad (1.9)$$

Az 1.9 relációt elemzve, és az integrálási szabályokat alkalmazva megállapítható, hogy a két pont közötti feszültség nagysága független a töltéshordozók által megtett úttól.



1.5. ábra. Elektromos feszültség

A feszültség iránya egyezményesen mindenkor a nagyobb potenciálú pont felől mutat a kisebb potenciálú pont felé. Ebből következik, hogy:

$$U_{AB} = V_A - V_B = -U_{BA} \quad (1.10)$$

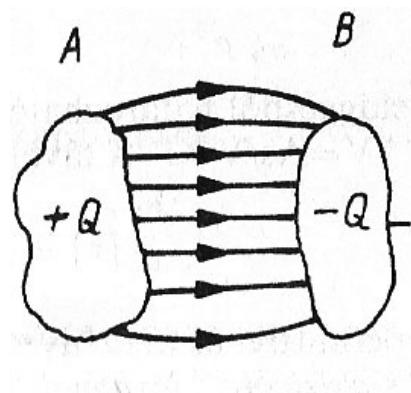
A töltéshordozók által végzett munka a feszültség és a töltésmennyiség szorzatával fejezhető ki.

$$W = Q(V_A - V_B) \quad (1.11)$$

Megjegyzés: Ha feltételezzük, hogy $Q > 0$, akkor az A pont potenciálja is nagyobb kell legyen mint a B ponté ($V_A > V_B$). Ellenkező esetben negatív munkavégzést jelentene, ami nem lehetséges.

1.2. Kondenzátorok és a kapacitás

Két elektromosan ellentétes potenciálra feltöltött vezető felület *kondenzátort* alkot (1.6. ábra). A felületek között potenciálkülönbség (feszültség) jön létre. A felületeket *fegyverzetnek* nevezzük. A kondenzátor képes elektromos töltéseket tárolni. Legfontosabb jellemzője a *kapacitás* vagyis, hogy mekkora töltésmennyiséget képes tárolni.



1.6. ábra. A kondenzátor elvi felépítése

A kondenzátor kapacitása arányos a töltésmennyiséggel és függ a fegyverzetek közötti feszültségtől:

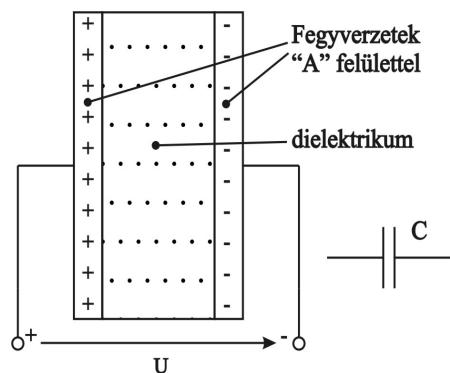
$$C = \frac{Q}{U} \quad (1.12)$$

Mértékegysége a *Farad* (*Coulomb/Volt*):

$$1F = \frac{1C}{1V} = \frac{1A \cdot 1s}{1V} \quad (1.13)$$

Az 1 F igen nagy kapacitást jelent, ezért a gyakorlatban csak kisebb (μF , nF , pF) értékeket használjuk. ($1F = 10^6 \mu F = 10^9 nF = 10^{12} pF$)

Kivitelezése legegyszerűbben síkkondenzátorok formájában valósítható meg. Két sík fémlemez (fegyverzet) közé szigetelőanyagot (dielektrikumot) helyeznek el. A fegyverzeteket kivezetésekkel látják el. Egyes szigetelőanyagok elektromos permittivitása (ϵ) nagyobb, mint a vákuum permittivitása, így a kapacitás növelhető (1.7. ábra).



1.7. ábra. A síkkondenzátor elvi felépítése

Az 1.12 összefüggésből kiindulva és felhasználva az 1.4 és 1.9 relációkat megkapjuk a síkkondenzátor kapacitását kifejező gyakorlati összefüggést:

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{d} \quad (1.14)$$

Ahol ϵ_0 és ϵ_r a vákuum elektromos permittivitása illetve a dielektrikum relatív permittivitása, A a fegyverzetek felülete (a két fegyverzet által meghatározott terület) d pedig a közöttük lévő távolság.

Az ellenállás után a kondenzátor az elektronika másik leggyakrabban használt alkatrész. A gyakorlatban két nagyon vékony l hosszúságú és D szélességű fémfólia közé szigetelő fóliát helyeznek el, majd feltekerik, a fegyverzeteket kivezetésekkel látják el és műanyagba öntik. Az ezzel az eljárással készített kondenzátorokat *stiroflex* kondenzátoroknak nevezzük (1.8. ábra).



1.8. ábra Stiroflex kondenzátor (forrás: internet)

Feladat: 4 cm széles alufolia szalagból kondenzátort készítünk. A fegyverzetek közé parafinnal átitatott 10 µm vastag papírt teszünk ($\varepsilon_r = 4$). Milyen hosszú fólia szükséges, hogy 2,2 nF legyen a kapacitás?

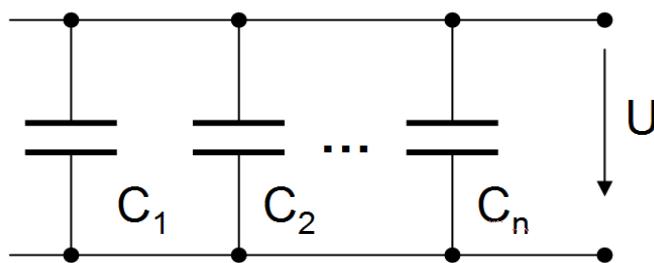
Egy másik kondenzátor típus a *kerámia* kondenzátor. Speciális kerámiából készült szigetelő anyagok relatív permittivitása igen nagy (> 100). Vékony korong vagy négyszög alakú kerámiát két oldalára ezüstözött fegyverzeteket visznek fel, ezeket kivezetésekkel látják el és szigetelik (1.9. ábra).



1.9. ábra. Kerámia kondenzátorok (forrás: *internet*)

1.2.1. Kondenzátorok kapcsolási módjai

A kondenzátorokat egymással kétféleképpen kapcsolhatjuk össze: *párhuzamosan* vagy *soros* módon. Párhuzamos kapcsoláskor a kondenzátorok kapacitása összeadódik (1.10. ábra), mert elvileg növeljük a fegyverzetek felületét. A feszültség változatlan marad.



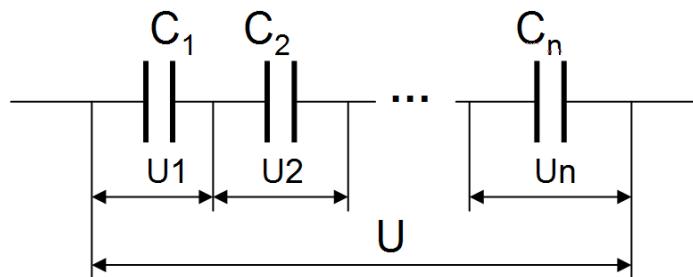
1.10. ábra. Kondenzátorok párhuzamos kapcsolása

Az eredő kapacitást a következő összefüggéssel számíthatjuk ki:

$$C = C_1 + C_2 + \dots + C_n = \sum C_n \quad (1.15)$$

A párhuzamos kapcsolást tehát akkor használjuk, amikor növelni szeretnénk a kapacitást.

Soros kapcsolásban (1.11. ábra) a kondenzátorok feszültsége adódik össze, az eredő kapacitás reciproka pedig a kapacitások reciprokának összege lesz (1.16).



1.11. ábra. Kondenzátorok soros kapcsolása

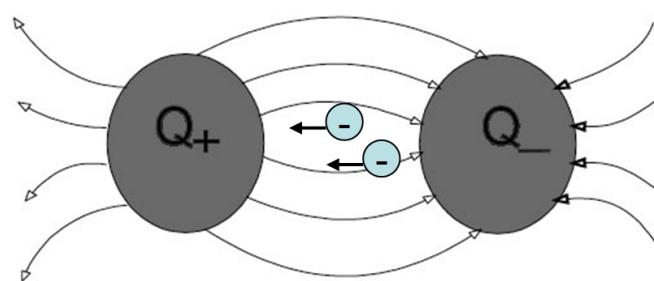
Az eredő kapacitás reciproka:

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \dots + \frac{1}{C_n} = \sum \frac{1}{C_n} \quad (1.16)$$

Soros kapcsoláskor az eredő kapacitás kisebb lesz, mint bármelyik a kapcsolásban résztvevő kondenzátor kapacitása, de a rákapcsolható feszültség megnövekszik. Vagyis akkor használunk soros kapcsolást, amikor a kondenzátorokat a gyártó által megadott névleges feszültségnél nagyobb értéken szeretnénk használni.

1.3. Az elektromos áram

A szabad töltéshordozók (rendszerint elektronok) egyirányú rendezett mozgását elektromos áramnak nevezzük. Ha feltételezzük, hogy a $+Q$ és $-Q$ töltésmennyiséggel feltöltött felületeket vezetővel összekötjük, akkor a negatív felületről elektronok vándorolnak át a pozitív felületre, mindaddig, míg a két felület elektromosan semlegessé válik (1.12. ábra).



1.12. ábra. A töltéshordozók mozgása elektromos térben

EFOP-3.5.1-16-2017-00017
**„NYE-DUÁL- Új utakon a duális felsőoktatással a Nyíregyházi Egyetemen,
 az Északkelet-Magyarországi térség felelmezkedéséért”**

Az 1.12. ábrán látható, hogy az elektronok az erővonalakkal ellentétes irányban mozognak. Ez annak, köszönhető, hogy amikor az elektromos tér törvényeit meghatározták, még nem ismerték az anyagszerkezetet, vagyis azt, hogy a szabad töltéshordozók negatív előjelűek.

Az elektromos áram legfontosabb jellemzője az **áramerősség**.

$$I = \frac{dQ}{dt} \quad (1.17)$$

Vagyis az áramerősség arányos a töltéshordozók sebességével. Mértékegysége az *amper*, amely alapegység a Nemzetközi Rendszerben (SI). Jele: A . Egy amper az áramerősség, ha egy másodperc alatt egy coulomb töltésmennyiség halad át. A Nemzetközi Rendszerbeli hivatalos meghatározás szerint: egy amper az elektromos áramerőssége annak az állandó áramnak, amely két egyenes, párhuzamos, végtelen hosszúságú, elhanyagolhatóan kicsiny kör keresztmetszetű és egymástól 1 méter távolságban elhelyezett vezetőben a vezetők között méterenként $2 \cdot 10^7 N$ erővel hat.

Egy másik fontos jellemző mennyisége az **áramsűrűség**, amely megmutatja, hogy adott keresztmetszetű vezetőn mekkora töltésmennyiség halad át. Az áramsűrűség vektormennyisége, és a következő formulával fejezhetjük ki:

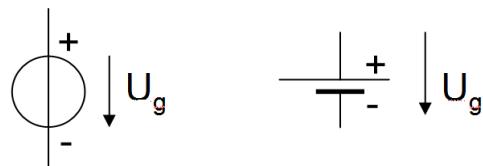
$$\vec{J} = \frac{dI}{dS} = N \cdot Q_e \cdot \vec{v} \quad (1.18)$$

Mértékegysége: A/m^2

Az 1.18 összefüggésben N az elektronok száma, Q_e az elektron töltése és v az elektronok sebességét jelentik.

1.3.1. Feszültségforrások

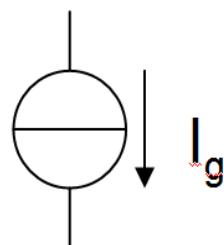
Ahhoz, hogy a villamos áram huzamosabb ideig fenntartható legyen feszültségforrásra vagy más néven *feszültséggenerátorra* van szükség, amely pólusain *állandó feszültséget* biztosít és *belső ellenállása ideális esetben nulla*, a valóságban nagyon kicsi. Villamos áramköri jelölése az 1.13. ábrán látható. (A bal oldali a szabványos jelölés.)



1.13. ábra. A feszültséggenerátor áramköri jelölései

A kereskedelemben kapható feszültséggenerátorok például a ceruzaelem, a zseblámpaelem, az autó akkumulátor, stb. Ezek kémiai energiát alakítanak át elektromos energiává.

Egy másik villamos energiaforrás az **áramgenerátor**. Jellemzője, hogy kimenetén állandó áramot biztosít és belső ellenállása ideális esetben végtelen, a valóságban nagyon nagy kell legyen. Áramköri jelölése az 1.14. ábrán látható.

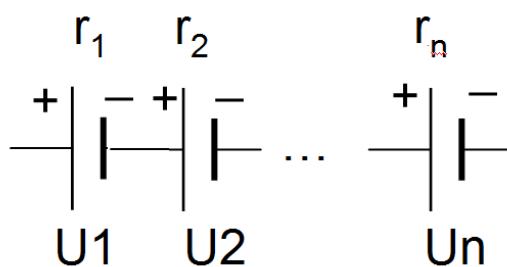


1.14. ábra. Az áramgenerátor áramköri jelölése

A feszültséggenerátorral ellentétben áramgenerátor nem kapható a kereskedelemben, mert ilyen értelemben nincs is. (Elektronikus alkatrészkből készíthető.) Az elektromos áramkörök elemzésekor viszont sok esetben a használata megkönnyíti a feladatok megoldását.

1.3.2. A feszültséggenerátorok kapcsolásai

Akárcsak a kondenzátorokat, a feszültséggenerátorokat is kétféleképpen kapcsolhatjuk össze: sorosan és párhuzamosan. Soros kapcsoláskor egyik feszültséggenerátor pozitív pólusát összekötjük a másik generátor negatív pólusával (1.15. ábra).



1.15. ábra. A feszültséggenerátorok soros kapcsolása

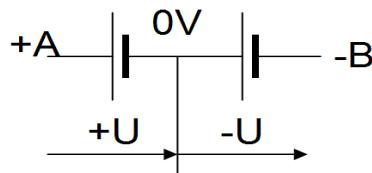
A sorosan kapcsolt feszültséggenerátorok feszültsége összeadódik, de ugyancsak összeadódik a belső ellenállásuk is (1.19 relációk), ami nem jó, mert a feszültséggenerátorok belső ellenállása kicsi kell legyen. Ezért nem célszerű túlságosan sok feszültséggenerátor sorba kapcsolni.

$$U = U_1 + U_2 + \dots + U_n = \sum_{i=1}^n U_i$$

$$r = r_1 + r_2 + \dots + r_n = \sum_{i=1}^n r_i$$
(1.19)

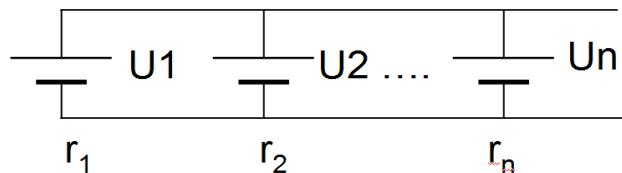
Soros kapcsolás van például a zseblámpaelem belsejében is, mégpedig három darab 1,5 V kapocsfeszültségű ceruzaelem van sorosan kapcsolva a tokozat belsejében. Így lesz a zseblámpaelem 4,5 V-os. Ugyancsak hasonló a 12 voltos gépjármű akkumulátor szerkezete is. Itt hat darab, egyenként 2 V névleges feszültségű cella van soros kapcsolásban.

A soros kapcsolás egy speciális esete, amikor két azonos kapocsfeszültségű generátort kapcsolunk össze sorosan és a közös pontot a nulla voltos földpotenciálra kapcsoljuk (1.16. ábra). Így szimmetrikus feszültségforrást kapunk, vagyis a földhöz képest azonos nagyságú, de ellentétes polaritású feszültségeket kapunk. Számos elektronikus áramkör ilyen táplálási feszültséget igényel.



1.16. ábra. Szimmetrikus feszültséggenerátor

Párhuzamos kapcsoláskor a feszültséggenerátorok azonos pólusait kötjük össze (1.17. ábra). Az eredő feszültség ebben az esetben a legkisebb kapocsfeszültségű generátor feszültségével lesz egyenlő. Ebből következik, hogy csak azonos kapocsfeszültségű feszültséggenerátorok kapcsolhatók össze párhuzamosan.



1.17. ábra. Feszültséggenerátorok párhuzamos kapcsolása

Párhuzamos kapcsolás esetében ugyan az eredő feszültség nem nő meg, viszont lecsökken a belső ellenállás. Ez azt eredményezi, hogy párhuzamos kapcsolással növelhető a leadott teljesítmény, mert az áramerősségek összeadódnak.

$$U = \min(U_i) \Rightarrow U_1 = U_2 = \dots = U_n$$

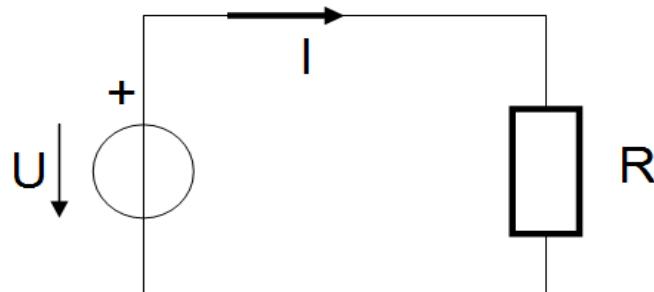
$$\frac{1}{r} = \frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} + \dots + \frac{1}{r_n} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{r_i} \quad (1.20)$$

1.4. Egyenáramú áramkörök

Egyenáramú áramkörök esetében a feszültségforrás polaritása állandó, vagyis az áram csak egy irányban folyik. Az egyszerű egyenáramú áramkörök legfontosabb elemei a feszültséggenerátor vagy áramgenerátor, a vezető és a fogyasztó. Ezek természetesen egyéb kiegészítő egységekkel egészülnek ki.

1.4.1. Ohm törvénye

Zárt áramkörben lévő fogyasztó ellenállását Ohm törvénye fejezi, amely kimondja, hogy a fogyasztó ellenállása állandó, amelyet a rákapcsolt feszültség és rajta áthaladó áram hányszámos határoz meg (1.21).



1.18. ábra. Ideális zárt áramkörben lévő fogyasztó

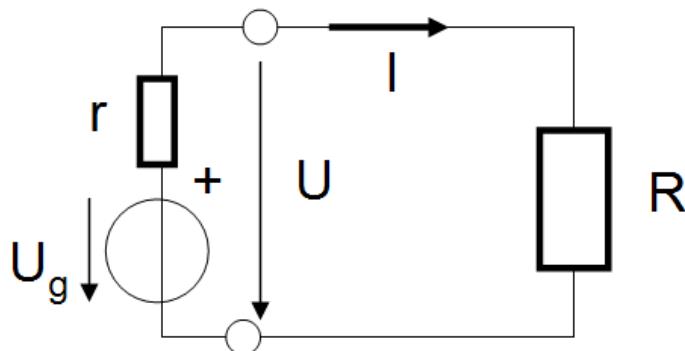
Az 1.18. ábrán látható ideális, zárt áramkörben Ohm törvénye a következő összefüggéssel határozható meg.

$$R = \frac{U}{I} \quad (1.21)$$

Az 1.21 összefüggésből további két reláció származtatható, amelyek ugyancsak Ohm törvényét fejezik ki. Ezek a következők:

$$U = R \cdot I; \Leftrightarrow I = \frac{U}{R} \quad (1.22)$$

Az 1.18. ábrán látható áramkörben a feszültséggenerátor ideálisnak tekinthető, mert belső ellenállását elhanyagoltuk. Így a fogyasztóra a feszültséggenerátor teljes U feszültsége jutott. Valóságos áramkörben (1.19. ábra) a feszültséggenerátor r belső ellenállása miatt fogyasztóra jutó feszültség az 1.23 szerint alakul.



1.19. ábra. R fogyasztó valóságos áramkörben

$$U = I \cdot R = \frac{U_g}{r+R} \cdot R = U_g \frac{R}{r+R} \quad (1.23)$$

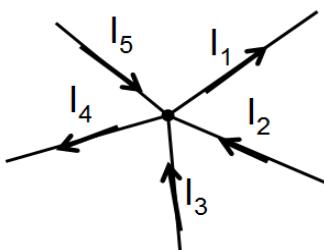
Láthatjuk, hogy a feszültséggenerátor belső ellenállása miatt a fogyasztóra kevesebb feszültség jut, mint a generátor kapocsfeszültsége. Ez a feszültség még tovább csökkenhet, ha figyelembe vesszük, hogy a fogyasztó és a feszültséggenerátor közötti vezetékeknek is van ellenállásuk. Hosszabb vezeték esetében ez akár jelentős is lehet. Ezért ilyen esetben érdemes a vezetékek ellenállását is meghatározni. A vezető huzal ellenállásá a következő képlettel számítható ki:

$$R_V = \rho \cdot \frac{l}{S} \quad (1.24)$$

Ahol: ρ a vezető fajlagos ellenállása, l a vezető hossza, S pedig a vezető keresztmetszete.

1.4.2. Kirchhoff I. törvénye (csomóponti törvény)

Bonyolultabb felépítésű áramkörökben, az előző fejezetben ismertetett Ohm törvénye már nem alkalmazható kellő hatékonysággal. Ilyenkor nyújtanak segítséget a Kirchhoff törvények. Három vagy annál több vezeték találkozási pontja, vagy az áramkör elágazási pontja *csmópontot* alkot. Vagyis Kirchhoff I. törvénye a párhuzamos áramköri részekre vonatkozik.



1.20. Áramköri csomópont

A töltésmegmaradás elvét alkalmazva Kirchhoff I. törvénye kimondja, hogy *a csomópontokban az áramok algebrai összege nulla*. Tetszőlegesen választhatjuk meg az áramok előjelét. Például pozitívnak tekintethetjük a csomópontba érkező áramokat és negatívnak a csomópontból távozókat, vagy fordítva. Ennek alapján felírhatóak a következő összefüggések:

$$\sum_{i=1}^n I_i = 0$$

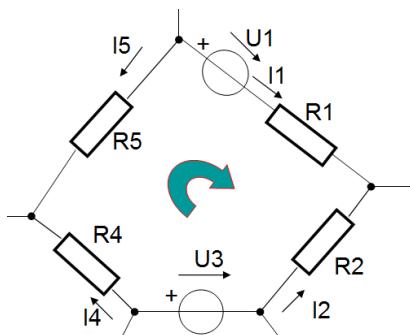
$$I_1 - I_2 - I_3 + I_4 - I_5 = 0 \quad (1.25)$$

$$I_1 + I_4 = I_2 + I_3 + I_5$$

Az 1.25 relációk közül harmadik összefüggés Kirchhoff I. törvényének egy következményét fejezi ki, mely szerint *a csomópontba érkező áramok összege egyenlő a csomópontból távozó áramok összegével*.

1.4.3. Kirchhoff II. törvénye (hurok törvény)

Kettő vagy annál több csomópont közötti zárt áramköri rész hurokot alkot. Ez a törvény tehát a soros áramköri részekre vonatkozik. Két szomszédos csomópont közötti áramköri szakasz tartalmazhat feszültség és/vagy áramgenerátorokat és fogyasztókat, vagy csak generátorokat vagy csak fogyasztókat (1.21. ábra).



1.21. ábra. Áramköri hurok

Kirchhoff II. törvénye kimondja, *hogy zárt hurokban a feszültségek algebrai összege nulla.*

$$\sum_{i=1}^n U_i = 0 \quad (1.26)$$

A törvény alkalmazásakor a hurokban választunk egy tetszőleges körbejárási irányt, és tetszőlegesen megválasztjuk a feszültségek előjelét is. Például pozitívnak vesszük a körbejárási iránnyal megegyező feszültségeket és negatívnak azokat amelyek ezzel ellentétesek. Felírható tehát:

$$U_1 + I_1 \cdot R_1 - I_2 \cdot R_2 - U_3 + I_4 \cdot R_4 - I_5 \cdot R_5 = 0 \quad (1.27)$$

Rendezve a fenti egyenletet a generátorfeszültségek és a feszültségesések szerint, következik Kirchhoff II. törvényének fontos következménye:

$$\begin{aligned} -U_1 + U_3 &= I_1 \cdot R_1 - I_2 \cdot R_2 + I_4 \cdot R_4 - I_5 \cdot R_5 \\ \sum_{i=1}^n U_i &= \sum_{i=1}^n I_i \cdot R_i \end{aligned} \quad (1.28)$$

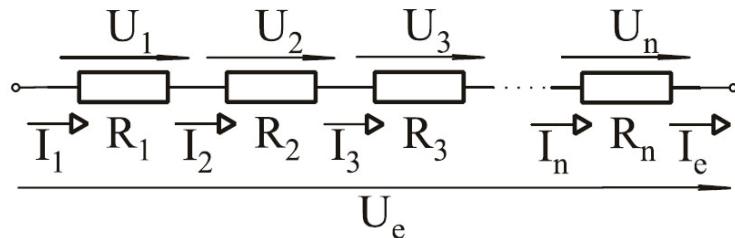
Az 1.28 összefüggések alapján kijelenthetjük: *zárt hurokban a feszültséggenerátorok feszültségeinek algebrai összege egyenlő az egyes ágakban lévő fogyasztók feszültségeséseinak algebrai összegével.*

Az 1.28 relációt alkalmazásakor az előjelszabály a következőképpen módosul:

- A feszültséggenerátorok feszültsége + ha ellentétes a körbejárási iránnyal;
- A fogyasztókon a feszültségesés + ha megegyezik a körbejárási iránnyal.

1.4.4. Ellenállások kapcsolási módjai. Eredő ellenállás

A feszültséggenerátorokhoz hasonlóan lehetséges az ellenállások soros, párhuzamos vagy akár vegyes kapcsolása is. Soros kapcsolás keletkezik, ha az egyik ellenállás végéhez a másik kezdetét kötjük és így tovább. Soros kapcsolásban (1.22. ábra) ugyanakkora áram folyik át minden ellenálláson, hiszen nincs elágazás.



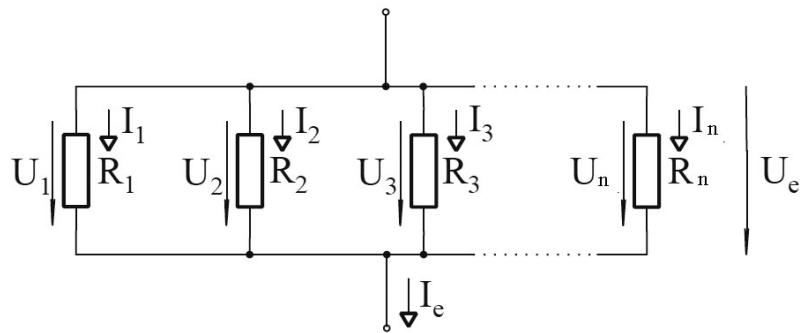
1.22. ábra. Ellenállások soros kapcsolása

Az 1.22. ábra alapján felírhatjuk a következőket:

$$\begin{aligned} U_e &= U_1 + U_2 + \dots + U_n \\ I_e &= I_1 = I_2 = \dots = I_n \\ R_e &= \frac{U_e}{I_e} = R_1 + R_2 + \dots + R_n = \sum_{i=1}^n R_i \end{aligned} \quad (1.29)$$

Soros kapcsolásban az eredő ellenállás (R_e) egyenlő az egyes ellenállások algebrai összegével.

Párhuzamos kapcsolás esetén az ellenállások kezdő majd végződő végeit kötjük össze egymással (1.23. ábra). Ebben az esetben minden egyik ellenállásra ugyanaz a feszültség jut, az eredő áramot pedig az egyes ágakban folyó áramok összege adja meg.



1.23. ábra. Ellenállások párhuzamos kapcsolása

Felírhatjuk:

$$\begin{aligned} U_e &= U_1 = U_2 = \dots = U_n \\ I_e &= I_1 + I_2 + \dots + I_n \\ R_e &= \frac{U_e}{I_e} = \frac{1}{\frac{I_e}{U_e}} = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n}} \Rightarrow \frac{1}{R_e} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i} \end{aligned} \quad (1.30)$$

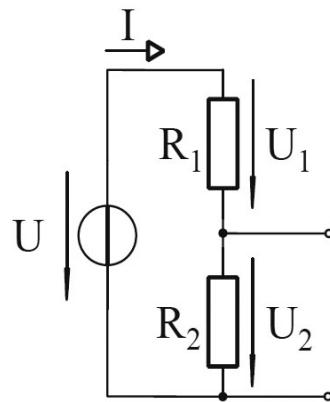
Párhuzamos kapcsolásban az eredő ellenállás reciproka egyenlő az egyes ellenállások reciprokának algebrai összegével.

