

Dr.Szentiday Klára – Baumann Péter

Passzív áramköri elemek

Budapesti Műszaki Főiskola

Kandó Kálmán Főiskolai Kar

Budapest, 2003

Lektorálta:

Dr. Turmezei Péter

főiskolai docens

Szerkesztette és az ábrákat összeállította:

Mihalik Gáspár

tanszéki mérnök

Tartalomjegyzék

<u>BEVEZETÉS</u>	7
<u>1. OHMOS ELEMEEK</u>	9
<u>1.1. A REZISZTÍV ELEMEEK JELLEMZŐI</u>	9
<u>1.1.1. Villamosságtani alapfogalmak</u>	9
<u>1.1.2. A rezisztivitás hőmérsékletfüggése</u>	12
<u>1.1.3. Vezetők viselkedése nagyfrekvencián</u>	17
<u>1.2. HUZALOK ÉS KÁBELEK</u>	19
<u>1.2.1. Fémhuzalok</u>	19
<u>1.2.2. Koaxiális kábelek</u>	23
<u>1.2.3. Vezetékek méretezése</u>	24
<u>1.2.4. Fényvezető szálak és kábelek</u>	24
<u>1.2.5. Szupravezetők</u>	28
<u>1.3. ELLENÁLLÁSOK ÉS POTENCIOMÉTEREK</u>	29
<u>1.3.1. Ellenállás értéksorok és tűrések</u>	31
<u>1.3.2. Az ellenállások helyettesítő kapcsolása, nagyfrekvenciás jellemzők</u>	36
<u>1.3.3. Huzalellenállások</u>	39
<u>1.3.4. Rétegellenállások és réteg potenciométerek</u>	47
<u>1.3.5. Speciális ellenállások</u>	52
<u>PÉLDÁK AZ 1. FEJEZETHEZ</u>	58
<u>2. KONDEZÁTOROK ÉS SZIGETELŐ ANYAGOK</u>	61
<u>2.1. A KONDEZÁTOR HELYETTESÍTŐ KAPCSOLÁSA</u>	64

<u>2.2.</u>	<u>A KONDENZÁTOROK ÜZEMI JELLEMZŐI</u>	70
<u>2.3.</u>	<u>KONDENZÁTORFAJTÁK</u>	72
<u>2.3.1.</u>	<u>Szilárd dielektrikum nélküli kondenzátorok</u>	73
<u>2.3.2.</u>	<u>Csillám- és kerámiakondenzátorok</u>	75
<u>2.3.3.</u>	<u>Papírkondenzátorok</u>	77
<u>2.3.4.</u>	<u>Műanyagkondenzátorok</u>	79
<u>2.3.5.</u>	<u>Elektrolitkondenzátorok</u>	82
<u>2.3.6.</u>	<u>Változtatható kapacitású diódák</u>	87
	<u>ELLENŐRZŐ KÉRDÉSEK ÉS PÉLDÁK A 2. FEJEZETHEZ</u>	89
3.	<u>ELLENÁLLÁSOK ÉS KONDENZÁTOROK AZ INTEGRÁLT</u>	
	<u>ÁRAMKÖRÖKBEN</u>	93
<u>3.1.</u>	<u>ELLENÁLLÁSOK ÉS KONDENZÁTOROK A MONOLIT INTEGRÁLT</u>	
	<u>ÁRAMKÖRÖKBEN</u>	95
<u>3.1.1.</u>	<u>A bipoláris monolit integrált áramkörök felépítése</u>	95
<u>3.1.2.</u>	<u>Ellenállások megvalósítási lehetőségei</u>	97
<u>3.1.3.</u>	<u>Kondenzátorok megvalósítási lehetőségei</u>	100
<u>3.2.</u>	<u>HIBRID INTEGRÁLT ÁRAMKÖRÖK ELEMEL</u>	102
<u>3.2.1.</u>	<u>Vékonyréteg-áramkörök</u>	102
<u>3.2.2.</u>	<u>Vastagréteg áramkörök</u>	104
	<u>ELLENŐRZŐ KÉRDÉSEK A 3. FEJEZETHEZ</u>	106
4.	<u>INDUKTÍV ELEMEL</u>	107
<u>4.1.</u>	<u>MÁGNESES ALAPJELENSÉGEK, A MÁGNESES INDUKCIÓ</u>	108
<u>4.2.</u>	<u>A MÁGNESSÉG FAJTÁI; MÁGNESES ANYAGOK</u>	115
<u>4.3.</u>	<u>MÁGNESES JELLEGGÖRBEK</u>	119

<u>4.3.1.</u>	<u><i>A mágnesezési görbe</i></u>	119
<u>4.3.2.</u>	<u><i>A hiszterézis görbe</i></u>	121
<u>4.3.3.</u>	<u><i>Kemény- és lágymágnese</i></u>	123
<u>4.3.4.</u>	<u><i>Mágneses veszteségek</i></u>	125
<u>4.4.</u>	<u>MÁGNESES KÖRÖK</u>	130
<u>4.5.</u>	<u>TEKERECSEK</u>	134
<u>4.5.1.</u>	<u><i>Az önindukció</i></u>	134
<u>4.5.2.</u>	<u><i>A kölcsönös indukció</i></u>	142
<u>4.5.3.</u>	<u><i>Az induktív reaktancia</i></u>	144
<u>4.5.4.</u>	<u><i>A valódi tekercsek tulajdonságai</i></u>	145
<u>4.5.5.</u>	<u><i>Tekercsfajták, alkalmazástechnikai és tervezési kérdések</i></u>	150
<u>4.6.</u>	<u>A TRANSZFORMÁTOR</u>	162
<u>4.6.1.</u>	<u><i>Az ideális transzformátor működése</i></u>	164
<u>4.6.2.</u>	<u><i>A valódi (veszteséges) transzformátor jellemzői</i></u>	168
	<u>ELLENŐRZŐ KÉRDÉSEK ÉS PÉLDÁK A 4. FEJEZETHEZ</u>	176
<u>5.</u>	<u>HÁLÓZATI EGYENIRÁNYÍTÓK</u>	182
<u>5.1.</u>	<u>EGYUTAS EGYENIRÁNYÍTÓ-KAPCSOLÁS</u>	182
<u>5.2.</u>	<u>KÉTUTAS EGYENIRÁNYÍTÓ-KAPCSOLÁSOK</u>	186
<u>5.3.</u>	<u>SZÜRŐKAPCSOLÁSOK</u>	189
<u>5.4.</u>	<u>SPECIÁLIS EGYENIRÁNYÍTÓ-KAPCSOLÁSOK</u>	195
	<u>KÉRDÉSEK ÉS FELADATOK AZ 5. FEJEZETHEZ</u>	201
	<u>FELHASZNÁLT ÉS AJÁNLOTT SZAKIRODALOM</u>	203
	<u>FÜGGELÉK</u>	I

KVK-2030

Bevezetés

A *Passzív áramköri elemek* című jegyzet a vezetékekkel, ellenállásokkal, kondenzátorokkal, mágneses anyagokkal, tekercsekkel és transzformátorokkal foglalkozik, továbbá rövid áttekintést ad a hálózati egyenirányító alapkapcsolásokról.

A jegyzet épít a középiskolai fizika tanulmányok során elsajátított anyagra, továbbá a főiskolán oktatott tantárgyak közül az Elektronika, a Villamosságtan és a Méréstechnika tantárgyak egyes részleteire. A jegyzet anyaga kapcsolódik egyéb főiskolai oktatási anyagokhoz, nevezetesen:

Diószeghy Győző: Híradásipari alkatrészek I. és II. kötet (Bp. 1993. KKMf-1152), továbbá Gudra Tibor: Híradásipari alkatrészek és konstrukció című jegyzetpótló kézirat, valamint Tóth Géza- dr. Trón Tiborné: Híradásipari alkatrészek és konstrukció mérési útmutató.

A passzív elemek tulajdonságai nagymértékben függenek az őket alkotó anyagok tulajdonságaitól, ezért szükség van az alkatrészek gyártásához használatos anyagok legfontosabb villamos és mágneses tulajdonságainak ismertetésére is.

A miniatűr, néhány négyzetmilliméteres mikroáramkörök nagyságához képest robusztus „hagyományos” RLC alkatrészek tulajdonságait jelentősen befolyásolja a környezet (pl. hőmérsékletváltozások, nedvesség), továbbá az üzemidő és a terhelés. Az anyagi tulajdonságok a fentiek következtében

KVK-2030

megváltoznak, úgy mondjuk, hogy az alkatrészek „öregednek”. Az öregedés mértékét, ill. sebességét mind az üzemszerű igénybevételek, mind pedig a külső környezeti hatások befolyásolják. Ezekkel a kérdésekkel a Minőségellenőrzés c. tantárgy foglalkozik.

Ezt a jegyzetet az alkatrészeket alkalmazó villamosmérnök hallgatóinknak szánjuk, ezért a szabványok szerint gyártott, a kereskedelmi forgalomban kapható alkatrészeknek mint késztermékeknek az ismertetésére szorítkozunk, és csak röviden foglalkozunk a passzív alkatrészek tervezésének és gyártásának kérdéseivel.

1. Ohmos elemek

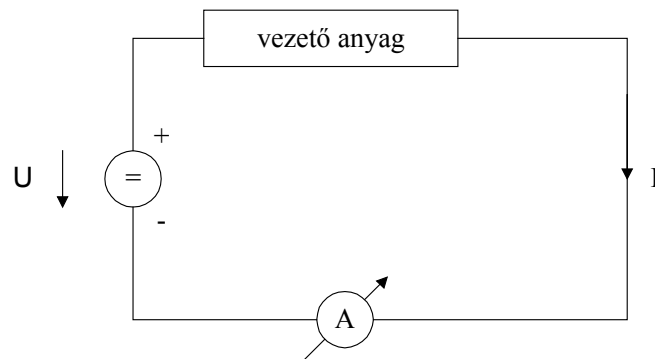
1.1. A rezisztív elemek jellemzői

1.1.1. Villamosságtani alapfogalmak

Az elektronikában használatos anyagokat a leggyakrabban vezetőképességük alapján csoportosítják. Az árammal átjárt vezetõn feszültségesés következik be, ami az elektromos energia disszipációjának, hõvé való átalakulásának a következménye. Stacionárius villamostér esetében a vezetõ anyagban lejátszódó folyamatokat az \mathbf{E} térerõsség-vektor és a \mathbf{J} áramsûrûség-vektor határozza meg. E két mennyiség kapcsolatát a

$$\bar{J} = \sigma \cdot \bar{E} \quad (1.1)$$

összefüggés fejezi ki. A fenti képletet differenciális Ohm-törvénynek nevezik. \mathbf{J} és \mathbf{E} között tehát egyenes arányosság áll fenn, ahol σ az arányossági tényezõ. A σ mennyiség neve: vezetõképesség, ami az anyagra jellemzõ állandó.



1.1. ábra

Mérõkõr az Ohm-törvény igazolásához

KVK-2030

Az 1.1. ábrán látható mérési összeállításban U feszültséget kapcsolunk a vezető anyagra, és ennek hatására a körben I áram folyik. Az (1.1) összefüggést az U feszültséggel és az I árammal kifejezve a közismert Ohm-törvényt kapjuk, vagyis

$$U = R \cdot I. \quad (1.2)$$

Az U feszültség skalár mennyiség, az \vec{E} térerősség-vektor vonalmenti integrálja. Az I áramerősség ugyancsak skalár, az áramsűrűség \vec{J} vektorának a felületi integrálja.

Egyenáram esetén, linearitást feltételezve az R érték állandó, és csakis a vezető geometriai adataitól és anyagi minőségétől függ. R mértékegysége az SI rendszerben Ohm (Ω), 1 Ohm a vezető ellenállása akkor, ha 1 A áthaladása esetén a vezető sarkain 1 V feszültségesés következik be. Az R ellenállás reciproka a vezetőképesség, egysége a Siemens (S), amelynek dimenziója $1/\Omega$. A legtöbb vezető henger- vagy hasábformájú, ezek ellenállása az

$$R = \rho \cdot \frac{\ell}{A} \quad (1.3)$$

összefüggés alapján számítható. ℓ a vezető hosszát, A a keresztmetszetét jelenti, és ρ a fajlagos ellenállás. Ohmban és m-ben kifejezve a változókat, R dimenziója Ohm.m (Ωm) lesz. A fajlagos vezetőképesség dimenziója S/m-nek adódik. (Megjegyezzük, hogy a műszaki életben gyakrabban alkalmazzák a fajlagos ellenállás esetében az Ωcm dimenziót!). Bonyolultabb alakzatok: körlemezek, tárcsák, kúpok, stb. ellenállása integrálszámítással határozható meg.

Minden anyag tanúsít bizonyos mértékű „ellenállást” az áramló töltéshordozókkal szemben, az R arányossági tényező tehát az anyag azon tulajdonságát fejezi ki, hogy nem biztosítja a töltéshordozók akadálytalan elmozdulását, hanem azok mozgásával szemben ellenállást tanúsít. Az anyagoknak ezt a tulajdonságát általánosságban *rezisztenciának* nevezik.

Az elektromos célra alkalmazott anyagokat a legtöbbször a ρ fajlagos ellenállás - (1.3) összefüggés – nagyságrendje alapján csoportosítják. Vezetőknek nevezik azokat az anyagokat, amelyeknél

$$\rho \leq 10^{-5} \Omega\text{m},$$

míg szigetelőknek nevezik a

$$\rho \geq 10^6 \Omega\text{m}$$

fajlagos ellenállás-tartományba esőket. A kettő között helyezkednek el a félvezetők mintegy 11 nagyságrendnyi vezetőképesség-tartományt átfogva.

A legkisebb fajlagos ellenállású anyag – szobahőmérsékleten és annak környezetében – az ezüst, és ettől csak kismértékben tér el a vörösréz. Mivel ez utóbbi az elektronikában a leggyakrabban használt vezető anyag, szokás a vörösréz vezetőképességét alapul venni (ρ_0) és a többi anyag vezetőképességét ehhez viszonyítani. Ilyen értelemben az (1.3) összefüggés az alábbiak szerint módosul:

$$R = \rho_r \rho_0 \frac{\ell}{A} \quad (1.4)$$

KVK-2030

ahol $\rho_0 = 0,0172 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot m$, a vörösréz fajlagos ellenállása. A ρ_r mennyiség tehát a relatív fajlagos ellenállást jelenti, ami dimenzió nélküli viszonyszám. Néhány anyag fajlagos ellenállását és relatív fajlagos ellenállását a 1.1. táblázat szemlélteti.

1.1. táblázat

Vezetők fajlagos ellenállása

Anyag	$\rho \cdot 10^{-6} \Omega m$	ρ_r
Ezüst	0,0163	0,947
Vörösréz	0,0172	1
Konstantán	0,49	28,5
Kanthal	1,4	81,4

A fajlagos ellenálláshoz hasonlóan értelmezhető a fajlagos vezetőképesség relatív kifejezése is ugyancsak a vörösrézre vonatkoztatva.

A szigetelő anyagok közül a legnagyobb fajlagos ellenállással a paraffinált viasz rendelkezik. Meg kell azonban jegyeznünk, hogy igen sok szigetelő jó vezetővé válik, ha pl. vízzel vagy egyéb folyadékkal itatódik át.

Az anyagok egy része alacsony hőmérsékleten (általában a nulla K közelében) elveszíti fajlagos ellenállását és jó közelítéssel nulla fajlagos ellenállásúvá válik. Az ilyen anyagokat *szupravezetőknek* hívják.

1.1.2. A rezisztivitás hőmérsékletfüggése

Az anyagoknak a vezetőképesség alapján való összehasonlítása csak akkor reális, ha azonos külső körülmények között (azonos hőmérsékleten, ugyanazon klimatikai viszonyok között, stb.) történik. Az anyagok vezetőképessége

hőmérsékletfüggő, és a függés mértéke jelentősebb a fémeknél, mint a szigetelőknél.

Hőmérsékleti tényezőnek (temperatura koefficiens: TK) nevezzük az egy fokos hőmérsékletváltozás hatására bekövetkező ellenállásváltozást. Az ellenállás megváltozása döntő mértékben a ρ fajlagos ellenállás hőmérsékletfüggéséből ered, kis mértékben azonban érvényesül a geometriai méretváltozások (hőtágulás, zsugorodás) hatása is. Az elektronikában használt alkatrészek mérete átlagosan mintegy 4 %-kal változik meg 10 °C hőmérsékletváltozás hatására. *Pozitív* TK esetén az ellenállás a hőmérséklet növelésével nő, míg a *negatív* TK-val rendelkező anyagok esetében az ellenállás a hőmérséklet növekedésével csökken.

A szobahőmérséklet közelében az elektronikában alkalmazott vezetők rezisztivitása lineáris függéssel közelíthető:

$$R_2 = R_1 [1 + \alpha(T_2 - T_1)], \quad (1.5)$$

ahol R_1 a T_1 és R_2 a T_2 hőmérsékleten adódó ellenállás.

Pontosabban írja le a hőmérsékletfüggést az alábbi képlet:

$$R_2 = R_1 [1 + \alpha(T_2 - T_1) + \beta(T_2 - T_1)^2]. \quad (1.6)$$

A legtöbb esetben azonban a β hőkoefficiens értéke több nagyságrenddel kisebb az α hőmérsékleti együtthatónál, ezért ezt az összefüggést a gyakorlatban csak igen ritkán alkalmazzák. A képletekben szereplő α dimenziója 1/°C, és β dimenziója (1/°C)². Néhány anyag α hőmérsékleti

KVK-2030

tényezőjét az 1.2. táblázat tartalmazza. Megjegyezzük, hogy a TK (termikus koeficiens) nem tekinthető azonosnak az α hőmérsékleti tényezővel, mivel ez utóbbi csak a fajlagos ellenállás hőmérséklet hatására való megváltozását tartalmazza, míg a TK magában foglalja a geometriai méretváltozások hatását is!

1.2. táblázat

<u>Anyag</u>	<u>α (1/°C)</u>
Ezüst	+0,0038
Réz	+0,004
Vas	+0,0056
Volfram	+0,0041
Manganin	+0,00025
Konstantán	-0,000005
Kanthal	+0,000025
Grafit	-0,0002

Az előjelek a pozitív, ill. negatív hőmérsékleti tényezőre utalnak.

Az anyagok elektromos vezetőképességét kismértékben a levegő páratartalma is befolyásolja. A klimatikus viszonyok hatását az adatlapok az ellenállások és a vezetékek esetében rendszerint feltüntetik.

Az áram átjárta vezetők *hőmérsékleti változásaiért* nemcsak a külső környezet, hanem a működésből eredő hőhatások is felelősek. Ezeknek a hőmennyiségeknek az eredete többféle fizikai hatásra vezethető vissza. Megkülönböztethetők az alábbiak:

Joule-hő

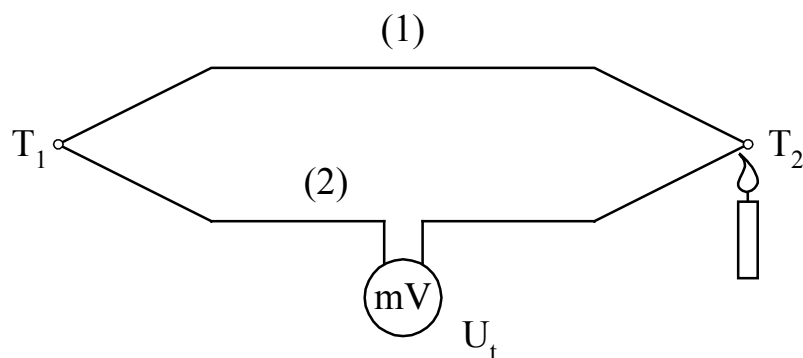
Mint már utaltunk rá, az árammal átjárt vezetőben az elektromos energia egy része hővé alakul (disszipálódik), ami a vezetőt felmelegíti.

Seebeck-hatás

Ha kétféle anyagból összeforrasztott vezető-darab két csatlakozási pontja eltérő hőmérsékletű, akkor az áramkörben U_t termikus feszültség keletkezik:

$$U_t = K(T_2 - T_1), \quad (1.7)$$

ahol T_1 , T_2 a két csatlakozási pont hőmérséklete és a K együttható nagysága a vezetők anyagi minőségétől függ. A jelenséget az 1.2. ábra illusztrálja. A kétféle anyag vezetőkeit az ábrán az (1) és (2) jelekkel láttuk el.



1.2. ábra

Ha a huzal-hurok egyik csatlakoztatási pontját melegítjük, a voltmérő feszültséget jelez: termikus feszültség keletkezik.

A fenti módon keletkezett termikus feszültség a szokványos áramkörökben általában csekély mértékű, ezt a fizikai jelenséget inkább a hőmérsékletmérésre

KVK-2030

készült termoelemekben, vagy termooszlopokban hasznosítják. A termoelemeket (vagy azok sorbakapcsolt változatait: a termooszlopokat) pl. nem szinuszos áram effektív értékének mérésére, vákuumtérben való hőmérsékletmérésre, háztartási gázkészülékekben lángór céljára, továbbá hőszenzorok hitelesítése alkalmazzák.

Néhány anyag-páros K állandójának értékét az 1.3. táblázat tartalmazza utalva a maximálisan megengedett hőmérsékletre.

1.3. táblázat

K anyagállandó értéke

Anyagpáros	K, $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	Maximális hőmérséklet, $^\circ\text{C}$
Réz-manganin	0,5...2	400
Réz-konstantán	42	500
Vas-konstantán	53	800
Ezüst-konstantán	42	600

Peltier-jelenség

Ha két különböző anyagból készült vezető csatlakozási pontjain I áram halad át, akkor hőmennyiség szabadul fel, ill. nyelődik el. A Q hőmennyiség:

$$Q = \pm\pi \cdot I, \quad (1.8)$$

ahol π a Peltier tényező, amelynek értéke a vezetők anyagi minőségétől függ. A kétféle előjel arra utal, hogy az áramiránytól függően a referenciának tekinthető átmenethez képest a másik átmenet hőmérséklete nő, ill. csökken.

Thomson-jelenség

Ha az árammal átjárt homogén vezető mentén hőmérsékletváltozás lép fel, akkor a vezeték mentén hő válik ki, vagy nyelődik el.

$$Q = \pm \sigma \cdot I, \quad (1.9)$$

ahol σ a Thomson tényező és I az áramerősség.

A felsorolt jelenségek okozta hőhatások egymással algebrailag összegeződnek, azonban a legtöbb esetben a Joule-hő a meghatározó mértékű.

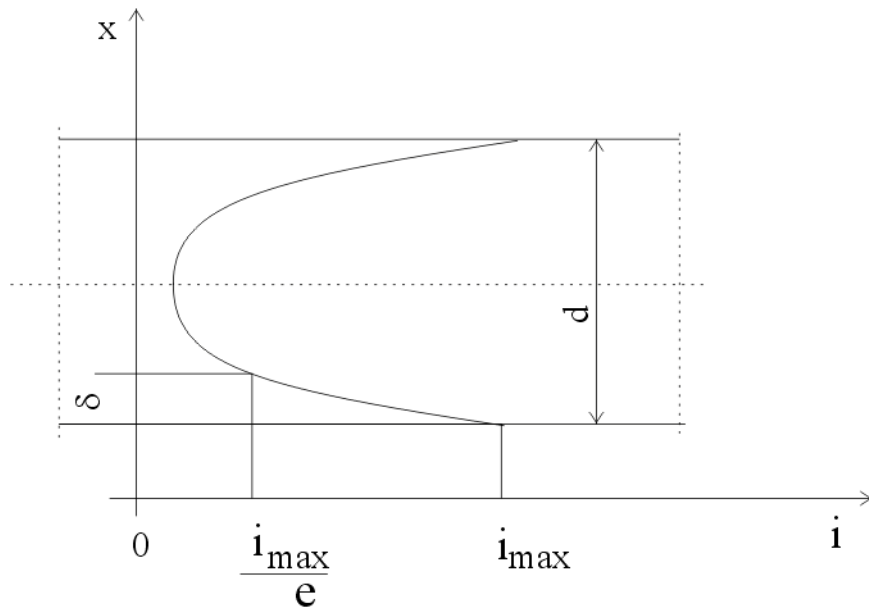
1.1.3. Vezetők viselkedése nagyfrekvencián

Ha a vezetőkön átfolyó áram időben változik, akkor a vezető körül kialakult mágneses tér is változik (ld. 4.1. fejezet). A változó mágneses tér olyan feszültséget indukál a vezetőben, ami ellentétes irányú a vezérlő árammal. A kétféle áram eredője a vezető keresztmetszete mentén változik mégpedig úgy, hogy a vezető belseje felé haladva csökken és a vezető pereme felé haladva nő. A jelenség az ún. felületi hatás (szkin-effektus) és az elnevezés arra utal, hogy a frekvencia növekedésével az áram egyre inkább kiszorul a vezető belsejéből a vezető felszínére. Vizsgálva az áram eloszlását a vezető keresztmetszete mentén szinuszos feszültségváltozást feltételezve, hengeres vezető esetében az 1.3. ábra szemlélteti a vezető keresztmetszete mentén az áramerősség változását. Az ábrán d -vel jelöltük a vezető keresztmetszetét, és i_{\max} jelenti a felület mentén folyó áramot. δ -val jelölve a behatolási mélységet, vagyis azt a távolságot, amelyen belül az áram e -ed részére csökken:

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}} \quad (1.10)$$

KVK-2030

adódik, ahol ρ a vezető fajlagos ellenállása, ω a körfrekvencia és μ a vezető mágneses permeabilitása.



1.3. ábra

A nagyfrekvenciás áram eloszlása a vezető keresztmetszete mentén

A jelenséget tekintve értelmezhető a huzal „határfrekvenciája”. Ezen azt a frekvenciát értjük, amelyen a δ behatolási mélység éppen a vezeték középvonalát éri el. Ekkor tehát

$$d = 2 \cdot \delta, \quad (1.11)$$

ebből kifejezve δ -t és behelyettesítve az (1.10) összefüggésbe:

$$\omega_h = \frac{8\rho}{d^2\mu} \quad (1.12)$$

adódik. Az $\omega_h = 2\pi f_h$ összefüggést tekintve, f_h lesz a huzal határfrekvenciája. Például hengeres rézvezető esetén a határfrekvencia – behelyettesítve a jelzett állandókat –

$$f_h = \frac{0,0175}{d^2} \quad (1.13)$$

nagyságú lesz. Az f_h határfrekvencia MHz-ben nyerhető, amennyiben a vezeték d átmérőjét mm-ben helyettesítjük be.

1.2. Huzalok és kábelek

Az áramköröket alkotó elemeket: ellenállásokat, kondenzátorokat, diódákat, tranzisztorokat, stb. fémvezetékekkel kapcsolják össze. A korszerű gyengeáramú kapcsolásokat ma már szinte kizárólag nyomtatott áramköri formában alakítják ki, ekkor a csatlakozó vezetékhalozatot maratással kialakított vékony rézréteg képezi. Az integrált áramkörökben a szilícium lapka felületén képezik ki a fém vezetékhalozatot (legtöbbször alumíniumot alkalmazva). Huzalokat, vezetékeket - néhány kivételtől eltekintve – ma már inkább csak az erősáramú technikában, továbbá az elektronikus készülékek tápegységeiben és kezelőszerveinek bekötésénél alkalmaznak. Kábeleket a különféle műszerek összekapcsolásánál vagy a mérendő objektum és a mérőműszer összeköttetéseinél használnak.

1.2.1. Fémhuzalok

Az elektronikában alkalmazott huzalok két nagyobb csoportját különböztetik meg: a csupasz, felületi szigetelést nem tartalmazó, valamint a szigetelt huzalokat.

KVK-2030

A csupasz rézvezetékek minőségét az MSZ 141, 1566 és 1567 szabványok írják elő. A huzal ovalitása a körkeresztmetszettől való eltérést jelenti, vagyis a legkisebb és a legnagyobb átmérő különbségét. A leggyakrabban alkalmazott huzalok átmérőit és a megengedett átmérő-eltérést (ovalitást) az 1.4.táblázat tünteti fel.

1.4. táblázat

<u>Átmérő, mm</u>	<u>Ovalitás, mm</u>
0,10...0,2	0,004
0,21...0,4	0,008
0,41...0,8	0,010
0,81...1,6	0,012
1,70...3,0	0,024
3,10...8,0	0,048

A csupasz rézvezetékek kellemetlen tulajdonsága, hogy azokat hosszabb ideig tárolva, a vezetékek felületén oxid-bevonat képződik, ami megváltoztatja a villamos vezetőképességet és megnehezíti a forrasztást. Ennek kiküszöbölésére készítik az ónozott vagy ezüstözött rézhuzalokat. Ez utóbbi huzalfajta kedvező a szkin-hatás szempontjából is. Csupasz huzalok elsősorban jó vezető ötvözetekből: konstantán, mangánin, krómnikkel és kanthal anyagokból készülnek, amelyeket általában fűtőtestek vagy huzalellenállások céljára használnak.

A huzalok szigetelésére a legelterjedtebben a zománcszigetelést alkalmazzák.

A zománc anyaga rendszerint valamilyen műanyag lakk. Készül olyan

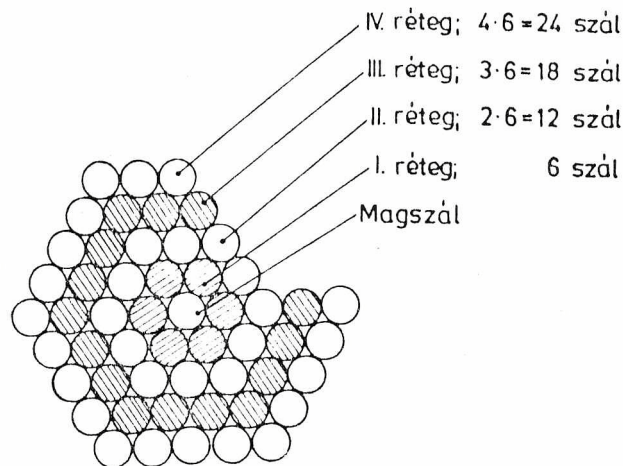
zománcozott huzal is, amelyről forrasztás előtt nem szükséges eltávolítani a szigetelést: a forrasztópáka, ill. a megolvadt forrasztóon hőmérsékletén (kb. 300°C) a zománcréteg elgőzölög. Ezeket a huzalokat lotán huzaloknak nevezik. Olyan zománchuzalok is készülnek, amelyeknél az egyszeres vagy kétszeres vastagságú műanyag-alapú zománcszigetelésre egy további: vinil-polimer alapú műanyagréteg is kerül. Az ilyen huzalokat különleges tekercsek céljaira készítik.

Nagyfrekvenciás alkalmazásoknál a szkin-hatás csökkentése érdekében litze-huzalt használnak. A litze-huzalok vékony zománcszigetelésű vezető erekből – elemi szálakból –összesodrott huzalkötegek. Az ilyen huzalkötegben – értelemszerűen – sokkal nagyobb lesz a nagyfrekvenciás áram intenzitása, mint az egyeres vezetékben. Az elemi szálak átmérője néhány század-, néhány tizedmilliméter nagyságrendű, és az összesodrott elemi szálak száma néhánytól néhány százig terjed.

Gyártanak ún. „szabályos” litze-huzalokat is, ezek elemi érszámát úgy választják meg, hogy az eredő keresztmetszet befoglaló formája szabályos hatszög legyen (1.4. ábra). Az ilyen huzalokat a sokerű kábelek céljára használják.

Nagyfrekvenciás tekercsek készítéséhez gyakran használnak selyemszigetelésű zománchuzalokat mind tömör, mind litze-szerkezetű vezető érrel. A selyemszigetelés célja az, hogy a menetek és a sorok egymástól távolabb kerüljenek, és így a köztük létrejövő kapacitások kisebbek legyenek.

Híradástechnikai és műszeripari készülékek belső alkatrészeinek összekapcsolására rendszerint egyéb szigetelési megoldással ellátott huzalokat is használnak. E huzalfajták választékát és jellemzőit az iparág szabványai tartalmazzák.



1.4. ábra

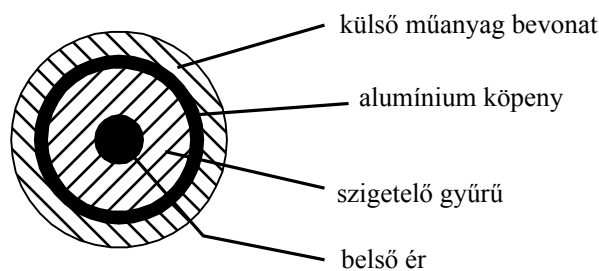
Szabályos elrendezésű litze, ill. sokerű kábel keresztmetszete

Az elektronikus zajok és a szórt elektromágneses terek vezetésekre gyakorolt hatása csökkenthető, amennyiben árnyékolt vezetéseket használunk. Bár a legtöbb árnyékolt huzal kifejezetten kábel céljára készül, sok esetben az áramkörök szerelésénél, sőt az egyes alkatrészek összeköttetéseinél is alkalmazzák azokat. Az egyszerű árnyékolt huzal egyszálás vagy több szálból összetekert belső érből, szigetelésből és az azt körülvevő fémszövetből áll. A fémszövetet újabb műanyag-bevonat takarja. Az áramkörökben a külső árnyékoló fémszövetet földpotenciálra kapcsolják.

Kisebb tömegű és hajlékonyabb árnyékolt vezetékek készíthetők az újabban kidolgozott fémezett szövetek alkalmazásával. Ezeket a vezetékeket úgy állítják elő, hogy poliamid hordozószövetet vékony rétegben rézzel vagy ezüsttel vonnak be, majd az így vezetővé tett szövetre hagyományos galvanizálással tetszőleges fémréteget (réz, ezüst, arany, nikkel, stb.) visznek fel.

1.2.2. Koaxiális kábelek

A koaxiális kábelek jellegzetes felépítését az 1.5. ábra szemlélteti.



1.5. ábra

Koaxiális kábel keresztmetszeti képe

A belső ér (mag) alumíniumból készül, amelyet rézzel vonnak be. Ezt a magot műanyag szigetelő réteg veszi körül, majd az alumínium köpenyen újabb szigetelő műanyag-réteg helyezkedik el. A koaxiális kábel felépítése hasonlatos az egyszerű árnyékolt vezetékek (kábelek) felépítéséhez, a különbség az, hogy a koaxiális kábeleket igen kicsiny kábelkapacitásúra készítik, ezért a legtöbb ilyen kábel sokkal vastagabb az egyszerű árnyékolt kábelnél azáltal, hogy az eret sokkal nagyobb átmérőjű szigetelő gyűrű veszi körül.

1.2.3. Vezetékek méretezése

A generátort a fogyasztóval összekötő vezeték is rendelkezik csekély, de nullánál nagyobb ellenállással (R_v). Ezért a vezeték mentén $P_v = I^2 R_v$ hőteljesítmény keletkezik, ami a vezetéket melegíti. A vezeték hossza és anyaga általában adott, ezért csak a keresztmetszetét kell annak megfelelően méretezni, hogy mekkora veszteséget engedhetünk meg.

Az energiaszállító vezetékeket feszültségesésre méretezik. Általánosan elfogadott, hogy a vezetéken eső feszültség a fogyasztón eső feszültségnek 2...5 %-a lehet. Világítás céljára alkalmazott vezetékeknél pl. ragaszkodnak a 2%-hoz! Az Ohm törvény értelmében a vezetéken $U_v = I \cdot R_v$ feszültségesés lép fel, ennek alapján kell meghatározni az R_v vezeték-ellenállás megengedhető értékét az (1.3) összefüggés figyelembe vételével.

A tekercsek esetében a vezetékeket melegedésre méretezik, mert az egymás melletti menetekben keletkező hő nehezebben tud eltávozni, mint az egyetlen szálból álló vezeték esetén. A méretezésnél célszerű az áramsűrűséggel számolni. A tekercseket általában $2,5 \text{ A/mm}^2$ áramsűrűségre méretezik, ha azonban ventilátoros hűtést alkalmaznak, a $3...4 \text{ A/mm}^2$ értéktartomány is megengedett.

1.2.4. Fényvezető szálak és kábelek

Az optikai hírközlő rendszerek nagyarányú fejlődése lehetővé tette, hogy az adatátvitel és a híradástechnika területén a fémszál kábeleket kiváltsák az

optikai kábelek. Az optikai adatátvitel – mint ismeretes – azt jelenti, hogy a jeleket digitalizálják és az így nyert elektromos impulzusokat fényimpulzusokká alakítják át. A jeladó a legtöbb esetben lézer-dióda, és a vevő félvezető fotodióda. A fényimpulzusok üvegszálakon haladnak át, amelyek hosszúsága több száz kilométer is lehet. Az üvegszálakból kialakított fénykábelek sok különböző csatorna jelének egyidejű átvitelét teszik lehetővé.

Az impulzusátvitel abban az esetben ideális, ha az üvegszál fénycsillapítása és diszperziós hatása csekély, ekkor a szálon áthaladó fényimpulzus kevéssé csillapodik és szélesedik ki, azaz megőrzi meredek fel- és lefutását. E követelmények biztosítása érdekében különleges anyagú és konstrukciójú üvegszálakat fejlesztettek ki. A hírközlésben használatos üvegszálakat az alábbi paraméterek jellemzik:

- a törésmutató változása a szál keresztmetszete mentén
- a hosszegységre eső csillapítás adott hullámhosszon, és a csillapítás hullámhossz-függése
- a szál mechanikai jellemzői: átmérő, hajlíthatóság, a szál szilárdsága, tartóssága, kifáradása,
- stb.

Az üvegszálakat és -kábeleket a felsorolt jellemzőkön kívül az átviteli *módusok* szerint is csoportosítják. Móduson a fénysugár rezgési fajtáit értik, pl. a koherens sugarat kibocsátó lézerek legtöbbje csak tranzverzális alaplómódusban oszcillál, míg a nem koherens sugárforrások sokféle sugármódusban bocsátják ki a fényt.

Egymódusú hullámvezető

Az egymódusú hullámvezető a lehető legnagyobb sávszélességgel rendelkezik, ezért alkalmas a nagy távolságú átvitelre egyidejűleg nagy információkapacitást biztosítva.

A szál magja és köpenye nagy tisztaságú üvegből készül. Magát a szálát gyöngébb minőségű, ugyancsak üvegből készült külső réteg veszi körül. Ennek szerepe, hogy növelje a külső átmérőt és ezáltal nagyobb legyen a szál hajlítással szembeni ellenállása. Jellemző adatok:

Csillapítás: kb. 1 dB/km 850 nm-es hullámhossz esetében.

Sávszélesség: kb. 40 GHz · km, amelyet az anyag- és a hullámvezető-diszperzió határol.

Mag: átmérője az átvinni szándékozott fénycsugárhullámhossz nagyságrendjébe essék.

Köpeny: vastagsága kb. 10-szerese legyen a magátmérőnek

Csatolás: a maximális hatásfok elérésére olyan fényforrásra van szükség, amelynek sugárzási felülete kisebb vagy egyenlő a mag keresztmetszetével.

Sokmódusú, gradiens törésmutatójú hullámvezető

A gradiens törésmutatójú hullámvezetőnél a mag törésmutatója fokozatosan csökken a szál középvonalától a szélek felé haladva. A sokmódusú szálak előnye, hogy nem koherens fényt kibocsátó fényforrások jelét is képesek hatékonyan továbbítani. Az ilyen hullámvezetőket inkább csak közepes távolságú összeköttetésekre alkalmazzák. Jellemzői:

Csillapítás: kb 2 dB/km és a numerikus apertúra növelésével nő.

Sávszélesség: tipikusan néhány száz MHz, de optimalizált profinnál 1 GHz feletti is lehet.

Mag: 50...60 μm átmérő, ha 0,2..0,3 a numerikus apertúra.

Köpeny: vastagsága az átvinni kívánt hullámhossznak kb. a 10-szerese, és 2:1 arányban áll egymással a külső átmérő és a mag átmérője.

Csatolás: főként lézerdiodához csatolják. A csillapítás függ a módusoknak a szálban való eloszlásától a csatlakozási pontban.

Sokmódusú, lépcsős törésmutatójú hullámvezető

Főként rövidtávú, olcsó alkalmazásokhoz használják legtöbbször akkor, ha LED-hez vagy egyéb, ún. Lambert-féle fényforráshoz kívánják csatolni.

Készítenek műanyag köpenyű és teljes egészében műanyagból álló szálakat is. Mindkettő lépcsős törésmutatójú, maggal, műanyag köpennyel és védőbevonattal (vagy anélkül) kialakítva. Csillapítását a műanyag köpeny anyaga határozza meg és értéke a 600...800 nm-es hullámsávban minimális. Magátmérője többszáz mikrométer nagyságú, tipikusan 0,3...0,5 numerikus apertúrával. Köpenye vékony, néhány mikrométer és csatolása hasonlatos a már említett sokmódusú szál csatolásához.

Fénykábelek

A fényvezető kábelek kialakítása igen sokféle lehet: a könnyű súlyú, nagyszilárdságú kábeltől a teljesen páncélozott kábelekig rengeteg változat áll

KVK-2030

rendelkezésre a különböző felhasználási célokra megfelelően. Mivel az üvegszálak vékonyak és sérülékenyek, a kábelek szerkezetét úgy alakítják ki, hogy a kivitelezés eleget tegyen a tervezett mechanikai kívánalmaknak. Gondoskodni kell arról is, hogy a szálakat érő oldalnyomás térben lassan változó erővé alakuljon át. Az üvegszál kábelek ezért az üvegszálakon kívül ún. erősítőelemeket is tartalmaznak. Egyszerűbb esetekben gyöngye minőségű, régi üvegszálakat alkalmaznak, azonban az igényesebb kábelekben acél, karbon vagy műanyag szálakkal fogják össze a fényvezető szálakat. A fényvezető kábelek megvalósíthatók szorosan egymásra támaszkodó szálakból, vagy a kábelen belül lazán elhelyezett szálakból. A szálakat külső fémbevonat vagy gázbevonat védi a nedvességtől.

1.2.5. Szupravezetők

A szupravezetés jelensége mindmáig az egyik legizgalmasabb és legrejtélyesebb területe a szilárdtest fizikának. Amennyiben sikerülne a szupravezetés eléréséhez szükséges igen alacsony hőmérsékletet a szabad térben is biztosítani, a nagyobb távolságokra való energiaszállítás terén ma még alig belátható távlatok nyílhatnak. A szupravezetés alapjelenségei a következők:

- Egy T_c kritikus hőmérsékleten a szupravezetők fajlagos ellenállása gyakorlatilag nullára csökken (általában $\rho \leq 10^{-23} \Omega \cdot \text{cm}$ érhető el). A szupravezetésbe való átmenet hőmérséklet tartománya a foknak kb. az ezredrészét teszi ki.

- Mágneses térbe helyezve az anyagot bizonyos kritikus térerősség-érték fölött (ami hőmérsékletfüggő) a szupravezetés megszűnik.
- A szupravezető abszolút diamágneses, vagyis belsejében a mágneses tér nulla. Ez nem következik a szupravezetés tényéből, teljesen önálló jelenség.

Bár a szupravezetés tipikus T_c hőmérséklete a 0 K közelébe esik, kidolgoztak egy elméletet, amely értelmében felületi szupravezetés a 100 K-nél nagyobb hőmérsékleti tartományban is létezhet.

Amerikai és japán kutatók kísérleteznek olyan szupravezető kábelekkel, amelyek már a folyékony nitrogén hőmérsékletén szupravezetőkké válnak, és ezáltal nagyáramú villamosenergia szállítására nyílik lehetőség. A már elkészített 50 m-es kábel 3000 A átvitelére alkalmas.