Két párhuzamos ellenállás esetében alkalmazható gyakorlati összefüggést a következőképpen írhatjuk fel:

$$R_e = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad (1.31)$$

1.4.5. Feszültségosztó

Az Ohm és Kirchhoff törvényeket alkalmazva sajátos áramkörökre további fontos összefüggéseket állapíthatunk meg. Az ellenállások soros kapcsolásából vezethető le a feszültségosztó törvénye. Kettő vagy több ellenállás soros kapcsolása feszültségosztót alkot (1.24. ábra).



1.24. ábra. Feszültségosztó

Soros kapcsolásban az ellenállásokon azonos az áramerősség, miközben R_1 -en U_1 , az R_2 -n pedig U_2 feszültség lép fel. Ohm törvénye alapján felírható: [3]

$$I = \frac{U_1}{R_1}; \quad I = \frac{U_2}{R_2} \quad \rightarrow \quad \frac{U_1}{U_2} = \frac{R_1}{R_2} \quad (1.32)$$

Soros kapcsolásban az egyes ellenállásokon fellépő feszültségesések úgy aránybanak egymáshoz, mint az ellenállások értékei. Ezen az elven alapszik az elektronika egyik leggyakrabban alkalmazott áramköre, a feszültségosztó. Az 1.24. áramkörben alkalmazzuk Kirchhoff II. törvényét és kifejezzük az R_1 és R_2 ellenállásokon eső feszültséget, a táplálási feszültség és az ellenállások értékei szerint.

$$U = U_1 + U_2 \Rightarrow U_1 = U - U_2 = U - I \cdot R_2 = U - \frac{U}{R_1 + R_2} \cdot R_2 \Rightarrow U_1 = U \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (1.33)$$

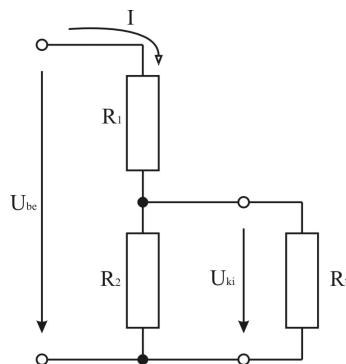
Hasonlóan számítható ki az U_2 feszültség is.

$$U_2 = U \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (1.34)$$

Egy n darab ellenállásból álló áramkörben általánosan felírhatjuk:

$$U_n = U \cdot \frac{R_n}{\sum_{i=1}^n R_i} \quad (1.35)$$

Az 1.33, 1.34, 1.35 összefüggések, csak ideális esetben (terhelés nélkül) igazak. Ha az osztót R_t ellenállással terheljük számolnunk kell az R_2 -re párhuzamosan gyakorolt hatásával. (1.25. ábra)



1.25. ábra. A feszültségesztő terhelése [3]

Ebben az esetben R_2 helyett egy R_2 párhuzamosan R_t eredő ellenállást kell alkalmaznunk. Így a kapott kimeneti feszültség már kisebb lesz, mint az ideális esetben és nem is lesz lineárisan változó, ha R_2 változik.

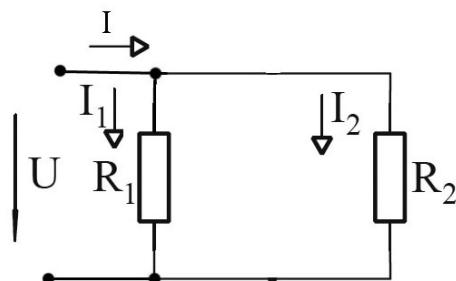
$$U_{ki} = U_{be} \frac{R_2 \cdot R_t}{R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_t + R_2 \cdot R_t} = U_{be} \frac{1}{R_1 \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_t} \right) + 1} \quad (1.36)$$

A gyakorlatban, ha $R_t \gg R_2$, akkor az 1.34 relációt használhatjuk.

Megjegyzés: Az elektronikában alkalmazott számításoknál jóval nagyobbnak tekintünk egy legalább tízszer nagyobb mennyiséget.

1.4.6. Áramosztó

Két vagy több ellenállás párhuzamosan kapcsolva áramosztót alkot, amely Kirchhoff I. törvénye alapján az ellenállások párhuzamos kapcsolásából vezethető le. Tekintsük az 1.26. ábrát! A párhuzamos kapcsolás miatt az ellenállások mindenekben U feszültség van.



1.26. ábra. Áramosztó

Kirchhoff I. törvényéből kiindulva azt kapjuk, hogy az ellenállásokon áthaladó áramerősségek fordítottan arányosak az ellenállásokkal. (Nagyobb ellenálláson kisebb áram halad át.)

$$I_1 = I - \frac{U}{R_2} = I - \frac{I(R_1 + R_2)}{R_2} = I \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (1.37)$$

Vagy másnéven felírva:

$$I_1 = I \frac{\frac{1}{R_1}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} \quad (1.38)$$

Hasonlóképpen kapjuk meg az I_2 áram értékét is.

$$I_2 = I \frac{\frac{1}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = I \frac{\frac{R_1}{R_1 + R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} \quad (1.39)$$

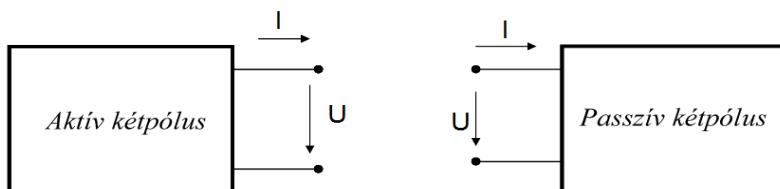
Általánosan felírva n ellenállást tartalmazó áramkörre:

$$I_i = I \frac{\frac{1}{R_i}}{\sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i}} \quad (1.40)$$

1.4.7. Kétpólusok [4]

Kétpólusnak nevezzük azt a tetszőlegesen bonyolult villamos hálózatot, amely két csatlakozási ponttal rendelkezik. A felépítésében résztvevő áramköri elemektől függően, megkülönböztetünk:

- *Aktív (generátorjellegű) kétpólust*, amely elektromos energia leadására képes;
- *Passzív (fogyasztójellegű) kétpólust*, amely csak felvenni képes elektromos energiát.

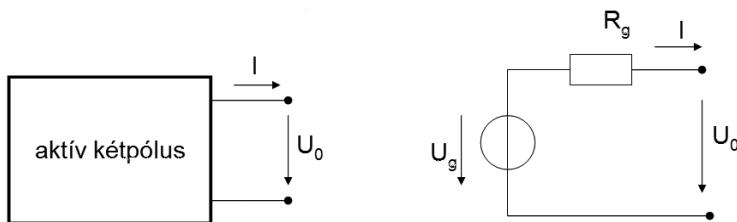


1.27. ábra. Kétpólusok áramköri jelölései

Az 1.27. ábrán berajzolt feszültség- és áramirányok szabványos jelölés szerintiek. Egy kétpólus meghatározottnak tekinthető, ha e két jellemző adata (U , I) ismert.

Bármely aktív kétpólus helyettesíthető egy olyan *elemi kétpólussal*, amelynek karakteristikája azonos a helyettesítendő kétpólus karakteristikájával. Ez tulajdonképpen azt jelenti, hogy az üresjárási feszültségük, és a rövidzárási áramuk megegyezik. Elemi kétpólusnak tekintjük a valóságos feszültséggenerátort és a valóságos áramgenerátort.

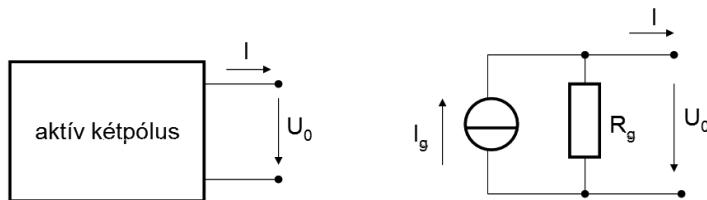
Thevenin tétele: bármely aktív kétpólus helyettesíthető egy valóságos feszültséggenerátorral



1.28. ábra. Valóságos feszültséggenerátor

Szabály: A Thevenin helyettesítő kép elemeit úgy határozzuk meg, hogy kiszámítjuk a helyettesítő kétpólus üresjárási feszültségét (U_g) és belső ellenállását (R_g).

Norton tétele: bármely aktív kétpólus helyettesíthető egy valóságos áramgenerátorral (1.29. ábra).



1.29. ábra. Valóságos áramgenerátor

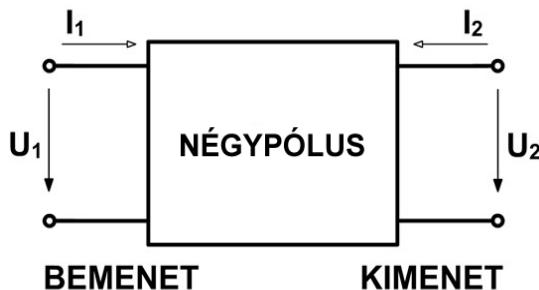
Szabály: A Norton helyettesítő kép elemeit úgy határozzuk meg, hogy kiszámítjuk a kétpólus rövidzárási áramát (I_g) és eredő ellenállását (R_b).

A szuperpozíció tétele: Bonyolult, többgenerátoros hálózatokat felbonthatjuk egyszerű egygenerátoros hálózatokra, majd hatásukat összegezzük.

Szabály: A bonyolult áramkört annyi egyszerű áramkörre bontjuk, ahány generátor található a hálózatban úgy, hogy egy generátort kiválasztunk, a többet, ha feszültséggenerátor, akkor rövidre zárjuk, ha áramgenerátor, akkor szakadást idézünk elő. A hatásokat minden esetben összeadjuk (kivonjuk, ha ellentétes hatást generál). Csak lineáris áramkörökben alkalmazható.

1.4.8. Négypólusok [4]

A négypólusok olyan tetszőlegesen bonyolult áramkörök, amelyek négy villamos csatlakozási ponttal rendelkeznek (1.30. ábra). A négypólus bemenete U_1 és I_1 paraméterekkel jellemzhető és energiát vesz fel. A kimenet jellemzői az U_2 , I_2 feszültség- illetve áramértékek és energiát ad le.



1.30. ábra. Négypólus

A négypólusok szerkezeti elemeik függvényében lehetnek:

- *Aktív négypólusok*; legalább egy generátort tartalmaznak.
- *Passzív négypólusok*; csak passzív elemeket tartalmaznak.
- *Lineáris négypólusok*; minden eleme lineáris.
- *Nemlineáris négypólusok*; legalább egy eleme nemlineáris.
- *Szimmetrikus négypólusok*; kimenetük és bemenetük, minden következmény nélkül felcserélhető.

1.4.9. Villamos munka és teljesítmény

A villamos áram az elektromos feszültség hatására elmozduló töltések mennyisége. A mozgásban lévő töltés munkát képes végezni. Mivel a feszültség az egységnyi töltés energiája, a termelt vagy a fogyasztott energiát a következő összefüggéssel határozzuk meg:

$$W = Q \cdot U \quad (1.41)$$

Az 1.17 relációból kifejezve a töltésmennyiséget, a következő képletet kapjuk:

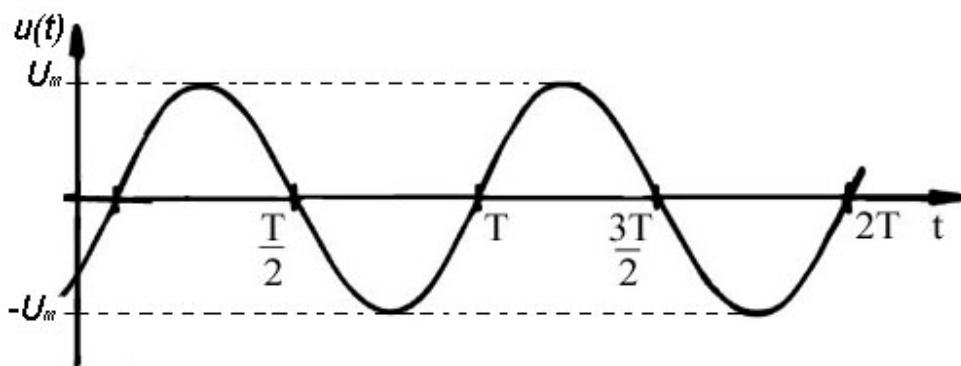
$$W = U \cdot I \cdot t \quad [VAs] \quad (1.42)$$

A teljesítmény az időegység alatt végzett munka. Mértékegysége a *watt* (W).

$$P = \frac{W}{t} = U \cdot I \quad [VA] \quad [W] \quad (1.43)$$

2. VÁLTAKOZÓ ÁRAMÚ ÁRAMKÖRÖK

A váltakozó áram olyan elektromos áram, amelynek irása és intenzitása minden pillanatban változik. A villamos erőművekben szinuszosan váltakozó feszültséget állítanak elő. Ezt feltranszformálják, nagyfeszültségű villamos vezetékhálózaton keresztül szállítják, majd letranszformálják alacsony feszültségre és eljuttatják a fogyasztóhoz.



2.1. ábra. Szinuszosan váltakozó feszültség

2.1. A szinuszosan váltakozó feszültség jellemzői

A szinuszosan váltakozó villamos feszültség pillanatnyi értékét a következő összefüggés írja le:

$$u(t) = U_m \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi) \quad (2.1)$$

Ahol: U_m – amplitúdó (csúcsérték); ω – körfrekvencia (szögsebesség); φ – fázis; T – periódus.

A körfrekvencia, periódus és frekvencia közötti összefüggéseket a következő relációk fejezik ki:

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

2.1.1. A váltakozó feszültség effektív értéke

A váltakozó feszültség pozitív és negatív félperiódusai szimmetrikusak, így nem nehéz belátni, hogy a középértéke nulla (2.2). Ez az érték tehát nem használható a feszültség jellemzésére.

$$U_M = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T U_m \sin(\omega t) dt = \dots = 0 \quad (2.2)$$

A nulla középérték ellenére van energiája, teljesítménye. Egy fogyasztó villamos teljesítményét a feszültség vagy áram négyzete fejezi ki, ezért a váltakozó feszültség jellemzésére bevezették a négyzetes középértéket. Ahhoz, hogy a nagysága ne változzon, gyököt vonunk belőle. Ezt *effektív értéknek* nevezzük és a 2.3 relációval határozzuk meg.

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T U_m^2 \sin^2(\omega t) dt} = \dots = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \quad (2.3)$$

Ez az érték van feltüntetve minden olyan készüléken, amely hálózati váltakozó feszültségről üzemeltethető. Ez 230 V feszültséget jelent.

2.1.2. A váltakozó áram közép és effektív értéke

Akárcsak a váltakozó feszültség, a váltakozó áram *középértéke* is *egy periódusra vetítve nullával egyenlő*.

$$I_k = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T I_m \sin(\omega t + \varphi) dt = \frac{I_m}{\omega T} (\cos(2\pi + \varphi) - \cos \varphi) = 0 \quad (2.4)$$

Nyílván ez az érték sem nem tudja kifejezni a váltakozó áram nagyságát, ezért bevezették a *négyzetes középértéket*, más néven *effektív értéket*.

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i(t)^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_m^2 \sin^2 \omega t dt} = \sqrt{\frac{I_m^2}{T} \int_0^T \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} dt} = \sqrt{\frac{I_m^2}{2T} T} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \quad (2.5)$$

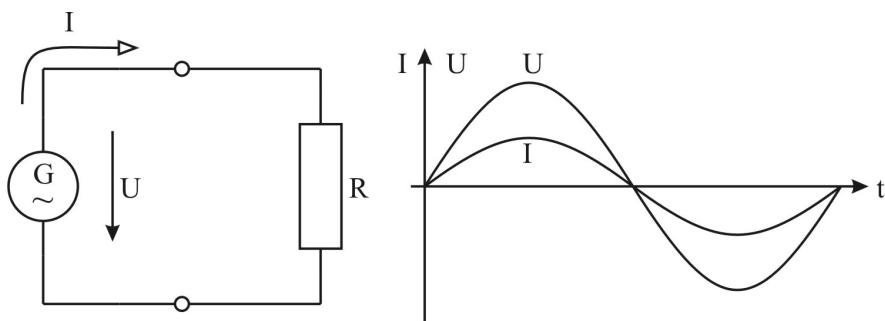
Meghatározás szerint a váltakozó áram effektív értéke egyenlő azzal az egyenáram értékkel, amely ugyanazon fogyasztón ugyanakkora teljesítményt ad le.

Megjegyzés: A 2.5 reláció szerinti csúcsérték $\sqrt{2}$ -vel való osztása csak szinuszosan váltakozó mennyiségek esetében alkalmazható. Például négyzetjel vagy háromszögjelnél ez az érték már más lesz.

2.2. Fogyasztók viselkedése váltakozó áramú áramkörben.

2.2.1. Ellenállás váltakozó áramú áramkörben

Tekintsük a következő egyszerű váltakozó áramú áramkört (2.2. ábra)!



2.2. ábra. Ellenállás váltakozó áramú áramkörben

A váltakozó U effektív értékű feszültségre kapcsolt ellenálláson áthaladó I áram azonos fázisban van a feszültséggel. Az áram tehát minden pillanatban követi a feszültség változását. A feszültség és az áram között nincs fáziseltérés. Ebben az esetben Ohm törvénye ugyanúgy alkalmazható, mint az egyenáramú áramkörökben.

$$I = \frac{U}{R} \Rightarrow R = \frac{U}{I} \quad (2.6)$$

2.2.2. Kapacitív fogyasztók (kondenzátorok) váltakozó áramú áramkörben

Egyenáramú áramkörben az U feszültségre kapcsolt kondenzátor feltöltődik, és utána szakadásként viselkedik. Ezért az egyenáramú áramkörökben nem is foglalkoztunk a kondenzátorokkal. Váltakozó áramú áramkörben viszont a kondenzátorok bizonyos ellenállást tanúsítanak a feszültségváltozás ellen. Ez könnyen belátható olyan értelemben, hogy adott polaritással feltöltött fegyverzetek töltésmennyisége nem tud egyik pillanatról a másikra megváltozni, a feszültségváltozást követően. A következő ábrán egy ideális kondenzátort kapcsolunk váltakozó áramú áramkörbe.

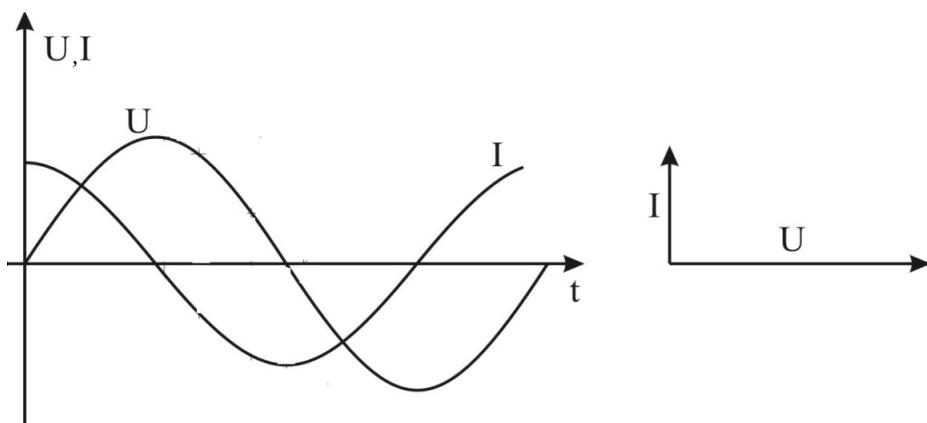


2.3. ábra. Kondenzátor váltakozó áramú áramkörben

Kapacitív áramkörben a feszültség és áram pillanatnyi értékének a viszonyát az alábbi összefüggéssel határozzuk meg:

$$u(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt = \frac{1}{C} \int_0^t I_m \sin \omega t dt = -\frac{1}{\omega C} I_m \cos \omega t \quad (2.7)$$

Váltakozó áramú áramkörben a kondenzátor *feszültsége az áramváltozás integráljával* arányos. A szinusz és koszinusz függvények közötti fáziskülönbség 90 fok, a negatív előjel pedig azt mutatja, hogy a kondenzátor feszültsége 90 fokkal késik az áramhoz képest. Úgy is mondhatjuk, hogy az áram siet 90 fokkal a feszültséghez képest (2.4. ábra).



2.4. ábra. A kondenzátor áram és feszültségviszonyai váltakozó áramú áramkörben

A 2.7 relációban az $\frac{1}{\omega \cdot C}$ tag a *kapacitív impedancia (reaktancia)* nagyságát jelenti, amelynek komplex formáját a 2.8 összefüggés fejezi ki.

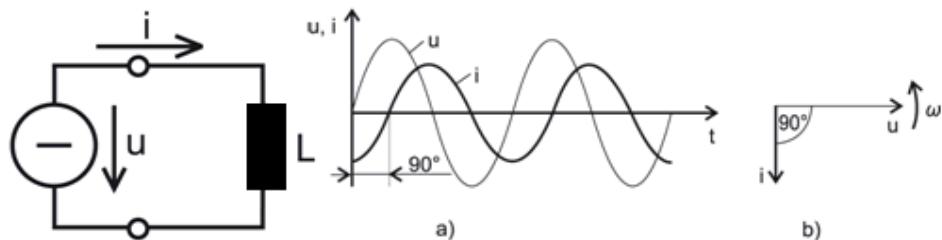
$$\bar{X}_c = \frac{-j}{\omega C} = \frac{1}{j\omega C} \quad (2.8)$$

Ahol $j = \sqrt{-1}$ a komplex számokból ismert imaginárius szám. (Azért nem i , mert a villamosságban ez rendszerint az áramot jelöli.)

2.2.3. Induktív fogyasztók (tekercsek) váltakozó áramú áramkörben

Váltakozó áramú áramkörökben a kondenzátorok mellett az induktív fogyasztók is rendhagyó módon viselkednek. N menetből álló tekercselt villamos elemek legfontosabb jellemzője az induktivitás (L), amelynek mértékegysége a H (Henry). Egyenáramú áramkörökben a villamos tekercset rövidzárként tekintettük, mert egyenáramban egyedül csak tekercs huzalának ellenállása a jellemző. Ez rendszerint nagyon csekély ellenállást jelent. Váltakozó áramkörben viszont a tekercs

igyekszik ellenállni az áramváltozásnak. Ez a jelenség egyfajta ellenállásként nyilvánul meg. A 2.5. ábrán egy ideális induktivitást vizsgálunk.



2.5. ábra. Az induktivitás feszültség és áramviszonyai

Induktív áramkörben a feszültség és áram közötti összefüggés a következőképpen alakul:

$$u(t) = L \frac{di(t)}{dt} = \omega L I_m \cos \omega t \quad (2.9)$$

Ahol: $i(t) = I_m \sin \omega t$

A 2.9 reláció szerint váltakozó áramú áramkörben a *tekercs feszültsége a rajta áthaladó áram differenciáljával arányos*.

A szinusz és koszinusz függvények közötti fáziskülönbség 90 fok, a pozitív előjel pedig azt jelenti, hogy váltakozó áramú áramkörben a *tekercs feszültsége 90 fokkal siet az áramhoz képest*, vagy másnéven *az áram 90 fokkal késik a feszültséghez képest*. (2.5. ábra, a), b))

A 2.9 összefüggésben az ωL tag az *induktív impedancia (reaktancia)* nagyságát jelenti, amelynek komplex formáját a 2.10 reláció fejezi ki.

$$\bar{X}_L = j\omega L \quad (2.10)$$

2.3. Az impedancia

Váltakozó áramú hálózatban a feszültség és az áram hányadosát *impedanciának* nevezzük. Az impedancia komplex mennyisége, melynek legfontosabb jellemzői a *nagysága* és a *fázisa*. Mértékegysége akárcsak az ellenállásnak az *Ohm (Ω)*.

$$\bar{Z} = \frac{\bar{U}}{\bar{I}} \quad (2.11)$$

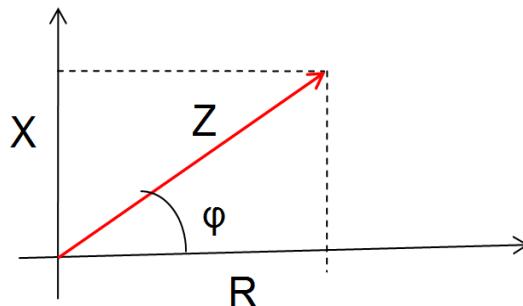
2.3.1. Az *impedancia nagysága és fázisa*

Mint minden komplex mennyiséget, az impedanciát is többféleképpen fejezhetjük ki: algebrai, trigonometriai és exponenciális formában.

Az impedancia algebrai formáját a 2.12 reláció fejezi ki. A valós rész az ellenállás határozza meg, a képzetes részt pedig az induktív vagy kapacitív impedancia.

$$\bar{Z} = \operatorname{Re} + j \operatorname{Im} = R + jX \quad (2.12)$$

Ábrázolásmódja, derékszögű koordináta rendszerben történik, ahol a vízszintes tengelyen az ellenállást, a függőleges tengelyen pedig a reaktanciát ábrázoljuk (2.6. ábra).



2.6. ábra. Az impedancia ábrázolása

Nagysága a 2.6. ábra alapján:

$$|Z| = \sqrt{R^2 + X^2} \quad (2.13)$$

ahol R az ellenállás, X pedig az induktív vagy kapacitív reaktancia.

Az impedancia fázisát pedig a 2.14 összefüggés fejezi ki.

$$\varphi = \arccos \frac{R}{Z} = \arcsin \frac{X}{Z} = \arctg \frac{X}{R} \quad (2.14)$$

2.3.2. Az *impedancia trigonometriai és exponenciális formája*

Az impedancia trigonometriai formája tulajdonképpen a 2.6. ábra szerint a 2.12 relációból kifejezhető a 2.15 képlettel:

$$\bar{Z} = |Z|(\cos \varphi + j \sin \varphi) \quad (2.15)$$

Felhasználva az Euler-féle összefüggéseket (2.16) a 2.15 alapján megkapjuk az impedancia exponenciális formáját (2.17):

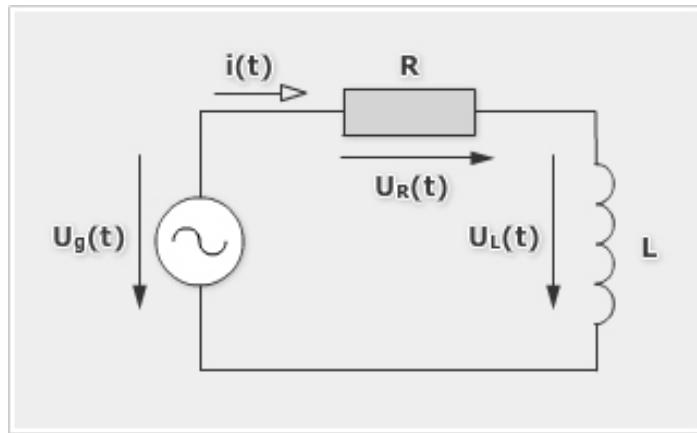
$$\cos \varphi = \frac{e^{j\varphi} + e^{-j\varphi}}{2}$$

$$\sin \varphi = \frac{e^{j\varphi} - e^{-j\varphi}}{2j} \quad (2.16)$$

$$\bar{Z} = |Z| e^{j\varphi} \quad (2.17)$$

2.3.3. Soros RL impedancia

A valóságos induktivitás úgy tekinthető, mint egy ideális induktivitás sorosan kapcsolva egy ellenállással (2.7. ábra). Az ellenállás értéke a tekercs huzalának ellenállását jelenti. Ez függ a huzal anyagtól, a keresztmetszetétől és a hosszától (lásd 1.24 reláció).