1.3. Ellenállások és potenciométerek

Az elektronikában ellenállásnak nevezik azt az alkatrészt, amelynek célja az áramkorlátozás és a feszültségesés beállítása. Maga az ellenállás hordozóból, az ellenállást képező többé-kevésbé jól vezető anyagból, kivezetőkből és védőbevonatból áll. Az ellenállások kivitelüket és előállítási technológiájukat tekintve a robusztus erősáramú ellenállás-tömböktől az integrált áramkörök belsejében kiképezett kicsiny félvezető-rétegekig igen sokféle változatban készülnek. Megemlítjük, hogy jegyzetünkben csak a gyengeáramú technika ellenállásaival foglalkozunk. Az ellenállás-fajták egy része ma már nem használatos, részint kedvezőtlen méreteik, részint gyöngye paramétereik

KVK-2030

(instabilitás, frekvenciafüggés, stb.) következtében, ide sorolhatók az ún. tömör ellenállások. Ezekkel az ellenállásokkal a továbbiakban nem foglalkozunk.

Az ellenállásokat - függetlenül azok kialakításától - az alábbi adatokkal jellemzik:

- Névleges ellenállás-érték: az ún. szabványos ellenállás-értéksorokba tartozó elemek az 1 Ω -tól a 10 G Ω -ig terjedő tartományt fogják át.
- Tűrés: az ellenállás értékének %-os eltérése a névleges értéktől. A ma használatos ellenállások tűrésének tipikus tartománya $\pm 1...20$ % között van.
- Terhelhetőség: az a P_{\max} teljesítményérték, amelyet az ellenállás még károsodás és túlmelegedés nélkül eltűr. Értéke az R ellenálláson átfolyó I maximális árammal és az ellenálláson eső U maximális feszültséggel kifejezve:

$$P_{\max} = I^2 R = \frac{U^2}{R} = I \cdot U . \quad (1.14)$$

- Nagyfrekvenciás jellemzők.
- Klimatikus viszonyok: a megengedett működési és tárolási hőmérséklettartomány, légnedvesség tartomány, maximálisan alkalmazható forrasztási hőmérséklet.
- Szerkezeti jellemzők: méretek, geometriai formák, esetleg tokozási (bekötési) rajzok.

1.3.1. Ellenállás értéksorok és tűrések

Az ellenállások gyártástechnológiája és anyaga csak bizonyos értékhatáron belül teszi lehetővé a névleges érték beállítását. A névleges értéktől való eltérést jelenti a tűrés, amit – mint már utaltunk rá - %-ban adnak meg. Pl. ha egy $2,2k\Omega$ értékű ellenállása tűrése $\pm 10\%$, akkor ez az ellenállás a $2k\Omega$ és a $2,4k\Omega$ közötti értéket veheti fel. A tűrés megengedett nagysága határozza meg, hogy milyen értéksorokat érdemes gyártani. Az ellenállás értéksorokat szabványok rögzítik.

Az ellenállások értéksorait úgy építették fel, hogy abban a névleges értékek mértani haladványt alkotnak. Az egyes értéksorokat az **E** betűvel és egy számmal jelölik. Pl. az E6 ellenállás-sor a $\pm 20\%$ -os, míg az E96 a $\pm 1\%$ -os tűréssel rendelkező sort jelöli. A jelenleg használatos IEC szabvány főbb értéksorait az 1.6. ábra szemlélteti. Léteznek még egyéb értéksorok is, pl. az E192, valamint a régebbi szabvány szerinti E60, E120, E240 és E480 sorozat.

E6	E12	E24	E48	E96
±20%	±10%	±5%	±2%	±1%

1.6. ábra

A leggyakrabban használt szabványos értéksorok túrése

Az ellenállások értékeit a túrésmezők figyelembe vételével úgy választják meg, hogy az értékek dekádonként ismétlődnek. A dekádon belüli értékek számításánál 10-ből annyiadik gyököt vonnak, ahány tagot kívánnak előállítani. Az E6-os sor esetén például, ahol egy dekádon belül 6-féle érték fordul elő:

$$q = \sqrt[6]{10} = 1,468$$

hányados adódik. Ezzel az értékkel 1-től kezdődően annyiszor kell szorozni (és ha kell, kerekíteni), ahány tag lesz. Az E 6 példájánál maradva az $1 \cdot 1,468$ értéket 1,5-re kerekítik, így 1, majd $1 \cdot 1,5 = 1,5$ és ezt követően $1,5 \cdot 1,5 = 2,25$ értéket kapunk. Ez utóbbit 2,2-re kerekítik. Hasonló megfontolással a következő érték 3,3 lesz, és így tovább. Példaként az 1.5. táblázatban az E6, E12 és az E24 értéksorok néhány elemét tüntettük fel.

1.5. táblázat**Szabványos E 6, E 12 és E 24 értéksor**

E 6	E12	E24	E 6	E12	E24
20 %	10 %	5 %	20 %	10 %	5 %
1,0	1,0	1,0	3,3	3,3	3,3
		1,1			3,6
	1,2	1,2		3,9	3,9
		1,3			4,3
1,5	1,5	1,5	4,7	4,7	4,7
		1,6			5,1
	1,8	1,8		5,6	5,6
		2,0			6,2
2,2	2,2	2,2	6,8	6,8	6,8
		2,4			7,5
	2,7	2,7		8,2	8,2
		3,0			9,1

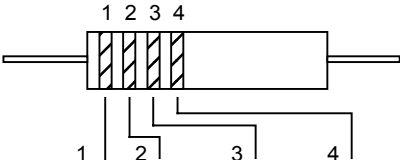
Mint a táblázatból látható, minél kisebb az ellenállások tűrése, annál sűrűbb az értéksor. A fenti számítás következtében egy ellenállás tűrése miatti felső határértéket a következő nagyobb érték alsó határa jól megközelíti, sőt bizonyos értékeknél esetleg kisebb átfedés is felléphet.

A régebben gyártott ellenállásokra számokkal és betűkkel ráírták azok értékeit úgy, hogy a nagyságrendet jelző betű a tizedes vessző helyére került. Pl. 3,3MΩ

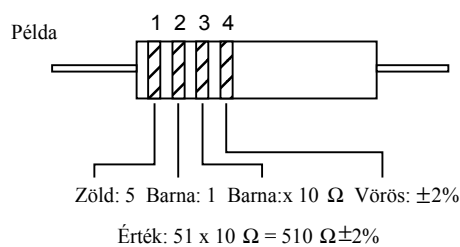
KVK-2030

esetén az ellenállásra 3M3 jelet írtak. A tűrést általában betűkóddal tüntették fel.

A jelenleg gyártott ellenállások már színkóddal készülnek, megkülönböztethetők a 4 és az 5 sávos jelölési rendszerek. A 4 színgyűrűs jelölés rendszerét az 1.7.ábra mutatja be. A leolvasást annál a gyűrűnél kell kezdeni, amelyik a kivezetéshez közelebb van, vagy sávja szélesebb. Öt színgyűrűs jelölésre mutat példát az 1.8. ábra

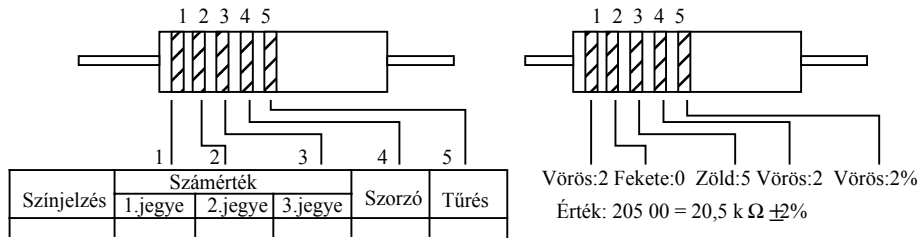


Színjelzés	Számérték		Szorzó	Tűrés
	1. jegye	2. jegye		
Fekete		0	x 1Ω	
Barna	1	1	x 10Ω	± 1%
Vörös	2	2	x 100Ω	± 2%
Narancs	3	3	x 1kΩ	
Sárga	4	4	x 10kΩ	
Zöld	5	5	x 100kΩ	± 0,5%
Kék	6	6	x 1MΩ	
Ibolya	7	7	x 10MΩ	
Szürke	8	8	x 100MΩ	
Fehér	9	9	x 1GΩ	
Arany			x 0,1Ω	± 5%
Ezüst			x 0,01Ω	± 10%
Szintelen				± 20%



1.7. ábra

Négy színgyűrűs jelölés



1.8. ábra

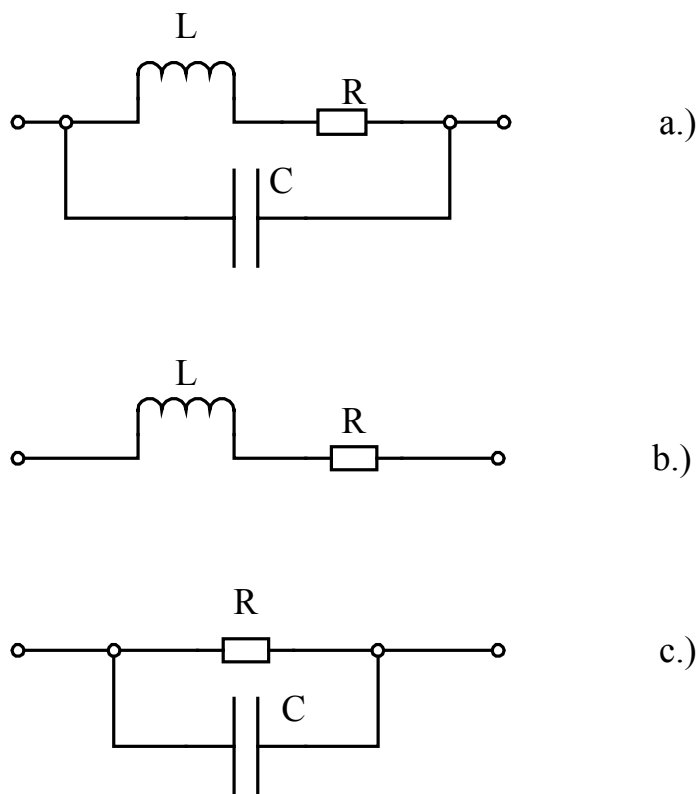
Öt színgyűrűs jelölés

Az ellenállás értékét a tizedes vessző használata nélkül, a számjegyek egymás után írásával kapjuk meg. Ez a szabály az 5 gyűrűs jelölésre is érvényes, amelyet az E24-nél kisebb tűrésű sorozatoknál használnak. Ennél a színkódnál számértéket az első három gyűrűből lehet meghatározni, és a színek jelentése megegyezik az előzővel.

Egyes gyártók már a 6 sőt a 7 gyűrűs jelölést is alkalmazzák. Ezeknek a gyűrűknek a színe az ellenállásra kapcsolható maximális feszültségre, ill. a hőmérsékleti tényezőre utal. A T_C hőmérsékleti tényező nem teljesen azonos az (1.5) képletben szereplő α hőmérsékleti tényezővel, mivel az ellenállások méretváltozásainak következményét is tartalmazza. A színek: barna – vörös – narancs – sárga – kék sorrendben követik egymást, míg a hőmérsékleti tényezők a 100 – 50 – 15 – 25 – 10 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ sorrendet követik. A ppm rövidítés (part per million) milliomod részt jelent. Így pl az 1 T_C ppm/ $^{\circ}\text{C}$ -ban megadva $10^6 T_C$ értéket jelent $1/^{\circ}\text{C}$ dimenzióban kifejezve.

1.3.2. Az ellenállások helyettesítő kapcsolása, nagyfrekvenciás jellemzők

Amennyiben az ellenállást váltakozó áramú körben alkalmazzák, az R ellenálláshoz a szerkezeti jellemzőktől függően kapacitív és induktív összetevők is társulnak. Ennek következtében az R ellenállás különféle R-L-C hálózatokkal jellemezhető. Az ilyen hálózatokat helyettesítő kapcsolásoknak vagy helyettesítő képeknek nevezik (ld. 1.9. ábra).



1.9. ábra

Az ellenállás helyettesítő kapcsolásai

A helyettesítő kapcsolás és elemeinek értéke elsődlegesen az ellenállás technológiai megvalósításától függ. Az 1.9.a.ábrán látható helyettesítő kapcsolás egészen a legnagyobb frekvenciáig alkalmazható, azonban bizonyos feltételek esetén egyszerűsíthető.

Nevezetesen: amennyiben az R rezisztivitás elegendően kicsiny, ill. az ω frekvencia elegendően nagy ahhoz, hogy teljesüljön az

$$R \ll 1/\omega C$$

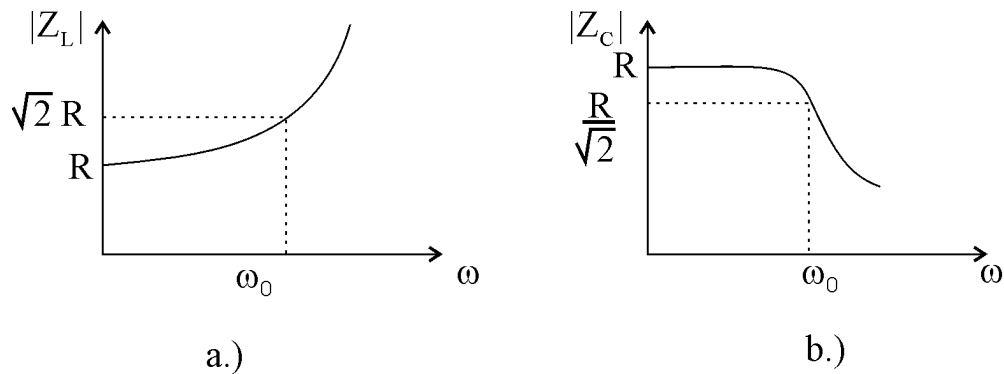
feltétel, akkor a kapacitás söntölő hatása elhanyagolható, és a helyettesítő kép az 1.9.b. ábrán látható formát ölti. Ekkor a két kapocspár közötti impedancia:

$$Z_L = R + j \omega L \quad (1.15)$$

szerint adható meg, és az impedancia abszolút értéke:

$$|Z_L| = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2} \quad (1.16)$$

nagyságú lesz. A frekvencia függvényében vizsgálva a helyettesítő képet, azt az ω_0 frekvenciát, amely esetén éppen teljesül az $R = \omega_0 L$ azonosság, *határfrekvenciának* nevezik. Ebben az esetben az impedancia a frekvencia függvényében a 1.10.a. ábrán látható módon változik.



1.10. ábra

Az impedancia abszolút értéke a frekvencia függvényében: a) soros induktivitás esetén, b) párhuzamos kapacitás esetén

Ha az R ellenállás nagy rezisztivitású és az L szórt induktivitás viszonylag kicsiny, vagyis teljesül az $R \gg \omega L$ feltétel, a helyettesítő kapcsolás az 1.9.c.ábrán látható módon alakul. Az impedancia:

$$Z_c = R \times \frac{1}{j\omega C} \quad (1.17)$$

és az impedancia abszolút értéke:

$$|Z_c| = \frac{R}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}} \quad (1.18)$$

nagyságú lesz.

Az ω_0 határfrekvencia annak a frekvencia-értéknek felel meg, amikor teljesül az $R = 1/\omega_0 C$ egyenlőség. Az impedancia frekvenciafüggését az 1.10.b.ábra szemlélteti.

A gyártók célja az ω_0 határfrekvencia növelése, ami elsődlegesen a járulékos L- és C-értékek csökkentésével lehetséges. A napjainkban gyártott ellenállások legtöbbször a kicsiny teljesítménytűrés-igény folytán kicsiny méretű, és így a parazita L-C elemek értéke is csökken.

1.3.3. Huzalellenállások

Huzalellenállásokat a korszerű, gyengeáramú elektronikában ma már csak elvétve, általában valamilyen speciális célra alkalmaznak. A kereskedelemben kapható típusok $0,1\Omega \dots 22k\Omega$ tartományban állnak rendelkezésre E12 és E24 értéksorral. Az egyes típusok terhelhetősége az $1W \dots 100W$ tartományt fogja át. A huzalellenállások konstrukciója rendszerint olyan, hogy az alkalmazott konstantán, mangánin vagy krómnikkel huzalt kerámia hengeres testre tekereslik fel. Készítenek hőre keményedő lakkal bevont típusokat, gyártanak cermet védőrétegű huzalellenállásokat, továbbá zománc védőrétegű változatokat is.

A szokványos módon feltekereselt huzalellenállás tekercsnek tekinthető, ezért helyettesítő képében (ld. 1.9. ábra) az L induktivitás jelentős nagyságú lehet. Ennek csökkentése érdekében speciális tekercselési eljárásokat alkalmaznak.

Bifiláris tekercselés

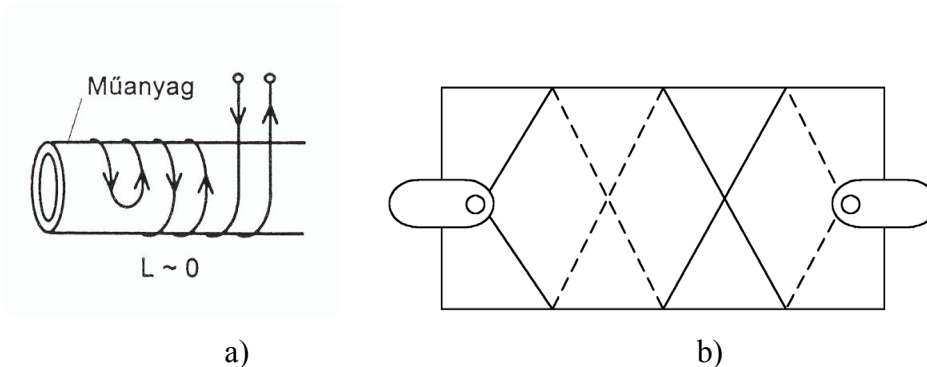
Bifiláris tekercselésnél az előre levágott huzalt kettéhajtva tekerik fel a kerámiahengerre úgy, hogy a két szálat összefogva helyezik el (ld. 1.11.a.ábra).

KVK-2030

Ennek következtében az egymás melletti szálakban az áramirány ellentétes, ami az induktivitás lecsökkenését eredményezi. A bifiláris tekercselés fő hibája, hogy nagyobb rezisztivitás esetén a hosszan egymás mellett vezetett két szál között jelentős kapacitás jön létre, ami (mint már utaltunk rá) ugyancsak elrontja az ellenállás nagyfrekvenciás tulajdonságait.

Keresztezett tekercselés

A keresztezett tekercseléssel készített huzalellenállás esetében mind az induktivitás, mind a kapacitás igen kicsiny. Ennél az eljárásnál először az egyik huzalt tekercselik fel, amelynek ellenállása a kívánt érték kétszerese, majd erre rátekercselik az ugyancsak kétszeres ellenállású második tekercset fordított menetiránnyal, így a huzalok minden menetnél keresztezik egymást. Végül a két huzal megfelelő végeit összeforrasztják, és így nyerik a végleges R értéket. A tekercs kialakítását az 1.11.b. ábra szemlélteti.



1.11. ábra

a) Bifiláris tekercselés b) Keresztezett tekercselés

Megjegyezzük, amennyiben nagyon kicsiny, vagy speciális értékű ellenállásra van szükségünk, akkor magunk is elkészíthetjük azt a fenti eljárások valamelyikével. Célszerű lapos csillám- vagy papírbakelit lemezből kivágott „csévetestet” alkalmazni és a fentiekben említett huzalok valamelyikét alkalmazni. Az ilyen huzalok a kereskedelemben „ellenállás huzal” néven kaphatók.

Fűtőellenállások

A huzalellenállásokat napjainkban a leggyakrabban fűtési (melegítési) célokra alkalmazzák. Az erősáramú fűtőtesteken kívül szükség lehet valamely áramkör vagy áramköri elem fix hőmérsékleten való tartására, és erre a célra kisebb méretű fűtőellenállás is megfelel.

Villamos fűtőtest készítésénél általában előírják a P fűtőtéljesítményt. Ismertnek feltételezve a fűtőellenálláson eső U feszültséget:

$$R = \frac{U^2}{P} = \rho \frac{\ell}{\frac{d^2 \pi}{4}} \quad (1.19)$$

Az egyenlet sor második és utolsó tagjából kifejezhető a d huzalátmérő:

$$d = \frac{2}{U} \sqrt{\frac{\rho P \ell}{\pi}} \quad (1.20)$$

A fenti képletekben szereplő ρ érték a huzal-anyag fajlagos ellenállása és ℓ a huzal hosszúsága.

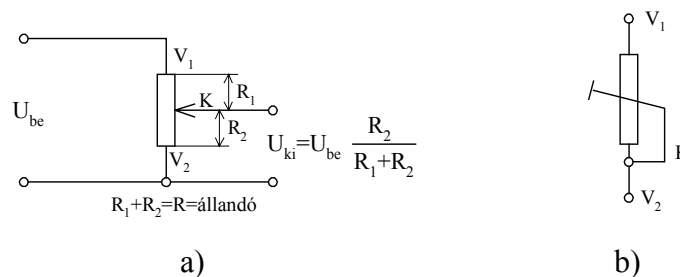
A kész fűtőellenállásokat rendszerint megfelelő alakúra kiképzett kerámia- vagy samott-tartókba helyezik. Az áram hozzávezetése egyszerűbb esetekben az ellenálláshuzal visszahajlított és összesodort végein, nagyobb fűtőellenállásoknál megfelelően nagyobb keresztmetszetű hegesztéssel az ellenálláshuzalhoz rögzített kivezetéseken történik.

Huzal potenciométerek

A potenciométereket – mint ismeretes – feszültségosztásra, vagy változtatható ellenállás céljára alkalmazzák.

A potenciométerek elvi felépítését az 1.12.a. ábra szemlélteti. A bemeneti feszültséget az ellenállás-pálya két végpontjára (V_1 - V_2) adva, a K középkivezető és az egyik végpont között a bemeneti feszültség leosztott értéke adódik. Az ábra jelöléseit követve:

$$U_{ki} = U_{be} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (1.21)$$



1.12. ábra

- a) A potenciométer feszültségosztó kapcsolása
- b) A potenciométer mint változtatható ellenállás

A potenciométerek változtatható ellenállásként is alkalmazhatók, ebben az esetben az 1.12.b. ábrán látható kapcsolást kell megvalósítanunk. Az ilyen kapcsolatban a potenciométer ellenállása nulla Ohm és a potenciométer névleges ellenállása között változtatható. A potenciométer feszültségosztó képlete, ill. a változó ellenállásnak megfelelő beállítás csak akkor érvényes, ha végtelen terhelést (pl. igen nagy belső ellenállású voltmérőt) kapcsolunk a kimenetre. Ellenkező esetében a kimeneti pontok között megjelenő ellenállás és a terhelő-ellenállás eredője (replusz értéke) mérhető!