2.7. ábra. Soros RL áramkör (forrás [5])

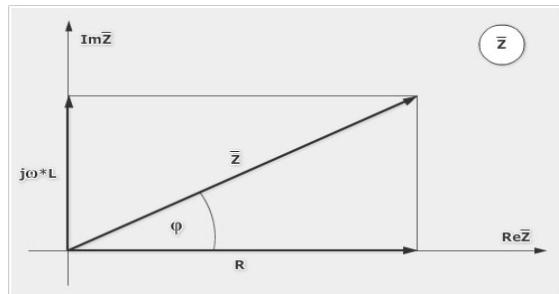
Az áramkör impedanciája a 2.12 alapján a következő lesz:

$$\bar{Z} = R + j\omega L \quad (2.18)$$

Felrajzolva az impedancia háromszöget (2.8. ábra) kiszámíthatjuk a soros RL áramkör impedancia nagyságát és fázisát.

$$|Z| = \sqrt{R^2 + X_L^2} = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2} \quad (2.19)$$

$$\varphi = \arccos \frac{R}{Z} \quad (2.20)$$



2.8. ábra. Soros RL áramkör impedancia háromszöge (forrás [5])

Figyelembe véve, hogy a soros áramkörben az ellenálláson és a tekercsen keresztül is ugyanaz az áramerősség, Kirchhoff II. törvényét alkalmazva felírhatók a feszültségek közötti komplex relációk:

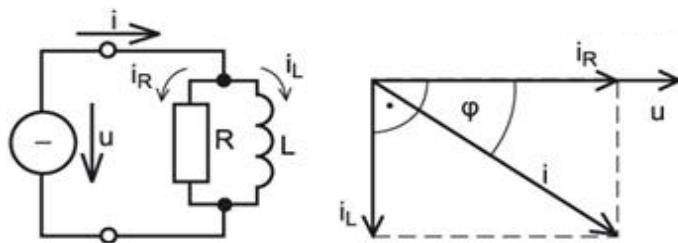
$$\overline{U} = \overline{U_R} + \overline{U_L} \quad (2.21)$$

Nagyságukat kifejezve:

$$U^2 = U_R^2 + U_L^2 \quad (2.22)$$

2.3.4. Párhuzamos RL admittance

Párhuzamos RL áramkörben (2.9. ábra) minden elemre ugyanaz a feszültség jut, az áramerősségek viszont a komplex mennyiségek összeadási szabályai szerint, Kirchhoff I. törvénye alapján írhatóak fel (2.23).



2.9. ábra. Soros RL áramkör (forrás [6])

$$\overline{i} = \overline{i_R} + \overline{i_L} \quad (2.23)$$

Az áramok nagysága a 2.9. ábra szerint:

$$\begin{aligned} i^2 &= i_R^2 + i_L^2 \\ \frac{u^2}{Z^2} &= \frac{u^2}{R^2} + \frac{u^2}{X_L^2} \end{aligned} \quad (2.24)$$

EFOP-3.5.1-16-2017-00017
**„NYE-DUÁL- Új utakon a duális felsőoktatással a Nyíregyházi Egyetemen,
 az Északkelet-Magyarországi térség felelmezítéséért”**

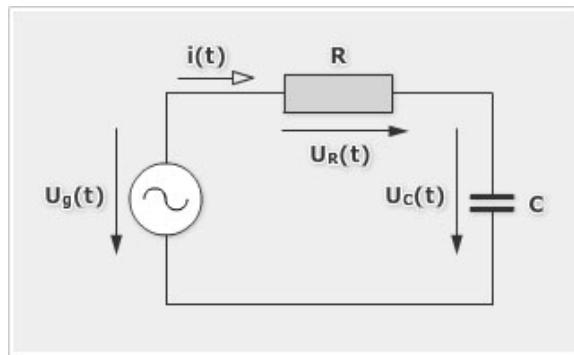
Az azonos feszültségértékkel osztva a 2.24 relációt, megkapjuk a párhuzamos RL áramkör admitanciáját és fázisát.

$$\frac{1}{Z} = \sqrt{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{X_L^2}} \quad (2.25)$$

$$\varphi = \arccos \frac{Z}{R}$$

2.3.5. Soros RC áramkör

Ha egy ellenállást és egy kondenzátort sorosan kapcsolunk és váltakozó feszültséggel tápláljuk, soros RC áramkört kapunk. Egy ilyen áramkör látható a 2.10. ábrán.



2.10. ábra. Soros RC áramkör (forrás [5])

Alkalmazva Kirchhoff II. törvényét a váltakozó feszültségű áramkörökre, komplex formában felírhatjuk:

$$\overline{U}_g = \overline{U}_R + \overline{U}_C \quad (2.26)$$

Kifejezve a feszültségek nagyságát az áram és az impedanciák szorzataként:

$$U_g^2 = U_R^2 + U_C^2 \quad (2.27)$$

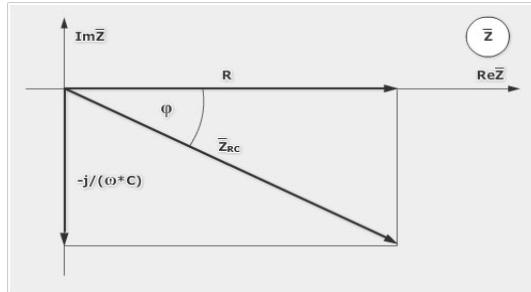
$$I^2 Z^2 = I^2 R^2 + I^2 X_C^2$$

Mivel azonos áram folyik az ellenálláson is és a kondenzátoron keresztül is, egyszerűsíthetünk és a következő gyakorlati összefüggést kapjuk az áramkör impedanciájára és fázisára:

$$|Z| = \sqrt{R^2 + X_C^2} = \sqrt{R^2 + \frac{1}{(\omega C)^2}} \quad (2.28)$$

$$\varphi = \arccos \frac{R}{Z}$$

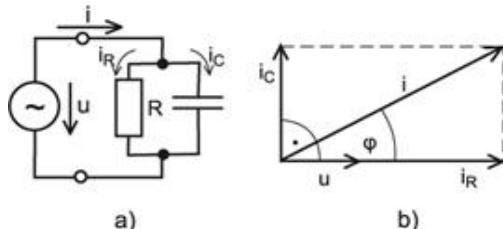
A 2.28 relációkat kifejezhetjük az impedancia háromszög alapján is (2.11. ábra)



2.11. ábra. A soros RC áramkör impedancia háromszöge (forrás [5])

2.3.6. Párhuzamos RC admitancia

Valóságos kondenzátort úgy tekinthetünk, mint egy ideális kondenzátor párhuzamosan egy nagy értékű ellenállással. De ugyanígy járunk el bármilyen ellenállás és kondenzátor párhuzamos kapcsolásakor is (2.12. ábra, a)).



2.12. ábra. Párhuzamos RC admitancia (forrás [6])

Ebben az esetben minden elemre ugyanaz az u feszültség jut, az áramerősségek viszont a komplex mennyiségek összeadási szabályai szerint, Kirchhoff I. törvénye alapján írhatóak fel:

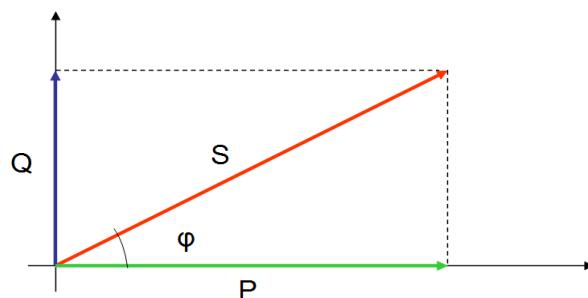
$$\begin{aligned} i^2 &= i_R^2 + i_C^2 \\ \frac{u^2}{Z^2} &= \frac{u^2}{R^2} + \frac{u^2}{X_C^2} \end{aligned} \quad (2.29)$$

Az azonos feszültségértékkel osztva a 2.29 relációt, megkapjuk a párhuzamos RC áramkör admitanciáját és fázisát.

$$\begin{aligned} \frac{1}{Z} &= \sqrt{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{X_C^2}} \\ \varphi &= \arccos \frac{Z}{R} \end{aligned} \quad (2.30)$$

2.4. A váltakozó áram teljesítménye

Az előző fejezetekben láthattuk, hogy váltakozó áramú áramkörökben az ellenállás, induktivitás és kondenzátor mindegyike különböző módon viselkedik. Abban az esetben, amikor az áramkör tartalmaz induktivitást vagy kondenzátort, vagy mindketten, a feszültség és áram közötti fáziskülönbség következtében úgynevezett *meddő teljesítmény* keletkezik. Ez gyakran jelentős mértékű főleg ipari környezetben, ahol igen sok induktív fogyasztó, például villamos motor működik. A villamos motorok mellett, hogy hatékony munkát végeznek (ez a *hasznos teljesítmény*), induktív jellegük miatt, meddő teljesítményt is termelnek. A hasznos vagy más néven *aktív teljesítmény* és a meddő teljesítmény vektoriális összege (2.13. ábra) megadja a *látszólagos teljesítményt*.



2.13. ábra. A váltakozó áramú teljesítmény vektorábrája

A 2.13. ábra alapján felírhatóak a különböző teljesítmények (2.31):

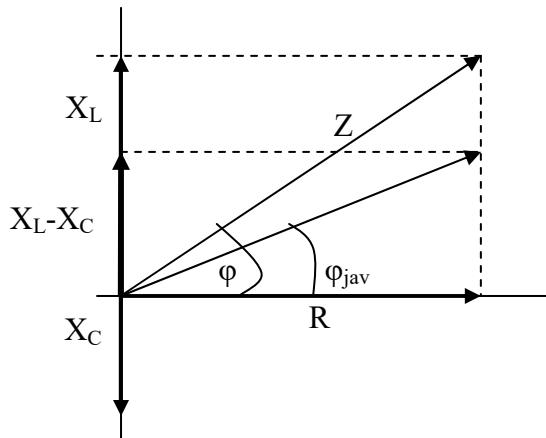
- Aktív vagy hatásos teljesítmény (P), mértékegység a *watt (W)*;
- Meddő teljesítmény (Q), mértékegysége a *VoltAmperReaktív (VAR)*;
- Látszólagos teljesítmény (S), mértékegysége a *VoltAmper (VA)*.

$$\begin{aligned} P &= UI \cos \varphi \\ Q &= UI \sin \varphi \\ S &= UI \end{aligned} \tag{2.31}$$

2.4.1. Fázisjavítás

Túl nagy meddő teljesítmény nem eredményez gazdaságos villamos energiafogyasztást, mert a látszólagos teljesítménynek csak egy részét használjuk fel hasznos teljesítményként. Ezért célszerű arra törekedni, hogy a villamos hálózatunkban a $\cos \varphi$ minél nagyobb legyen, vagyis a φ fázisszög minél kisebb. Ezt a legegyszerűbben úgy érhetjük el, hogy az induktív hálózatba kondenzátorokat

(nagyobb hálózat esetében kondenzátor blokkokat) kapcsolunk be, mert míg az induktív fogyasztó +90 fok fáziskülönbséget hoz létre, a kapacitív fogyasztó ezzel ellentétes -90 fokost (2.14. ábra).



2.14. ábra. A fázisjavítás elve

A 2.14. ábrán látható, hogy az X_C kapacitív impedancia ellenétes irányú az X_L induktív impedanciával. Az X_C hatására csökken az induktív összetevő. Ennek következtében az eredő impedancia is és a fázis is csökken ($\varphi_{jav} < \varphi$) anélkül, hogy megváltoztatnánk az R összetevőt. Így növekszik a $\cos\varphi$, a $\sin\varphi$ pedig csökken, ezáltal a 2.31 szerint csökken a meddő teljesítmény is.

Ezek után jogosan feltehetjük a kérdést, miért csak javítjuk, miért nem kompenzáljuk teljes egészében az induktív összetevőt? Ez a helyzet sajnos egy újabb problémát szülne. Az áramkörben rezonancia lépne fel, amely sokkal súlyosabb problémákat okozna, mint a meddő teljesítmény. Ezt az esetet mindenkorban kerülni kell.

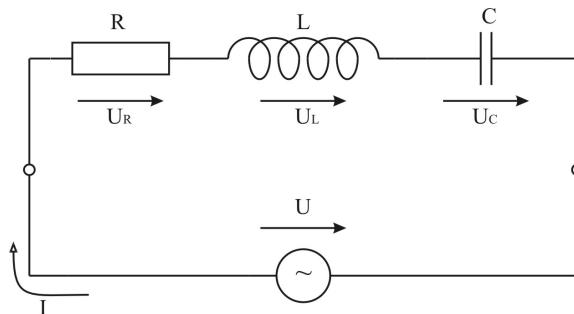
2.5. Rezgőkörök

R , L , C elemek soros illetve párhuzamos kapcsolásai révén alkotott áramkörökben adott, jól meghatározható frekvencián rezonancia lép fel. Egy ilyen áramkörben *rezonancia* akkor alakul ki, amikor a táplálási feszültség frekvenciája megegyezik az áramkör saját frekvenciájával. mindenkorban ismernünk kell ezt a frekvenciát azért, hogy elkerüljük egyes villamos áramkörök rendellenes viselkedését, amely a rezonancia során keletkezne. Más esetekben pedig éppen arra törekszünk, hogy létre jöjjön a rezonancia. Például elektronikus oszcillátorok készítésekor.

Azok az áramkörök, amelyek rezonanciát valósítanak meg *rezgőköröknek* nevezik. A sorosan kapcsolt áramköri elemek *soros rezgőkört*, a párhuzamosan kapcsoltak pedig *párhuzamos rezgőkört* alkotnak.

2.5.1. Soros rezgőkör

A 2.15. ábrán látható áramkör soros rezgőkört alkot. A soros kapcsolásnak köszönhetően az áram azonos minden elemen keresztül, viszont létezik egy olyan frekvencia érték, amelynél $U_L = U_C$. Ezt nevezzük *feszültségrezonanciának*.



2.15. ábra. Soros rezgőkör (forrás [3])

A soros rezgőkör eredő impedanciáját a 2.32 reláció alapján határozhatjuk meg.

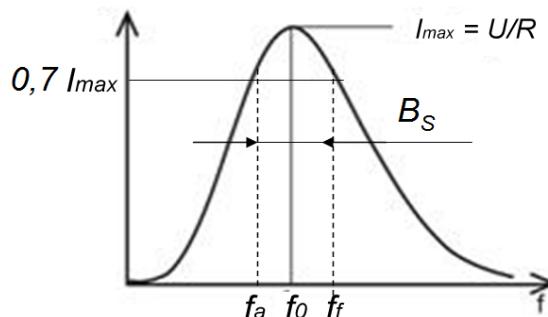
$$\bar{Z} = R + j\omega L - j \frac{1}{\omega C} = R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C}) \quad (2.32)$$

A rezonancia feltétele: $\omega L = \frac{1}{\omega C}$, amelynek alapján meghatározható az áramkör *rezonancia frekvenciája*.

Ez a reláció a Thomson képlet (2.33).

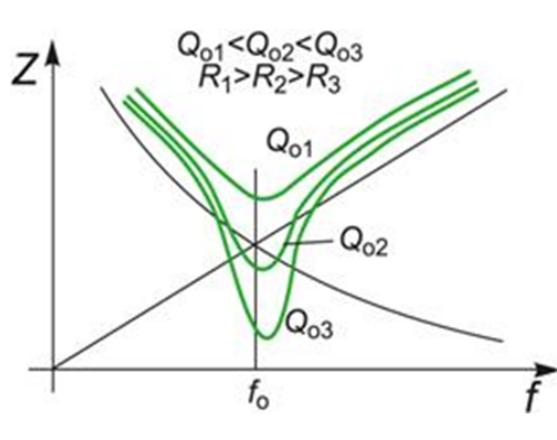
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{vagy} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}} \quad (2.33)$$

Soros rezgőkör esetében a rezonancia frekvencián az áramkör impedanciája minimális lesz. Csak az R ellenállás fogja meghatározni. ($Z = R$). Ez pedig azt eredményezi, hogy az áram pedig maximális (2.14. ábra). Ezért veszélyes ez az állapot.



2.16. ábra. A soros rezgőkör sávszélessége és áramfelvétele rezonancia frekvencián

A sávszélességet a rezgőkör jósági tényezője határozza meg, mert ennek megfelelően alakul az áramkör impedanciája is (2.17. ábra).



2.17. A soros rezgőkör impedanciája a jósági tényező függvényében (forrás [6])

A jósági tényezőt (Q) a meddő és a hasznos teljesítmény hányadosa határozza meg.

$$Q_s = \frac{P_m}{P} = \frac{i^2 X_L}{i^2 R} = \frac{\omega L}{R} = \frac{L}{\sqrt{LC} \cdot R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.34)$$

Megjegyzés: A 2.34 relációban a Q az áramkör jósági tényezőjét jelenti a *Quality* szóból. Nem tévesztendő össze a meddő teljesítménnyel. Itt a meddő teljesítményt P_m -el jelöltük.

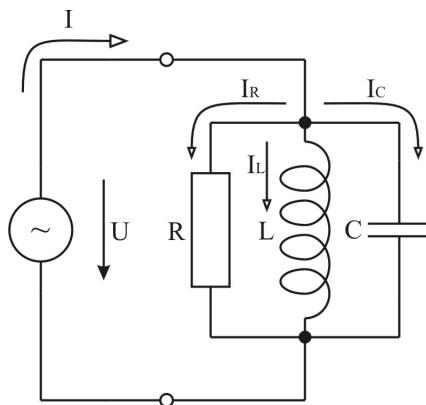
A sávszélesség meghatározására a 2.35 reláció szolgál:

$$B_s = \frac{\omega_0}{Q_s} = \frac{1}{\sqrt{LC} \cdot \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}} = \frac{R}{L} \quad (2.35)$$

Látható, hogy a jósági tényezőt is és a sávszélességet is a rezgőkör ellenállása határozza meg. Ideális esetben ($R = 0$) a jósági tényező végtelen, a sávszélesség pedig nulla.

2.5.2. Párhuzamos rezgőkör

Párhuzamosan kapcsolt R, L és C elemekből álló áramkör rezgőkört alkot, mert létezik olyan f_0 frekvencia, amelynél rezonancia lép fel (2.18. ábra). Mivel minden elem azonos feszültségen van, a rezonancia akkor alakul ki, amikor a tekercs árama megegyezik a kondenzátor áramával ($I_L = I_C$). Ezt nevezzük áramrezonanciának.



2.18. ábra. Párhuzamos rezgőkör (forrás[3])

Felírva az áramkör komplex admitanciáját:

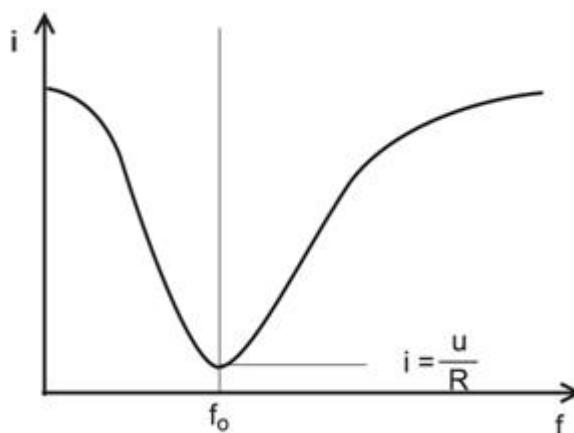
$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R} + \frac{1}{X_L} + \frac{1}{X_C} = \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C = \frac{1}{R} + j(\omega C - \frac{1}{\omega L}) \quad (2.36)$$

A rezonancia feltétele, akárcsak a soros rezgőkörnél, itt is: $\omega C = \frac{1}{\omega L}$

Hasonlóan a soros rezgőkörhöz a *rezonancia frekvenciát* ebben az esetben is a Thomson képlet határozza meg.

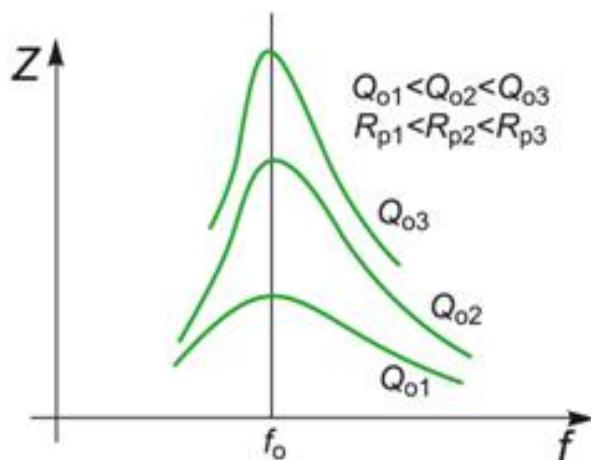
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{vagy} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}} \quad (2.37)$$

Párhuzamos rezgőkörben a rezonancia frekvencián az áramkör impedanciája maximális lesz, csak a párhuzamosan kapcsolt R ellenállás fogja meghatározni ($1/Z = 1/R$). Ez azt eredményezi, hogy a felvett áram minimális lesz (2.19. ábra).



2.19. ábra. A párhuzamos rezgőkör áramfelvétele rezonancia frekvencián

A sávszélességet ebben az esetben is a rezgőkör jósági tényezője határozza meg, mert ennek megfelelően alakul az áramkör impedanciája is (2.20. ábra).



2.20. ábra. A párhuzamos rezgőkör impedanciája a jósági tényező függvényében (forrás [6])

Mint már láthattuk az előzőekben, a jósági tényezőt a meddő és a hasznos teljesítmény hányadosa határozza meg.

$$Q_p = \frac{P_m}{P} = \frac{\frac{u^2}{X_L}}{\frac{u^2}{R\omega L}} = \frac{R}{\omega L} = \frac{R\sqrt{LC}}{L} = R\sqrt{\frac{C}{L}} \quad (2.38)$$

Látható, hogy a párhuzamos rezgőkörben a legnagyobb jósági tényezőt akkor kapjuk, amikor az ellenállás értéke nagyon vagyis, amikor a rezgőkör nem tartalmaz ellenállást.

A sávszélesség meghatározása a 2.39 reláció alapján történik:

EFOP-3.5.1-16-2017-00017
**„NYE-DUÁL- Új utakon a duális felsőoktatással a Nyíregyházi Egyetemen,
az Északkelet-Magyarországi térség felelmezkedéséért”**

$$B_P = \frac{\omega_0}{Q_P} = \frac{1}{\sqrt{LC} \cdot R \sqrt{\frac{C}{L}}} = \frac{1}{RC} \quad (2.39)$$

Minél nagyobb a párhuzamos rezgőkör ellenállása, annál keskenyebb a sávszélesség.

3. HÁROMFÁZISÚ VILLAMOS HÁLÓZAT

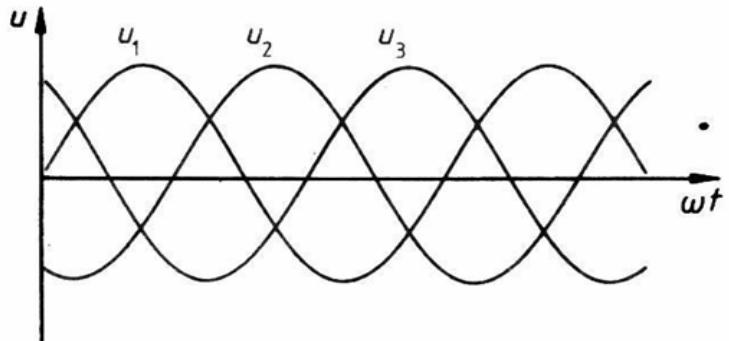
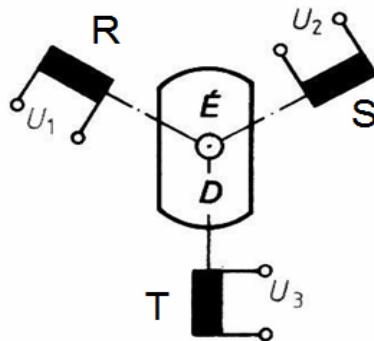
A villamos energia előállítása és szállítása háromfázisú hálózati rendszerben történik, mert ebben az esetben sokkal hatékonyabban működnek az erőművekben alkalmazott generátorok. De nem csak ez az egyetlen ok, amiért háromfázisú feszültséget állítanak elő. A villamos energia kisebb távolságú átvitelére és a kisebb teljesítményű egyfázisú berendezések táplálására az egyfázisú rendszer általában jól bevált, de már az ipar által használt nagyteljesítményű villamos motorok hajtására kevésbé alkalmas.

A háromfázisú feszültség fontosabb jellemzői:

- azonos amplitúdó,
- azonos frekvencia,
- egymáshoz képest 120° -os ($2\pi/3$) fázisszög,
- szimmetrikus feszültségrendszer:
 - a pillanatnyi értékek összege nulla ($u_1 + u_2 + u_3 = 0$),
- lehetőleg szimmetrikus fogyasztó (ez természetesen nem minden valósítható meg).

3.1. A háromfázisú feszültség előállításának elve

Ha egymással 120° -ot bezáró R-S-T tekercsek között kétpólusú állandó mágneset, vagy elektromágneset forgatunk állandó szögsebességgel, forgó mágneses mező jön létre és a tekercsekben egymáshoz képest 120° -os fázistolású szinuszos feszültség indukálódik (3.1. ábra).



3.1. ábra. A háromfázisú feszültség előállítási elve

Az egyes fázistekercsekben indukált feszültség egyenletei:

$$\begin{aligned} u_1 &= U_m \sin \omega t \\ u_2 &= U_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ u_3 &= U_m \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \quad (3.1)$$

Ha a fázistekercsre külön-külön azonos nagyságú R ellenállást kapcsolunk, megindul a szinuszos váltakozó áram, amelyek a feszültséggel fázisban vannak, és egymáshoz képest 120° -os fáziskésést mutatnak.

A fázisáramok egyenletei ebben az esetben:

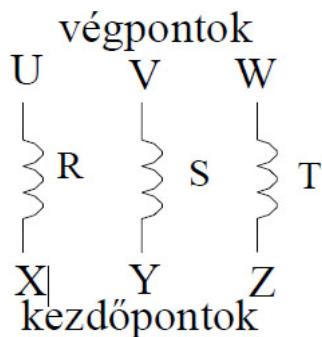
$$\begin{aligned} i_1 &= I_0 \sin \omega t \\ i_2 &= I_0 \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ i_3 &= I_0 \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \quad (3.2)$$

Természetesen ugyanígy igaz ez általános Z impedanciájú terhelés esetében is, akkor azonban a feszültség és az áram között akárcsak egyfázisú hálózatban, φ fáziseltolódás van.

$$\begin{aligned} i_1 &= I_0 \sin(\omega t - \varphi) \\ i_2 &= I_0 \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi) \\ i_3 &= I_0 \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \varphi) \end{aligned} \quad (3.3)$$

3.2. Háromfázisú kapcsolások

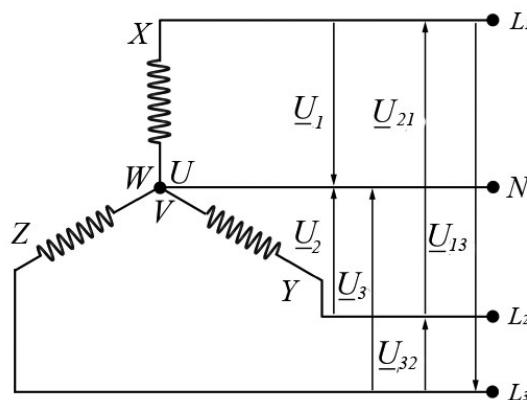
A három fázistekercsnek köszönhetően a hálózatban hat vezetékre lenne szükség a fogyasztók táplálásához (3.2. ábra). Ez semmiképpen sem lenne gazdaságos. Ezért a gyakorlatban két alapkapcsolást szokás alkalmazni: a csillag- és a deltakapcsolást.



3.2. ábra. A háromfázisú tekercsek jelölései

3.2.1. Csillagkapcsolás

Csillagkapcsolást úgy kapunk, hogy a tekercsek azonos pontjait, például a végpontokat (U, V, W) egy pontban egyesítjük (3.3. ábra). Ezt a pontot *csillagpontnak* nevezzük. A másik három pont (X, Y, Z) képezi a csillagkapcsolás fázispontjait. Ebben a kapcsolásban szimmetrikus fogyasztó esetében már csak három vezetékre van szükség. Ha nem szimmetrikus a fogyasztó, akkor szükséges a negyedik vezeték is, amelyen a kiegyenlítő áram folyik. Ezt *nullvezetőnek* hívjuk.



3.3. ábra. Csillagkapcsolás nullvezetővel

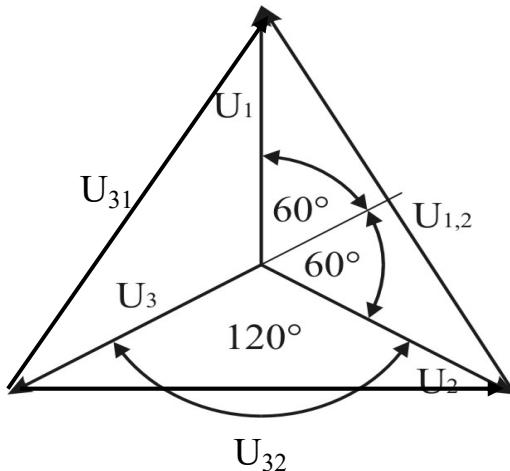
A fázispontok és a nullpont közötti feszültségeket (U_1, U_2, U_3) fázisfeszültségeknek (U_f), míg a fázispontok között mért feszültséget (U_{13}, U_{21}, U_{32}) vonalfeszültségeknek (U_v) nevezzük. A szimmetrikus rendszernek köszönhetően a fázisfeszültségek is és a vonalfeszültségek is egyenlők egymással.

$$\begin{aligned} U_1 &= U_2 = U_3 = U_f \\ U_{13} &= U_{21} = U_{32} = U_v \end{aligned} \quad (3.4)$$

A vonalfeszültség és a fázisfeszültség közötti összefüggést akár trigonometriailag vagy akár grafikusan is meghatározhatjuk. Trigonometriailag a következő számítás szerint meg ezt az összefüggést.

$$\begin{aligned} U_{21} &= U_2 - U_1 = U_m \sin(\omega t - 120^\circ) - U_m \sin \omega t = \sqrt{3}U_1 \\ U_v &= \sqrt{3}U_f \end{aligned} \quad (3.5)$$

Geometriailag a 3.4. ábra szerint számítható ki.



3.4. ábra. A vonalfeszültség és a fázisfeszültség közötti geometriai összefüggés

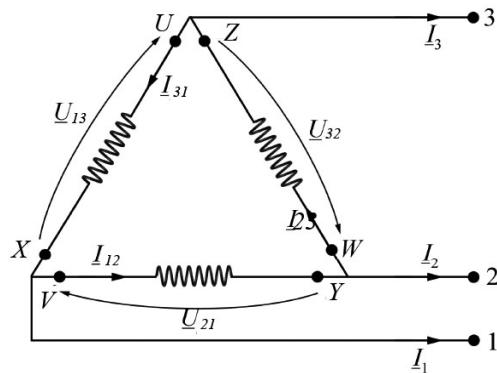
Szimmetrikus fogyasztót rákapcsolva a 3.3. ábra szerinti rendszerre, az tapasztalható, hogy a vonali áram (I_v) egyenlő lesz a fázisárammal (I_f):

$$I_v = I_f \quad (3.6)$$

3.2.2. Deltakapcsolás (háromszögkapcsolás)

Háromszögkapcsolást úgy kapunk, hogy egyik tekercs végpontját (U, V, W), összekapcsoljuk a másik tekercs kezdőpontjával (Z, X, Y). Ezt láthatjuk a 3.5. ábrán. Ebben a kapcsolásban csak három

vezetéket használunk. Nullvezető nincs, ezért ez a kapcsolás lehetőleg szimmetrikus fogyasztók számára alkalmazható.



3.5. ábra. Deltakapcsolás

Fogyasztót feltételezve a deltakapcsolású hálózatban, a fázisáramokat Kirchhoff I. törvénye szerint írhatjuk fel:

$$\begin{aligned}
 I_1 &= I_{31} - I_{12} \\
 I_2 &= I_{12} - I_{23} \\
 I_3 &= I_{23} - I_{31} \\
 I_1 + I_2 + I_3 &= 0
 \end{aligned} \tag{3.7}$$

Az I_{12} , I_{23} és I_{31} áramok egyenlők egymással vonali áramnak nevezzük. Az I_1 , I_2 és I_3 áramok is egyenlők és ezek pedig a fázisáramok.

$$\begin{aligned}
 I_{12} &= I_{23} = I_{31} = I_v \\
 I_1 &= I_2 = I_3 = I_f
 \end{aligned} \tag{3.8}$$

A csillagkapcsolásnál már bemutatott trigonometriai, illetve geometriai módszert alkalmazva, megkapjuk a vonali áram és a fázisáram közötti összefüggést.

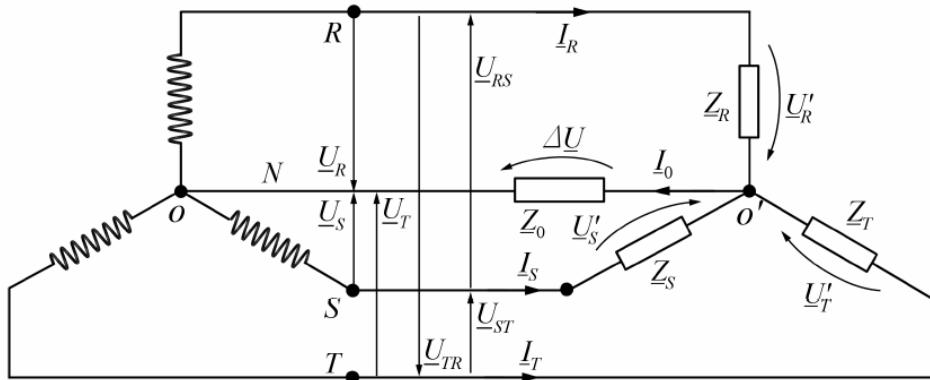
$$I_v = \sqrt{3} I_f \tag{3.9}$$

A vonalfeszültség pedig egyenlő a fázisfeszültséggel: $U_v = U_f$

3.3. Négyvezetékes rendszer

A négyvezetékes rendszert aszimmetrikus fogyasztók esetében használják. Például lakóépületek háromfázisú betáplálásakor az épület egyes részei különböző fázisokról kapják a feszültséget. Ilyen esetben nehéz lenne a fogyasztói oldalról biztosítani a szimmetriát. Aszimmetrikus fogyasztók

esetében a nullvezetőn a kiegyenlítő áram folyik, így a nullpont potenciálja nem változik meg (3.6. ábra).



3.6. ábra. Négyvezetékes hálózat

Ha a Z_R , Z_S és Z_T fogyasztók egyenlő nagyságúak (szimmetrikusak), akkor a nullvezetőn nincs áram. Vagyis: $I_0 = 0$. Ha pedig például $Z_R < Z_S = Z_T$ (aszimmetrikus fogyasztó), akkor $I_S = I_T = I_R - I_0$; a nullvezetőn megjelenik a kiegyenlítő áram, amelynek nagysága a két fázisáram közötti különbség lesz: $I_0 = I_R - I_S$.

3.4. Háromfázisú teljesítmény

A háromfázisú fogyasztó teljesítményének számításakor a fázisonkénti teljesítményeket összeadjuk. Akárcsak az egyfázisú hálózatban, a fogyasztó jellegétől függően itt is minden három váltakozó áramú teljesítményt használjuk.

$$\begin{aligned}
 P &= 3 \cdot U_f I_f \cdot \cos \varphi = \sqrt{3} U_f \cdot \sqrt{3} I_f \cdot \cos \varphi = \sqrt{3} U_v I_v \cdot \cos \varphi \\
 Q &= \sqrt{3} \cdot U_v I_v \cdot \sin \varphi \\
 S &= \sqrt{3} \cdot U_v I_v
 \end{aligned} \tag{3.10}$$

4. ELEKTRONIKA

4.1 Félvezető anyagok

A szilárd anyagok olyan kristályos szerkezettel rendelkeznek, amelyekben az atomok vagy molekulák szabályos rácsszerkezetben helyezkednek el. A kristályrács csomópontjaiban elhelyezkedő atomok a vegyértékelektronok révén kapcsolódnak egymáshoz. Elektromos szempontból az anyagokat három csoportra oszthatjuk:

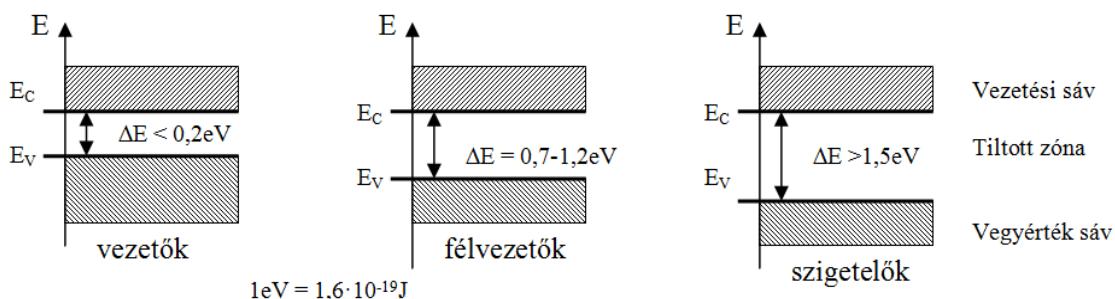
- vezetők
- félvezetők
- szigetelő anyagok

A *vezetők* normál körülmények között rendelkeznek szabad elektronokkal. Ezek az anyagok rendszerint II-III vegyértékű fémek, mint például a réz, az alumínium, a vas, ezüst, arany, stb. Az ilyen anyagok jól vezetik az elektromos áramot, vezetőképességük igen nagy: $10^8 - 10^6 \text{ S/m}$ (Siemens/méter vagy Ω^{-1}). A vezetők esetében ahhoz, hogy egy elektron a vegyértéksávból a vezetési sávba kerüljön (szabad elektronná váljon) nagyon kicsi energia szükséges. Vagyis az 4.1. ábra szerinti tiltott energiasáv (tiltott zóna) nagyon kicsi ($< 0,2 \text{ eV}$). Ebből az következik, hogy a fémek már a rájuk kapcsolt feszültség hatására elegendő energiát nyernek ahhoz, hogy vezessék az áramot.

A *szigetelő anyagok* nem rendelkeznek szabad elektronokkal. Kristályszerkezetük nagyon erős kémiai kötésekkel tartalmaznak. Ezekből a kötésekkel elektronot kiszakítani nagyon nehéz. A tiltott zóna szélessége olyan nagy ($> 1,5 \text{ eV}$), hogy gerjesztés hatására a szabad elektronok képződésének valószínűsége nagyon kicsi (4.1. ábra). Vezetőképességük tehát gyakorlatilag nulla ($< 10^{-9} \text{ S/m}$).

A *félvezetők* a periódusos rendszer IV. főcsoportjába tartozó anyagok. Külső elektronhéjukon négy elektron található. Ilyen anyag a szilícium (*Si*) és a germánium (*Ge*). A tiltott zóna szélessége

normál körülmények között viszonylag nagy, de jóval kisebb, mint a szigetelőké ($0,7 - 1,2 \text{ eV}$). Ezek az anyagok bizonyos körülmények között vezetővé válhatnak. Például melegítés hatására nyerhetnek akkor energiát, hogy szabad elektronok keletkezzenek, amelyek a vezetőképesség növelését eredményezik.

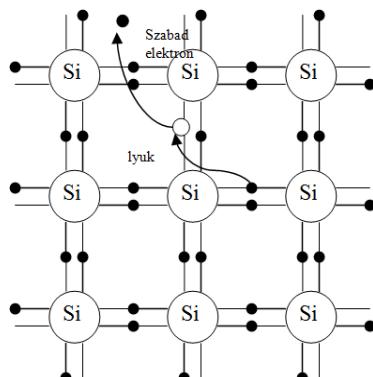


4.1. ábra. Energiasávok a szilárd anyagokban (forrás [4])

Megjegyzés: Az elektronvolt az atomfizikában használt energiaegység. Egyenlő azzal a mozgási energiával, amelyre az elektron 1 V gyorsító feszültség hatására tesz szert ($1 \text{ eV} = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ J}$).

4.1.1. Intrinsic vezetés és rekombináció

Az olyan félvezetőt, amelyben a szabad elektronok kizártólag úgy jönnek létre, hogy egyes elektronok a vegyértéksávból a vezetési sávba kerülnek, *intrinsic félvezetőknek* nevezzük. Ilyen félvezető a szilícium is. 0 K fok közelű hőmérsékleten szigetelőként viselkedik. De melegítés (energia) hatására a kovalens kötések felszakadhatnak és egyes elektronok a vegyérték sávból a vezetési sávba kerülnek. Helyükön *lyuk* (elektron hiány) keletkezik (4.2. ábra). Ezeket a lyukakat elfoglalhatják más elektronok. Ezek a hőhatással előidézett *elektron-lyuk párok* hozzájárulnak a félvezető saját (*intrinsic*) vezetéséhez.



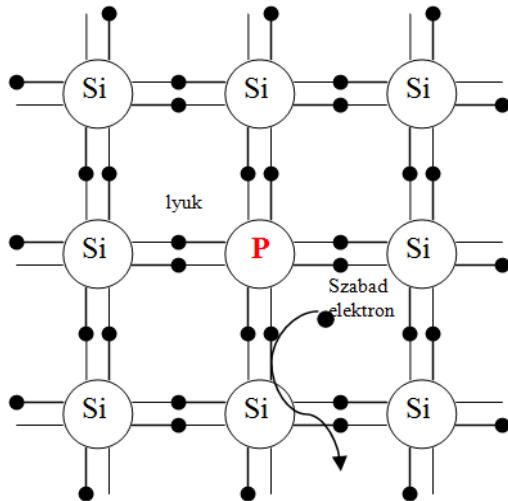
4.2. ábra. Intrinsic vezetés

Az energiahatás megszűnésekor a kristályban véletlenszerűen mozgó elektronok, ha lyukakkal találkoznak a szétbomlott kovalens kötések, újra létrejönnek és a szabad elektronok valamint a lyukak, mint szabad töltéshordozók megszünnék. Ezt a folyamatot *rekombináció*nak hívjuk.

4.1.2. Szennyezett félvezetők

Láthattuk, hogy a félvezetők bizonyos körülmények között (pl. hő hatására) vezetik az elektromos áramot, más esetben pedig szigetelőként viselkednek. Ez a tulajdonság a gyakorlatban nem kivitelezhető. Ezért nem tiszta félvezető anyagokat használnak, hanem szennyezik őket három vagy öt vegyértékű anyaggal.

Ha a szennyezés öt vegyértékű anyaggal történik, akkor *N típusú félvezetőt* kapunk (4.3. ábra). Végül például a foszfor (*P*), az arzén (*As*) vagy a biszmut (*Bi*).

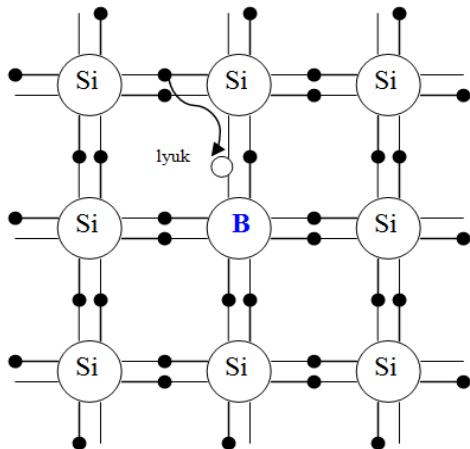


4.3. ábra. *N* típusú félvezető

Az öt vegyértékű foszfor a külső elektronhéján lévő öt elektron közül négyet megoszt a szomszédos szilícium atomokkal és még marad egy szabad elektron. Az *N* típusú szennyezést *donorszennyezésnek* hívjuk. Az ilyen típus félvezetőben a többségi töltéshordozók az elektronok.

Ha a szennyezőanyag három vegyértékű, akkor *P* típusú félvezetőt kapunk (4.4. ábra). Hárrom vegyértékű anyagok például a bőr (B), az alumínium (Al) vagy a gallium (Ga). A 4.4. ábrán a szilíciumot a három vegyértékű bőrral szennyeztük. A bőr külső elektronhéján három elektron van. Ezt a három elektronot a bőr csak három szomszédos szilícium atommal tudja megosztani. A negyedik szilícium atomnak nem jut elektron, így elektronhiány, vagyis lyuk keletkezik. Az ilyen

típusú szennyezést *akceptor szennyezésnek* hívjuk. Ebben az esetben *P típusú félvezetőt* kapunk, amelyben a többségi töltéshordozók a lyukak.



4.4. ábra. *P típusú félvezető*

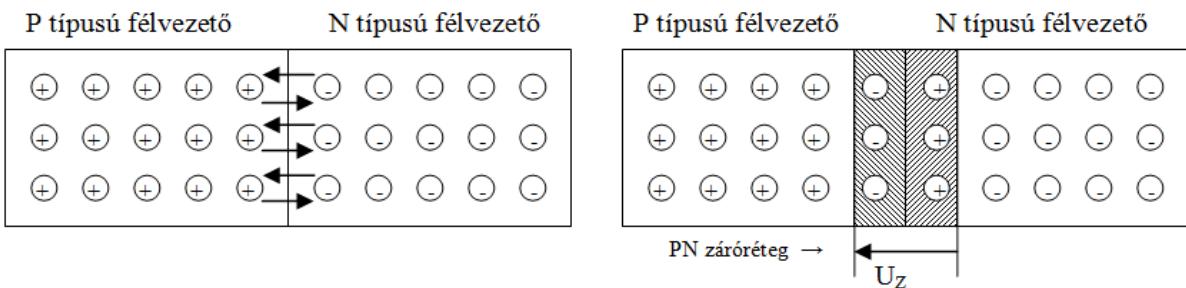
Megjegyzés: A félvezető elemek technológiájában a félvezető anyagok közül a szilícium bizonyult a legjobbnak. Ezért a továbbiakban csak a szilícium alapú félvezetőkkel foglalkozunk.

4.2. Félvezető diódák

Az előző fejezetben bemutatott szennyezési eljárásnak létrehozott *P* és *N* típusú félvezetők normál körülmények között vezetik az elektromos áramot. A szennyezet félvezetőkben feszültség hatására a többségi töltéshordozóknak köszönhetően (elektronok és a lyukak rendezett mozgása) áram jön létre. De hát akkor mit is csináltunk? Szigetelőanyagból vezető anyagot. Így ebben a formában, egymában az *N* vagy a *P* típusú félvezetők nem használhatók. De párosítva ezeket egymással, vagy más anyagokkal, rendkívüli tulajdonságokat tanúsítanak.

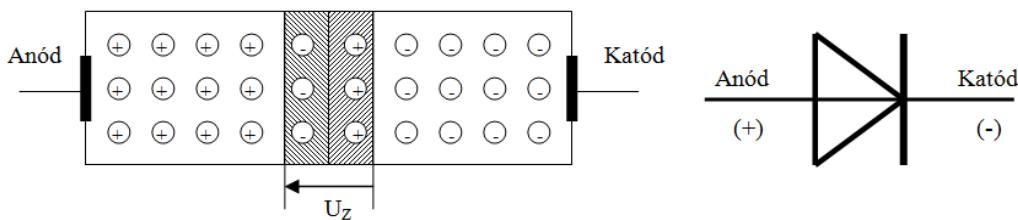
4.2.1. PN záróréteg (határréteg) kialakulása

A két félvezető típus egymáshoz illesztésekor a határréteg szomszédságában a többségi töltéshordozók koncentrációkülönbsége miatt bizonyos mértékű diffúzió indul meg. Az *N* típusú félvezetőből elektronok mennek át a *P* típusú félvezetőbe, helyükön lyuk keletkezik, és kialakul egy *PN* átmenti réteg. Ezt zárórétegnak nevezzük. A kialakult záróréteg feszültségének (U_z) iránya olyan, hogy megakadályozza a további töltéshordozók átvándorlását a szomszédos tartományból. Így a rekombináció nem tud megvalósulni. Ezt láthatjuk a 4.5. ábrán.



4.5. ábra. A PN záróréteg kialakulása

Ha az így létrejött félvezető elemet kivezetésekkel látjuk el, megkapjuk a legegyszerűbb félvezető elem struktúráját, amely egy záróréteget tartalmaz. A *P* típusú félvezető kivezetése az *anód*, az *N* típusú félvezetőé pedig a *katód*. Ezt a félvezető elemet *diódának* nevezzük. Szerkezetét és áramköri jelölését a 4.6. ábrán láthatjuk.



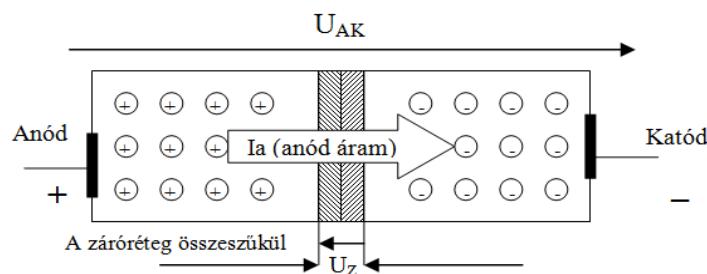
4.6. ábra. A dióda szerkezete és áramköri jelölése

A záróréteg feszültség a *Si* alapú félvezetőnél egy jól meghatározott érték lesz: $U_Z \approx 0,6 V$.

4.2.2. A PN átmenet viselkedése feszültség hatására

Két eset lehetséges. Az egyik, amikor az anód-katód feszültség pozitív, vagyis ellentétes irányú a zárófeszültséggel és jóval nagyobb ennél. Ebben az esetben a záróréteg összeszűkül, a dióda kinyit és megkezdődik a töltéshordozók szabad áramlása anód-katód irányban. Létrejön tehát az *anódáram* (I_a) a diódán keresztül (4.7. ábra).

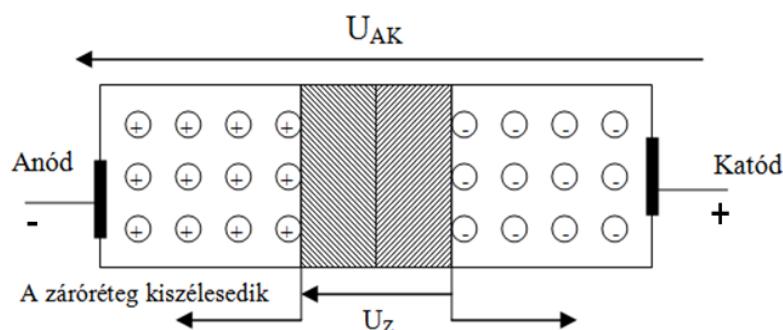
a) $U_{AK} > 0; U_{AK} \gg U_Z \rightarrow I_a > 0$



4.7. ábra. A dióda nyító irányú előfeszítése pozitív anódfeszültség hatására

A második esetben a dióda anódjára negatív, míg a katódjára pozitív potenciált kapcsolunk, vagyis az anód-katód feszültség negatív lesz (4.8. ábra). Ebben az esetben az U_{ak} irányába megegyezik az U_z zárófeszültség irányával. A záróréteg ilyenkor kiszélesedik, a dióda lezár és a töltéshordozók nem fognak tudni áthatolni a zárórétegen. Az anódáram nulla lesz. A valóságban csak a kisebbségi töltéshordozók áramlanak ellenétes irányban, ez azonban nagyon csekély mértékű lesz (néhány nA). Ezt inverz irányú *maradékáramnak* nevezzük. Ezt a legtöbb esetben elhanyagoljuk.

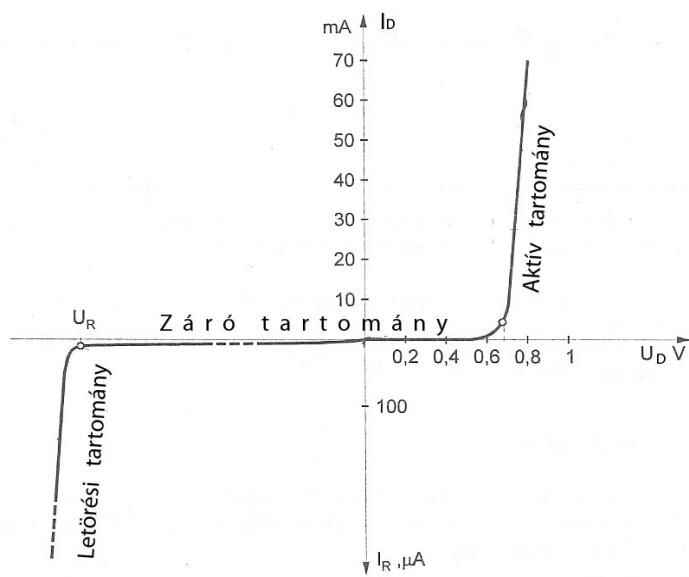
b) $U_{AK} < 0; \rightarrow I_a = 0$



4.8. ábra. A dióda inverz irányú előfeszítése negatív anódfeszültség hatására

4.2.3. A félvezető dióda jelleggörbéje (karakteristikája)

Egy elektronikai elem jelleggörbéje az esetek többségében az eszköz működését leíró matematikai függvény. A dióda esetében ez nem más, mint a dióda anódáramának anód-katód feszültség szerinti függvénye: $I_D = f(U_D)$. A dióda jelleggörbéje a 4.9. ábrán látható.



4.9. ábra. A félvezető dióda jelleggörbéje

A jelleggörbe alapján három működési tartományt figyelhetünk meg:

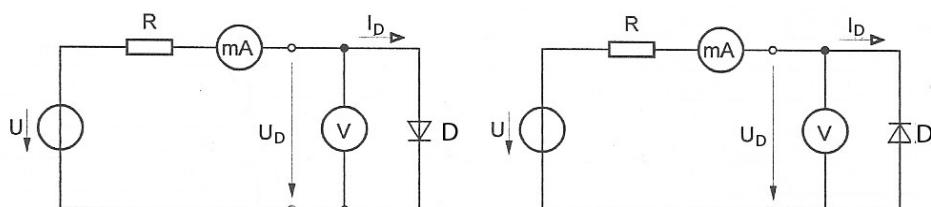
1. *aktív tartomány* ($U_D > 0,6 \text{ V}$): a dióda nyitó irányú polarizálást kap (4.7. ábra), belső ellenállása kicsi (néhány 10Ω), anód-katód irányban áram halad rajta keresztül (I_D).
2. *záró tartomány* ($U_R < U_D < 0,6 \text{ V}$): a záró irányú polarizálás miatt (4.8. ábra), a dióda belső ellenállása nagyon nagy ($>1 M\Omega$), rajta áram nem halad keresztül, legfeljebb nagyon kicsi néhány *nanoamper* nagyságú inverz irányú maradékáram, amelyet a kisebbségi töltéshordozók hoznak létre.
3. *letörési tartomány* ($U_D < U_R$): a nagy negatív inverz feszültség következtében a diódán nagyon nagy inverz irányú áram halad át. Kritikus állapot jellemzi, melynek következtében a záróréteg végleges károsodást szenvedhet. mindenéppen kerülendő.

A jelleggörbe alapján és az alkalmazási terület követelményei szerint a dióda munkapontját rendszerint az aktív tartományban határozzuk meg. Ha például az alkalmazásunkban 30 mA -es anódáramra van szükségünk, a karakterisztika alapján meghatározható a szükséges U_D anódfeszültség. Jelen esetben ez kb. $0,72 \text{ V}$. A munkapont körül értékekre szokás meghatározni a dióda dinamikus ellenállását (4.1).

$$r_d = \frac{\Delta U_D}{\Delta I_D} \quad (4.1)$$

4.2.4. A dióda áramköri kapcsolása

Egy félvezető dióda áramköri kapcsolását az 4.10. ábrán láthatjuk. Az ábra alkalmas a dióda karakteristikájának mérésére is. A félvezető dióda munkapontját a diódával sorba kapcsolt előtét ellenállás határozza meg. Az előtét ellenállás értékét a kívánt munkaponti áram és feszültég értékek határozzák meg.



4.10. ábra. A dióda nyitó- és zéróirányú áramköri kapcsolás

Az előző fejezetbeli munkapont esetében pl. 12 V táplálási feszültség mellett, az R ellenállás a következő összefüggéssel számolható ki. Kirchhoff II. törvénye alapján felírható:

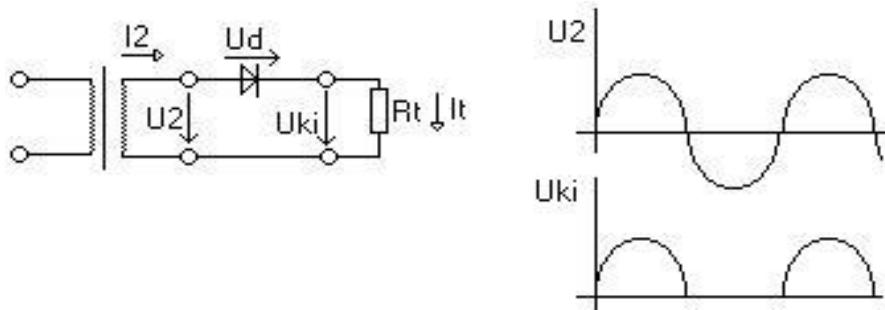
$$U = I_D R + U_D \Rightarrow R = \frac{U - U_D}{I_D} = \frac{12 - 0,72}{0,03} = 376\Omega$$

Feladat: Mekkora a diódán áthaladó áram nagysága, ha a táplálási feszültség 9 V, a diódával sorosan kapcsolt ellenállás értéke pedig 270 Ω ?