A huzal potenciométereknél vékony papírbakelit vagy más alkalmas szigetelő lemezéből kivágott csíkra tekerceslik fel az ellenálláshuzalt, s a csík végére szerelt kivezetésekhez kötik. A megtekerceselt csíkot kb. $\frac{3}{4}$ körívbe meghajlítva, megfelelően kialakított szerkezeti elemekkel rögzítik, a körív középpontjába csapágyazott tengelyt helyeznek el, amelyre a mozgóérintkezést biztosító – legtöbbször szigeteletlen – rugó van szerelve. A rugó rendszerint a meghajlított csík élén támaszkodik fel az ellenálláshuzalra, míg a kivezetés céljára vagy a rugó más része ad érintkezést egy álló körgyűrű vezetőhöz, vagy egy többmenetes finom kis spirálrugót forrasztanak az érintkező-rugó és a kivezetés közé.

A huzal potenciométereket a leggyakrabban 0,5...10 W névleges teljesítményre készítik. Az ennél nagyobb – esetenként többszáz W-os – változatoknál kerámia tartótestet alkalmaznak és érintkezőként hő- és kopásállású szenet használnak.

Ugyancsak a huzal potenciométerek családjába sorolhatók az igen finom ellenállás-beállítást biztosító helikális potenciométereket is. Ezek készülnek egészen kicsiny (1-2 cm-es) méretekben, valamint robusztus, akár 10...25 cm-es kialakításokban is. A miniatűr egyedeknél piciny csavar szolgál az ellenállás beállítására. Megjegyezzük, hogy ezeket a kisméretű változatokat „trimmer potenciométer” (beállító, korrigáló) potenciométer néven forgalmazzák a kereskedelemben.

A nagyméretű helikális potenciométerek 0,5...25 k Ω -os ellenállás-tartományban kaphatók. Névleges teljesítményük 1...10 W. A helikális potenciométerek tengelye többször körülfordítható, általában 10 menetű, így biztosítható a rendkívül finom értékbeállítás. A helikális potenciométer tengelyére a legtöbbször a teljes körülfordulásokat számláló és skálával is ellátott forgató gombot helyeznek. Ha a potenciométert műszerekben alkalmazzák, az említett forgató gombot a műszer előlapjára szerelik fel.

A legtöbb huzalpotenciométer-testet a védelem érdekében bakelitból vagy fémből készült házba zárják, ami egyben a felerősítést is biztosítja.

A potenciométerek jellemzői

Valamennyi potenciométerre – és így a huzal potenciométerekre is - jellemzőek a következőkben ismertetett katalógus paraméterek.

- Névleges ellenállás
- Terhelhetőség

- Tűrés
- Az elfordulási szög, ill. toló-út nagysága
- A szabályozási jelleggörbe
- Hőmérséklet határok
- Mechanikai jellemzők (kivétel, tokozás, rögzítési lehetőség, esetleg teljes szerkezeti rajz).

A potenciométer névleges ellenállása a két szélső kivezetés között mérhető ellenállásnak felel meg. Gyakoriak az E6-os, az E12-es és az E24-es értéksorba tartozó egyedek.

A terhelhetőség az ellenállásoknak megfelelően értelmezhető, a felhasználáskor azonban figyelembe kell venni azt, hogy a megadott watt-érték a teljes ellenállásra vonatkozik. Ha a teljes ellenállásnak csak egy részét (valamely végpont és a csúszka közötti részt) használjuk, a terhelést arányosan csökkenteni kell.

Az elfordulási szög a potenciométer tengelyének a két szélső helyzet közötti elfordulását jelenti fokban kifejezve. Gyakoriak a 270° -os és a 290° -os szögelfordulású típusok. Lényeges specifikációs adata a potenciométereknek a szabályozási jelleggörbe. Ez a grafikon az elfordulás szögének függvényében ábrázolja a közép-kivezetés és az egyik szélső kivezetés közötti ellenállást (ld. 1.13.ábra).

KVK-2030

Megkülönböztetünk:

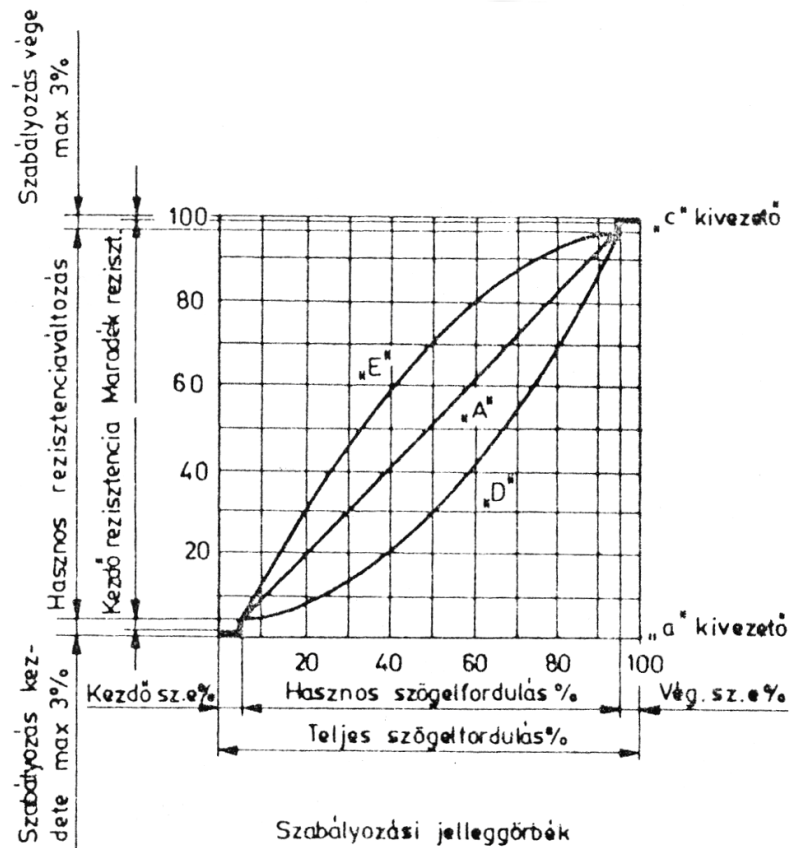
(A) lineáris

(D) logaritmikus és

(E) exponenciális (inverz logaritmikus)

jelleggörbével rendelkező típusokat. Megjegyezzük, hogy a szabályozási jelleggörbe csak terheletlen kimenet esetén követi a megadott függvény menetét!

A potenciométerek egyéb specifikációs jellemzői – értelemszerűen – megegyeznek a huzallellenállásoknál elmondottakkal.



1.13. ábra

A potenciométer szabályozási jelleggörbéi

1.3.4. Rétegellenállások és réteg potenciométerek

Rétegellenállások

A rétegellenállások – mind a mai napig – a híradás- és műszeripar legnagyobb mennyiségben felhasznált diszkrét alkatrészei. Mint az elektronika valamennyi területén, a rétegellenállásoknál is megindult a miniatürizálás, és a kisméretű,

KVK-2030

kis túrúsú és kis TK-val rendelkező változatok fejlesztése. A korábban gyártott ún. tömör ellenállások, valamint a szén- és lakkréteg ellenállások ma már nem használatosak, ezért csak a *fémréteg* ellenállásokkal foglalkozunk.

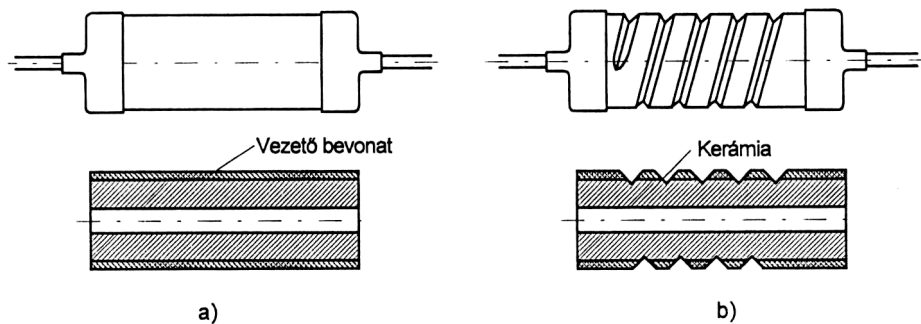
A fémréteg ellenállásoknál az áramvezetést a hordozó test felületén kialakított fém- vagy fémötvözet-réteg biztosítja. A fémréteget a legtöbb esetben vákuumgőzöléssel viszik fel a hordozóra. Lényegében az előállítási technológia egyes lépéseitől függ, hogy az elkészített ellenállás milyen paraméterekkel (értéktartomány, terhelhetőség, stb.) fog rendelkezni.

A Ni-Cr ötvözeteken kívül jó minőségű ellenállásrétegek állíthatók elő Ni – Cr – Al és Cr-Au ötvözetekből. Az utóbbi években dolgozták ki a tantál és tantál-nitrid ellenállásokat. Széles tartományban változtatható a cermet (fém, fémoxid és üvegpors keveréke) fajlagos ellenállása bizonyos nyomelem-szennyezők beépítésével. Rendszerint ezekből az anyagokból készítik a $M\Omega$ nagyságrendű ellenállásokat.

Végeredményben az ellenállás-értékek sok nagyságrendet átfogó elemeit a különféle anyagok fajlagos ellenállásának és rétegvastagságának (geometriájának) variálásával állítják elő. A fémréteg felvitelét követően köszörülést végeznek, ezzel a művelettel az összefüggő fémrétegből spirális alakú szalagot hoznak létre. A köszörült menetek számától függően ugyanabból a rétegből ezres faktoron belül változtatható az ellenállások értéke. Ma már a legtöbb ellenállásgyártó lézeres beégetéssel végzi el az ellenállások értékbeállítását. Az így elkészített ellenállások minden szempontból jobb

minőségűek és kisebb tűrésűek, mint a régebbi, hagyományos módon készörült egyedek.

Az 1.14. ábra tipikus rétegellenállás-szerkezetet mutat be készörülés előtt és után.



1.14. ábra

A rétegellenállás szerkezete a) készörülés előtt és b) készörülés után

A készörülés következtében létrejött spirális szerkezet megnöveli az induktivitást. Nagyértékű ellenállásoknál, ahol a kapacitív összetevő dominál, ez nem okoz problémát, azonban a kisebb értékű ellenállásoknál a parazita induktivitás zavaró lehet. Az ilyen ellenállásokat ún. „induktív-szegény” kivitelben is gyártják, ekkor a fémhenger alkotója mentén végzik el a készörülést és a beégetést.

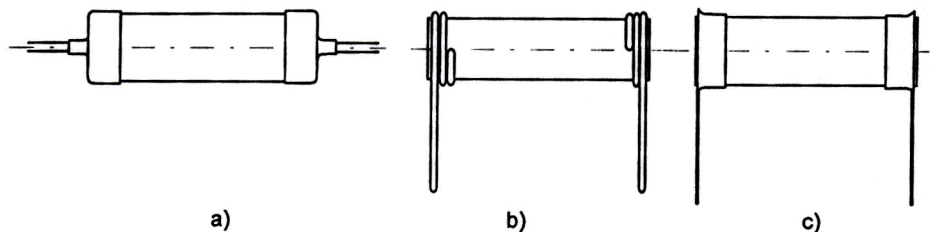
A nagy rezisztenciájú rétegellenállásoknál a felsorolt jellemzőkön kívül az ellenállásra kapcsolható maximális feszültséget (határfeszültséget) is megadják. Erre azért van szükség, mert a spirális menetek között bizonyos feszültség

KVK-2030

főként átütés, átívelés jöhet létre, továbbá korlátozni kell a rétegekben fellépő áramsűrűséget is.

A vékony, rendkívül kényes fémrétegeket a környezeti behatásokkal szemben védeni kell. Ebből a célból a fémréteg ellenállásokat védő lakréteggel vonják be. A gyártás utolsó fázisában a védőbevonatra nyomtatással felviszik az ellenállás kódolt értékét. A kód lehet egyszerű (szám-betűkód) és bonyolultabb (színkód, ld. 1.3.1.pont).

Az ellenállásokat az áramkörökbe való beépíthetőség érdekében kivezetőkkel látják el. Ennek kiképzése bilincs, szalag vagy huzal lehet. A rétegellenállásokat általában axiális huzalkivezetésekkel látják el. Axiális változatnál a kivezetés az ellenállástest tengelyével megegyező irányú, míg a radiális kivezetésnél arra merőleges (sugár) irányú (ld. 1.15. ábra).



1.15. ábra

Rétegellenállás a) axiális huzal-, b) radiális huzal-, és c) radiális szalag-kivezetéssel

Réteg potenciométerek

Felépítésüket tekintve a réteg potenciométerek hasonlóak a huzal potenciométerekhez, azonban lényeges eltérés van a huzaltestek kialakításában. A réteg potenciométereknél az áramvezető réteg valamely merev szigetelőlemezre felvitt szén-, fém- vagy cermetréteg. A legolcsóbb, és ezért még napjainkban is használatos változat a szénréteg potenciométer. A legtöbb szénréteg potenciométer A-jelleggörbével készül (ld. 1.13. ábra).

A fémréteg potenciométereket tárcsa-alakú kerámiahordozón alakítják ki, amelyre az ellenállásgyártás során is alkalmazott vákuum gőzöléssel viszik fel a fémréteget. Bár a fémréteg potenciométereknek mind az időbeli, mind a hőmérsékleti stabilitása messze felülmúlja a szénréteg ellenállások stabilitását, elterjedésüket akadályozza, hogy csak szűk ellenállás-tartományban: $10\Omega \dots 10k\Omega$ gyárthatók. Kedvezőbbek a cermet potenciométerek, ezekkel mintegy $100\Omega \dots 1 M\Omega$ tartomány fogható át. A fémréteg potenciométereket az E3, E6 és az E12 sor szerinti névleges értékekkel gyártják $\pm 10 \dots 30\%$ -os tűréssel. Névleges terhelésük a $0,05 \dots 2W$ teljesítmény-tartományba esik.

A réteg potenciométerek csúszó érintkezője grafit vagy fém, amelyet rugó szorít az ellenálláshoz. Az érintkező mozgatása egy tengely forgatásával, vagy egy kar egyenes vonalú elmozgatásával lehetséges ez utóbbi esetben *toló potenciométerről* beszélünk.

1.3.5. Speciális ellenállások

Feszültségfüggő ellenállások

A feszültségfüggő ellenállás (Voltage Dependent Resistor) rövidített neve VDR, vagy varisztor. A VDR összepréselt szemcsés szilíciumkarbid és kötőanyag égetésével (zsugorításával) készül, szerkezete porózus.

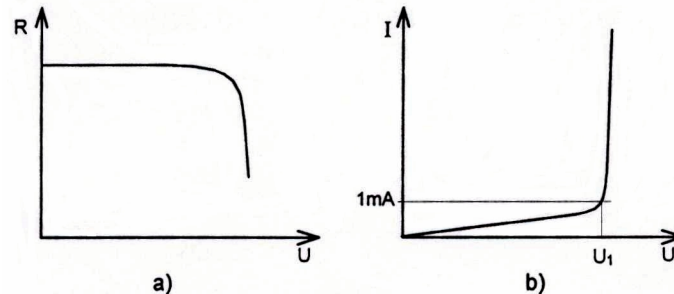
A VDR ellenállása egy bizonyos feszültségig állandó, majd e felett hirtelen csökkenni kezd. A jelleggörbe szimmetrikus, nem függ a feszültség polaritásától. A VDR fontos katalógusjellemzője az alkalmazható feszültségtartomány. A kisebb feszültségtartományban használható ellenállások jelleggörbéje általában meredekebb.

A VDR jelleggörbáját az alábbi egyenlet írja le:

$$U = C \cdot I^\beta \quad (1.22)$$

ahol a β kitevő 0,15...0,3 tartományba esik az ellenállás típusától függően. C az anyagra és a méretekre jellemző állandó.

A varisztorokat tárcsa- vagy rúd-formában gyártják. Alkalmazási területüket általában a feszültségátárolás jelenti a Zéner-diódákhoz hasonlóan, továbbá felhasználhatók feszültségglökések elleni védelemre, jelformálásra vagy televíziós képeltérítők elemeiként. A VDR ellenállásának tipikus feszültségfüggését és áram-feszültség jelleggörbáját szemlélteti az 1.16. ábra.



1.16. ábra

A VDR ellenállásának változása (a) és jelleggörbéje (b)

Termisztorok

A termisztorok olyan ellenállások, amelyek hőmérsékleti tényezője az áramkörü ellenállásokhoz képest több nagyságrenddel nagyobb. Mind pozitív, mind negatív TK-val rendelkező termisztorok készülnek.

A termisztorok a higanyos vagy borszeszes hőmérőknél jóval pontosabbak, és olyan helyeket is alkalmazhatók, ahol a szokványos hőmérők nem helyezhetők el. További előny, hogy válaszjelük a hőmérséklettel arányos elektromos jel, ami jól mérhető, tárolható és számítógéppel is feldolgozható.

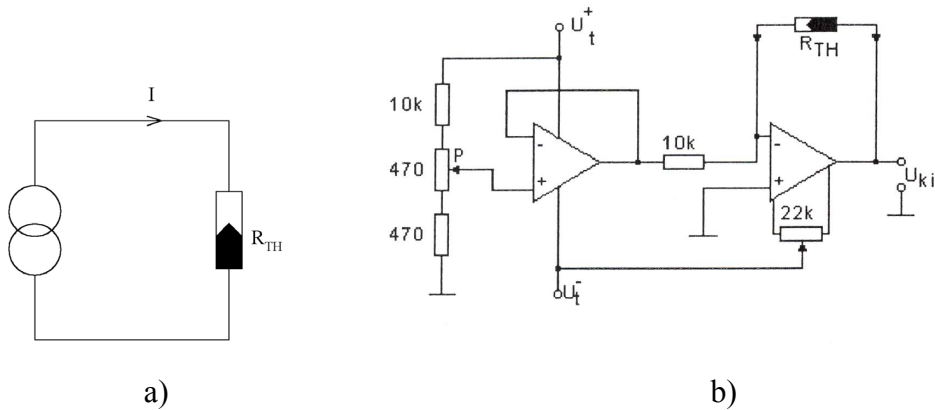
A termisztorok kialakítása sokféle. A legtöbb termisztor félvezető oxidok keverékéből, speciális kerámiákból, vagy félvezető egykristályból készül. Ellenállásváltozásuk a hőmérséklet függvényében exponenciális görbével közelíthető, ami megfelelő áramkörü megoldásokkal a szobahőmérséklethez közeli tartományban linearizálható. A legkorszerűbb termisztorok integrált

KVK-2030

áramkörös kivitelben készülnek, ahol a hőérzékelő ellenállás a félvezető belsejében kialakított kicsiny ellenállás-réteg.

A termisztorok névleges ellenállását általában szobahőmérsékletre, vagy 0°C -ra adják meg. Fontos jellemzője a termisztoroknak a hőkapacitás és a termikus időállandó. Mindkét mennyiség függ a termisztor méretétől (tömegétől) és a mérendő közeghez való illesztés módjától (hőátadás). Szilárd testek hőmérsékletmérésére a legkedvezőbbek a laptermisztorok, míg valamilyen közegben (levegő, gáz vagy folyadék) való mérések esetén jól alkalmazhatók a gyöngy, rúd- vagy tárcsatermisztorok.

A termisztorokat áramgenerátoros vezérléssel működtetik, és mérik a megváltozott ellenállás okozta feszültségváltozást. Fontos, hogy a termisztoron áthaladó áram ne lépje túl az adatlapokban megadott értéket, mert ellenkező esetben a termisztor a meghajtó áram is fűti, ami meghamisítja a mérési eredményeket. Az 1.17.a. ábrán áramgenerátorral táplált hőszensor-kapcsolást szemléltetünk. Az 1.17.b. ábrán látható műveleti erősítő kapcsolás az R_{TH} hőszensor ellenállásának széles tartományban való változása esetén is biztosítja az áramgenerátoros meghajtást az erősítő működési tartományán belül.



1.17. ábra

Hőszenzor áramgenerátoros táplálása: a) elvi kapcsolás, b) műveleti erősítős áramgenerátor-kapcsolás

Fotoellenállások

A fotoellenállás a megvilágítás hatására megváltoztatja rezisztivitását, ezért fénymérésre, fényérzékelésre használható. A fotoellenállások értéke a megvilágítás növelésével logaritmikus léptékben változik, ami kedvezőtlenebb, mint a fotodiódák lineáris jelleggörbéje. A gyakorlatban a legelterjedtebben a CdSSe összetételű vegyületfélvezetőből készített típusokat alkalmazzák, mivel ezek fényérzékenysége jól követi az emberi szem hullámhossz-függését. A fotoellenállások további előnye, hogy éppen logaritmikus léptékű érzékenységük következtében több nagyságrendnyi megvilágítás-tartomány mérését teszik lehetővé. Hátrányuk, hogy a fényváltozásokra lassan reagálnak, ez különösen a nagy méretű, nagy hőkapacitású típusok esetében szembetűnő. További hátrány, hogy ellenállásuk instabil, és értékük függ attól is, hogy

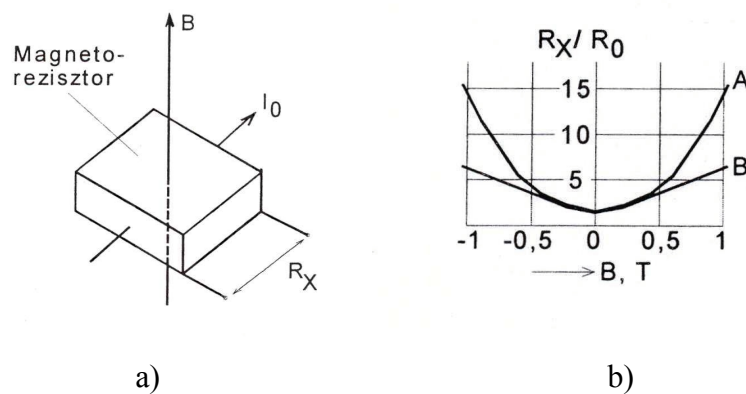
KVK-2030

előzőleg milyen nagyságú fénybesugárzást kaptak. Ezzel együtt öregedési jelenségeket is mutatnak.