4.2.5. Egyenirányítók

A félvezető diódák egyik legfontosabb alkalmazási területe az egyenirányító áramkörök. A előző fejezetekben bemutatott működési tulajdonságok alapján könnyen belátható, hogy váltakozó feszültségű táplálás alkalmával, a diódán csak az egyik félperiódusban fog áram áthaladni. Ezért a félvezető dióda alkalmas a váltakozó feszültség egyenirányítására.

A legegyszerűbb megoldás az *egyutas* egyenirányító (4.11. ábra). Ez az egyszerű áramkör csak az egyik félperiódust tudja egyenirányítani.



4.11. ábra. Egyutas egyenirányító

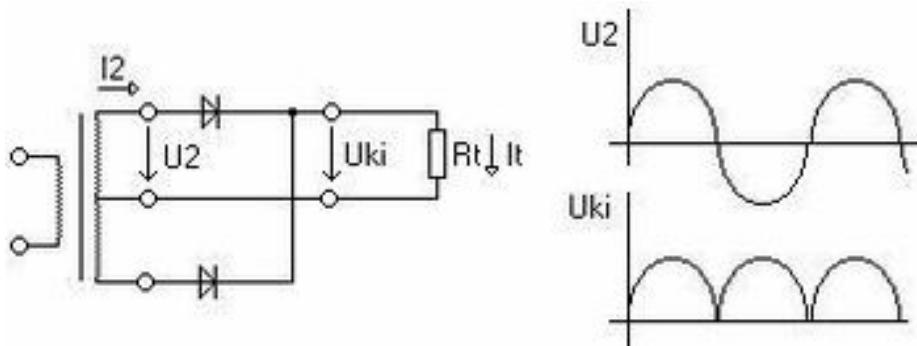
Az egyenirányított szinuszosan váltakozó feszültség középértéke a következő összefüggéssel határozható meg:

$$U_k = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} U_M \sin \omega t dt = \frac{U_M}{\pi} = \frac{U \sqrt{2}}{\pi} \approx 0,44U \quad (4.2)$$

Nagyon nagy hátránya ennek a megoldásnak, hogy a váltakozó feszültség effektív értékének csak a 44%-át kapjuk.

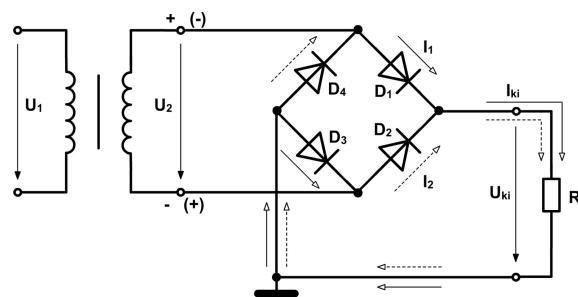
Az egyenirányítás hatékonyságát a kétutas egyenirányítóval növelhetjük. Ezek minden két félperiódust egyenirányítják. Két megoldás ismert. Az egyik csak középen megcsapolt szimmetrikus szekunder tekercssel rendelkező transzformátorral és két diódával valósítható meg

(4.12. ábra). A szimmetrikus szekunder tekercs 180 fokos fázisfordítása következtében a negatív félperiódust is egyenirányítja.



4.12. ábra. Kétutas egyenirányító két diódával

A másik megoldás négy diódával hídkapcsolású egyenirányítót alkot. Ez utóbbinál transzformátor nem szükséges. Ily módon a 230 voltos hálózati feszültséget akár közvetlenül is egyenirányíthatjuk (4.13. ábra)



4.13. ábra. Hídkapcsolású kétutas egyenirányító

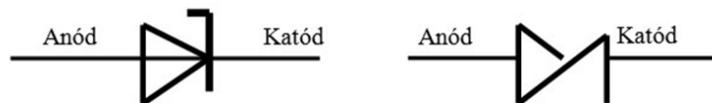
A kétutas egyenirányító által előállított egyenfeszültség középértéke duplája lesz a 4.2 reláció szerinti értéknek, vagyis:

$$U_k = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} U_M \sin \omega t dt = \frac{2U_M}{\pi} = \frac{U2\sqrt{2}}{\pi} \approx 0,89U \quad (4.3)$$

4.3. Zener diódák

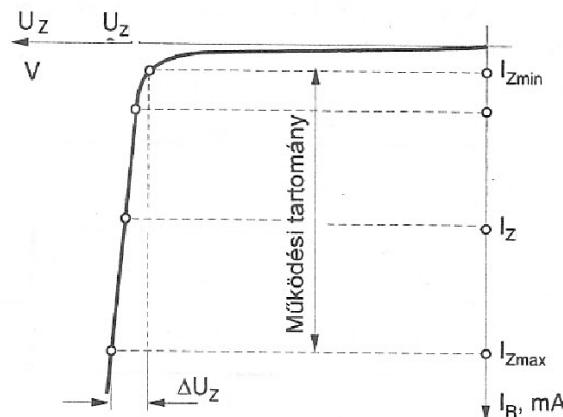
Különleges záróréteg tulajdonságokkal (alacsony letörési feszültség) rendelkező diódák, amelyek az inverz irányú letörési tartományt használják aktív tartományként. Az alacsony letörési feszültség

miatt a záróréteg nem sérül a letörési tartományban. Nyitó irányban ugyanúgy viselkednek, mint az egyenirányító diódák. Áramköri jelölései a 4.14. ábrán láthatóak.



4.14. ábra. A zener dióda áramköri jelölései

A zener dióda jelleggörbéje (4.15. ábra) alapján megállapítható, hogy a letörési tartományban a zener feszültség csak nagyon kismértékben, néhány tizedvoltot változik.



4.15. ábra. A zener dióda karakterisztikája

A 4.15. ábra szerinti jellemző értékek a következők:

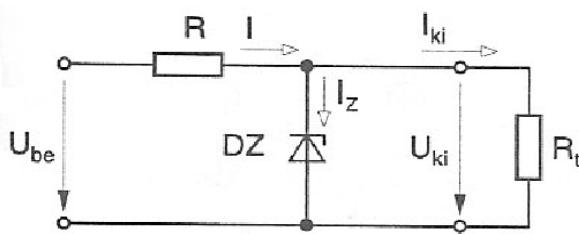
- Zener feszültség: U_Z
 - Zener áram: I_Z
 - Differenciál ellenállás: r_Z
 - Minimális Zener áram: I_{Zmin}
 - Maximális Zener áram: I_{Zmax} (kritikus érték)
 - Hőmérsékleti tényező: α_Z

Megjegyzés: A zener dióda működési tartománya a III. negyed, ahol valójában negatív értékek vannak, de mivel ez tekinthető az aktív tartománynak ezért az egyszerűség kedvéért pozitív értékekkel dolgozunk.

Ahhoz, hogy a zener dióda feszültség-stabilizátorként használható legyen, a munkapontját úgy kell megválasztani, hogy az a maximális és a minimális zeneráram intervallum középső tartományában legyen. A stabilizálás feltétele tehát:

$$I_{Zmin} < I_Z < I_{Zmax} \quad (4.4)$$

A 4.16. ábrán egy egyszerű stabilizátor áramkört láthatunk. Az a cél, hogy a kimenetre kapcsolt R_t ellenállásra jutó kimeneti feszültség ne változzon, ha valamilyen oknál fogva változik a bemeneti feszültség, vagy ha változik az R_t ellenállás értéke. A zenerrel sorba kapcsolt R ellenállás határozza meg a stabilizátor munkapontját a 4.4 szerint.



4.4. ábra. Egyszerű feszültség-stabilizátor

Fontosabb Zener feszültségértékek (Zener diódák): 4,7 V; 5,1 V; 5,6 V; 6,2 V; 6,8 V; 7,5 V; 9 V; 12 V; 15 V, és így tovább.

Feladat: Egy 6,8 V-os zener diódát 12 V feszültségről táplálunk. Határozzuk meg a sorosan kapcsolt ellenállás értékét úgy, hogy a zeneráram 32 mA legyen, ha a terhelő ellenállás értéke 820Ω (4.4. ábra)! Mekkora értékű lehet az a minimális terhelő ellenállás, amelynél még a stabilizáló hatás érvényesül, ha a minimális Zener áram 4 mA? Mekkora lehet a maximális bemeneti feszültség, ha a katalógus szerinti maximális zeneráram 80 mA?

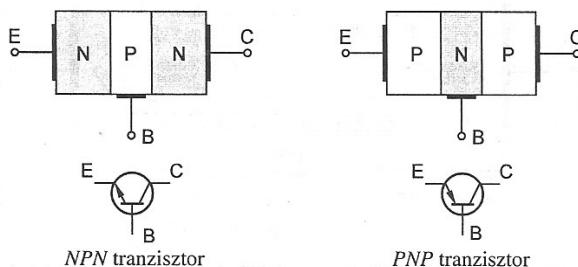
4.4. Bipoláris tranzisztorok

A tranzisztorokat az elektronika alapelemeinek tekinthetjük. Nélkülük ma nem léteznének integrált áramkörök, mikroprocesszorok, számítógépek, intelligens eszközök. A tranzisztorok képesek az elektromos jelek felerősítésére, kapcsolására, átalakítására. Több típusuk létezik, ezek közül a legelterjedtebbek a bipoláris illetve a térfelülrétegű tranzisztorok.

A bipoláris tranzisztorok háromrétegű félvezető eszközök, vagyis minden részét töltéshordozó (elektronok és lyukak) szerepet játszik a működésben. A három réteget két módon alakítják ki: *NPN* vagy *PNP* elrendezésben (4.5. ábra). Ennek megfelelően megkülönböztetünk, *NPN* illetve

PNP tranzisztorokat. Az NPN típusú tranzisztor esetében a többségi töltéshordozók az elektronok, míg a PNP típusúknál a lyukak. Három kivezetéssel rendelkeznek: emitter (E), bázis (B) és kollektor (C).

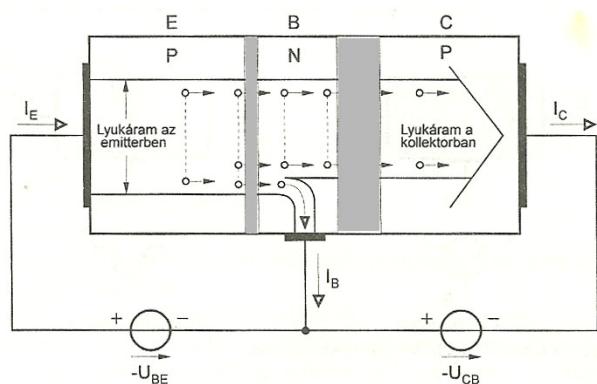
A három réteg között két záróréteg (PN-átmenet) alakul ki: *BE* és *BC*. Normál működés esetében a *BE* záróréteg direkt (nyitó irányú), míg a *BC* záróréteg inverz (záró irányú) feszültséget kap.



4.5. ábra. NPN, illetve PNP típusú tranzisztorok felépítése és áramkör jelölései

4.4.1. A bipoláris tranzisztorok működése

Tekintsük a 4.6. ábrán bemutatott PNP típusú tranzisztor! A tranzisztor kivezetései közé kapcsolt feszültséggenerátorok az előbbi fejezetben bemutatott normál működési elvnek megfelelő polarizálást biztosítják. (*BE* záróréteg direkt irányú, *BC* záróirányú előfeszítést kap; 4.6. ábra.)



4.6. ábra. A tranzisztor direkt irányú polarizálása

Amikor a *BE* feszültség meghaladja a zárófeszültséget (0,5 - 0,6 V), a bázis-emitter záróréteg kinyit, a lyukak a *P* típusú emitter rétegből szabadon áramlanak a gyengén szennyezett *N* típusú bázisrétegbe. Létrejön a bázisáram, és a lyukak által elárasztott bázisréteg megszűnteti *BC* záróréteg inverz polarizálását. Ennek következtében megindul a lyukak vándorlása emitter-kollektor irányban is. Vagyis létrejön a kollektor áram.

Megjegyzés: Az NPN típusú tranzisztor hasonlóan működik, azzal a különbséggel, hogy a BE és BC feszültségek ellenkező irányúak.

A tranzisztor áramai közötti alapösszefüggést Kirchhoff I. törvénye alapján a 4.5 reláció fejezi ki:

$$I_E = I_B + I_C; \quad I_B \ll I_C \quad (4.5)$$

Ahol: I_E – emitteráram, I_B – bázisáram és I_C – kollektoráram

A bipoláris tranzisztor legfontosabb jellemzője az *áramerősítési tényező* (β). Értékét rendszerint a gyártó megadja a tranzisztor katalógus adatai között. Ez az érték típustól függően nagyon eltérő lehet, a legtöbb esetben 100 és 500 között van.

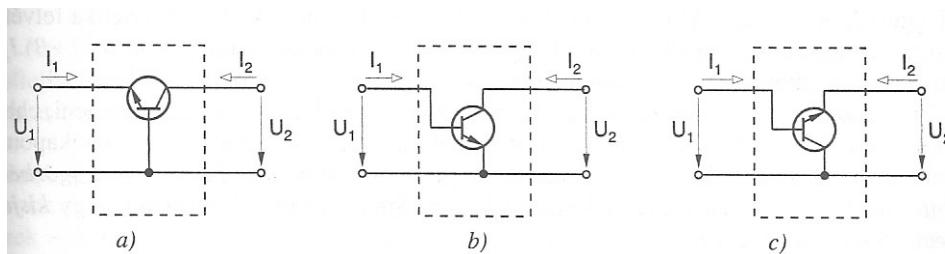
$$\beta = \frac{I_C}{I_B} \quad (4.6)$$

A 4.6 reláció alapján kijelenthető a bipoláris tranzisztor alapműködési elve, mely szerint *kismértékű bázisáram változás nagy kollektoráram változást idéz elő*, vagyis a bipoláris tranzisztor képes a gyenge villamos áramot felerősíteni.

A bipoláris tranzisztor jellemző feszültségértékei a következők: U_{BE} – bázis-emitter feszültség, U_{CE} – kollektor-emitter feszültség és U_{BC} – bázis-kollektor feszültség.

4.4.2. Alapkapsolások

Lévén, hogy a tranzisztor csak három kivezetéssel rendelkezik ahhoz, hogy négypólusként tudjuk kezelni, valamelyik kivezetését közössé kell tegyük, a bement és a kimenet között. Ennek megfelelően a gyakorlatban három kapcsolási módot különböztetünk meg: *közös bázis* (a), *közös emitter* (b) *közös kollektor* (c). Ezek a tranzisztor alapkapsolásai. Ezek láthatóak a 4.7. ábrán. Közülük a leggyakrabban a közös emitter kapcsolást használjuk.

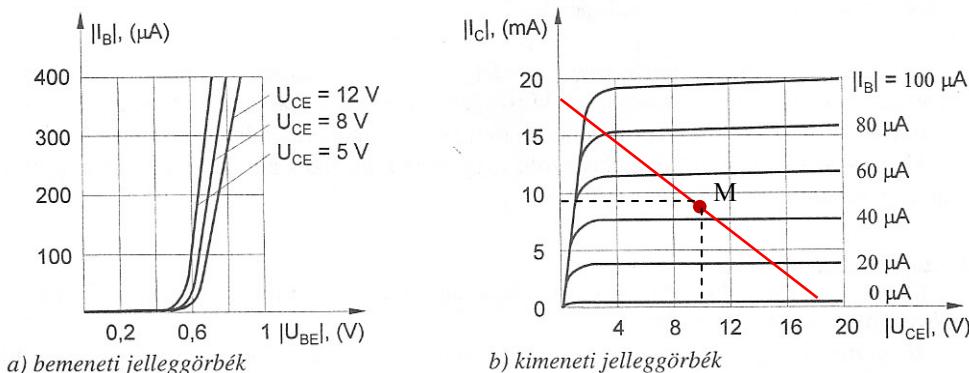


4.7. ábra. Alapkapsolások (forrás [4])

A tranzisztor fizikai működése mindenek között alapkapcsolásban azonos. Az egyes alapkapcsolásokban csak a tranzisztor a tranzisztor külső jellemzői változhatnak meg. A négypólusként ábrázolt tranzisztor egyértelműen jellemzhető a be- és kimeneti feszültségekkel és áramokkal. Ezek határozzák meg a tranzisztor karakteristikáit (jelleggörbét).

4.4.3. A bipoláris tranzisztor jelleggörbéi [4]

A négypólusként vizsgált tranzisztor az alapkapcsolástól függően két jelleggörbével, egy bemeneti és egy kimeneti karakteristikával jellemzhető. A továbbiakban csak az emitterkapcsolásban használt tranzisztor jelleggörbét tárgyaljuk. Ennek megfelelően a bemeneti mennyiségek az U_{BE} feszültség és az I_B bázisáram lesz, a bemeneti karakteristika pedig (4.8. a) ábra): $I_B = f(U_{BE})$, ha U_{CE} állandó. A kimeneti mennyiségek az U_{CE} feszültség és az I_C kollektoráram lesz, a kimeneti jelleggörbe pedig: (4.8. b) ábra): $I_C = f(U_{CE})$, ha I_B állandó.



4.8. ábra. A bipoláris tranzisztor jelleggörbéi (forrás [4])

Lévén, hogy a tranzisztor BE zárórétege úgy viselkedik, mint egy dióda, a bemeneti karakteristika is hasonló lesz. Különböző U_{CE} feszültségekre kismértékben eltérő görbékkel kapunk, de jellemzően az U_{BE} feszültség $0,6 - 0,7 \text{ V}$ között lesz. (Számítási feladatokban $0,6 \text{ V}$ -ot használunk.)

A kimeneti jelleggörbén a kollektoráram változását láthatjuk, különböző bázisáram értékek szerint. Jól látható, hogy a kollektoráram, az aktív tartományban nem függ (csak nagyon kis mértékben) az U_{CE} feszültségtől. A tranzisztor aktív tartománya alatt azt az esetet értjük, amikor a tranzisztor a 4.4.1. fejezetben tárgyalt normál működési állapotban van, azaz a BE záróréteg direkt polarizálást, a BC záróréteg pedig inverz polarizálást kap.

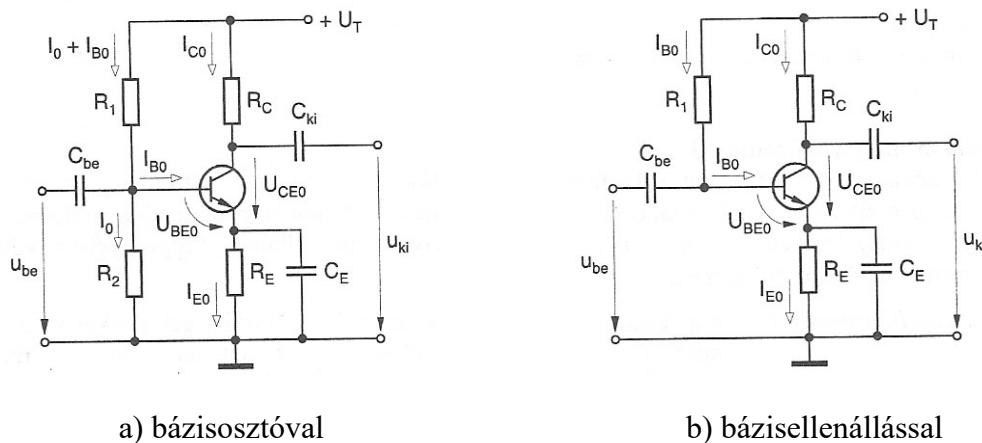
Az esetet, amikor a tranzisztor BC zárórétege is direkt irányú előfeszítést kap, *telítettségi állapotnak (szaturáció)* nevezzük. Ilyenkor a tranzisztor U_{CE} feszültsége lecsökken $0,2 \text{ V}$ alá és a

bázisáram növelésével a tranzisztor már nem képes növelni a kollektoráramot. Vagyis már nem érvényesül az áramerősítési tényezőre vonatkozó 4.6 reláció. Ez az állapot a kimeneti jelleggörbe bal oldali részén látható.

4.4.4. A bipoláris tranzisztor áramköri kapcsolása közös emitter módban

Ahhoz, hogy a tranzisztort a rendeltetésének megfelelően használni tudjuk, biztosítanunk kell a tranzisztor normál működéséhez szükséges feltételeket, vagyis a zárórétegek megfelelő polarizálását. Ezt hívjuk *munkapont-beállításnak*. Tulajdonképpen a tranzisztort körülvevő áramköri elemeket, rendszerint ellenállásokat kell megfelelő módon megválasztanunk a munkaponti értékeknek megfelelően. A 4.8. b) ábrán feltüntetett M munkaponthoz három érték tartozik: I_{B0} , I_{C0} és U_{CE0} . A munkapontot a munkegyenesen választjuk meg, lehetőleg úgy, hogy a közepen legyen. Ez azért szükséges, hogy a telítési és a blokkolási tartomány közötti részen a bázisáram változását minél nagyobb mértékben, szimmetrikusan, torzítás nélkül követni tudja.

A 4.9. ábrán a bipoláris tranzisztor két gyakorlatban is használt áramköri kapcsolása látható.



4.9. ábra. A bipoláris tranzisztor munkapont-beállítási áramkörei (forrás [4])

A feladat tulajdonképpen az, hogy a munkaponti értékeknek megfelelően (I_{B0} , I_{C0} , U_{CE0} ezeket ismerjük, mert mi választjuk meg.) határozzuk meg az ellenállások értékeit.

Az a) ábra szerint négy ellenállást kell meghatároznunk. Ehhez szükségünk van négy egyértelműen meghatározható egyenletre. Ezek közül kettőt azonnal felírhatunk. Egyiket a bemeneti áramkörben a feszültségesztő tételel alkalmazva, a másikat a kimeneten, Kirchhoff II. törvénye alapján. Ezek a következők:

$$\begin{aligned} U_T \frac{R_2}{R_1 + R_2} &= U_{BE0} + I_{E0} R_E \\ U_T &= I_{C0} R_C + U_{CE0} + I_{E0} R_E \end{aligned} \quad (4.7)$$

Még szükségünk van további két összefüggésre. Az 1.4.5. fejezetben leírtak alapján egy feszültségesztő terhelést úgy határozhatjuk meg, hogy az osztó árama jóval nagyobb legyen, mint a terhelés árama. Ezt alkalmazva az I_0 áramot az I_{B0} bázisáramhoz képest jóval nagyobbra választjuk (pl. $I_0 = 20I_B$), a bázisáramot pedig akár el is hanyagolhatjuk a számításokban ($I_0 + I_B \approx I_0$ és $I_{E0} \approx I_{C0}$). Így kapunk még egy összefüggést.

$$R_1 + R_2 \approx \frac{U_T}{20 \cdot I_B} \quad (4.8)$$

Még szükségünk van egy egyenletre. A kimeneti áramkörben az R_E ellenállás rendszerint néhány száz ohm értékű és az a feladata, hogy kicsit megemelje a tranzisztor bázisának potenciálját. Ennek megfelelően nem tévedünk, ha a tranzisztor kollektor potenciálját a táplálási feszültség felének vesszük, vagyis megvan a negyedik egyenlet:

$$U_C = U_{CE0} + I_{C0} \cdot R_E = \frac{U_T}{2} \quad (4.9)$$

A b) ábra szerint egyszerűbb a helyzet, mert csak három ellenállást kell meghatározni. Kettő itt is azonnal adott, egyik a bemeneti, a másik a kimeneti áramkörben.

$$\begin{aligned} R_1 &= \frac{U_T - U_{BE0} - I_{E0} R_E}{I_B} \\ U_T &= I_{C0} R_C + U_{CE0} + I_{E0} R_E \end{aligned} \quad (4.10)$$

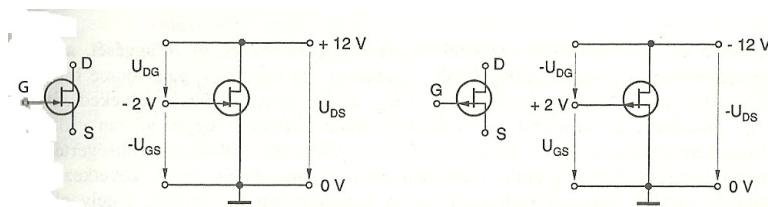
Harmadik egyenletként alkalmazhatjuk itt is a 4.9 relációt.

4.5. Unipoláris (térvézérlésű) tranzisztorok [4]

Azokat a tranzisztorokat, amelyeknek áramát csak egyfajta töltéshordozó (vagy elektron, vagy lyuk) biztosítja *unipoláris* vagy *térvézérlésű* tranzisztoroknak nevezzük. Szokás még a rövidített elnevezésüket használni: *FET* (*Field Effect Transistor*). Működési elve egy félvezető csatorna (N vagy P típusú) vezetőképességének változtatásán alapszik külső elektromos tér segítségével. Az elektromos teret a kapuelektródára kapcsolt elektromos potenciál hozza létre. A kapuelektróda felépítése szerint megkülönböztetünk záróréteges (*JFET*) és szigetelt kapuelektródás (*MOSFET*) típusú tranzisztorokat.

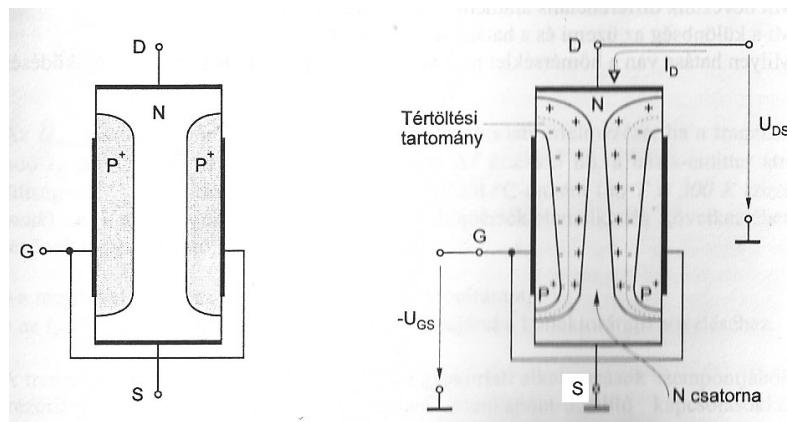
4.5.1. JFET tranzisztorok

JFET tranzisztorokat N és P csatornás változatban is készítenek. Működésük teljesen azonos, ezért csak az egyik típusú, a gyakrabban használt N csatornás változatot tárgyaljuk. Azért ez a gyakoribb, mert ezt pozitív táplálási feszültségnél használják. Három kivezetésük van: **G** – gate (kapu), **D** – drain (nyelő), **S** – source (forrás). Áramkör jelölésük a 4.10. ábrán látható.



4.10. ábra. A JFET tranzisztorok rajzjelei és feszültségei (forrás [4])

A 4.11. ábrán látható N csatornás JFET tranzisztor csatornáját alkotó gyengén szennyezett N típusú félvezető két oldalán igen erősen szennyezett P^+ szigeteket hoznak létre. Ezeket kivezetésekkel látják el és még a tokozaton belül összekötik egymással. Ez lesz a vezérlőelektróda (**G**). Az N típusú félvezető hosszanti végeit szintén kivezetésekkel látják el. A kaputól távolabbi kivezetés a *drain* (**D**), míg a kapuhoz közelebbi a *source* (**S**) lesz. (A kapuelektróda szigetek nem szimmetrikusan helyezkednek el a D és S között.)