A fotoellenállásokat – a termisztorokhoz hasonlóan – ugyancsak áramgenerátoros vezérléssel kell működtetni.

Mágneses ellenállások

A mágneses ellenállás - magnetorezisztor- ellenállását a mágneses térerősségtől függően változtatja. Különösen nagy az érzékenysége az InSb félvezető vegyületből készült ellenállásnak. Az R_x ellenállás változását úgy érzékelik, hogy I_0 húzóáramot bocsátanak át a mintán és mérik a magnetorezisztoron eső feszültséget. Ha a B mágneses térerősség nullától különböző, akkor az áramutak az ellenállásban elfordulnak és emiatt meghosszabbodnak, ami ellenállás-növekedést idéz elő. Az 1.18. ábra a mágneses ellenállás képét és jelleggörbéit szemlélteti.



1.18. ábra

a) A magnetorezisztor felépítése és működési elve, b) jelleggörbék

A mágneses ellenállásokat ma már csaknem teljesen kiszorították a piacról a Hall cellák.

Példák az 1. fejezethez

1. Mekkora ellenállása van 20 m hosszú, 1,5 mm² keresztmetszetű rézhuzalnak?

$$R = \rho \cdot \frac{\ell}{A} \quad ; \quad \rho_{\text{rész}} = 0,0172 \cdot 10^{-6} \Omega\text{m} = 0,0172 \cdot 10^{-3} \Omega\text{mm}$$

$$R = 0,0172 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{20 \cdot 10^3}{1,5} = 0,22933 \sim 0,23 \Omega$$

Mekkora lesz az ellenállás, ha konstantán huzalt használ?

2. Mekkora lesz az 50 m hosszú, 1 mm keresztmetszetű ezüsthuzal ellenállása 20°C-on és 100°C-on?

A szobahőmérsékletre vonatkozó R1 értéket határozzuk meg előző feladat mintájára.

100°C esetén használja az (1.5) képletet és az 1.2. táblázatot. Tétélezzük föl, hogy 10°C hőmérséklet növekedés hatására a huzal hosszúsága 4%-kal megnő, ennek figyelembe vételével határozza meg a 100°C-on érvényes ellenállást!

3. 2 mm² keresztmetszetű rézhuzal esetén mekkora az f_h határfrekvencia a skin hatás következtében?

Mekkora volna f_h , ha ugyanilyen Kanthal huzalt használna? (Feltételezzük, hogy a Kanthal esetében is $\mu=1$ -nek vehető).

4. Készítsen E3-as ellenállás értéksort melynek $\pm 30\%$ a tűrése. Adja meg a dekádonként ismétlődő konkrét ellenállás-értékeket.

$$q = \sqrt[3]{10} = 2,154 \quad 1; \boxed{2,1; 4,6; 9,7}$$

$$\boxed{1; 2,1; 4,6} \quad 1 * 2,1; 2,1 * 2,1 = 4,6 \dots$$

5. Ha az $1\text{k}\Omega$ -os ellenállásnak $100\mu\text{H}$ a szórt induktivitása, mekkora az f_h határfrekvenciája?

$$1 \cdot 10^3 = 2\pi f \cdot 10^{-4} \quad f = \frac{1}{2\pi} \cdot 10^7 \cong 1,6\text{MHz}$$

6. Ha egy $100\text{k}\Omega$ -os ellenállásnak 75pF a szórt kapacitása, mekkora az f_h határfrekvenciája?

$$1 = 2\pi f_h \cdot 10^5 \cdot 75 \cdot 10^{-12}$$

7. Mekkora feszültség kapcsolható egy $2,2\text{k}\Omega$ -os, $0,25\text{W}$ -os ellenállásra?

8. Határozzuk meg az olyan feszültségosztó kimeneti feszültségét, ahol $R_1=400\text{k}\Omega$ és $R_2=600\text{k}\Omega$. $U_{be}=12\text{V}$.

Mekkora feszültséget mérhetünk a kimeneten, ha a mérőműszer belső ellenállása nem végtelen, hanem $200\text{k}\Omega$?

KVK-2030

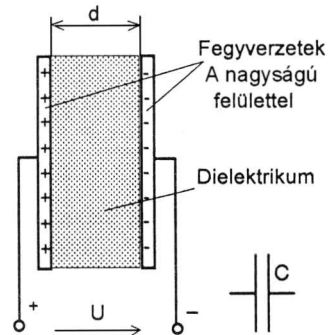
2. Kondenzátorok és szigetelő anyagok

A passzív hálózatok második leggyakrabban alkalmazott eleme – az ellenállást követően – a kondenzátor. A kondenzátor feladata az elektromos töltések tárolása. A kondenzátor töltéstároló képességet annak *kapacitásával* definiáljuk. A kapacitás jele C , és a kondenzátor kapacitása annál nagyobb, minél több töltést képes befogadni egységnyi feszültségnövekedés mellett. Képletben:

$$C = \frac{Q}{U} \quad (2.1)$$

ahol Q a töltést jelenti (Coulomb =As), és U feszültséget (V). A dimenziók behelyettesítésével a kapacitás mértékegysége As/V-nak adódik, ennek neve a *farad (F)*. Az 1F igen nagy kapacitás, ezért a gyakorlatban használatos kondenzátorok kapacitása a μF , nF és a pF nagyságrendjébe esik.

A gyengeáramú elektronikában használatos kondenzátorok döntő többsége felépítését tekintve a síkkondenzátorok családjába tartozik, ettől eltérő szerkezetűek az elektrolit kondenzátorok, a légszigetelésű kondenzátorok és néhány egyéb változat. A síkkondenzátor jellegzetes felépítését és jelképi jelölését a 2.1. ábra szemlélteti.



2.1. ábra

A síkkondenzátor felépítése

Az ábrán látható síkkondenzátor két fémlemezről és a lemezek közötti szigetelő anyagból (dielektrikumból) áll. A fémrétegek – fegyverzetek – közötti d távolság és a fegyverzetek A felületének ismeretében a C kapacitás

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{A}{d} \quad (2.2)$$

alapján határozható meg. ε_0 – mint ismeretes - a vákuum permittivitása és értéke $8.86 \cdot 10^{-12}$ F/m. ε_r a relatív permittivitás, ami dimenzió nélküli szám. Amennyiben az A lemezterület értékét m^2 -ben és d lemeztávolság értékét m -ben helyettesítjük be, a (2.2) képletből C értéke F-ban adódik. A relatív permittivitás értéke a szigetelő réteg tulajdonságaitól függ. Néhány anyag relatív permittivítását a 2.1. táblázatban tüntetjük fel.

2.1. táblázat**A relatív permittivitás értéke néhány szigetelő anyagra**

Anyag	ϵ_r
vákuum	1
levegő	1,0006
bakelit	4...6
csillám	4...8
epszilán	7000
papír (száraz)	1,8...2,5
polisztirol	2,5
üveg	5...15
szilícium	8
víz	60...90

A C kapacitásban tárolt energia:

$$W_c = \frac{1}{2} C \cdot U^2, \quad (2.3)$$

ahol U a C kapacitású kondenzátoron eső feszültséget jelenti.

Egyenáramú áramkörben a kondenzátor szakadást jelent, a gyakorlatban megvalósított példányoknál azonban – típustól függően- átfolyik bizonyos igen csekély szivárgási áram a dielektrikum rétegen. Néhány speciális alkalmazástól eltekintve, a kondenzátort kizárólag váltakozóáramú körökben használják.

KVK-2030

Váltakozó feszültségű áramkörbe helyezve a kondenzátort, az *reaktanciaként* fog viselkedni. A kapacitív reaktancia értéke:

$$Z_c = \frac{1}{j\omega C}, \quad (2.4)$$

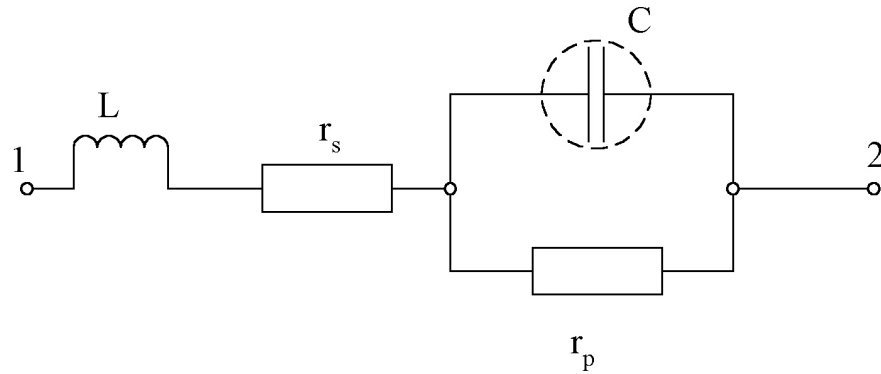
tehát függ az ω frekvenciától. Az Ohm törvény

$$U = \frac{I}{j\omega C} \quad (2.5)$$

alakú lesz, és a komplex számra utaló „j” azt jelenti, hogy a feszültség és az áram között 90° -os fáziskülönbség lép fel. (A kondenzátoron a feszültség késik az áramhoz képest.)

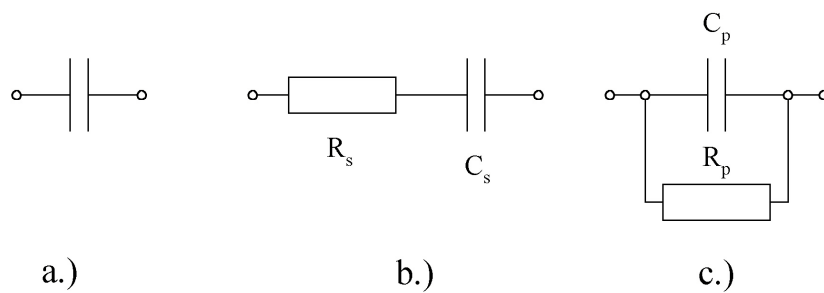
2.1. A kondenzátor helyettesítő kapcsolása

A gyakorlatban kivitelezett kondenzátoroknak – amelyeket összefoglaló néven valóságos kondenzátoroknak nevezünk – az ellenálláshoz hasonlóan ugyancsak vannak járulékos (parazita) elemei. A helyettesítő kapcsolást a 2.2.ábra szemlélteti. Az L induktivitás a külső hozzávetések (drót-darabok) induktivitását jelképezi és a vezetékek ellenállását jelzi a soros (r_s) ellenállás is. Az r_p párhuzamos ellenállás a dielektrikum-réteg átvezetését reprezentálja. Ezeknek a járulékos elemeknek a nagysága a kondenzátor felépítésétől és anyagi jellemzőitől függ, és érvényesülésüket az alkalmazott frekvencia nagysága is befolyásolja. A 2.2.ábra az ún. nagyfrekvenciás helyettesítő kép, a kis és közepes frekvenciák tartományában ennél jóval egyszerűbb helyettesítő kapcsolásokat tárgyalnak (ld. 2.3.ábra).



2.2. ábra

A valóságos kondenzátor nagyfrekvenciás helyettesítő kapcsolása



2.3. ábra

Leegyszerűsített helyettesítő kapcsolások

Ha a kondenzátorba villamos energiát vezetünk, akkor azt teljes egészében soha sem nyerhetjük vissza, annak egy része hővé alakul, vagyis az áramkör számára elvész. A veszteségek oka, hogy a kondenzátor fémes vezetőinek nem nulla az ohmos ellenállása, továbbá a szigetelő dielektrikum rétegben dielektromos veszteség lép fel. A dielektromos veszteség megértéséhez tudni kell, hogy az ϵ_r permittivitással jellemzett szigetelőkben dipólusok vannak, amelyek a villamos tér irányába állnak be. A feszültség bekapcsolásakor, ill.

kikapcsolásakor a dipólusok iránya megváltozik, tehát a kondenzátor töltés-kisütési folyamatai energiát emésztnek fel.

A 2.3. ábrán az ideális kondenzátort az a) ábra szemlélteti, míg a b) és a c) ábra a 2.2. ábra kapcsolását úgy egyszerűsíti, hogy a veszteségeket az egyik esetben csak soros, míg a másik esetben csak párhuzamos ohmikus taggal reprezentálja. Az L induktivitást az egyszerűsített helyettesítő képek elhanyagolják. A soros veszteségi ellenállást R_s , és a hozzá tartozó kapacitást C_s jelöli, míg a párhuzamos veszteségi ellenállást R_p , és a hozzá tartozó kapacitást C_p jelöli. A kondenzátorok minőségének jellemzésére egy olyan D veszteségi tényezőt definiálnak, amely a veszteségi teljesítményt a kondenzátor meddő teljesítményéhez viszonyítva adja meg. Az ideális kapacitás csak meddő teljesítményt venne fel, tehát $D = 0$ adódna. Soros helyettesítő kép alapján számolva, a veszteségi teljesítmény:

$$P = I^2 \cdot R_s, \quad (2.6)$$

és a meddő teljesítmény:

$$P_m = I^2 \frac{1}{\omega C_s}. \quad (2.7)$$

A kettő viszonya a D veszteségi tényező:

$$D = \frac{P}{P_m} = \frac{I^2 R_s}{I^2 \frac{1}{\omega C_s}} = R_s \omega C_s. \quad (2.8)$$

A párhuzamos helyettesítő kapcsolásnál a feszültség mind az R_p , mind a C_p tagon azonos, így

$$D = \frac{U^2 / R_p}{U^2 / \frac{1}{\omega C_p}} = \frac{1}{R_p \omega C_p} \quad (2.9)$$

Mint már említettük, az ideális kapacitáson a feszültség 90° -kal késik az áramhoz képest. Veszteség esetén ez a szög 90° -nál kisebb lesz egy bizonyos δ szöggel. Igazolható, hogy e szög tangense megegyezik a fenti D mennyiséggel.

A D , ill. a $\tan \delta$ mennyiséget *veszteségi tényezőnek* nevezik. Használatos a veszteségi tényező reciproka is, amelyet *jósági tényezőnek* neveznek és Q -val jelölnék. További számításokkal meghatározható a 2.3. ábra R_s és R_p mennyiségei közötti kapcsolat, továbbá a C_s és a C_p közötti kapcsolat:

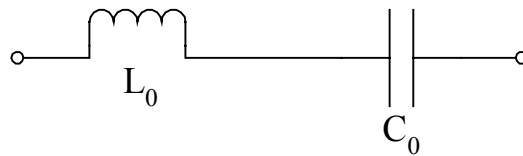
$$R_p = R_s (1 + Q^2), \quad (2.10)$$

$$C_p = C_s \frac{1}{1 + D^2}. \quad (2.11)$$

A fenti összefüggések segítségével bármely helyettesítő kapcsolás elemeinek ismeretében meghatározhatók a másik helyettesítő kapcsolás elemei. E formulák a legtöbb gyakorlati esetben tovább egyszerűsíthetők, ugyanis a jó minőségű kondenzátorok D értéke egynél lényegesen kisebb, ekkor D^2 elhanyagolható az egység mellett. Mivel Q^2 sokkal nagyobb az egységnél, végeredményben:

$$R_p \approx R_s \cdot Q^2 \quad \text{és} \quad C_s \approx C_p. \quad (2.12)$$

A 2.4. ábra egyszerűsített nagyfrekvenciás helyettesítő képet mutat be azzal a feltételezéssel, hogy mind a soros, mind a párhuzamos ellenállás elhanyagolható. Az ábrán látható kétpólus soros rezgőkört képez, amelynek impedanciája és rezonancia-frekvenciája meghatározható.



2.4. ábra

Egyszerűsített nagyfrekvenciás helyettesítő kép

A soros rezgőkör impedanciája:

$$Z = j\omega L_0 + \frac{1}{j\omega C_0} = \frac{1 - \omega^2 L_0 C_0}{j\omega C_0}. \quad (2.13)$$

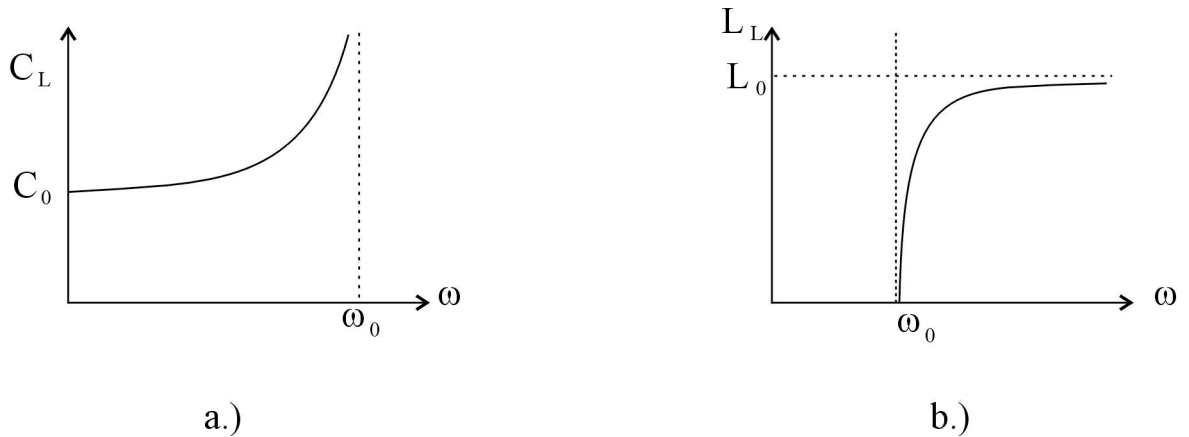
Ha $\omega^2 L_0 C_0 < 1$, azaz $\omega^2 < 1/(L_0 C_0)$, akkor az impedancia kapacitív jellegű, és helyettesíthető egy C_L látszólagos kapacitással. Az impedancia:

$$Z_L \cong \frac{1}{j\omega C_L}. \quad (2.14)$$

A (2.13) és a (2.14) impedancia azonosságából:

$$C_L = C_0 - \frac{1}{1 - \omega^2 L_0 C_0} \quad (2.15)$$

adódik. A képletből látható, ha ω tart nullához, C_L értéke tart C_0 -hoz. C_L frekvenciafüggését a 2.5.a. ábra szemlélteti, az ábrán feltüntetett ω_0 a rezonancia-frekvenciát jelenti. A C_0 kapacitást *kisfrekvenciás kapacitásnak* nevezik.



2.5. ábra

a) A látszólagos kapacitás frekvenciafüggése b) A látszólagos induktivitás frekvenciafüggése

Nagy frekvencián, amikor ω sokkal nagyobb, mint az ω_0 rezonancia-frekvencia, akkor az impedancia induktív jellegű lesz, és helyettesíthető egy L_L látszólagos induktivitással. Ennek frekvenciafüggése olyan, hogy L_L értéke a rezonancia-frekvencián nulla, és a frekvencia növelésével tart L_0 -hoz úgy, hogy azt a végtelenben éri el. Képletben:

$$L_L = L_0 \left(1 - \frac{1}{\omega^2 L_0 C_0} \right). \quad (2.16)$$

KVK-2030

A látszólagos induktivitás frekvenciafüggését a 2.5.b. ábra szemlélteti. Nagy frekvenciákon tehát, a rezonancia-frekvenciát túlhaladva, a kapacitív elem induktivitásként fog viselkedni!

Ahhoz, hogy a rezonancia-frekvencia minél nagyobb legyen, csökkenteni kell az L szórt induktivitást.

2.2. A kondenzátorok üzemi jellemzői

A kondenzátorok – az ellenállásokhoz hasonlóan – értéksorok szerinti kapacitással készülnek a tűrésmezők figyelembe vételével. A kondenzátor értéksorokat az ellenállásoknál ismertetett módon határozzák meg, azonban az értéksorok sűrűsége és terjedelme, továbbá a tűrésmezők tartománya igen változó attól függően, hogy milyen fajtájú kondenzátorról van szó. Ellentétben az ellenállásokkal, a kondenzátoroknál nem ritka a ± 20 %-os tűréstartomány, sőt az elektrolit kondenzátorok esetében a tűrés a 100 % többszörösét is elérheti.

A kondenzátoroknál a *terhelhetőséget* a kondenzátor sarkaira kapcsolt feszültség nagyságával adják meg. Ha a kondenzátor fegyverzetei közé U feszültséget kapcsolnak, a dielektrikumban ideális esetben

$$E = \frac{U}{d} \quad (2.17)$$

térerősség jön létre, ahol d a fegyverzetek közötti távolságot jelöli (ld. 2.1.ábra). Minden szigetelőre jellemző az a maximális térerősség, amelyet még

szigetelő tulajdonságainak számottevő változása nélkül el tud viselni. Ennél nagyobb térerősségnél a réteg meghibásodik és a két fegyverzet között vezetőcsatorna jön létre. Azt a feszültséget, amelynél a fenti jelenség bekövetkezik *átütési feszültségnek* nevezik.

Váltakozó feszültséget kapcsolva a kondenzátorra, a dielektrikumban fellépő veszteségek következtében a kondenzátor felmelegszik. A felmelegedés mértéke függ a váltakozó feszültség nagyságától és frekvenciájától. A felsorolt hatások alapján adják meg a katalógusok a kondenzátor *üzemi feszültségét* ($U_{\text{ü}}$) és *üzemi hőmérsékletét* ($T_{\text{ü}}$). Az adatlapok általában nem egyetlen üzemi feszültség-értéket adnak meg, hanem a kondenzátorra adható legnagyobb váltakozófeszültség csúcserőértékét közlik a frekvencia függvényében.

Összefoglalva a kondenzátorok jellemzőit, az alábbi paraméterek sorolhatók fel.

- Névleges kapacitás és túrús: legtöbbször az E-sorok szerint.
- Üzemi hőmérséklettartomány: a megengedett legalacsonyabb és legmagasabb környezeti hőmérséklettel határolt tartomány, megadása rendszerint a klímaállósági kulcsszámmal történik.
- Névleges feszültség: a megengedett legnagyobb üzemi egyenfeszültség, 40°C felett azonban nagysága csökken!
- Megengedett legnagyobb váltakozófeszültség: rendszerint a frekvencia függvényében a csúcserőértéket adják meg.
- Kategória feszültség: a felső hőmérséklet határon megengedett maximális üzemi egyenfeszültség.

KVK-2030

- Üzemi feszültség: a kondenzátorra a felhasználás helyén jutó maximálisan megengedett feszültség.
- Vizsgálati feszültség: az a feszültség, amelyet a kondenzátornak adott ideig átütés és átívelés nélkül bírnia kell a gyártás utáni ellenőrzés során.
- Veszteségi tényező: a kondenzátor hatásos és meddő teljesítményének viszonya.
- Szigetelési rezisztencia: a fegyverzetek között mérhető egyenáramú rezisztencia.
- Szigetelési szám (időállandó) a kapacitás és a szigetelési rezisztencia szorzata.
- Önindukció: a fegyverzetek és kivezetések által létesített soros induktivitás.
- Megbízhatóság: rendszerint az élettartammal és az ún. λ faktoral jellemzik.

2.3. Kondenzátorfajták

A gyárilag előállított kondenzátorok az 1 pF-tól a néhány ezer μF -ig terjedő kapacitástartományt fogják át. Ugyancsak igen széles átütési feszültségtartományt, veszteségi tényező-tartományt és tűréstartományt mondhatnak magukénak a kondenzátorok. A kondenzátorok az ellenállásoknál sokkal többféle változatban készülnek: különféle anyagokból, szerkezeti megoldásokkal, geometriai jellemzőkkel, stb. előállított kondenzátorok ismeretesek. A egyes kondenzátor-típusok bizonyos előnyökkel és hátrányokkal rendelkeznek, így a felhasználó igényei szerint dönthet, hogy melyik típust választja. Ma már az integrált áramkörökön belül is léteznek kondenzátorok, bár ezek igen kis kapacitásúak. A legtöbb integrált áramköri kondenzátor

vastagréteg technikával készül a hibrid integrált áramkörök számára, míg a diszkrét integrált áramkörös kondenzátorok általában felületszerelt (SMD) változatban készülnek.

2.3.1. Szilárd dielektrikum nélküli kondenzátorok

Mint láthattuk, a kondenzátorok veszteségét döntő mértékben a szigetelőanyag dielektromos vesztesége okozza, ezért speciális célokra kis választékban dielektrikum nélküli kondenzátorokat is készítenek, minimalizálva a veszteségi tényezőt.

A *légkondenzátorok* egymással szembeállított sík fémlemez-párokból állnak, amelyeket kerámia vagy üveg tartólemezekre rögzítenek. A légkondenzátorok kapacitása még viszonylag nagy méret esetén is eléggé kicsiny, ezért e típusokat főként nagy pontosságú etalonok céljára készítik.

Közismertebbek a légszigetelésű *forgókondenzátorok*, amelyek többek között a régebbi rádiókészülékek elmaradhatatlan hangoló elemei voltak. A forgó kondenzátorok párhuzamos lemezekből állnak, az egyik oldal lemezei fix helyzetűek (álló rész), míg a másik oldal lemezei forgathatóak. A forgórész 180°-on belül forgatható, egyik szélső állásában a kapacitás minimális, míg a másik szélső helyzetben maximális értékű. A maximális kapacitás általában 10...100pF nagyságú, egyes speciális esetben azonban elérheti az 1000pF-ot. A vég- és a kezdőkapacitás viszonya a konstrukciótól függően 10...50 közötti érték. A lemezek legtöbbször ötvözött alumíniumból készülnek. Fontos, hogy a

KVK-2030

merev kondenzátor lemezek stabilan rögzített helyzetben legyenek. Ha a forgórész lemezei félkör alakúak és a tengely a kör középpontjába kerül, akkor az α forgatási szöggel egyenes arányban változik a kapacitás (lineáris a kondenzátor). A rádiókészülékek forgókondenzátora exponenciális karakterisztikával rendelkezik, amit speciális lemezkialakítással érnek el. A forgókondenzátorok veszteségi tényezője $10^{-3} \dots 10^{-5}$ nagyságrendű. Egyszerűbb forgókondenzátorokat beállító (trimmer) kondenzátorok céljaira is gyártottak többféle kivitelben. Az igényesebb rádiókészülékekben kettős forgókondenzátorokat alkalmaztak, amelyek precíziós mechanikai kialakításban és bonyolultabb felépítésben készültek. Napjainkban a forgókondenzátorokat csaknem teljesen kiszorítják a varicap (változtatható kapacitású) diódák, amelyekről részletesebben a 2.3.5. pontban szólunk.

A légszigetelésű kondenzátorokhoz hasonló felépítésben vákuumkondenzátorok és gázzal töltött kondenzátorokat is léteznek. A *vákuum kondenzátor* típusok 12...100pF kapacitástartományban készülnek és igen nagy átütési feszültséggel (10kV nagyságrend) bírnak, valamint nagy áramtűréssel (kb. 25A) rendelkeznek. Nagyfrekvenciás célra mintegy 20MHz-ig alkalmazhatók.

A *gázkondenzátorok* kb. 10 nF kapacitásértékig készülnek és száraz nitrogént tartalmaznak. Alkalmazási területük megegyezik a vákuumkondenzátorok felhasználási lehetőségeivel.

2.3.2. Csillám- és kerámiakondenzátorok

Stabil, hosszú élettartamú és kis veszteségű kondenzátorok készítésénél alkalmazták a *csillámot* dielektrikumként. 10 pF...300 nF kapacitásértékű, viszonylag olcsó kondenzátorokat állítottak elő ezzel a felépítéssel. Csillámkondenzátort ma már nem gyártanak, azonban a meglévőket etalonként még alkalmazzák.

A csillámkondenzátorokat kiváltották a kerámia- és műanyag dielektrikumú kondenzátorok, amelyek sok szempontból előnyösebbek.

A kondenzátorok céljára alkalmas mesterséges *kerámiák* több csoportra oszthatók: egy részük jobb minőségi jellemzőkkel, de kisebb dielektromos állandóval rendelkezik, míg egy további csoportba sorolhatók a gyengébb elektromos tulajdonságú, de nagyobb permittivitású kerámiafajták. A kerámiakondenzátorokat kis méretű tárcsa, cső- vagy téglalap-alakban állítják elő. A különféle oxidkerámiákat megőrlik, keverékeket készítenek belőlük, majd sajtolással vagy más eljárással formázzák. Ezt követően a nyers kerámiatesteket szárítják, majd nagy hőmérsékleten tömörre égetik. A fegyverzetekhez hozzáforsztják a kivezető huzalokat, majd a fémréteg fegyverzet lefaragásával szabályozzák a kapacitást (trimmelik). A kész kondenzátorokat végül lakkréteggel vonják be.

A *kis veszteségi tényezőjű kerámia*-dielektrikumokat a legtöbbször magnézium-szilikátból készítik, amelyekben a mechanikai szilárdságot alumínium-oxid

KVK-2030

biztosítja. A másik fontos anyag a titán-oxid, ami a természetben is előfordul. A megvalósítható relatív permittivitás: $\epsilon_r = 8 \dots 15$ közötti, és a hőmérsékleti tényező $+(80 \dots 120) * 10^{-6} \text{ 1/}^\circ\text{C}$ közötti. A kapacitás érték-változása széles hőmérséklettartományban 1 % alatti és a maximálisan megengedett feszültség eléri az 500 V-ot. A veszteségi tényező ($\text{tg } \delta$) a 10^{-3} nagyságrendjébe esik.

A *közepes* ($\epsilon_r \approx 90$) permittivitású kerámiák hőmérsékleti tényezője negatív, és nagyságrendje $-600 \dots -800 * 10^{-6} \text{ 1/}^\circ\text{C}$ tartományba esik. Veszteségi tényezőjük rádiófrekvenciákon mintegy $3 * 10^{-4}$ értékű. Különböző kerámia-keverékeket alkalmazva különböző hőmérsékleti tényezők valósíthatók meg.

A *nagy permittitású* ($\epsilon_r > 1200$) kerámiák anyagát különféle titánvegyületek képezik. Elterjedten használják a bárium-, stroncium-, és magnézium-titanátok keverékeit, amelyekre jellemző a több ezres ϵ_r érték. A relatív permittitás azonban erősen hő- és elektromos térerősség-függő, ezért az adatlapok általában nomogramok, grafikonok formájában közlik ezeket a paramétereket. A veszteségi tényező viszonylag nagy (mintegy $25 * 10^{-3}$), és ugyancsak hőmérséklet- és térerősség-függő. Kapacitásgörbékükön hiszterézis mutatkozik, ezért az ilyen kondenzátorok csak nagyon kis amplitúdójú váltakozófeszültségre használhatók, így főként erősítőfokozatok közötti csatoló-kondenzátorként találkozhatunk velük.

A kerámiakondenzátorokra jellemző a szórt induktivitás csekély értéke, így ezek a kondenzátorok előnyösen alkalmazhatók az egyes alkatrészek,

áramkörök nagyfrekvenciás hidegítésére, továbbá az erősítő-fokozatok gerjedésének megakadályozására.

2.3.3. Papírkondenzátorok

A híradástechnika legrégebben használt kondenzátorainak dielektrikuma papíros volt. Napjainkban is tapasztalható népszerűségüket és alkalmazásukat annak köszönhetik, hogy néhány pF-tól néhány száz μF kapacitásértékig, és egészen százezer V-os átütési feszültségekig készíthetők. E típus fegyverzetei vékony ón- vagy alumíniumfóliából állnak, míg dielektrikumuk különleges, vékony, ún. kondenzátorpapír. A fegyverzetet képező fémszalagokat a papírhoz képest kétféleképpen helyezhetik el: középen, vagy az oldalak felé eltolva. Ez utóbbi az indukciószegény kivitel. Tekercselés után az egyes tekercsüket impregnáló anyaggal vonják be, majd merev burkolatba helyezik. Ezeket a kondenzátorokat az olyan áramkörökben használják, ahol a kondenzátor stabilitásával szemben nem támasztanak nagy igényt, és a veszteségi tényező viszonylag nagy értéke is megengedett. A nedvességálló típusokat fém- vagy kerámia tokba helyezik, majd légmentesen leforrasztják. A papírkondenzátorok maximális üzemi hőmérséklete paraffinos impregnálásnál mindössze $+45^{\circ}\text{C}$, azonban igényesebb bevonatokat alkalmazva elérhető a $+80^{\circ}\text{C}$.

A légmentesen zárt papírkondenzátorok szögletes fémházba, hengeres fémcsőbe szerelve, üveg vagy kerámia átvezető szigetelőkkel ellátva kerülnek forgalomba. Ide tartozik a porcelán csőbe forrasztott, fémsapkákkal lezárt *szikatrop* típus is.

Az epoxigyantás papírkondenzátor a műanyagipar nagyarányú fejlődésének eredménye. Kedvező nedvességálló tulajdonságai folytán az epoxikondenzátorok burkolat nélküli kivitelben is készülnek. Üzemi hőmérsékletük elérheti a $+100^{\circ}\text{C}$ -t, és az impregnáló gyanta nagy stabilitása miatt ezek a kondenzátorok alig mutatnak öregedési jelenségeket, továbbá feszültségtűrésük is igen nagy.

Korszerűbb típusnak tekinthető a *fémezett papír dielektrikumú* (MP) kondenzátor. Ennél a gyártási eljárásnál a fémfólia helyett a papírlémez egyik oldalára vákuumgőzöléssel felvitt néhány tized mikrométer vastagságú fémréteg képezi a kondenzátor fegyverzetét. A fémréteg anyaga legtöbbször horgany vagy alumínium.

Bár a fémezett papírkondenzátor átütési feszültsége kisebb, általában harmada vagy tizede az egyszerűbb papírkondenzátorénak, tapasztalható bizonyos „önjavító képesség”: az esetleges átütés környezetében a fémréteg elpárolog, és az átütési pont környezetében szigetelő udvar keletkezik. Így a kondenzátor az átütés ellenére ismét üzemképes. További előny, hogy az egyszerűbb papírkondenzátorokkal azonos kapacitás érhető el jóval kisebb geometriai méretek mellett. Veszteségi tényezőjük 1 kHz-en kb. $200 * 10^{-4}$, és a kapacitás stabilitása mintegy 5...10%. Napjainkban inkább csak a miniatűr kivitelben gyártott fémezett papírkondenzátorokat használják. A hagyományos, egyszerűbb papírkondenzátorokat az erősáramú technika alkalmazza

fázisjavításra, indukciós motorok segéd-fázisainak előállítására és egyéb célokra.

2.3.4. Műanyagkondenzátorok

A műanyagok előállításának tökéletesedésével lehetőség nyílt olyan kondenzátorok előállítására, amelyek dielektrikuma a csillám vagy a papír helyett műanyagfólia. A vizsgálatok szerint a polisztirol, a polietilén és a politetraflour-etilén tűnt a kondenzátorok céljaira a legalkalmasabbnak. Igen jó minőségű kondenzátorok készíthetők teflonból, azonban a költségesség miatt a teflon-dielektrikumú kondenzátorokat csak az olyan speciális területeken alkalmazzák, ahol fontos követelmény a nagy hőmérséklettűrés.

A polisztirol kondenzátorok gyártása a papírkondenzátoroknál elsőnek alkalmazott tekercselési módszerrel történik úgy, hogy polisztirol- és alumínium-fóliákat helyeznek egymásra. A polisztirol kondenzátorok minőségben megközelítik a legjobb csillámkondenzátorokat. Veszteségi tényezőjük igen kicsiny, és kevésbé függ a hőmérséklettől és a jelfrekvenciától. Szigetelési ellenállásuk igen nagy (tipikusan 100 000 M Ω /F). Értékpontosságuk a gyártás során igen jól beállítható, ennek köszönhetően nagyon kis tűréssel (0,5...1%) készíthetők.

A polietilénglikol-tereftalát és a polikarbonát ugyancsak használatos kondenzátorgyártásra. Bár ezeknek az anyagoknak nagyobb a veszteségük,

KVK-2030

mint a polisztirolnak, azonban magasabb üzemi hőmérsékleten is használhatók és kisebb méretű kondenzátorok készíthetők felhasználásukkal.

Újabban olyan kondenzátor előállítási mód is használatos, amelynél az alumínium fegyverzetre felgőzölik a műanyag fóliát. Erre a célra megfelelő pl. a poliuretán. A felsorolt műanyag-dielektrikumok hőre lágyulnak, ezért e kondenzátorfajták maximálisan 70..80°C-ig használhatók.

Néhány elterjedten alkalmazott műanyagfóliás kondenzátorról részletesebben is említést teszünk az alábbiakban.

Miniatűr polisztirol kondenzátor

A kondenzátor polisztirol-Al-fóliaszervezettel készül, kivezető anyaga ónozott rézhuzal, amely ponthegeztéssel csatlakozik az Al-fegyverzethez. A legfontosabb műszaki adatok az alábbiak:

Kapacitástartomány 10pF...10nF, E6 értéksor $\pm 20\%$ tűréssel, és E12 értéksor $\pm 10\%$ és $\pm 5\%$ tűréssel.

Üzemi feszültség: 25 V, 63 V és 125 V változatokban.

Veszteségi tényező: 1 nF alatt max. 10^{-3} 1 MHz-en, és 1 nF felett max $2 * 10^{-3}$ 300 kHz-en.

Szigetelési ellenállás: min. 100 G Ω .

Szórt induktivitás: 20...30 nH.

Hőmérsékleti tényező: $-200 * 10^{-6}$ 1/°C.

Az adatlapok a felsorolt jellemzőkön kívül megadják még a veszteségi tényező frekvenciafüggését, a kapacitás hőmérsékletfüggését és még számos más paramétert is.

Nagy megbízhatóságú polisztirol iker-kondenzátor

Ennél a konstrukciónál a kapacitás-érték igen nagy pontosságát úgy biztosítják, hogy két kondenzátort párhuzamosan kapcsolnak. Ezeket a kondenzátorokat előzőleg hőkezelési eljárásnak vetik alá, majd pihentetik, és utána mérik meg az egyes példányok kapacitását. Ezzel az eljárással a vevő kívánalmainak megfelelő értékeket valósítanak meg 4-5 jegy pontossággal.

Műszaki adatok:

Kapacitás tartomány: 31 pF...40,2 nF.

Kapacitás-sor: 31...99 pF között pF-onként, 100 pF és e felett az E 240 sor szerint. A tűrés értéke tipikusan 0,5 %, de nem kisebb ± 1 pF-nál.

Üzemi feszültség: 250 V, ill. 500 V.

A többi műszaki adat lényegében megegyezik a szokványos polisztirol kondenzátorok adataival.

Nagy megbízhatóságú csévetestes polisztirol kondenzátor

E kondenzátorok speciális gyártástechnológiája nagy megbízhatóságot és tartós értékállóságot tesz lehetővé. Értéktartománya 1 nF...300 nF között az E 48 sor szerint készül 0,1...5 %-os tűréssel, és az E 480 sor szerint $\pm 0,25$ % tűréssel.

Üzemi feszültség-értékek: 125V, 250V, 500V, 750V.

KVK-2030

A *stiroflex kondenzátorokat* számos változatban gyártják. Készítenek indukciószegény kondenzátorokat és a fémezett papírkondenzátorokhoz hasonlóan fémezett stiroflex kondenzátorokat is. Ez utóbbiak egyesítik a metálpapír kondenzátorok öngyógyuló tulajdonságát a polisztirol dielektrikum kedvezőbb jellemzőivel.

Az ismertett műanyagkondenzátorokat elsősorban nagyfrekvenciás körökben használják hangoló- és csatolóelemként, de alkalmazásra lelnek a hangfrekvenciás és impulzusáramkörök kényesebb helyein is. Az igen nagy értékpontosságú kondenzátorokat olyan szűrő- rezgő- vagy oszcillátorkörök részére gyártják, ahol a frekvencia értékbeállítása és stabilitása kritikus.

2.3.5. Elektrolitkondenzátorok

Nagy kapacitású (több száz sőt több ezer μF) és még elfogadható méretben előállítható kondenzátorok készítéséhez speciális dielektrikumra van szükség. Ilyen tulajdonságúak az egyes fémek molekuláris oxidrétegei. Jelenleg az alumínium- és a tantál-oxidokat használják elektrolit kondenzátorok alapanyagaként.

Az *alumínium elektrolit kondenzátor* egyik elektródja nagy tisztaságú Al-lemez, ez a kondenzátor anódja. Ennek felületét maratják, majd ezt a durvított felületet megfelelő elektrolitba helyezve elektromosan formálják, aminek következtében felületén Al_2O_3 réteg képződik. A kondenzátor másik „fegyverzete” folyadék: vagyis az elektrolit. Általában ammóniumborát és

bórsav gyenge oldatát használják, amelybe a fagyáspont csökkentése érdekében glicerint vagy etilénlikolt kevernek.

Gyártanak ún. „száraz” elektrolit kondenzátorokat is, amelyeknél lényegesen vékonyabb az Al-fólia, ezt itatóspapírral vonják be, amelyet elektrolittal itatnak át. A két Al-fólia közé helyezett itatósréteget feltekercselik úgy, mint az egyszerű papír- vagy műanyag-kondenzátor rétegeit.

Az elektrolit kondenzátor – mint a fentiekből kitűnik – polarizált, ezért az áramkörbe a megjelölt (+) és (–) polaritás figyelembe vételével kell a kondenzátort behelyezni! Helytelen polaritás esetén a kondenzátor tönkremegy, sőt fel is robbanhat, ezért a 100 V feletti típusok fémházán általában biztonsági szelepet is elhelyeznek.

A *tantál kondenzátorok* dielektrikumuk tantálpentoxid (Ta_2O_5). Bár ezeket is gyártják mind száraz, mind folyadékos kivitelben, – ellentétben az Al-kondenzátorokkal - a tantál kondenzátorok folyadékos változatai rendelkeznek kedvezőbb villamos paraméterekkel!

Az elektrolit kondenzátorok legnagyobb előnye, hogy viszonylag kis térfogat mellett igen nagy kapacitás érhető el. Ennek azonban az az „ára”, hogy számos más paramétere kedvezőtlenebb, mint a már felsorolt kondenzátortípusok jellemzői. A legfontosabb jellemzőket áttekintve a következők mondhatók.

KVK-2030

Névleges kapacitás, tűrés

A közölt névleges kapacitás csak +20 °C-on érvényes, és hőmérsékletfüggése jelentős. A névleges értéktől való eltérés példányonként változik, és elérheti a 20...50%-os szórást is. Különösen bizonytalan az értéke a nagy kapacitású (több ezer μF) és a nagy üzemi feszültségű példányoknak, ezek tűrése a többszáz %-ot is elérheti. Jelentős kapacitásváltozások lépnek fel az idő múlásával (öregedési jelenség), pl. 3 év elteltével a névleges értéktől való eltérés elérheti a 20...100 %-ot is. Fontos tudni, hogy az ilyen öregedési jelenségek nemcsak az áramkörökbe beépített kondenzátoroknál, hanem a tárolt példányok esetében is fellépnek.

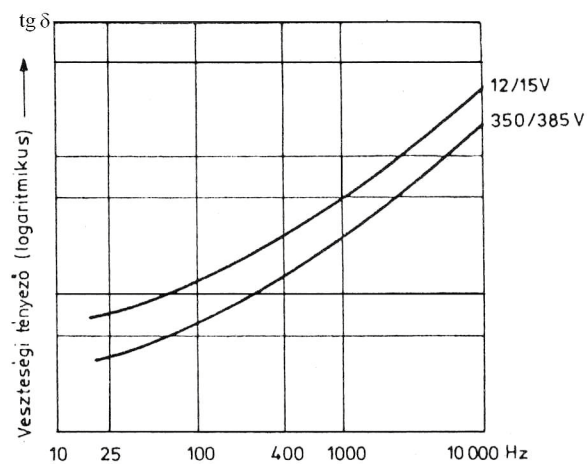
Veszteségi tényező

A kondenzátor elektromos helyettesítő képét tekintve (ld. 2.3. ábra), az elektrolit kondenzátorok esetében jelentős lesz mind a soros (R_s) ellenállásnak, mind pedig a párhuzamos (R_p) ellenállásnak a hatása. Az alkalmazások szempontjából inkább a párhuzamos ellenállás lecsökkenése okoz problémát. A párhuzamos átvezetés oka az oxidréteg kis rezisztenciája, ezért az tapasztalható, hogy már egyenfeszültség hatására is jelentős egyenáram folyik át a kondenzátoron. Néhány jellegzetes adatot közöl a 2.2. táblázat.