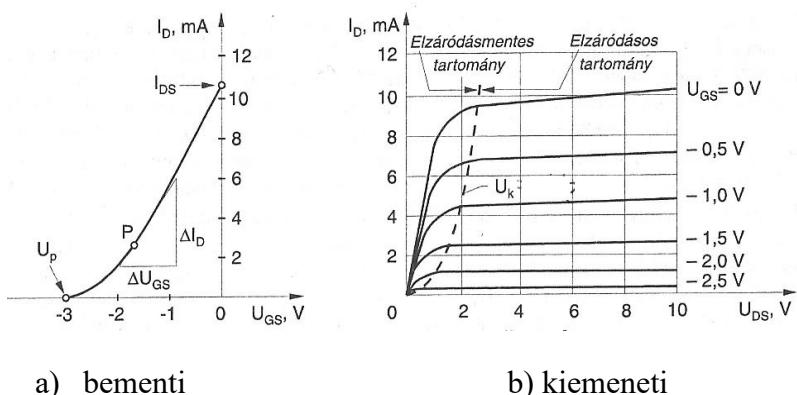
4.11. ábra. A JFET tranzisztor felépítése és működési elve (forrás [4])

Működése: $U_{DS} > 0$, vagyis pozitív feszültséget kapcsolunk a tranzisztor **D** és **S** kivezetéseire. Feltételezzük, hogy a kapura még nem kapcsolunk semmilyen feszültséget ($U_G = 0 \text{ V}$). A csatorna ekkor a két PN átmenet záróirányú polarizálását kapja, de a csatorna ekkor lesz a legszélesebb, vagyis az I_D áram ekkor lesz a legnagyobb. (A kialakult PN átmeneti réteg formája azért nem szimmetrikus, mert egyrészről a kapu sem helyezkedik el szimmetrikusan a DS között, másrészről a

drain sokkal pozitívabb, mint a source.) Ha kapura $U_G < 0$ V negatív feszültséget kapcsolunk a csatorna szélessége szűkülni fog, mert a PN záróréteg szélesedik. A draináram csökkeni fog, míg egy adott értéknél (U_P küszöbérték) teljesen lezár. Ez az érték tipikusan $U_P = -1,5$ V ÷ -4,5 V közötti érték. A gyártó rendszerint megadja a katalógus adatok között.

Összegezve az eddigieket kijelenthetjük, hogy a draináram változását a kapura kapcsolt potenciálváltozás idézi elő. Gyakorlatilag nincs bementi áram ($I_G = 0$), ami azt jelenti, hogy a kimeneti áramváltozás energia bevitel nélkül valósul meg. Ez azt eredményezi, hogy a FET típusú áramkörök teljesítményfelvétele nagyon kicsi lesz. Ez jelentős különbség a bipoláris tranzisztorokkal szemben, ahol a kollektoráram változását a bázisáram változása idézte elő. Itt értelemszerűen nagyságrendekkel nagyobb energia felvétel szükséges.

A JFET tranzisztor működése a 4.12. ábrán látható jelleggörbék alapján is leírható.



4.12. ábra. A JFET tranzisztor karakteristikái (forrás [4])

A bementi jelleggörbe nem lineáris, mert a 4.11 másodfokú egyenlet írja le, de bizonyos szakasza lineárisnak tekinthető. Itt szokás felvenni a munkapontot (P).

$$I_D = I_{DS} \cdot \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2 \quad (4.11)$$

Ahol I_{DS} a draináram csúcsértéke $U_{GS} = 0$ V-nál, U_P pedig a kúszöbfeszültség.

A JFET tranzisztor legfontosabb jellemzője a meredekség (S), amely szintén a bemeneti karakterisztika alapján határozható meg (4.12). Ez mutatja, hogy adott U_{GS} feszültség változás milyen I_D draináram változást idéz elő. (Olyan fontosságú, mint a bipoláris tranzisztoroknál a β .) Mértékegysége a mA/V vagy a mS (milliSiemens). Jellemző értéke: 5 – 10 mA/V.

$$S = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \quad (4.12)$$

A kimeneti karakterisztikát, ha megnézzük, láthatjuk, hogy teljesen hasonló jellegű, mint a bipoláris tranzisztoré. Ebből az következik, hogy gyakorlatilag ugyanazok a feladatok bizonyos körülmények között JFET tranzisztorokkal is megvalósíthatóak. A karakterisztikán két tartományt különböztetünk meg:

- a) *Elzáródás mentes* tartomány, ahol $U_{DS} \leq U_k$ és az I_D arányosan növekszik az U_{DS} -el. (ez megfelel a bipoláris tranzisztor telítődési tartományának);
- b) *Elzáródásos* tartomány: $U_{DS} \geq U_k$ és az I_D nem függ U_{DS} -től.

Ugyancsak a kimeneti karakterisztikából lehet meghatározni a JFET kimeneti differenciál ellenállását (4.13), amelynek tipikus értéke $80 - 100 \text{ k}\Omega$ között van.

$$r_{DS} = \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D} \quad (4.13)$$

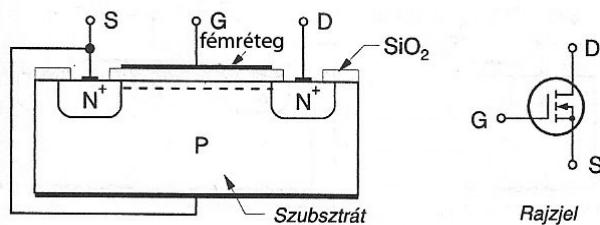
A JFET tranzisztor bemeneti ellenállása nagyon nagy ($r_{GS} = 10^{10} - 10^{14} \Omega$), mivel a bemeneti áram is nagyon kicsi ($I_{G0} < 5 \text{ nA}$) mert csak nagyon kisszámú kisebbségi töltéshordozó határozza meg. Egyéb határérték jellegű mennyiségek: $U_{DSmax} = 30 \text{ V}$, $U_{GSmax} = -20 \text{ V}$, $I_{Dmax} = 25 \text{ mA}$, $P_{totmax} = 300 \text{ mW}$

4.5.2. MOSFET tranzisztorok (Metal-Oxid-Semiconductor)

A MOSFET tranzisztorok elnevezésüket a szerkezeti felépítésükről kapták, mert jelen van bennük fémréteg, oxidréteg és félvezetőréteg is. Két típusuk ismert: a *növekményes* (önzáró) és a *kiürítéses* (önvezető). Mindkettőből van P és N csatornás is.

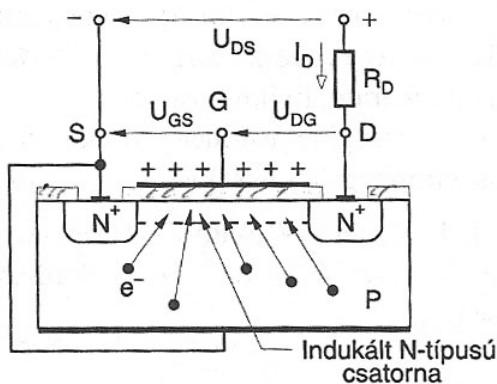
***N* csatornás növekményes MOSFET**

Felépítését tekintve gyengén szennyezett P típusú szubsztrát rétegből indulnak ki, amelybe két helyen erősen szennyezett N^+ szigetet alakítanak ki. Ezeket D (Drain) és S (Source) csatlakozókkal látják el. A szubsztrátot még a tokon belül összekötik az source-al. A két sziget közötti részen a szubsztrátot jól szigetelő SiO_2 (szilíciumdioxid) réteggel vonják be, majd erre fémréteget visznek fel. Ez lesz a G (Gate) kivezetés. Felépítése és rajzjele a 4.13. ábrán látható.



4.13. ábra. Az N csatornás növekményes MOSFET tranzisztor szerkezete és rajzjele (forrás [4])

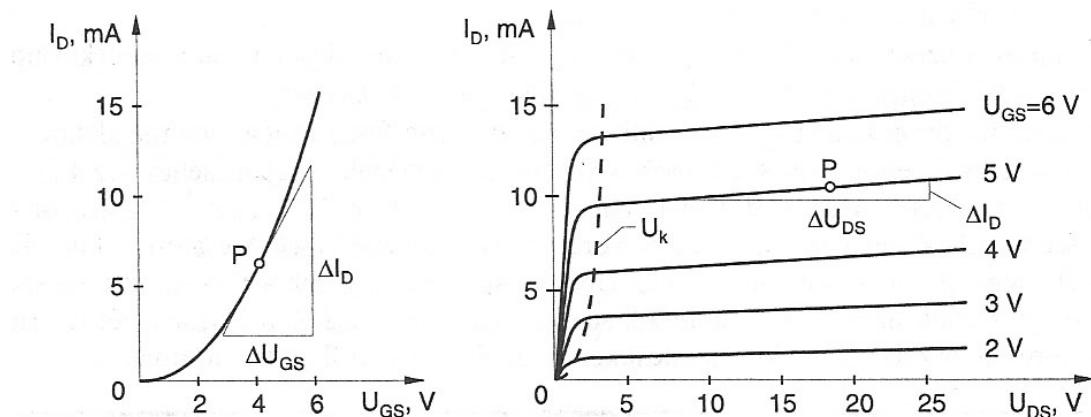
Működése: Ha a kapu (G) elektróda szabadon van (nem kapcsolunk rá feszültséget), bármilyen polaritású feszültséget is kapcsolunk a D és S-re a tranzisztor zárva marad. Vagyis, ha $U_{GS} = 0$, draináram sincs, $I_D = 0$. Ha viszont a G-re pozitív feszültséget kapcsolunk, a keletkező elektromos tér hatására a szubsztrátban lévő kisebbségi töltéshordozók vagyis az elektronok a gate irányába vándorolnak és egy *N típusú csatornát indukálnak* a D és S között. Áram jön létre a D-S között, amely arányos lesz az U_{GS} feszültséggel (4.14. ábra).



4.14. ábra. Az N típusú csatorna képződése a pozitív U_{GS} feszültség hatására (forrás [4])

Mivel a vezérlést elektromos tér hozza létra, az I_G áram gyakorlatilag nulla, vagyis ebben az esetben is teljesítményfelvétel nélkül tudjuk a draináramot vezérelni.

Jelleggörbéje a 4.15. ábrán látható. Észrevehetjük, hogy a bemeneti karakterisztika abban különbözik a JFET tranzisztorétől, hogy az U_{GS} feszültség ebben az esetben pozitív. Kimeneti karakterisztikája pedig szinte azonos.

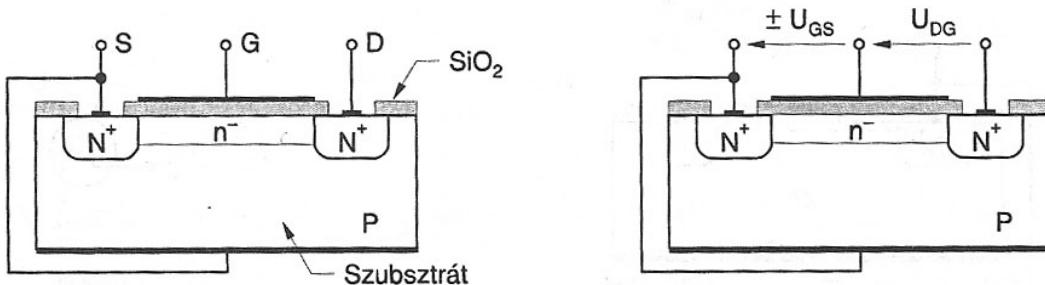


4.15. ábra. Az N csatornás növekményes MOSFET jelleggörbéi (forrás [4])

N csatornás kiürítéses MOSFET

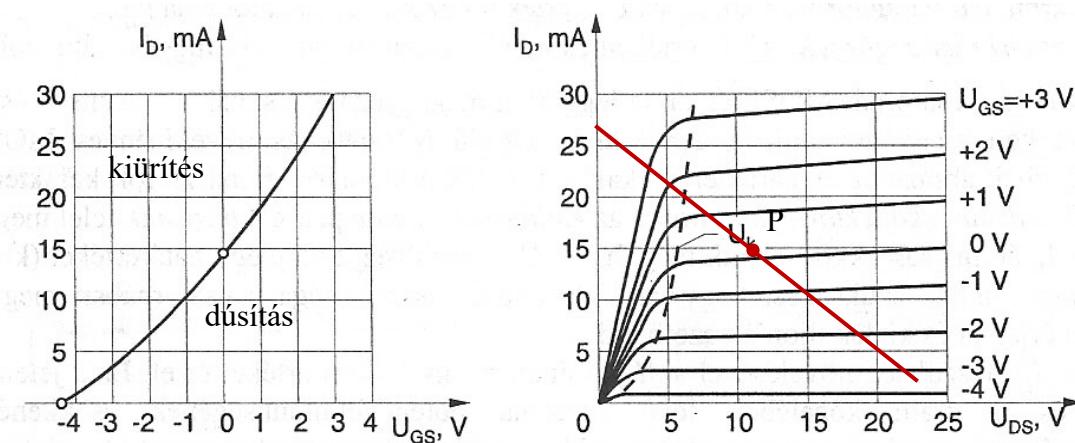
Kialakítása hasonló az előzőhez, csak itt SiO_2 réteg alá már gyártáskor kialakítanak egy vékony, gyengén szennyezett N. Ekkor, ha pozitív feszültséget kapcsolunk a drain és a source kivezetésekre a D-S között áram jön létre, akkor is, ha a gate-re semmilyen feszültséget sem kapcsolunk (4.16. ábra). Vezérlése mind pozitív, mind negatív G feszültséggel lehetséges. Ennek megfelelően két üzemmódban működhet:

- dúsításos ($U_{GS} > 0$; növekszik a draináram);
- kiürítéses ($U_{GS} < 0$; csökken a draináram).



4.16. ábra. Az N csatornás kiürítéses MOSFET felépítése (forrás [4])

Az N csatornás kiürítéses MOSFET tranzisztor jelleggörbéje a 4.17. ábrán látható.



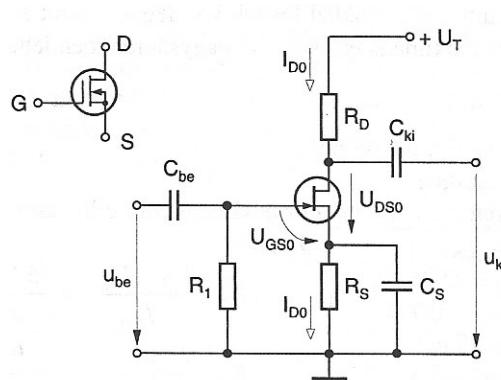
4.17. ábra. Az N csatornás kiürítéses MOSFET tranzisztor jelleggörbéje (forrás [4])

4.5.3. A tervezérlésű tranzisztorok munkapont- beállítása

Akárcsak a bipoláris tranzisztoroknál a tervezérlésű tranzisztorok munkapontját is áramköri elemekkel, vagyis ellenállások megfelelő megválasztásával állítjuk be. A munkaponti értékek ebben az esetben az U_{GS0} , I_{D0} és U_{DS0} értékek lesznek. Az U_{GS0} értéket célszerű a FET tranzisztor bemeneti karakteristikájának lineáris szakaszán felvenni. (Lásd például a 4.12., 4.15. vagy 4.17. ábrát!)

A kapott I_{D0} értékkel a kimeneti karakterisztika munkaegyenesének közepén felvett munkapont alapján meghatározható a helyes U_{DS0} feszültség (Pl. 4.17. ábra).

A leggyakoribb FET tranzisztoros kapcsolási rajz a 4.18. ábrán látható.



4.18. ábra. A FET tranzisztoros áramkörök munkapont-beállítása

A 4.11 relációt felhasználva meghatározhatjuk az U_{GS0} feszültséget, ha ismerjük az U_P küszöbfeszültséget és az I_{DS} áramértéket. (Ezeket a katalógus megadja, az I_{D0} -t pedig mi határozzuk meg.)

$$U_{GS0} = U_p \left(1 - \sqrt{\frac{I_{D0}}{I_{DS}}}\right) \quad (4.14)$$

A 4.14 segítségével kiszámítható az R_S ellenállás értéke:

$$R_S = \frac{|U_{GS0}|}{I_{D0}} = \frac{|U_p|}{I_{D0}} \cdot \left(1 - \sqrt{\frac{I_{D0}}{I_{DS}}}\right) \quad (4.15)$$

A kimeneti áramköri részben alkalmazzuk Kirchhoff II. törvényét, amelynek segítségével kiszámítható az R_D ellenállás.

$$\begin{aligned} U_T &= U_{DS0} + I_{D0} \cdot (R_D + R_S); \\ R_D &= \frac{U_T - U_{DS0}}{I_{D0}} - R_S \end{aligned} \quad (4.16)$$

Az R_1 gate ellenállást $1 \div 10 M\Omega$ nagyságúra választhatjuk. Nem kritikus érték, de szükséges az áramkör működéséhez.

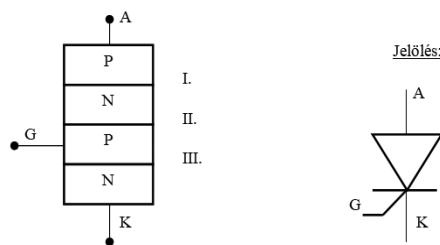
Feladat: Határozzuk meg a fenti JFET áramkör munkapont-beállító elemeit (R_D , R_S , R_1), ha: $U_T = 18V$; $U_{DS0} = 9V$; $I_{DS0} = 2mA$; $I_{DS} = 10mA$; $U_p = -3V$!

4.6. Négyrétegű félvezetők

Négyrétegű félvezető elemeket rendszerint nagyteljesítményű, főleg az ipari elektronikában használatos alkatrészeknél alkalmaznak. Ezek közül ebben a tananyagban a leggyakrabban használt elemeket, a *tirisztort* és a *triakot* fogjuk bemutatni.

4.6.1. Tirisztorok

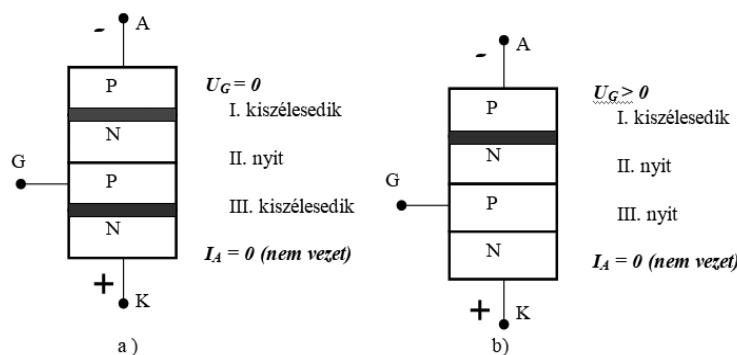
A tirisztor felépítését tekintve négy félvezető rétegből áll: *P-N-P-N* félvezető rétegek, közöttük három záróréteg alakul ki, amelyeket római számokkal jelöltünk (I.; II.; III.). Három kivezetésük van: *anód* (*A*), *katód* (*K*) és *kapu* (*G*). Az anód és a katód a két szélső réteg a P illetve az N típusú félvezetők kivezetései. A kapu a vezérlőelektróda. A legtöbb esetben a kaput a katóddal szomszédos P rétegnél vezetik ki. Ezeket *katódvezérlésű* tirisztoroknak nevezik és pozitív gyújtófeszültséggel működik. Létezik *anódvezérlésű* tirisztor is, amelynél a kapu az anódhoz közeli N típusú félvezető kivezetése és negatív gyújtófeszültséggel működik. Felépítését és áramköri jelölését a 4.19. ábrán láthatjuk.



4.19. ábra. A tirisztor szerkezete és rajzjele

Működését két eset szerint vizsgáljuk: amikor az A-K feszültség negatív, és amikor az A-K feszültség pozitív előjelű.

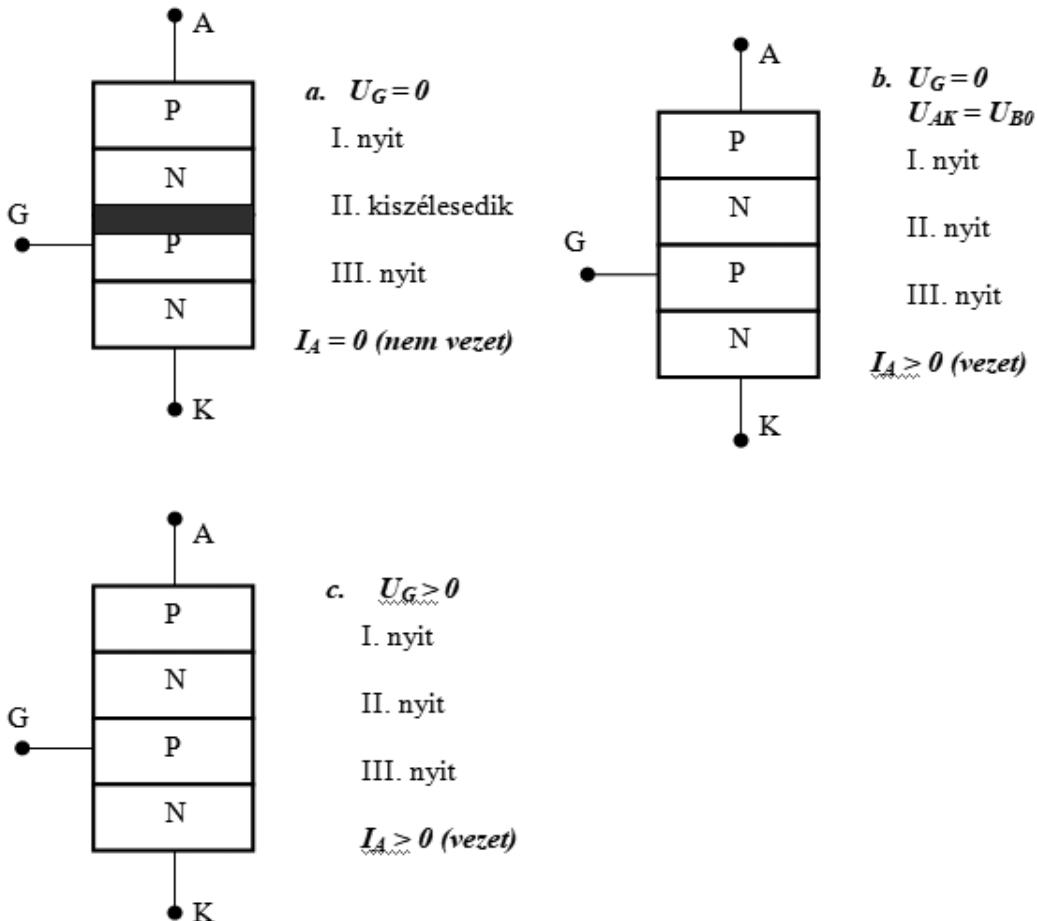
1) $U_{AK} < 0$ (negatív)



4.20. ábra. A zárórétegek viselkedése negatív anódfeszültségnél

Negatív anódfeszültségnél két eset lehetséges: a) amikor a kapura nem kapcsolunk feszültséget, és b) amikor jelen van a gyújtófeszültség (4.20. ábra). Gyújtófeszültség hiányában láthatjuk az a) ábrán, hogy a három záróréteg közül kettő (I. és III.) kiszélesedik, vagyis anódáram nem jöhet létre. A tirisztor nem vezet. A b) ábrán a kapura kapcsolt pozitív feszültség hatására a III. záróréteg is nyit, de még mindig marad egy a I.-es, amely kiszélesedik, így ebben az esetben sem vezet a tirisztor. Összefoglalva: *negatív anódfeszültség esetében a tirisztor semmilyen körielmények között sem tudjuk gyújtani.*

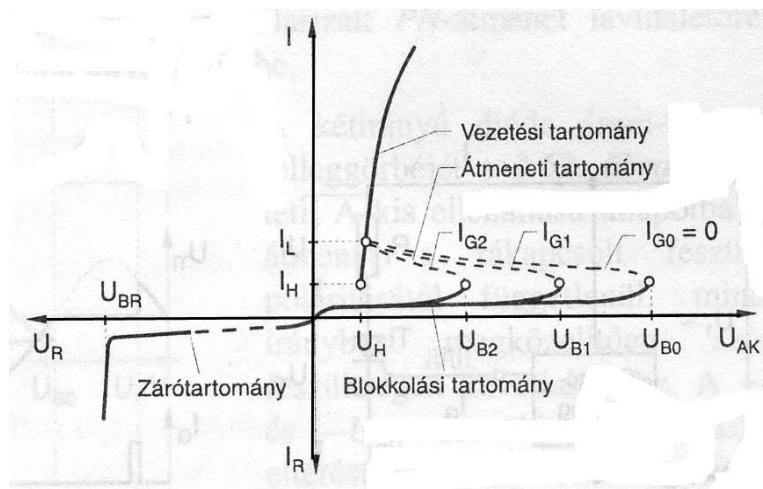
2) $U_{AK} > 0$ (pozitív)



4.21. ábra. A zárórétegek viselkedése pozitív anódfeszültségnél.

Pozitív anódfeszültségnél három esetet kell vizsgálnunk (4.21. ábra). Az a. esetben a kapura nem kapcsolunk feszültséget. A három záróréteg közül az I. és III. kinyit, a II. kiszélesedik. Anódáram nem jön létre. A b. esetben a kapura továbbra sem kapcsolunk feszültséget, de az anódfeszültséget megnöveljük az U_{B0} un. billenési feszültég értékére. Ez rendszerint több száz volt értékű. Ez a feszültségérték képes legyőzni a II. záróréteget és a tirisztor kinyit, az anódáram hirtelen megnövekszik. Tehát a tirisztor vezet. Ez az esetet azonban a gyakorlatban nem szokás használni, mert ez a billenési feszültség elég nagy értékű, a gyújtás pedig nehezen kivitelezhető. A c. esetben a kapura kapcsolt gyújtófeszültség hatására a tirisztor már alacsonyabb anód-katód feszültségnél is nyitható. Ez lesz tehát a normál működési tartomány.

A fentebb leírtak alapján a tirisztor jellegzetes karakterisztikája (4.22. ábra) is megmagyarázható.



4.22. A tirisztor jelleggörbéje (forrás [4])

Láthattuk, hogy a zárótartományban a tirisztor nem nyitható. Néhány jellemző értékre viszont nem árt, ha figyelünk. Ilyen például az U_R letörési feszültség, amely kritikus érték, ezt nem szabad túllépni, mert akárcsak a félvezető diódánál itt is a zárórétegek károsodást szenvedhetnek. Ez rendszerint több száz volt fölötti érték szokott lenni. Egy másik ilyen érték az U_{RM} , amely rövid ideig tartó, ismételhető negatív csúcs zárfeszültség. Ez periodikusan ismétlődő, de rövid ideig tartó feszültség, amely nem károsítja a tirisztorat.

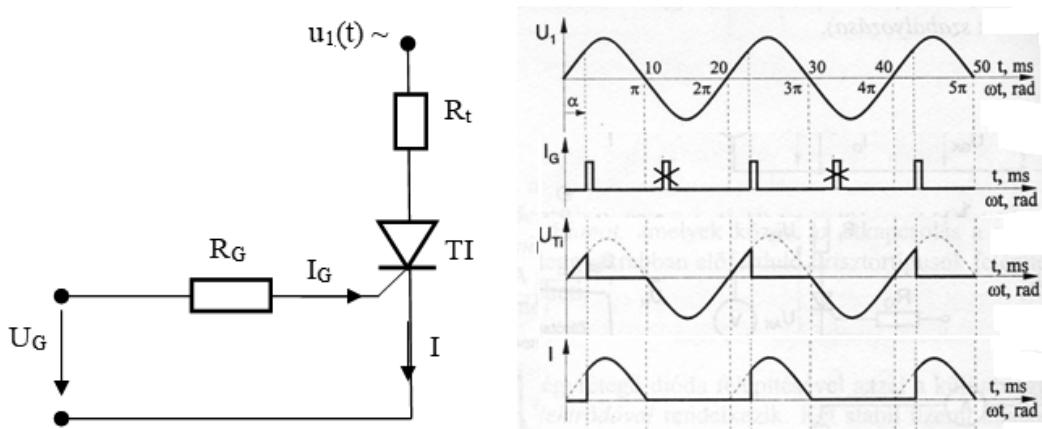
A blokkolási tartományban a tirisztor addig marad, ameddig meg nem jelenik a gyújtófeszültség (U_G). Ennek hatására létre jön a gyújtóáram (I_G), amely a tirisztorot a vezetési tartományba segíti. Ebben az állapotban a tirisztor belső ellenállása lecsökken, az anódáram megnő és az anódfeszültség pedig az U_H tartófeszültség értékére csökken. Ez legfeljebb néhány volt nagyságrendű lehet. Miután a tirisztor a vezetési tartományba kerül, a kapuból már nem lehet semmilyen hatást gyakorolni rá. Ezért a gyújtáshoz elegendő egy rövid idei tartó, de megfelelő nagyságú feszültségimpulzus. A tirisztor kioltani csak úgy lehet, ha az anódáramot lecsökkentjük az I_H fenntartási áramérték alá. Ez néhány milliamper nagyságrendű.