2.2. táblázat**Elektrolit kondenzátorok veszteségi árama**

Kapacitás, μF	Névleges feszültség, V	Veszteségi áram, mA
4	350	0,7
8	450	1,8
40	350	7,0
50	350	8,75
100	30	1,5

A veszteségi tényező nemcsak a hőmérséklet változásaira reagál, hanem jelentősen nő a frekvencia növekedésével is. Erre nézve mutat be jellegzetes példát a 2.6. ábra diagramja.



2.6. ábra

Az elektrolitkondenzátor veszteségi tényezőjének frekvenciafüggése

KVK-2030

Az elektrolit kondenzátorokat a leggyakrabban a hálózati feszültségről járatott tápegységek szűrőjeként alkalmazzák (ld. 5. fejezet). A méretezésnél ügyelni kell a maximálisan megengedett *váltakozófeszültség*-összetevő értékére (hullámosság nagyságára). A tápegység bűgófeszültsége mindig csak akkora lehet, hogy a csúcsheszültség ne lépje túl a kondenzátor üzemi feszültségét, továbbá ne okozzon 2 V-nál nagyobb ellenpolaritást. Nem szabad továbbá a rátevődött váltakozófeszültség következtében nagyobb váltakozó áramnak átfolynia a kondenzátoron, mint amennyit az önmelegedés megenged.

Miniatűr tantálkondenzátorok

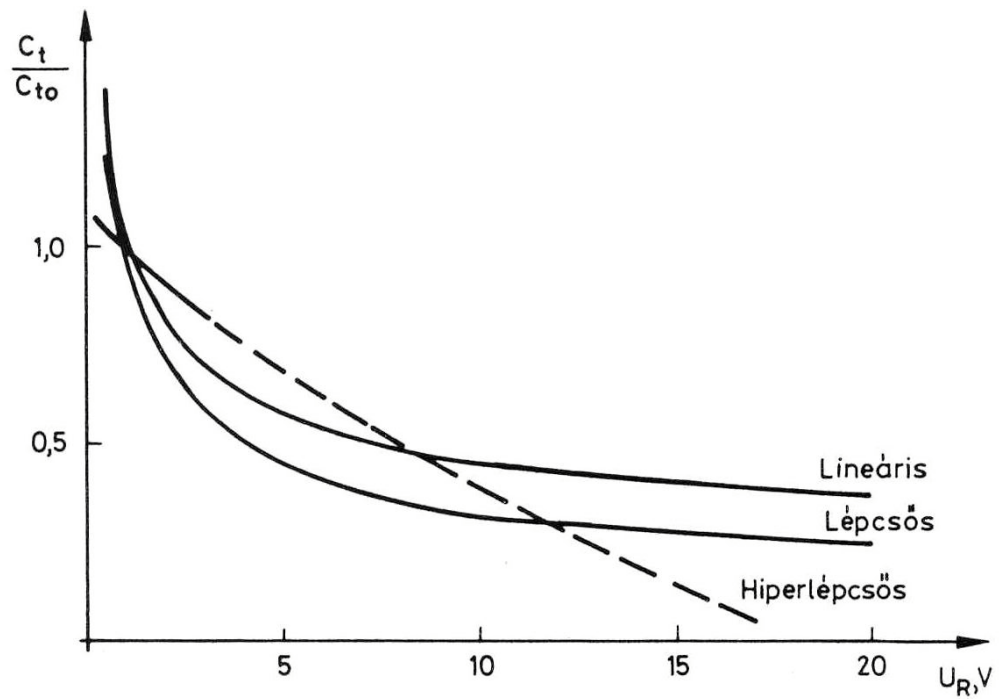
A tantálfóliás kondenzátorok legnagyobb előnye a kis méret. Újabban készülnek miniatűr csepp- vagy tablettá-formában kivitelezett típusok is, amelyek jól alkalmazhatók a korszerű nyomtatott áramkörökben, és a kisebb méretű készülékekben. Általában kis üzemi feszültségre és max. 70°C üzemi hőmérsékletre készülnek, a 6V-os típussal elérhető a 200 μ F kapacitás, míg 150V-os üzemi feszültségre 10 μ F-nál nagyobb kapacitásúak nem készíthetők. A tűrés hozzávetőleg $\pm 20 \dots 50 \%$.

A tantálkondenzátorok legfőbb előnye a kicsiny veszteségi áram: az 1 μ F-os, 150V-os kondenzátorok 20°C-on mintegy 10 μ A átvezetési áramot mutatnak. Nagyobb frekvenciákon, kb. 1...10kHz-től kezdve jelentősen nőnek a veszteségek, a legkedvezőtlenebbek a tablettá alakúak, amelyekben ez a növekedés már néhány 100Hz-től elkezdődik. Ugyancsak nőnek a veszteségek, ha a kondenzátorokat a szobahőmérsékletnél kisebb hőmérsékleteken üzemeltetik.

2.3.6. Változtatható kapacitású diódák

A változtatható kapacitású diódákat (varicap diódákat) inkább a félvezető diódák, mint a kondenzátorok közé sorolják. A varicap diódák feszültséggel vezérelhető kapacitásoknak foghatók fel. A félvezető diódát zárófeszültséggel ellátva, a pn-átmenet kiürített rétege a zárófeszültség növelésével nő. Mint ismeretes, a pn-átmenet kapacitása egyenesen arányos a pn-átmenet (vagyis a dióda) területével, és fordítottan arányos a kiürített réteg szélességével. A p- és az n-tartomány tehát a kondenzátor fegyverzeteinek, míg a kiürített réteg a dielektrikumnak felel meg. A 2.7. ábrán az átmenetkapacitás relatív értékének zárófeszültségfüggését mutatjuk be különféle dióda-konstrukciók esetén. Mint az ábrából látható, az ún. „hiperlépcsős” pn-átmenet profil adja a legideálisabb varicap diódát.

A kapacitásdióda akkor alkalmazható előnyösen, ha nagy a kapacitás-átfogása és jó a linearitása. A kapacitásdiódának – a hozzá kapcsolódó p- és n-réteg következtében – viszonylag nagy az R_s parazita soros ellenállása, ami alkalmazhatóságát korlátozza.



2.7. ábra

Az átmenetkapacitás relatív értékének zárófeszültségfüggése

Ellenőrző kérdések és példák a 2. fejezethez

Kérdések

1. Adja meg a síkkondenzátor kapacitás-képletét, és értelmezze az abban szereplő mennyiségeket!
2. Hogyan határozható meg a kondenzátorban tárolt töltés és energia?
3. Adja meg a kondenzátor helyettesítő kapcsolásait!
4. Adja meg a különféle helyettesítő kapcsolások esetén a veszteségi teljesítményt, a meddő teljesítményt és a D veszteségi tényezőt!
5. Mit jelent egy kondenzátor határfrekvenciája, és hogyan viselkedik a kapacitív elem a határfrekvenciánál kisebb, és a határfrekvenciánál nagyobb frekvenciákon?
6. Sorolja fel a gyárilag előállított kondenzátorok üzemi jellemzőit!
7. Sorolja fel az ismertebb kondenzátor-fajtákat és adja meg főbb jellemzőit!
8. Milyen áramköri célokra alkalmazzák elsősorban a kerámia-, a polisztirol- és az elektrolit-kondenzátorokat?
9. Mely kondenzátor-típus esetében a legkedvezőbb, és mely esetében a legkedvezőtlenebb a veszteségi tényező frekvenciafüggése?
10. Adja meg ideális kondenzátor esetén a kapacitív reaktancia értékét és az Ohm törvény alakját. Mit fejez ki fizikailag az a tény, hogy mindkettő komplex mennyiség?

Példák

1. Mekkora kapacitása van az 1 cm sugarú gömbnek? (A számításnál vegyük figyelembe, hogy a gömb levegőben van, tehát relatív permittivitása egységnyi. Az $E = U/d$ térerősségnek most U/r felel meg, ahol r a gömb sugara.)
2. Mekkora kapacitása van annak a levegőben lévő kondenzátornak, amelyet egymástól 1 mm távolságra lévő 2 db 20x20 cm-es alumínium lemez alkot? Mennyi lesz a kapacitás, ha a lemezeket 10 cm-rel eltoljuk egymáshoz képest?
3. Mennyi töltés van a 2,2 nF-os kondenzátorban, ha fegyverzetei között 500V feszültség mérhető?
4. Mennyi energia és töltés van a fotózásra használt vaku kondenzátorában, ha annak kapacitása 500 μ F és 450 V-ra van feltöltve?
5. A 2.3.b. ábra helyettesítő kapcsolását véve, mekkora lesz a D veszteségi tényező értéke 1 MHz frekvencián, ha a soros ellenállás 10 Ω és a soros kapacitás 50 pF? Mekkora δ szöggel csökken az áram és a feszültség közötti 90° ennek következtében?
6. Az előző példa eredményei alapján mekkora lesz a 2.3.c. ábra szerinti helyettesítő kapcsolatban a C_p párhuzamos kapacitás értéke? Elfogadható-e a (2.12) képletben megadott közelítés?
7. Milyen értékek szerint gyártják a kondenzátorokat? 1 nF értéktől indulva 300 nF-ig határozza meg az E48 értéksor néhány elemét. Mekkora lesz a túrés?

8. Ha egy elektrolit kondenzátor veszteségi árama 30 V feszültség esetén 1,5mA, C_p kapacitása 100 μF , akkor mekkora lesz a jósági tényezője 1 kHz frekvencián?
9. A 2.7. ábra alapján varicap diódák esetében mekkorák lesznek a C_t átmenetkapacitások 10 V zárófeszültségnél a háromféle pn-átmenetprofil esetében? A C_{t0} nulla zárófeszültséghez tartozó kapacitás legyen mindhárom esetben 1 nF.
10. Kapcsoljunk párhuzamosan egy 1 k Ω -os ellenállást és egy 10nF-os kondenzátort. Határozzuk meg az eredő impedancia abszolút értékét.

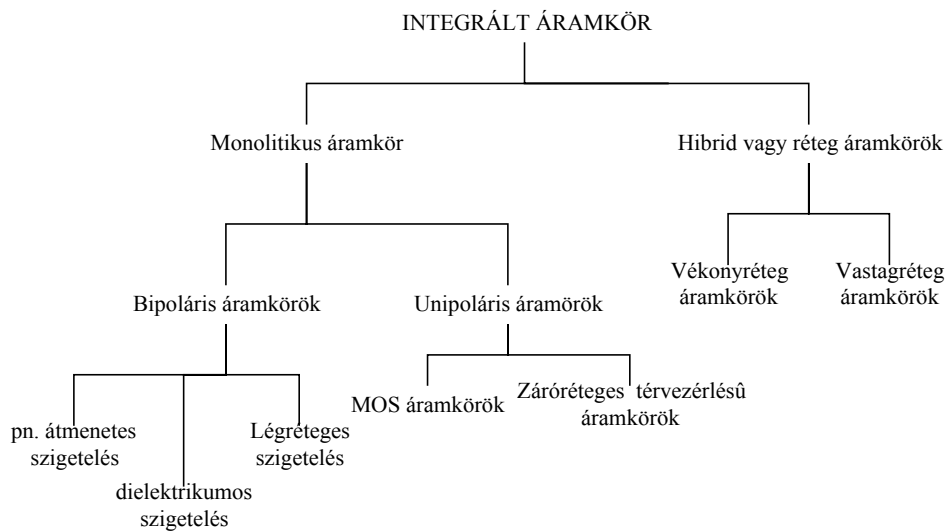
KVK-2030

3. Ellenállások és kondenzátorok az integrált áramkörökben

Integrált áramköröknek (Integrated Circuit: IC) nevezzük az olyan elektronikus eszközöket, amelyek egy kisméretű (néhány négyzetmilliméter, esetleg négyzetcentiméter) félvezető vagy szigetelő lapkán elhelyezett, komplett áramköröket tartalmaznak. Az áramköri elemek egybeépítése (integrálása) alapvetően különbözik a hagyományos, diszkrét áramköri elemek huzalozott vagy nyomtatott áramköri kialakításától.

Az első integrált áramköröket 1959-ben a Texas Instruments és a Fairchild Semiconductor cég szinte egy időben fejlesztette ki. A kezdetben megvalósított, csak néhány áramköri elemet tartalmazó lapkákat hamarosan követték a nagy elemsűrűségű, több száz, sőt több ezer eszközt tartalmazó integrált áramkörök. A napjainkban gyártott integrált elemek már komplett mikroszámítógépeket is tartalmaznak és számos változatban, kivitelben, funkcionális rendszerben, stb. készülnek. Ezeknek az áramköröknek és rendszereknek az összességét *mikroelektronikának* nevezzük.

Az integrált áramköröket alapvetően két nagy csoportra: a monolitikus és a hibrid integrált áramkörök csoportjára oszthatjuk. Osztályozásuk a 3.1.ábrán látható.



3.1. ábra

Az integrált áramkörök felosztása és csoportosítása

A *monolitikus* integrált áramkör egyetlen félvezető lapkából áll. Erre a célra mind a mai napig a legelterjedtebben a szilíciumot használják, azonban egyre másra megjelennek a vegyületfélvezető anyagokból (GaAs, GaAsP, stb.) kialakított áramkörök is. A *hibrid* integrált áramköröket szigetelő alapú réteg-áramköröknek is nevezik, mivel hordozójuk valamilyen szigetelő anyag, amelyen vékony-, ill. vastagréteg-technikával vezetőlátásokat alakítanak ki. A hibrid áramkörök egyszerűbb változatai ellenállás-hálózatokból állnak, míg bonyolultabb változatai a vezeték-hálózatokhoz kapcsolt morzsa-elemeket is tartalmaznak. A morzsa-elemek (chip-ek) mikrominiatűr tranzisztorok, kondenzátorok, tekercsek, esetleg monolit integrált áramkörök is lehetnek.

3.1. Ellenállások és kondenzátorok a monolit integrált áramkörökben

Mint a 3.1. ábrán látható, a monolit integrált áramkörök a bipoláris áramkörök és az unipoláris áramkörök csoportjára oszthatók. Az unipoláris áramkörök csoportjába tartoznak a MOS-FET és a JFET (MOS-FET: fém-oxid-félvezető térvezérlésű tranzisztor; JFET: pn-átmenetes térvezérlésű tranzisztor) aktív eszközöket tartalmazó áramkörök. A napjainkban gyártott, korszerű MOS-FET áramkörök nem tartalmaznak RC alkatrészeket, hanem azokat is passzív kétpólusnak csatolt MOS tranzisztorból alakítják ki. Ellenállások helyett általában áramgenerátornak kapcsolt tranzisztorpárokat alkalmaznak, míg kondenzátorok céljára a MOS szerkezet réteg-kapacitásait használják fel.

A bipoláris áramkörökben és a JFET aktív eszközöket tartalmazó áramkörökben viszont készülnek ellenállások, és igen korlátozott számban kicsiny kapacitású kondenzátorok is fellelhetők. Induktivitást egyetlen monolit integrált áramkör-típus sem tartalmaz. Az integrált áramkörös RC alkatrészek megismeréséhez át kell tekintenünk a kérdéses áramkörök felépítését és főbb jellemzőit.

3.1.1. A bipoláris monolit integrált áramkörök felépítése

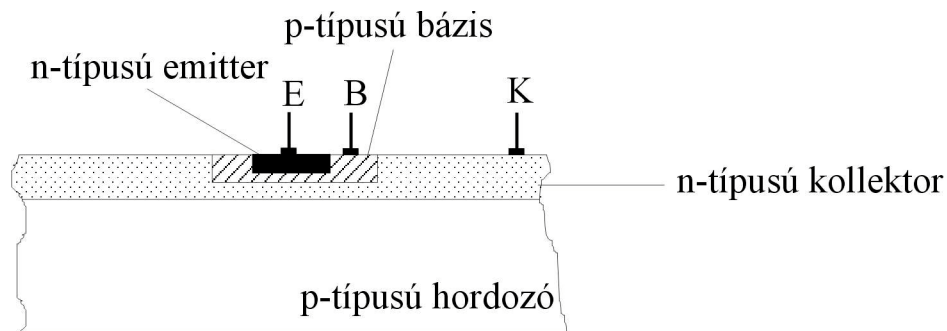
A bipoláris integrált áramkör alaplemeze 200...300 μm vastagságú p-típusú Si egykristály, amelyre mintegy 10 μm vastagságú n-típusú réteget növesztenek. Az alakristály (hordozó) biztosítja az áramkör mechanikai egységét. A

KVK-2030

következő lépésben szigeteket alakítanak ki az alapkristályban, ezekben a szigetekben helyezkednek el az áramköri elemek (tranzisztorok, diódák, ellenállások és nagy ritkán kondenzátorok). Az egyszerűbb integrált áramkörök esetében a szigeteket lezárt pn-átmenetek választják el egymástól, ezek ellenállása – mint ismeretes – elvileg végtelen nagy. Az igényesebb áramköröknél mikro-üregeket alakítanak ki, és ezek belső felületét dielektrikum szigetelő-réteggel vonják be. Az üregekbe ezt követően egykristály-szigeteket növesztenek az áramköri elemek számára.

A bipoláris integrált áramkörök alapeleme az npn tranzisztor. A tranzisztor három rétegét: az n-típusú kollektort, a p-típusú bázist és az ugyancsak n-típusú emittert valamennyi tranzisztor számára egyszerre alakítják ki. Az egyes rétegek fajlagos ellenállása egymástól jelentősen eltér: igen kicsiny fajlagos ellenállású az emitter, közepesnek tekinthető a bázis, és a legnagyobb fajlagos ellenállású a kollektor-réteg. Kialakítva a szigeteket, a három rétegből álló tranzisztor-struktúra különálló tranzisztorokká választható szét. A tranzisztorok hálózatba kapcsolását a lapka felszínén kialakított vezetőréteg biztosítja. Változtatva a szigetek oldalméreteit, különböző pn-átmenet-területű tranzisztorok alakíthatók ki.

Ez a három réteg azonban nemcsak a tranzisztorok és a diódák, hanem az ellenállások és a kondenzátorok céljaira is felhasználható. A 3.2. ábra a monolit integrált áramkör rétegszerkezetét mutatja be.



3.2. ábra

A monolit integrált áramkör rétegszerkezete

3.1.2. Ellenállások megvalósítási lehetőségei

Az integrált áramköri ellenállásokat az egyes tranzisztor-rétegekből alakítják ki. Erre a célra felhasználható mind az emitter-, mind a bázis-, mind pedig a kollektorréteg. Mivel a lapka – ld. 3.2. ábra – pnpn szerkezetű, bármely réteg elszigetelhető lezárt pn-átmenet létrehozásával. Mivel e három réteg a lapkán belül azonos fajlagos ellenállású és vastagságú, csakis a terület megfelelő kialakításával változtatható a létrehozott ellenállás nagysága. A rétegek ellenállását az R_{\square} négyzetes ellenállással jellemzik, ami egy négyzet-alakú réteg ellenállásának felel meg. A teljes ellenállás:

$$R = R_{\square} \frac{\ell}{s} \quad (3.1)$$

alapján számítható, ahol ℓ a réteg hossza és s a réteg szélessége ($R = R_{\square}$, ha $\ell = s$). A négyzetes ellenállás dimenziója ugyancsak Ω .

KVK-2030

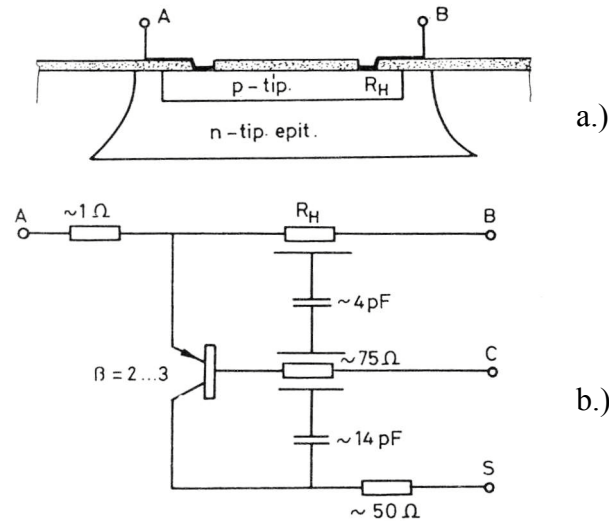
Az egyes rétegek tipikus négyzetes ellenállását és a belőlük megvalósítható ellenállások értéktartományát valamint hőmérsékleti tényezőjét a 3.1.táblázat tartalmazza.

3.1. táblázat

Ellenállásréteg	Négyzetes ellenállás	Megvalósítható ellenállás	Hőmérsékleti tényező 1/°C
Emitter-réteg	$2\Omega \dots 10\Omega$	$1\Omega \dots 100\Omega$	+0,0006
Bázis-réteg	$100\Omega \dots 200\Omega$	$100\Omega \dots 20k\Omega$	+0,0017
Kollektor-réteg	1000Ω	$2k\Omega \dots 200k\Omega$	+0,003
Befűzött réteg	$1000\Omega \dots 5000\Omega$	több száz $k\Omega \dots M\Omega$	+0,0025

A leggyakrabban a bázis-réteget alkalmazzák ellenállásként, ekkor a 3.2.ábrán látható rétegszerkezetet úgy módosítják, hogy az emitterdiffúziót elhagyják, és a bázisréteg két végpontját fémezéssel látják el. E két pont lesz az ellenállás két kivezetése. Az így kialakított ellenállás keresztmetszeti képét a 3.3.a.ábra szemlélteti.