Összefoglalva: A tirisztor megfelelő polaritású anód-katód feszültség mellett, akár rövid ideig tartó gyújtófeszültséggel vezetési (nyitott) állapotba hozható. Kioltása kapufeszültséggel nem lehetséges. A tirisztor kioltása csak akkor lehetséges, ha az anódáramot lecsökkentjük a fenntartási áram értéke alá.

4.6.2. A tirisztor alkalmazási területe

Láthattuk, hogy a tirisztort egyenáramú áramkörben nem nagyon használhatjuk, mert nehezen lenne megoldható a kioltása. Váltakozó feszültségű táplálást alkalmazva viszont az anódáram, minden periódus alatt kétszer is nulla értéket vesz fel. Viszont a tirisztoron áthaladó áram mindig csak egyirányú lehet. Ebből következik, hogy a tirisztort leggyakrabban nagyteljesítményű, vezérelt egyenirányítóként használják. Ezt főleg az egyenáramú motorhajtásoknál alkalmazzák.

A 4.23. ábrán egy vezérelt egyenirányító áramköri rajzát és a különböző feszültségek és az anódáramot láthatjuk.



4.23. ábra. Tirisztoros vezérelt egyenirányító

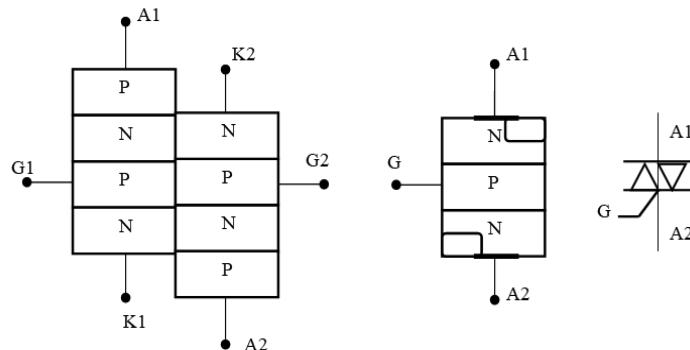
A 4.23. ábrán jól látható, hogy a tirisztor működésére csak a pozitív félperiódus alatt érkező impulzusok hatnak. Ilyenkor a tirisztor kinyit, rajta a feszültség lecsökken, a fogyasztón áthaladó áram pedig követi a táplálási feszültség formáját. Belátható, hogyha az α gyújtási szöget változtatjuk, akkor a fogyasztón áthaladó áram középtéréke is változni fog. Lévén, hogy a tirisztor csak a tartófeszültségnél nagyobb anódfeszültségeknél nyitható, ezért bevezették a minimális és a maximális gyújtási szöget. Ennél az értéknél, már növekedett annyit az anódfeszültség, hogy a tirisztor biztonságosan gyújtható legyen. Ennek értelmében: $\alpha = 30^\circ$ minimális gyújtási szögnél az anódáram maximális, míg $\alpha = 150^\circ$ maximális gyújtási szögnél az anódáram minimális lesz.

4.6.3. Triakok (kétirányú tirisztordióda)

A triak egy kétirányú, vezérelhető félvezető kapcsolóeszköz, amely úgy működik, mint két ellenpárhuzamosan kapcsolt, közös vezérlőelektródával rendelkező tirisztor egy tokozaton belül. A triak vezérlőelektródáján keresztül a váltakozó áram minden félperiódusában vezérelhető. De

figyelem! Nem minden félperiódust egyenirányítja! A triak nem egyenirányító, mert minden félperiódusban vezeti az áramot!

A 4.24. ábrán a triak szerkezetét és szabványos áramkörje jelét láthatjuk.



4.24. A triak szerkezete és rajzjele

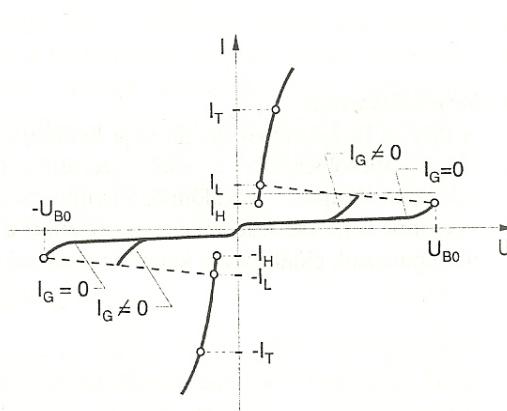
Az ellenpárhuzamos kapcsolásból adódóan, az anódok a katóddokkal kapcsolódik össze, ezért ebben a helyzetben nem beszélhetünk egyértelműen anódról és katódról, ezért a triaknak két anódja van, A1 és A2, valamint a kapu (G).

Ismervén a PN zárórétegek működését, beláthatjuk, hogy a váltakozó feszültségre kapcsolt triak csak akkor fogja vezetni az áramot, ha nem kap gyújtást. minden más esetben, akár pozitív, akár negatív gyújtófeszültség hatására vezetni fogja az áramot. A négy meghatározó esetet a 4.1. táblázatban látható.

4.1. táblázat

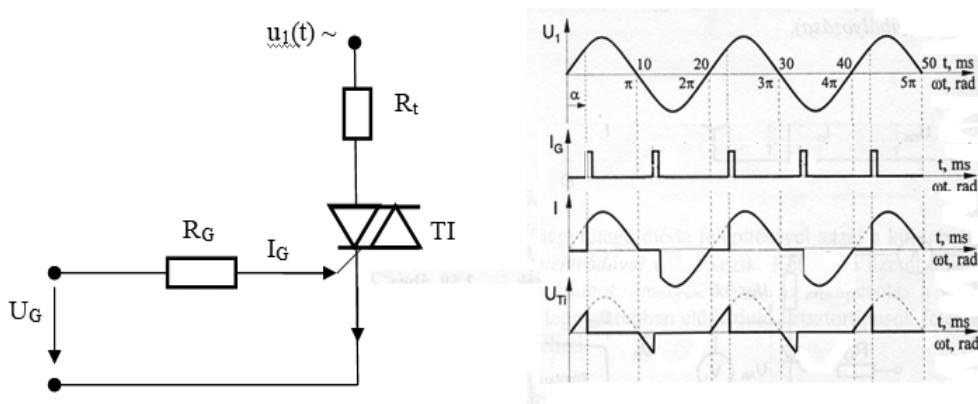
1) $U_{A1A2} > 0$	2) $U_{A1A2} > 0$	3) $U_{A1A2} < 0$	4) $U_{A1A2} < 0$
$U_G > 0$	$U_G < 0$	$U_G > 0$	$U_G < 0$
$I_A > 0$ (vezet)	$I_A > 0$ (vezet)	$I_A < 0$ (vezet)	$I_A < 0$ (vezet)

A leírtak alapján a triak jelleggörbéje a 4.25. ábrán látható.



4.25. ábra. A triak jelleggörbéje (forrás [4])

A karakterisztikából egyértelműen látható, hogy a begyújtott triak minden két irányban vezeti az áramot, viszont a gyújtási szögtől függően a triakon áthaladó áram effektív értéke változni fog. Ebből következik, hogy a triakot a legtöbb esetben váltakozó áramú teljesítményszabályozóként használják. Egy ilyen áramkört láthatunk a 4.26. ábrán.



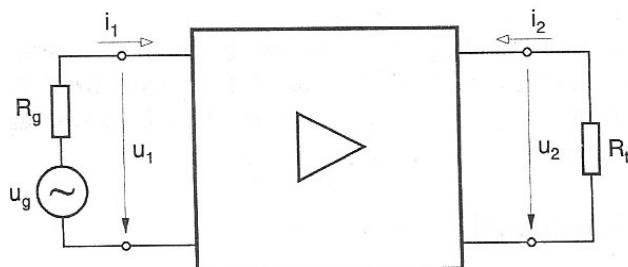
4.26. ábra. Váltakozó áramú teljesítményszabályozó

Nem nehéz belátni, hogy az α gyújtási szög változtatásával, a trikon áthaladó áram effektív értéke változik, mert változik a félhullámok kitöltése. A trikon áthaladó áram váltakozó áram, tehát a triak nem egyenirányít! Akárcsak a tirisztorral, itt is $\alpha = 30^\circ$ minimális gyújtási szögnél az anódáram maximális, míg $\alpha = 150^\circ$ maximális gyújtási szögnél az anódáram minimális lesz.

5. ELEKTRONIKUS ERŐSÍTŐK

A villamos jelek nagyon sok esetben olyan alacsony jelszintet képviselnek, hogy az általuk hordozott információ nem használható. Ezért ezeket a jeleket fel kell erősíteni. Azokat az elektronikus kapcsolásokat, amelyekkel egy jel felerősítését lehet megvalósítani **erősítőknek** nevezzük. Aktív *négypólusként* értelmezzük őket, amelyek kimenetén a bementére kapcsolt villamos jel megegyező formájú, de teljesítményében (feszültség, áram) felerősített villamos jele (5.1. ábra).

Alapját bipoláris vagy tervezérlésű tranzisztorok vagy műveleti erősítők képezik. Az aktív elemek mellett, a megfelelő működés biztosítása érdekében szükséges még passzív elemek, ellenállások és kondenzátorok használatára.



5.1. ábra. Az erősítő, mint aktív négypólus (*forrás [4]*)

Osztályozása a jel típusa illetve a hullámforma alapján történik. Ennek megfelelően megkülönböztetünk:

- egyenfeszültségű erősítő
- váltakozó feszültségű erősítő: - szélessávú erősítő
 - hangolt vagy szelektív erősítő

Az erősítőkkel szemben alapvető követelmény, hogy az erősítés során a jelek alakja lehetőleg ne változzon. Abban az esetben, ha a bemeneti és kimeneti jel időfüggvénye különbözik, az erősítő

torzít. A torzítás mértéke a *k torzítási tényező*, amely az eredet jelhez viszonyított, százalékban kifejezett mennyiségeg. Jó minőségű erősítők esetében ez az érték. $k = 0,01 - 1\%$.

5.1. Az erősítők jellemzői

1. Feszültségerősítés: $A_u = \frac{U_2}{U_1}$; abszolút értékben kifejezve.

Attól függően, hogy a kimeneti és bemeneti feszültségek, hogyan viszonyulnak egymáshoz, három eset lehetséges:

- | | | |
|---------------|-------------|---------------------------|
| $U_2 > U_I$; | $A_u > I$; | - erősítő (amplifikátor) |
| $U_2 = U_I$; | $A_u = I$; | - ismétlő (repeater) |
| $U_2 < U_I$; | $A_u < I$; | - csillapító (attenuátor) |

Ezzel csak az a probléma, hogy egyszer nincs mértékegysége, márpedig minden valamire való fizikai mennyiségnak van mértékegysége, másrész pedig amikor nincs erősítés nulla kellene legyen nem 1. A megoldás a mértékegység bevezetése, mégpedig a *decibel [dB]*. Ennek megfelelően a feszültségerősítésnél használatos kifejezés a következő:

$$A_{u[dB]} = 20 \lg \frac{U_2}{U_I} \quad (5.1)$$

Hasonló módon kifejezhető:

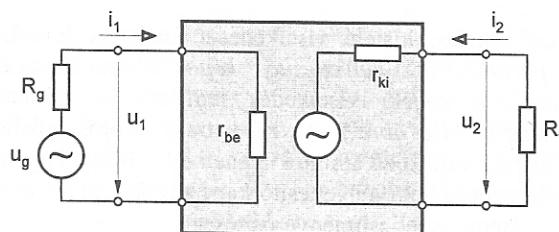
2. Áramerősítés: $A_i = \frac{I_2}{I_I}$; decibelben: $A_{i[dB]} = 20 \lg \frac{I_2}{I_I}$

3. Teljesítményerősítés: $A_p = \frac{P_2}{P_I} = \frac{U_2}{U_I} \frac{I_2}{I_I} = A_u A_i$, decibelben: $A_{p[dB]} = 10 \lg \frac{P_2}{P_I}$

4. Az erősítés fázisa: φ ; kifejezi a kimeneti jel fázisviszonyát a bemeneti jelhez képest. Ez páratlan fokozatú erősítőnél a legtöbb esetben: $\varphi = 180^\circ$. Páros számú fokozat esetében pedig 360° , azaz 0° . Vagyis minden egyes erősítőfokozat 180° fázisfordítást végez.

5. Bemeneti, kimeneti ellenállás (impedancia): kifejezi a bement, illetve a kimenet felől látott ellenállás mértékét. Ezeket nagyon fontos ismerni az erősítőknél. A legtöbb esetben az a jó, ha az erősítő bementi ellenállása nagy a kimeneti ellenállása pedig kicsi.

Tekintsük a következő erősítő általános négpólusú formáját, feltüntetve a bementi és kimeneti ellenállásokat! (5.2. ábra)



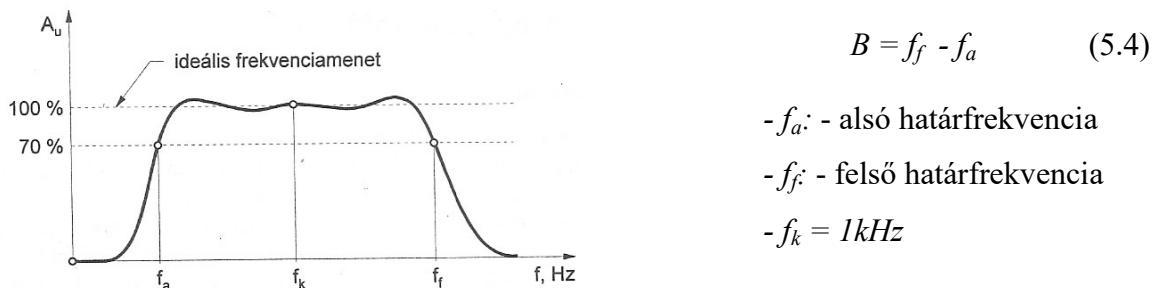
5.2. ábra. Egy erősítő általános felépítése (forrás [4])

Meghatározás szerint: a bemeneti ellenállás: $r_{be} = \frac{U_1}{I_1}$ (5.2)

a kimeneti ellenállás pedig: $r_{ki} = \frac{U_2}{I_2}$ (5.3)

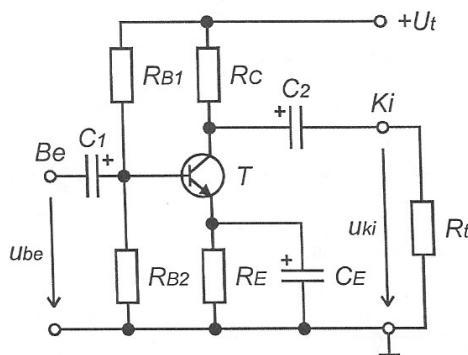
6. sávszélesség (szélessávú erősítőknél)

A váltakozó feszültségű erősítők erősítése frekvenciafüggő. Létezik egy f_a alsó és egy f_f felső határfrekvencia, amelyeknél az erősítés 3 dB-lel ($0,707A_u$) csökken az f_k közepes frekvencián mért erősítéshez képest. A két frekvenciaérték közötti rész a sávszélesség (B) (5.3. ábra).



5.3. ábra. Az erősítő sávszélessége (forrás [4])

5.2. Bipoláris tranzisztoros erősítőfokozat



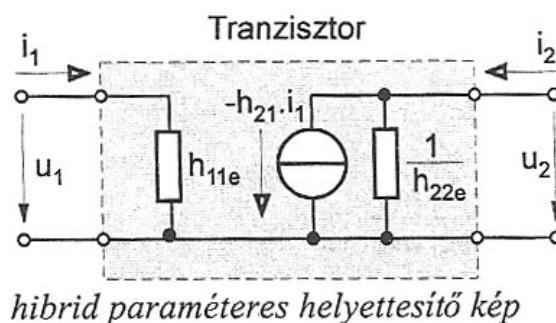
5.4. ábra. Bipoláris tranzisztoros erősítő

Az 5.4. ábrán látható bipoláris tranzisztoros erősítő az egyik legegyszerűbb erősítőfokozat. Segítségével kisjelű, 1V alatti villamos feszültségek felerősíthetők, a táplálási feszültség nagyságától függően néhány voltos torzításmentes kimeneti feszültségértékre. Figyelem! Az erősítés nagyságát nem a táplálási feszültség határozza meg. Az áramkörben szereplő további passzív elemek megnevezése és funkcióik a következő:

- C_I, C_2 – csatoló kondenzátorok; megakadályozzák, hogy a munkapont megváltozzon, ha a bemenetre jelgenerátort kapcsolunk, illetve ha a kimentre terhelést teszünk.
- C_E – emitterhidegítő kondenzátor; dinamikus üzemmódban az emittert a testhez kapcsolja. Ez fontos szerepet tölt be a feszültségerősítést illetően. Nélküle az erősítés jelentősen lecsökken.
- R_{B1}, R_{B2}, R_E – munkapont beállító ellenállások (R_{B1}, R_{B2} bázisosztó),
- R_C ; kollektor ellenállás (kollektoraáram-határoló),
- R_L ; terhelő ellenállás.

5.2.1. A bipoláris tranzisztor helyettesítő kapcsolása

Váltakozó áramú (dinamikus) üzemmódban a *tranzisztor egyszerűsített hibrid modelljét* használjuk, hogy meghatározhassuk az erősítő jellemzőit ($A, r_{be}, r_{ki}, stb.$). A modellben a tranzisztor négypólus szerinti bemenete úgy tekinthető, mint egy ellenállás, kimenete pedig mint egy valóságos áramgenerátor.

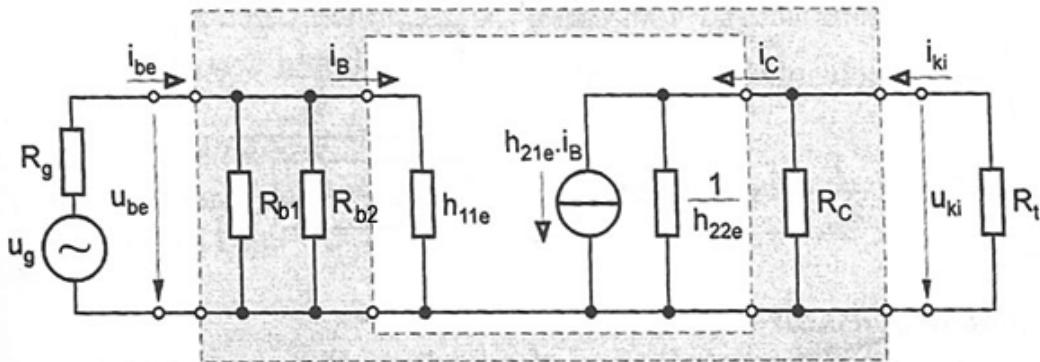


5.5. ábra. A bipoláris tranzisztor egyszerűsített hibrid modellje (forrás [4])

A modell azért kapta a hibrid nevet, mert szerepel benne ellenállás, admitancia és mértékegység nélküli mennyiség is. Az 5.5. ábrán szereplő hibrid paraméterek a következők:

- h_{11e} : - a tranzisztor bementi ellenállása, mértékegysége $k\Omega$,
- h_{21e} : - a tranzisztor áramerősítési tényezője (β), mértékegység nélkül,
- h_{22e} : - a tranzisztor kimenti admitanciája, mértékegysége a μS (*mikroSiemens*, $M\Omega^{-1}$).

A modellt behelyettesítve az erősítőbe és alkalmazva a dinamikus (váltakozó feszültségű) üzemmódra vonatkozó szabályokat, a következő áramkört kapjuk (5.6. ábra).



5.6. ábra. Az 5.4. ábra szerinti erősítő hibrid modellje

SZABÁLY:

- minden, ami állandó (pl. táplálási fesz.) a testhez kapcsolódik,
 - minden kondenzátor rövidzárat jelent.

Az 5.6. ábra alapján felírhatóak a következő jellemző értékek:

$$\begin{aligned}
A_u &= \frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{-i_{ki}(\frac{I}{h_{22e}} \times R_C \times R_t)}{i_B \cdot h_{l1e}} = \frac{-h_{2le}i_B(\frac{I}{h_{22e}} \times R_C \times R_t)}{i_B h_{l1e}} = -\frac{h_{2le}(\frac{I}{h_{22e}} \times R_C \times R_t)}{h_{l1e}} \\
r_{be} &= \frac{u_{be}}{i_{be}} = \frac{i_{be}(R_{B1} \times R_{B2} \times h_{l1e})}{i_{be}} = R_{B1} \times R_{B2} \times h_{l1e} \\
r_{ki} &= \frac{u_{ki}}{i_{ki}} = \frac{i_{ki}(\frac{I}{h_{22e}} \times R_C)}{i_{ki}} = \frac{I}{h_{22e}} \times R_C
\end{aligned} \tag{5.5}$$

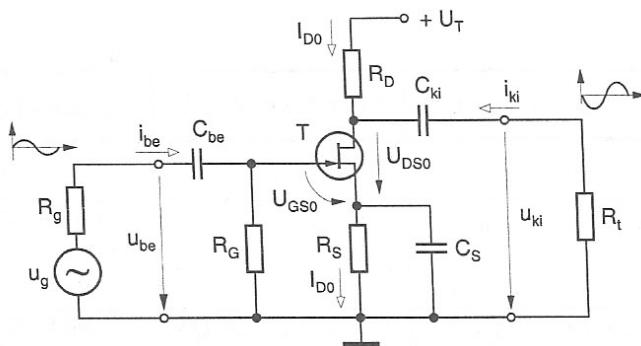
Megjegyzés: A fenti összefüggések között látható, hogy akár az erősítés akár a bemeneti vagy kimeneti ellenállás nagymértékben függ a tranzisztor paraméteritől. Ezek eltérőek lehetnek a különböző tranzisztor típusok esetében. Ez azt eredményezi, hogy meglehetősen nehezen lehet előre meghatározni jellemző értékeket.

5.2.2. Feladat

Egy bipoláris tranzisztoros erősítő ellenállásértékei és a tranzisztor katalógusadatai a következők: $R_{b1} = 82 \text{ k}\Omega$, $R_{b2} = 12 \text{ k}\Omega$, $R_C = 4,2 \text{ k}\Omega$, $R_t = 10 \text{ k}\Omega$, $h_{11e} = 4 \text{ k}\Omega$, $h_{21e} = 180$, $h_{22e} = 40 \mu\text{S}$. Számítsuk ki a bemeneti és kimeneti ellenállás, és a feszültségerősítést decibelben!

5.3. FET tranzisztoros erősítő

A tervezérlésű tranzisztoros erősítők a bipoláris tranzisztoros fokozatokhoz hasonlóan tárgyalható. A FET tranzisztoros erősítők különleges előnye a nagyon nagy bemeneti ellenállás, amely gyakorlatilag teljesítménymentes vezérlést tesz lehetővé, mert a bementi áram nulla.

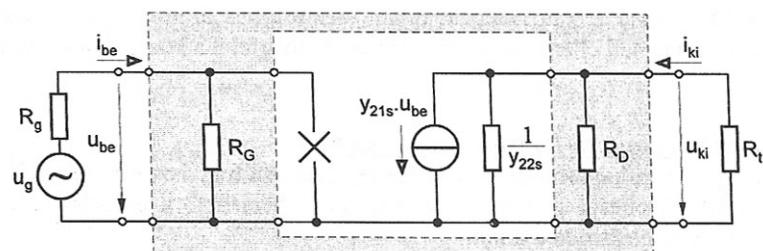


5.7. ábra. FET tranzisztoros erősítő (forrás [4])

Az áramkörben szereplő ellenállások és kondenzátorok megnevezése és funkciói a következők:

- C_{be} , C_{ki} – csatoló kondenzátorok; megakadályozzák, hogy a munkapont megváltozzon, ha a bemenetre jelgenerátort kapcsolunk, illetve ha a kimentre terhelést teszünk.
- C_s – sourcehidegítő kondenzátor; dinamikus üzemmódban a sourcet a testhez kapcsolja. Hiánya az erősítést jelentősen lecsökkenti.
- R_G , R_S – munkapont beállító ellenállások.
- R_D – drain ellenállás (draináram-határoló).
- R_t – terhelő ellenállás.

Váltakozó áramú (dinamikus) üzemmódban a FET tranzisztor *egyszerűsített admitancia modelljét* használjuk, hogy meghatározhassuk az erősítő jellemzőit (A , r_{be} , r_{ki} , stb.). A modell nagyon egyszerű. A nagy bementi ellenállás miatt a modell a bementen szakadást jelöl, a kimeneten pedig egy valóságos áramgenerátort tartalmaz (5.8. ábra).



5.8. ábra. Az 5.7. ábra szerinti erősítő admitancia modellje (forrás [4])

A modell felállításának szabálya megegyezik a bipoláris tranzisztoros erősítőknél előzőleg már az 5.2.1. fejezetben ismertetett szabállyal.

Az 5.8. ábra alapján felírhatóak a következő jellemző értékek:

$$\begin{aligned}
 A_u &= \frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{-i_{ki} \left(\frac{I}{Y_{22S}} \times R_D \times R_t \right)}{u_{be}} = \frac{-Y_{21S} u_{be} \left(\frac{I}{Y_{22S}} \times R_D \times R_t \right)}{u_{be}} = -Y_{21S} \left(\frac{I}{Y_{22S}} \times R_D \times R_t \right) \\
 r_{be} &= \frac{u_{be}}{i_{be}} = R_G \\
 r_{ki} &= \frac{u_{ki}}{i_{ki}} = \frac{i_{ki} \left(\frac{I}{Y_{22S}} \times R_D \right)}{i_{ki}} = \frac{I}{Y_{22S}} \times R_D
 \end{aligned} \tag{5.6}$$

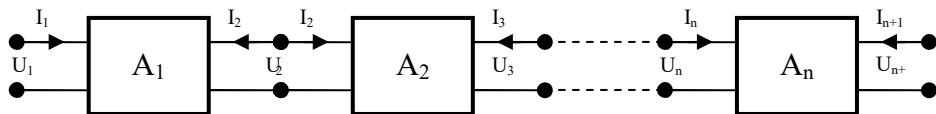
Akárcsak a bipoláris tranzisztoros erősítő esetében, itt is a jellemző értékek főleg a tranzisztor paraméteritől függnek.

5.3.1. Feladat

Határozzuk meg egy FET tranzisztoros erősítő bemeneti és kimeneti ellenállását valamint a feszültségerősítést decibelben, ha: $R_G = 1 M\Omega$, $R_D = 10 k\Omega$, $R_t = 10 k\Omega$, a tranzisztor adatai a katalógus alapján: $Y_{21S} = 12 mA/V$, $Y_{22S} = 20 \mu S$.

5.4. Többfokozatú erősítők

A gyakorlati alkalmazások esetén számtalan esetben igen nagy erősítésre van szükség. Ezt általában egy erősítőfokozat nem képes teljesíteni, ezért a legtöbb esetben többfokozatú erősítőket készítenek. A fokozatok egymás után kapcsolt négyelosztónak tekinthetők.



5.9. Egy többfokozatú erősítő elvi felépítése

A többfokozatú erősítők feszültségerősítése a következő módon határozható meg:

$$A_u = \frac{U_{n+1}}{U_1} = \frac{U_n A_n}{U_1} = \frac{U_{n-1} A_{n-1} A_n}{U_1} = \dots = A_1 \cdot A_2 \cdot \dots \cdot A_n \tag{5.7}$$

Látható, hogy az abszolút érték szerint az egyes fokozatok erősítése összeszorozódik. Viszont alkalmazva a logaritmus függvények tulajdonságait, ugyanez a reláció decibelben kifejezve már az erősítések összeadását jelenti.

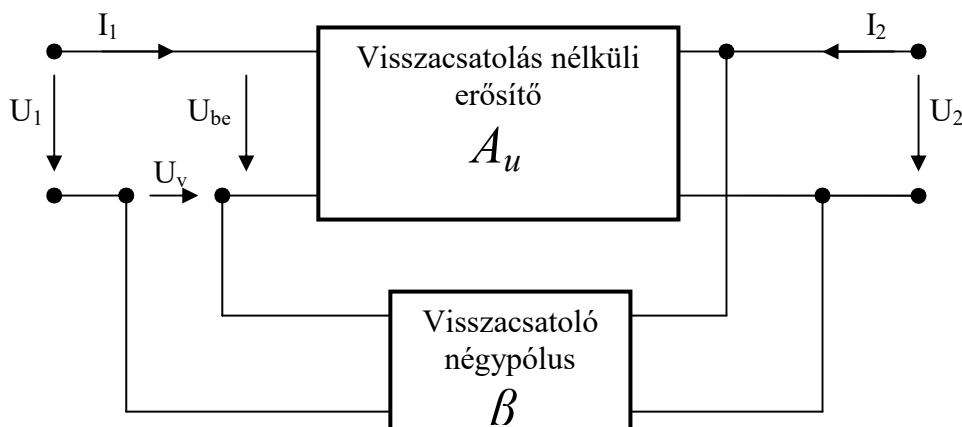
$$A_{u[dB]} = A_{1u[dB]} + A_{2u[dB]} + \dots + A_{nu[dB]} \quad (5.8)$$

A bemeni és kimeneti ellenállást a első illetve az utolsó fokozat ellenállásértékei határozzák meg.

$$\begin{aligned} r_{be} &= \frac{U_1}{I_1} = r_{bel} \\ r_{ki} &= \frac{U_{n+1}}{I_{n+1}} = r_{kin} \end{aligned} \quad (5.9.)$$

5.5. Visszacsatolt erősítők

Az előző fejezetekben láthattuk, hogy az egyszerű erősítők feszültségerősítése nagymértékben függ a félvezető elemek paraméteritől. Azt is láthattuk, hogy nem igazán lehetséges nagy bementi illetve kis kimeneti ellenállás elérése. A többfokozatú erősítők ugyan növelik a feszültségerősítést, de a fokozatok számának növelésével az erősítő stabilitása csökken, könnyen „gerjedésbe” jön, amely nemkívánatos jelenségnek számít. A megoldás: a *negatív visszacsatolás* alkalmazása. A visszacsatolás lényege, hogy az erősítő kimeneti jelének egy részét visszavezetjük a bementre egy visszacsatolási, rendszerit passzív négypólussal (5.10. ábra).



5.10. ábra. Visszacsatolt erősítő elvi vázlata

Ha a visszacsatolt jel fázisa ellentétes a bementi jel fázisával, akkor *negatív visszacsatolást* kapunk. Az erősítőknél kizárolag ezt a fajta visszacsatolást alkalmazzuk. Ellenkező esetben, ha a két jel fázisa megegyezik, akkor ezek a bementen összeadódnak. Ilyenkor *pozitív visszacsatolásról* beszélünk. Ez gerjedést idéz elő, ezért főleg oszcillátorok készítésekor alkalmazzák.

Az 5.10. ábrán használt jelöléseket és az eddig tanultakat felhasználva felírhatjuk a következő összefüggéseket:

$$\begin{aligned} A_u &= \frac{U_2}{U_{be}} & - & \text{visszacsatolás nélküli erősítés (nyílt hurkú erősítés)} \\ A_{uv} &= \frac{U_2}{U_I} & - & \text{érősítés visszacsatolással} \\ \beta &= \frac{U_v}{U_2} & - & \text{visszacsatolási tényező } (\beta \leq 1) \end{aligned}$$

A fenti relációkat felhasználva megkapjuk a visszacsatolt erősítő feszültségerősítését.

$$A_{uv} = \frac{U_2}{U_I} = \frac{A_u \cdot U_{be}}{U_{be} - U_v} = \frac{A_u \cdot U_{be}}{U_{be} - \beta \cdot U_2} = \frac{A_u \cdot U_{be}}{U_{be}(1 - \beta \cdot \frac{U_2}{U_{be}})} = \frac{A_u}{1 - \beta \cdot A_u} \quad (5.10)$$

A βA_u szorzatot nyílthurkú erősítésnek nevezzük. Könnyen belátható, hogy ha:

- $\beta > 0$; $\rightarrow A_{uv} > A_u$; - pozitív visszacsatolást kapunk (erősítőnél nem használható),
- $\beta < 0$; $\rightarrow A_{uv} < A_u$; - ez a negatív visszacsatolás feltétele.

$$\text{Jól látható, hogy ha } |\beta A_u| \gg 1 \rightarrow A_{uv} = -\frac{1}{\beta} \quad (5.11)$$

Az 5.11 reláció rávilágít egy nagyon fontos megállapításra: *negatív visszacsatolást alkalmazva az erősítés függetlené válik a félvezető elemek paraméteritől (csak a β -tól függ, amely rendszerint passzív elemekből áll)*. Emellett még számos más előny származik a negatív visszacsatolásból:

- stabillá válik az erősítő (nem gerjed),
- növelhető a bemeneti ellenállás,
- csökkenhető a kimeneti ellenállás,
- nő a sávszélesség.

Egyedüli hátránya, hogy csökken az erősítés. De láthattuk, hogy a többfokozatú erősítők feszültségerősítése összeszorzódik, vagyis nem nehéz nagy erősítést elérni az alaperősítőnél.

6. MŰVELETI ERŐSÍTŐK

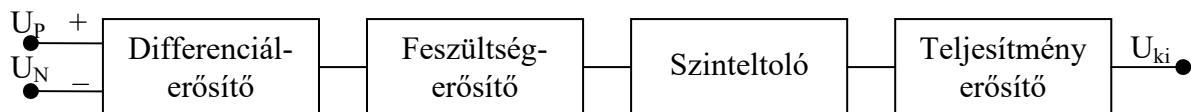
A műveleti erősítők különleges tulajdonságokkal rendelkező, kiváló minőségű integrált áramkörös többfokozatú erősítők. Elnevezésüket onnan kapták, hogy eredetileg matematikai műveletek (összeadás, kivonás, stb.) feszültségekkel történő elvégzésére terveztek. Annak idején a digitális műveletvégző áramkörök még nem igazán terjedtek el, de rövid időn belül ezek is rohamos fejlődésnek indultak. Így kiszorultak erről a területről. Viszont annyira jól sikerültek, hogy azóta is széles körben használják főleg méréstechnikai területeken, de bárhol alkalmazhatóak akár DC vagy AC erősítőkként.

Integrált áramkör: egy félvezető kristályon (monolit kristály) elhelyezett elektronikai alkatrészek (tranzisztorok, ellenállások, stb.) összessége adott áramköri kapcsolások szerint. Az ellenállások és kondenzátorok is rendszerint tranzisztorokból vannak kialakítva, mert így kevesebb helyet foglalnak a szilícium lapkán.

Legfontosabb jellemzői:

- nagy feszültségerősítés: $A_U > 100 \text{ dB}$;
- nagy bemeneti ellenállás: $r_{be} > 1 \text{ M}\Omega$;
- kicsi kimeneti ellenállás: $r_{ki} < 10 \text{ }\Omega$.
- AC, DC jelek erősítésére egyaránt alkalmas.
- Differenciál bemenettel rendelkezik.

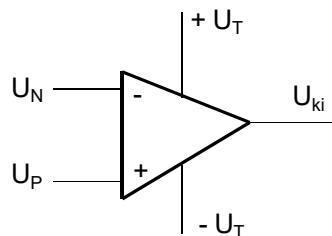
A műveleti erősítő elvi felépítését a 6.1. ábrán láthatjuk.



6.1. ábra. A műveleti erősítő belső felépítési vázlata

A bemeneti fokozatban elhelyezett *differenciálerősítő* nagyfokú érzékenységet és feszültségerősítést biztosít a bemeneti jel számára. A következő fokozat a feszültségerősítés mellett az előző fokozat kimeneti jelét aszimmetrikussá alakítja. A szinteltoló fokozat a szimmetrikus táplálási feszültség testpotenciáljához igazítja az előző fokozat kimenetét, majd a teljesítményerősítő megfelelő kimeneti teljesítményszintre hozza a kimeneti jelet és kicsi kimeneti ellenállást biztosít. A legtöbb áramkör kimenete túlterhelés elleni védelemmel is rendelkezik.

Áramköri jelölése a 6.2. ábrán látható.



6.2. ábra. A műveleti erősítő rajzjele

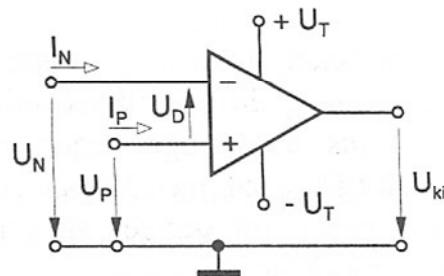
A műveleti erősítők differenciál bementtel és szimmetrikus táplálási feszültséggel rendelkeznek, kimenetük pedig aszimmetrikus, az alábbiak szerint:

- differenciál bemenetek: – invertáló (U_N)
+ nem invertáló (U_P)
- szimmetrikus táplálási feszültség: $+U_T$, $-U_T$
- kimeneti feszültség: U_{ki}

6.1. A műveleti erősítők jellemzői

1. Differenciál erősítés

Ha a műveleti erősítő két bementére a 6.3. ábra szerint feszültséget kapcsolunk, a kimeneten a két feszültség felerősített különbsége jeleneik meg (6.1).



6.3. ábra. A műveleti erősítő feszültségpontjai a testhez képest

A bemeni differenciál feszültséget a két bemeni feszültség különbsége adja meg: $U_D = U_P - U_N$

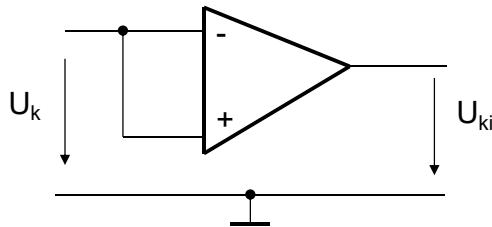
A differenciális nyílthurkú erősítést (A_{U0}) a kimeneti feszültség és a bementi differenciál feszültség hányadosa adja meg:

$$A_{U0} = \frac{U_{ki}}{U_D}; \Rightarrow U_{ki} = A_{U0} \cdot U_D = A_{U0}(U_P - U_N) \quad (6.1)$$

A rendkívül nagy bementi ellenállásnak köszönhetően, az áramkörbe kapcsolt műveleti erősítő, I_P és I_N munkaponti bementi áramai nagyon kicsik, néhány $10 - 100 \text{ nA}$ nagyságrendűek.

2. Közös módú feszültségerősítés (A_{Uk})

Amikor a műveleti erősítő minden két bemenetére azonos amplitúdójú és azonos fázisú feszültséget kapcsolunk ($U_P = U_N$), akkor *közös módú erősítésről* beszélünk (6.2).



6.4. ábra. Közös módú kapcsolás

$$A_{Uk} = \frac{U_{ki}}{U_k} \quad (6.2)$$

Mivel a közös módú bementi feszültség ($U_k = U_P - U_N$) ilyenkor nulla, akkor a kimeneti feszültség is nulla kell legyen. Ebből logikusan következik, hogy a közös módú erősítés is nagyon kicsi lesz. Ez különleges tulajdonságot biztosít a műveleti erősítőnek. Mégpedig azt, hogy a bemeneten megjelenő nemkívánatos villamos zajokat nem erősíti fel. Ilyen módon alkalmas gyenge, zajjal fedett villamos jelek erősítésére is. Vagyis az erősen zajos jeleket is képes erősíteni, anélkül, hogy a zaj is felerősödne. (Feltételezzük, hogy a zaj azonos minden két bementen.)

3. Közös módú elnyomás (CMMR)

A nyílthurkú differenciálerősítés és a nyílthurkú közös módú erősítés hányadosa fejezi ki a közös módú elnyomását. Ez decibelben kifejezve (6.3) akár a 120 dB feletti értéket is elérheti.

$$CMMR = \frac{A_{U0}}{A_{Uk}}; \text{decibelben : } G_{[dB]} = 20 \lg \frac{A_{U0}}{A_{Uk}} \quad (6.3)$$

EFOP-3.5.1-16-2017-00017
**„NYE-DUÁL- Új utakon a duális felsőoktatással a Nyíregyházi Egyetemen,
 az Északkelet-Magyarországi térség felelmezítéséért”**

4. Bementi ellenállás (R_{be}): – nagyon nagy, $> 1M\Omega$

A műveleti erősítő bementi ellenállása nagyon nagy, mert a munkaponti bementi áram (I_B) nagyon kicsi.

$$R_{be} = \frac{U_D}{I_B} = \frac{U_D}{\frac{I_P + I_N}{2}} = \frac{2U_D}{I_P + I_N} \quad (6.4)$$

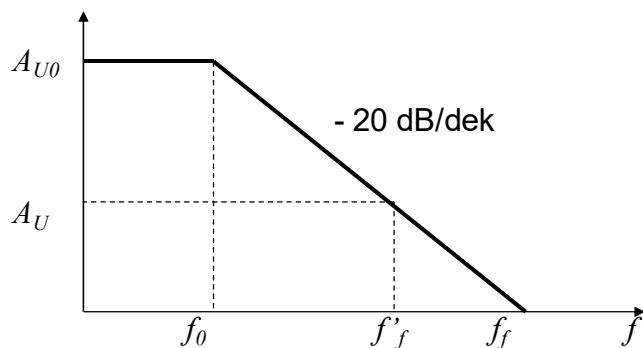
5. Kimenti ellenállás (R_{ki}): – nagyon kicsi, $< 10 \Omega$

A kimenti ellenállást az üresjárási kimenti feszültség és a rövidzárási kimeneti áram hányszáma határozza meg.

$$R_{ki} = \frac{U_{ki(\text{üresjárás})}}{I_{ki(rövidzár)}} \quad (6.5)$$

6. Sávszélesség: $B = f_f - f_a$, ahol az alsó határfrekvencia $f_a = 0$

A műveleti erősítő törésponti frekvenciájának tipikus értéke: $f_0 = 10 \text{ Hz}$. Ettől a frekvencia értéktől a nyílthurkú erősítés dekádonként 20 dB-el csökken. A törésponti frekvencia viszonylag alacsony érték, de ha figyelembe vesszük, hogy a műveleti erősítőt a gyakorlatban erősítőként minden negatív visszacsatolással használjuk, akkor a sávszélesség már ennek megfelelően növekedni fog. Ez látható a 6.5. ábrán.



6.5 ábra. A műveleti erősítő kompenzált frekvenciakarakterisztikája

A felső határfrekvenciát a 6.5. ábra szerint határozhatjuk meg. Ennek megfelelően:

$$f'_f = f_0 \frac{A_{U0}}{A_U} \quad (6.6)$$

Ahol A_U – az erősítés értéke negatív visszacsatolással.

Megjegyzés: a 6.6 összefüggés szerinti felső határfrekvencia meghatározásakor az erősítések abszolút értékeivel kell a számításokat elvégezni.

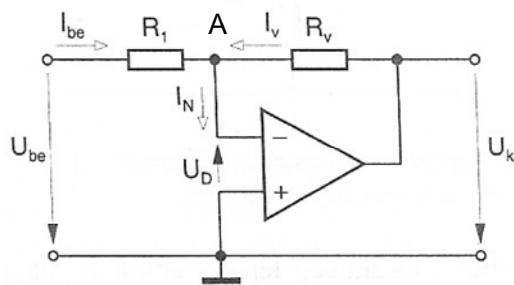
6.1.1. Egy valóságos műveleti erősítő jellemzői

- nyílt hurkú erősítés: $A_{U0} > 3 \cdot 10^6$
- bemeneti ellenállás: $R_{be} > 200 M\Omega$
- kimeneti ellenállás: $R_{ki} < 10 \Omega$
- működési frekvenciatartomány visszacsatolással: $0 - 100 kHz$
- közös módú erősítés: $A_{Uk} < 0,2$
- közös módú elnyomás: $CMMR > 120 dB$
- bemeneti áram: $< 100 pA$

6.2. Alapkapcsolások [4]

6.2.1. Invertáló erősítő

Az egyik legelterjedtebb műveleti erősítővel megvalósított áramkör az invertáló erősítő kapcsolás. Elnevezése onnan származik, hogy az U_{be} bemeneti jelet az invertáló bementre kapcsolják. Így a kimeneten egy olyan felerősített U_{ki} feszültség jelenik meg, amelynek fázisa ellentétes a bementi feszültség fázisával. Egyszerűsített kapcsolási áramkörét a 6.6. ábrán láthatjuk.



6.6. ábra. Invertáló erősítő

A 6.6. ábrán az A csomópontot *virtuális nullpontnak* tekintjük, mert az I_N bementi áram értéke nagyon kicsi ($I_N \approx 0$). Ebből következik, hogy $U_D \approx 0$ és így $U_A \approx 0$. Ezeket figyelembe véve felírhatjuk a következő összefüggéseket:

$$A_U = \frac{U_{ki}}{U_{be}} = \frac{I_v R_v}{I_{be} R_l} = -\frac{R_v}{R_l}$$

mert : $I_N \approx 0 \Rightarrow I_v = -I_{be}$ (6.7)

Rendkívül egyszerű összefüggést kapunk, ahol az erősítést a visszacsatoló ellenállás és a bementi ellenállás hányadosa határozza meg (6.7).

A bemeneti ellenállást is nagyon egyszerűen számíthatjuk ki:

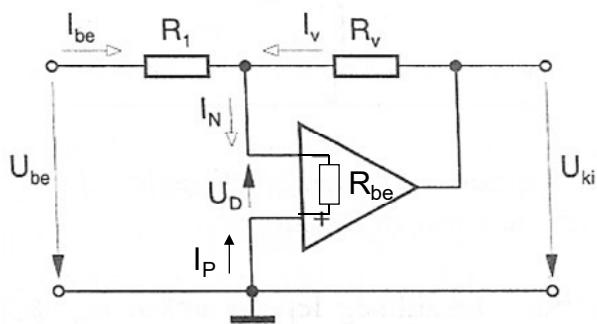
$$r_{be} = \frac{U_{be}}{I_{be}} = \frac{I_{be}R_1}{I_{be}} = R_1 \quad (6.8)$$

A negatív visszacsatolás következtében a kimeneti ellenállás még jobban lecsökken az amúgy is alacsony értékhez képest:

$$r_{ki} = R_{ki} \frac{A_U}{A_{U0}} \quad (6.9)$$

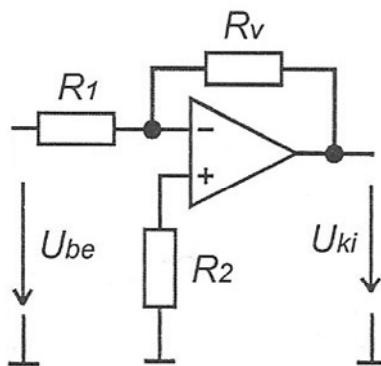
6.2.2. Offset probléma

Tekintsük az alábbi invertáló erősítő kapcsolási rajzát (6.7. ábra) a következő szituációban! Amikor a bemenetet a testre kapcsoljuk ($U_{be} = 0 \text{ V}$) elvárható lenne, hogy a kimeneti feszültség is nulla legyen. De a valóságban I_N és I_P ugyan nagyon kicsi értékűek ugyan, de mégis léteznek. Ezért a bementi ellenálláson eső feszültségesés miatt U_D már nem lesz nulla. Ebből következik, hogy a kimeneti feszültség sem lesz nulla. Ezt a feszültséget hívjuk *offset feszültségnek*. Ez leginkább alacsony bementi, főleg egyenfeszültség értékeknél lehet zavaró.



6.7. ábra. Az offset feszültség kialakulása

A probléma megoldása egyszerű: A nem invertáló (+) bemenet potenciálját fel kell emelni az invertáló (-) bemenet potenciáljára, mert ekkor a közös módú elnyomásnak köszönhetően a kimeneti feszültség nulla lesz. Vagyis a két bementet azonos potenciálra kell hozni. Ez akkor fog megvalósulni ha: $R_2 = R_V \times R_1$ ellenállást kapcsolunk a + bemenet és a test közzé (6.8. ábra). Ezt az ellenállást *kompenzáló ellenállásnak* hívjuk.

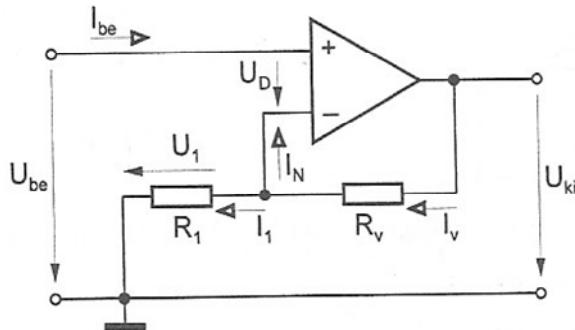


6.8. ábra. Invertáló erősítő kompenzáció ellenállással

A 6.8. ábrán látható egyszerű megoldással az esetek többségében sikerül az offset feszültséget csökkenteni. A pontos beállítás érdekében célszerű az R_2 ellenállás számított értékénél nagyobb értékű potenciométert használni, majd ennek értékét beállítani úgy, hogy rövidre zárt bement mellett nulla kimeneti feszültséget kapunk.

6.2.3. Nem invertáló erősítő

A nem invertáló erősítő kapcsolását a 6.9. ábrán láthatjuk. A bementi jel ebben az esetben a nem invertáló bementre kapcsolódik, és a kimenten felerősítve, de fázisfordítás nélkül jelenik meg. Az erősítő negatív visszacsatolását az R_v és az R_1 ellenállásokból álló feszültségesztő alkotja.

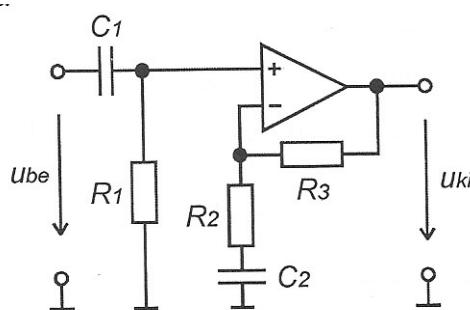


6.9. ábra. Nem invertáló erősítő

A feszültségerősítést az alábbi összefüggések (6.10) segítségével határozzuk meg:

$$\begin{aligned}
 U_{be} &= I_{be}R_{be} + I_vR_1 \\
 I_{be} &\approx 0; \Rightarrow U_{be} = I_vR_1 \\
 U_{ki} &= I_v(R_v + R_1) \\
 A_U &= \frac{U_{ki}}{U_{be}} = \frac{I_v(R_v + R_1)}{I_vR_1} = \frac{R_v + R_1}{R_1} = 1 + \frac{R_v}{R_1}
 \end{aligned} \tag{6.10}$$

A bemeneti ellenállás ebben az esetben nagyon nagy, mert egyenlő a műveleti erősítő bementi ellenállásával: $r_{be} = R_{be}$. Ha jól meghatározható értéket szeretnénk, akkor a + bemenet és a test közzé egy általunk meghatározott ellenállást kapcsolunk. Ekkor ez lesz a bemeneti ellenállás meghatározója (6.10. ábra).

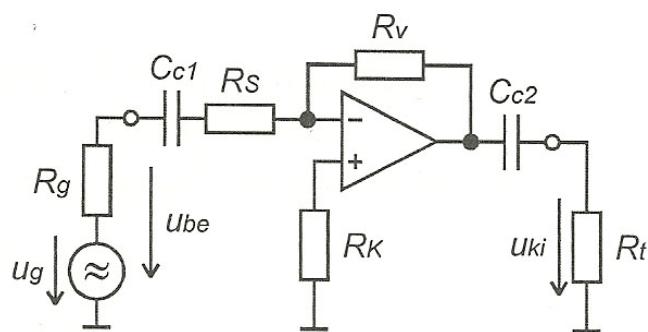


6.10. ábra. A bementi ellenállás meghatározása: $R_{be} = R_I \approx R_3$

A kimeneti ellenállást a már előzőekben ismertetett módon számíthatjuk ki. (6.9 reláció)

6.2.4. Váltakozó áramú erősítő

Az előző fejezetekben bemutatott erősítők (6.8. 6.9. ábrák) egyaránt alkalmasak egyenáramú és váltakozó áramú villamos jelek erősítésére. Hangtechnikai berendezésekben azonban csak váltakozó áramú erősítőket alkalmaznak. Egy ilyen lehetséges kapcsolás látható a 6.11. ábrán.



6.11. ábra. Váltakozó áramú erősítő

A váltakozó áramú erősítők esetében a bementi és kimeneti csatoló kondenzátorok (C_{C1} , C_{C2}) alsó határfrekvenciás töréspontokat visznek be az erősítő frekvenciakarakterisztikájába. Az alsó határfrekvenciát a két törésponti frekvencia közül a nagyobbik érték fogja meghatározni, a 6.11 relációk szerint:

EFOP-3.5.1-16-2017-00017
**„NYE-DUÁL- Új utakon a duális felsőoktatással a Nyíregyházi Egyetemen,
az Északkelet-Magyarországi térség felelmeződéséért”**

$$f_a = \max\{f_1, f_2\}; \text{ ahol: } f_1 = \frac{1}{2\pi(r_g + R_s)C_{C1}}; f_2 = \frac{1}{2\pi R_t C_{C2}} \quad (6.11)$$

A C_{C1} , C_{C2} kondenzátorok szükségeségét a bemenetre kapcsolt áramkör (jelgenerátor) és a kimeneten lévő következő fokozat (jelen esetben R_t terhelő ellenállás) egyenáramú leválasztása indokolja. Ennek megfelelően a kimeneti feszültség meghatározásakor figyelembe kell vegyük főleg a jelgenerátor belső ellenállását. Így a kimeneti feszültség a 6.12 segítségével számítható ki.

$$u_{ki} = u_{be} \cdot A_u = u_g \frac{R_s}{r_g + R_s} \cdot A_u \quad (6.12)$$

A felső határfrekvencia meghatározására továbbra is 6.6 reláció alkalmazható.

Megjegyzés: Az R_k kompenzáló ellenállás ebben az esetben $R_k = R_v$, mert a bement felől a C_{C1} kondenzátorral sorba kapcsolt R_t ellenállás erőtelen, így csak az R_v ellenállás a meghatározó.

Feladat: Adott a 6.11. ábra szerinti erősítő a következő adatokkal:

- a műveleti erősítő nyílthurkú erősítése: $A_{U0} = 100 \text{ dB}$;
- a jelgenerátor belső ellenállása: $R_g = 1 \text{ k}\Omega$;
- a terhelő ellenállás: $R_t = 10 \text{ k}\Omega$;
- a csatoló kondenzátorok értékei: $C_{C1} = C_{C2} = 10 \mu\text{F}$.

Számítsuk ki:

- a) az R_s és R_v ellenállások értékeit úgy, hogy a bemeneti ellenállás (r_{be}) $22 \text{ k}\Omega$ legyen, az erősítés (A_U) pedig 20 dB ;
- b) a kompenzáló ellenállás (R_k) értékét;
- c) az alsó (f_a) és felső (f_f) határfrekvenciát ha $f_0 = 10 \text{ Hz}$;
- d) a kimeneti feszültség értékét ha $u_g = 100 \text{ mV}$!

Az itt bemutatott alapkapsolásokon kívül a műveleti erősítőknek még nagyon sok alkalmazási területe van főleg a méréstechnikában, az irányítástechnikában, és minden olyan területen, ahol egyszerű, de jó minőségű erősítőre van szükség. Az irányítástechnikai alkalmazásait az Automatizálás és irányítástechnika II. jegyzet Szabályozástechnika című fejezetében tárgyaljuk.

FELHASZNÁLT SZAKIRODALOM

- [1] URBÁN József: *Az elektromosság története I rész*, Info-portál Kft. 2017, www.ipit.hu
- [2] CULTURA-MTI Kulturális magazin, Benjámin Franklin, a villámhárító feltalálója, 2015. április 18. szám.
- [3] Dr. GULYÁS László, *Elektrotechnika*, főiskolai jegyzet, Szolnoki Főiskola, 2006.
- [4] KOVÁCS Csongor: *Elektronika*, General Press Kiadó, 2000, ISBN 963 9076 71 6.
- [5] Dr. HODOSY László, *Elektrotechnika I.*, Digitális tankönyvtár, 2002.
- [6] RAUSCHER István, *Elektrotechnika*, Centroset Kft. 2010. (www.centroset.hu).