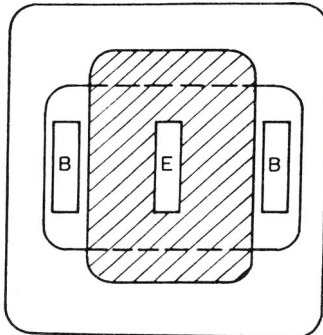
Hasonló szerkezeti megoldásokat alkalmaznak az emitter- vagy a kollektor-réteg esetében is, azonban sokkal ritkábban, mint a bázis esetében.



3.3. ábra

- a) A bázisrétegből kialakított ellenállás keresztmetszeti képe
 b.) Osztott paraméteres RC-hálózat

A rétegenállások közepes értéktartományához képest lényegesen nagyobb ellenállások valósíthatók meg az ún. „befűzött” ellenállással (ld. a 3.1.táblázat utolsó sora), amelynek felülnézeti rajzát a 3.4. ábra szemlélteti. Ennél a megoldásnál a bázisréteget az ábrán bemutatott módon emitter-réteggel borítják, így a bázisréteg lényegesen elvékonyodik – befűződik – és négyzetes ellenállása megnő. Zárófeszültséget kapcsolva az emitter-bázis átmenetre, a kiürített réteg növelésével a bázis-réteg tovább szűkíthető. Ezzel az eljárással $M\Omega$ nagyságrendű ellenállások is készíthetők.



3.4. ábra

Befűzött ellenállás felülnézeti rajza

Nagyobb igényű áramkörökben a félvezető-lapkát borító oxid felszínére párologtatott krómnikkel vagy tantálvegyületekből vékonyréteg-ellenállásokat alakítanak ki. Értékpontosságuk és hőmérsékleti tényezőjük jobb, mint a rétegellenállásoké. Hátrányuk, hogy előállításuk járulékos technológiai lépéseket igényel.

3.1.3. Kondenzátorok megvalósítási lehetőségei

Kondenzátort a monolit integrált áramkörben kétféleképpen hoznak létre:

- lezárt pn átmenettel
- a szilícium felületén kialakított dielektrikum segítségével.

Lezárt pn-átmenetes kondenzátor céljára mind az emitter-bázis, mind a kollektor-bázis átmenet felhasználható. A kondenzátorok készítéséhez azonban

kiterjedt pn-átmenet volna szükséges, ami a félvezető lapka területének nagy részét elfoglalná, ezért csak kis kapacitású kondenzátorok készíthetők.

A dielektrikum-kondenzátort az n-típusú sziget felületi (emitter) rétegén alakítják ki, így az egyik fegyverzet az emitter-réteg, míg a másik fegyverzetet a dielektrikum-rétegre párologtatott fémréteg képezi. Általában SiO_2 , Al_2O_3 vagy Ta_2O_5 dielektrikumot alkalmaznak. Mind a pn-átmenetes, mind a dielektrikus megoldással csak néhány pF-os, esetleg néhányszor tíz pF-os kondenzátor valósítható meg.

A monolit integrált áramkörökben megvalósítható ellenállások és kondenzátorok közös jellemzője, hogy értékpontosságuk rossz, meg sem közelíti a diszkrét RC tagok értékpontosságát. Előny azonban, hogy az áramkörökön belüli értékarányok igen jók, pl. ha egy 2,2 k Ω -os ellenállás 2,5k Ω -ra sikerül, akkor valószínűsíthető, hogy az áramkörben szereplő valamennyi 2,2k Ω -os ellenállás értéke nagy pontossággal egyformán 2,5k Ω ! Igen sok áramkör esetében az értékarányok egyezése fontosabb, mint a nagyfokú értékpontosság (ld. pl. differenciálerősítők).

További hátrány, hogy a lezárt pn-átmenettel való szigetelések következtében az ellenállásokhoz parazita-kapacitások járulnak, míg a kondenzátornak alkalmazott lezárt pn-átmenetekhez a rétegellenállások járulékos soros ellenállásként hozzákapcsolódnak. A monolit integrált áramkörök passzív elemei ezért inkább osztott paraméteres RC-hálózatnak tekinthetők, mintsem egyetlen R vagy C tagnak (ld. 3.3.b.ábra) Az ábrán látható tranzisztor parazita-

KVK-2030

elem, a rétegszerkezetek következtében alakult ki. β értéke kicsiny, így hatása elhanyagolható. Problémát jelent továbbá a piciny monolit chipen az ellenállások és különösen a kondenzátorok nagy helyigénye, ami az integrált áramkör elemsűrűségét korlátozza. Az integrált áramkörök tervezői speciális áramköri megoldásokkal minimalizálják a szükséges ellenállások számát és értékét, kondenzátort pedig csak elvétve (1..2 db-ot) valósítanak meg.

3.2. Hibrid integrált áramkörök elemei

A legtöbb hibrid integrált áramkör szigetelő alapanyagon vékonyréteg- vagy vastagréteg-technikával előállított vezetópálya- és ellenállás-hálózat, amelybe hagyományos szerelési technikával ültetik be az aktív félvezető elemeket és morzsa-kondenzátorokat. A szigetelőanyag – a hordozó – megfelelő mechanikai, elektromos és hőtechnikai tulajdonságú anyag. Elterjedten alkalmazzák ilyen célra pl. a zománcozott kerámiákat, a bórszilikát üvegeket és a zafír- vagy az Al_2O_3 -alapú kerámiákat. A hibrid áramkörök lapka-mérete sokkal nagyobb, mint a monolit chipeké, tipikusan 5 cm^2 . A hibrid integrált áramkörök két fő csoportra: vékonyréteg- és vastagréteg-áramkörökre oszthatók.

3.2.1. Vékonyréteg-áramkörök

A „vékonyréteg” elnevezés onnan ered, hogy a vezetópályák, ellenállások, kondenzátorok és induktivitások – kivételes esetben tranzisztorok is – néhány száz nm vastagságú rétegekből épülnek fel. A vékonyrétegeket valamilyen

hordozóra viszik fel vákuumpárolgatási eljárással. A vezetőpálya-hálózat kiképzésére gyakran használják az arany-krómnikkel ötvözetet, sőt arany-krómnikkel ellenállásokat is készítenek. A vékonyréteg-technikában gyakran kétréteges fémgőzöléssel javítják a tapadást a különböző, egymásra rétegezett anyagok között.

A vékonyréteg-technika a legelőnyösebben az ellenállás-hálózatok kialakítására alkalmazható. Összehasonlítani csak a diszkrét alkatrészekből készült ellenállás-hálózattal lehet, mivel monolit kivitelben ellenállás-hálózatok nem készülnek. A vékonyréteg ellenállás-hálózatoknál jellemző rétegeellenállás (R_{\square}) az $5\text{k}\Omega$ -os érték, és jellemző hőmérsékleti tényező az $50\text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$. A vékonyréteg ellenállás-hálózatok nagy elemsűrűséggel, igen nagy értékpontossággal, nagy megbízhatósággal és kedvező elektromos paraméterekkel (pl. kicsiny zajtényező) rendelkeznek. Különösen jól alkalmazhatók ezek a hálózatok mikrohullámú célokra: működési határfrekvenciájuk eléri a 10 GHz -et.

Amennyiben komplett vékonyréteg-áramköröket alakítanak ki, vékonyréteg kondenzátorokat alkalmaznak. Ezeknek több típusa van, dielektrikum-anyaguk valamilyen szilíciumoxid, tantáloxid, bóralumínium-szilikát vagy alumínium-oxid lehet. A vékony fémrétegre a dielektrikumot vákuumgőzöléssel viszik fel, vagy a vákuumgőzölés után anódikus oxidációval kémiaiilag átalakított rétegeket valósítanak meg. Nagyon nagy kapacitású kondenzátorokat úgy készítenek, hogy az elektródákat a hordozó hátoldalára párolgatják fel.

KVK-2030

Célszerűbb azonban a nagyobb kapacitású kondenzátorokat morzsaelemként beültetni az áramkörbe.

Vékonyréteg technikával indukciós tekercsek is kialakíthatók meglehetősen korlátozott paraméterekkel. Ebben az esetben a fémcsíkot spirális alakzatban gözőlik fel a hordozóra.

3.2.2. Vastagréteg áramkörök

A vastagréteg áramköröket szigetelőanyagból álló hordozó felületére nyomtatással vagy szitanyomással viszik fel. Hordozó céljára általában 96%-os alumíniumoxidot alkalmaznak. A vezetékek, ill. az áramköri elemek anyaga a vastagréteg paszta, ami üvegszemcséket, alumíniumoxidot és egyéb adalékot, pl. Pa, Ag tartalmaz. A keverék anyagainak arányát változtatva, széles ellenállás-tartományt átfogó ellenállás-rétegeket és jól vezető vezetékhalózatokot lehet létrehozni. Szitanyomás után az áramkör stabilizálása céljából a kész hálózatot hőkezelní kell. Vastagréteg ellenállás-paszták igen széles négyzetes ellenállás-tartományban kaphatók, és az ellenállások értéke azáltal is befolyásolható, hogy többféle pasztából készült rétegeket helyeznek egymásra. A kialakított ellenállások pontos értékét az alakzatok utólagos korrigálásával (trimmeléssel) állítják be. Régebben erre a célra homokfújást alkalmaztak, ma már azonban lézersugárral végzik a trimmelést.

A vastagréteg áramkörök 10...100 μm rétegvastagságú pasztákból állnak.

A vastagréteg ellenállások tipikusan $5,5 \text{ W/cm}^2$ teljesítményt disszipálnak 125°C -on. Így a kialakított ellenállások általában néhányszor tíz mW-tal terhelhetők.

A szitanyomásos ellenállások mellett diszkrét chip-ellenállások is rendelkezésre állnak. A morzsa-ellenállások három típusa ismeretes: vastagréteg-, vékonyréteg és szilárd cermet- vagy kerámia-ellenállások. A rétegellenállásokat általában alumíniumoxid hordozóra vagy üveg lapkára gőzölik fel a már említett technológiákkal.

Vastagréteg-technikával csak elvétve alakítanak ki kondenzátort. Bár a megfelelő paszták rendelkezésre állnak, komoly gondot okoz a hordozó és a paszta hőtágulási együtthatójának különbözősége. Célszerűbb a chip-kondenzátorok alkalmazása, ilyen célra számos típust fejlesztettek ki. A legkeresettebbek a MOS morzsakondenzátorok, amelyek dielektrikumuk valamilyen kerámia, pl. báriumtitanát. A méretcsökkentés céljából többréteges kondenzátor-felépítéseket valósítanak meg.

A vastagréteg technika fő előnye a vékonyréteggel szemben, hogy egyszerűbb és olcsóbb gyártástechnológiát igényel, valamint többféle áramkörtípus és eszköztípus valósítható meg segítségével.

Ellenőrző kérdések a 3. fejezethez

1. Adja meg az integrált áramkörök felosztását és csoportosítását!
2. Melyik passzív elem valósítható meg a legnagyobb választékban az integrált áramkörökben, és melyik a legkevésbé?
3. Rajzolja le a bipoláris monolit integrált áramkörök rétegszerkezetét!
4. Mit jelent a négyzetes ellenállás, mi a dimenziója és értékének ismeretében hogyan határozható meg a lapkákön létrehozott ellenállás tényleges értéke?
5. Milyen parazita elemek kapcsolódnak a monolit integrált áramkörök ellenállásaihoz és kondenzátoraihoz? E parazita elemek értékét hogyan befolyásolja a monolit rétegszerkezet?
6. Mit neveznek „befűzött” ellenállásnak, és hogyan valósítják meg?
7. Ismertesse a hibrid integrált áramkörök főbb jellemzőit!
8. Milyen áramköri elemek valósíthatók meg vékonyréteg-technikával és mi jellemzi ezeket az elemeket?
9. Milyen áramköri elemek valósíthatók meg vastagréteg-technikával és mi jellemzi ezeket az elemeket?
10. Hasonlítsa össze a monolit és a hibrid integrált áramkörök RC elemeit!

4. Induktív elemek

A passzív áramköri elemek harmadik nagy csoportját az *induktív alkatrészek* képezik. Az induktivitásokkal leggyakrabban tekercsek és transzformátorok formájában találkozunk. Míg az ellenállások és kondenzátorok – a parazita elemektől eltekintve – tisztán elektromos kölcsönhatást okoznak, nevezetesen megváltoztathatják a villamos körben folyó áram értékét, bizonyos pontok között a feszültségesés nagyságát, vagy pedig elektromos töltések tárolására képesek, addig az induktivitások *elektromágneses kölcsönhatást* okoznak: jelenlétük mágneses teret kelt, vagy éppen mágneses tér hatására képesek áram vagy feszültség indukálására.

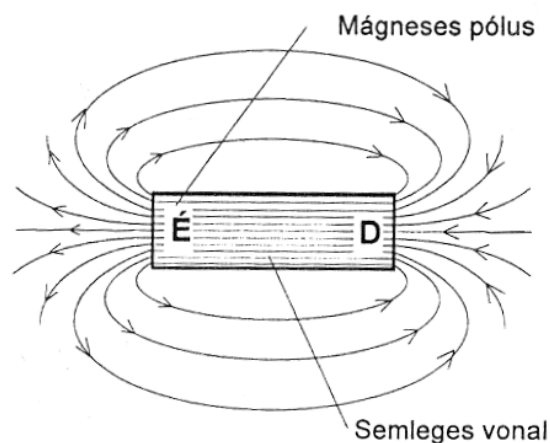
Az ellenállások, potenciométerek és kondenzátorok a felhasználó számára adott értékben, adott tűréssel és konkrét katalógus-paraméterrel rendelkezésre állnak. Az induktivitások (tekercsek, transzformátorok) azonban csak szűk választékban kaphatók, ezért a legtöbb esetben azokat a felhasználónak kell megtervezni és elkészíteni. Ennek oka az induktivitások természetében rejlik, ezekre a kérdésekre a továbbiakban még visszatérünk. Éppen ezért jegyzetünkben az induktív elemekkel alaposabban foglalkozunk, azok tervezését és gyakorlati tudnivalóit részletesebben tárgyaljuk.

A legtöbb tekercs tartalmaz valamilyen mágneses anyagot (általánosabb szóhasználattal: vasmagot), a transzformátorok pedig elképzelhetetlenek vasmag nélkül. A tekercsek és transzformátorok alaposabb megismeréséhez

feltétlenül szükséges tehát a legelterjedtebben használt mágneses anyagok megismerése és a mágnesezési folyamatok áttekintése.

4.1. Mágneses alapjelenségek, a mágneses indukció

A térnek azt a részét, ahol mágneses kölcsönhatás mutatható ki, *mágneses térnek* (mezőnek) nevezik. Mágneses tér észlelhető az állandó mágneses anyagok környezetében és az áramjárta vezetők környezetében. A mágneses térerősséget az elektromos térerősséghez hasonlóan erővonalakkal – indukcióvonalakkal – jellemzik. Az indukcióvonalak az elektromos tér erővonalaihoz szemben mindig zártak. A 4.1. ábra rúd alakú állandó mágnes erővonal-képét ábrázolja. Az erővonalak az északi (É) jelzett pólusból indulva a téren át a déli (D) pólus felé haladnak, majd a mágnes belsejében záródnak.



4.1. ábra

Az állandó mágnes erővonal-képe

A mágneses kölcsönhatást mágnesűvel vagy mérőhurokkal mutathatjuk ki. A mágneses erőterre jellemző, hogy a benne \vec{v} sebességgel mozgó, q töltésekre a sebességtől és a töltéstől függő erő hat. Az erőhatás a \vec{v} sebesség és a mérésre használt iránytű hossz tengelye által bezárt α szög szinusztól is függ. Abban az egyszerű esetben, ha a légrésben elhelyezett iránytű hossz tengelyére merőleges irányú a q töltésű részecske sebessége, a rá ható F_m mágneses erő és a qv szorzat viszonya állandó. Az abszolút értékeket tekintve:

$$\frac{|F_m|}{|q||v|} = \text{áll.} \quad (4.1)$$

Az erőhatás még a v sebesség és az iránytű hossz tengelye által bezárt α szög szinusztól is függ, tehát

$$\frac{|F_m|}{|q||v|\sin\alpha} = \text{állandó.} \quad (4.2)$$

Ez az állandó a mágneses erőter fontos jellemzője, amelyet **mágneses indukciónak** neveznek. A (4.2) összefüggés vektoriális formában:

$$\vec{F}_m = q\vec{v} \times \vec{B}. \quad (4.3)$$

Az erő irányát pozitív töltés esetén a jobbkéz-szabály alapján állapítják meg. Ha q negatív, akkor a mágneses erő a pozitív töltésre ható erővel ellentétes irányú.

\vec{B} mértékegységét a (4.1) összefüggés alapján határozhatjuk meg az abban szereplő mennyiségek SI egységének behelyettesítésével: az erőt N-ban, a

KVK-2030

sebességet m/s-ban és a töltést As-ban (Coulombban) véve. Ennek értelmében \vec{B} dimenziója Vs/m², amelynek neve Tesla. (Érdekességként megemlítjük, hogy a Föld mágneses indukciója kicsiny: $6 \cdot 10^{-5}$ T.)

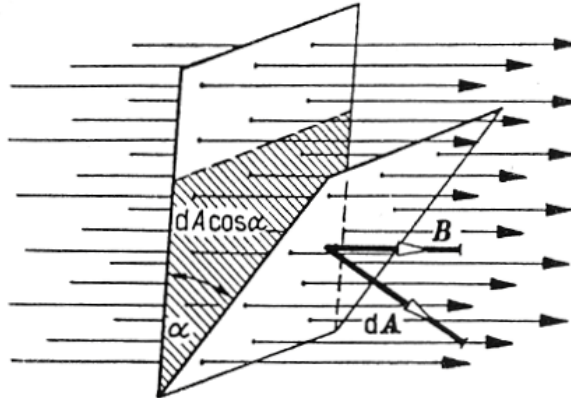
Az indukcióvektor nagyságát az erővonalképben az indukcióvonalakra merőleges felületegységen (1 m²-en) áthaladó indukcióvonalak száma adja meg, irányát pedig az indukcióvonal megfelelő pontjába húzott érintő iránya képezi.

Az indukciófolyam, más néven *mágneses fluxus* (Φ) a mágneses mezőben kijelölt tetszőszerinti \vec{A} felületre a \vec{B} vektornak a felületre képezett integrálja:

$$\Phi = \int_A \vec{B} \cdot d\vec{A} \quad (4.4)$$

ahol $d\vec{A}$ a felületelem-vektort jelenti.

Ha a tér homogén, akkor a fenti integrál-egyenlet \vec{B} és \vec{A} skalár szorzatát fejezi ki, vagyis $\Phi = \vec{B} \cdot \vec{A} \cos \alpha$ adódik. A viszonyokat a 4.2. ábra szemlélteti.



4.2. ábra

A mágneses fluxus alakulása, ha a felület tetszés szerinti szöget zár be az indukció vonalakkal

A Φ fluxus mértékegysége $T \cdot m^2$ (ill. Vs), amelynek a neve Weber (Wb). Szokásos a Weber 10^{-8} -szoros értékét használni, ennek neve Maxwell (Mx).

A *fluxustörvény* azt mondja ki, hogy zárt felületre vonatkozólag a mágneses indukció fluxusa nulla. Ez azt is jelenti, hogy ahányszor egy indukcióvonal egy zárt felületbe belép, annyiszor ki is lép abból. Az indukcióvonalak ugyanis zártak, nem erednek pozitív mágneses töltéseken és nem végződnek negatív mágneses töltéseken, mint az elektromos töltések.

A mágneses erőter további fontos jellemzője a **mágneses térerősség**, ami az elektromos áram gerjesztő hatásának következménye. A térerősséget \vec{H} -val jelöljük, és a gerjesztési törvény alapján határozhatjuk meg. Mint ismeretes, az

áram átjárta vezető maga körül mágneses teret kelt, és a vezetőt a mágneses tér örvényszerűen körülveszi. Azonos áramirányú vezetékek vonzzák egymást, míg az ellentétes áramirányú vezetékek között taszító erő lép fel (ld. 4.3.a.ábra). *Gerjesztésnek* nevezik a teret létrehozó áramok összességét, amelyet a továbbiakban Θ -val jelölünk és Amperben mérünk. Vegyük körül a gerjesztő áramokat egy tetszőleges zárt görbével (4.3.b. ábra), és keressük meg a görbének azokat a kis $\Delta\bar{\ell}$ szakaszait, ahol a gerjesztő hatás (\bar{H}) azonosnak tekinthető. A $\bar{H} \cdot \Delta\bar{\ell}$ skalárszorzatok összege mindig a gerjesztést adja:

$$\sum_i \bar{H}_i \Delta\bar{\ell}_i = \Theta \quad (4.5)$$

Ha \bar{H} a teljes ℓ mentén állandó, akkor az összefüggés egyszerűsödik: $\bar{H} \cdot \bar{\ell} = \Theta$ lesz, amelyből

$$\bar{H} = \frac{\Theta}{\ell} \quad (4.6)$$

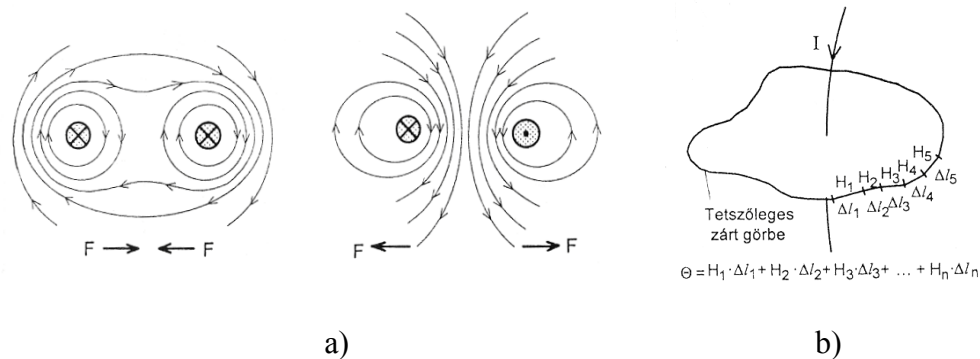
A \bar{H} mennyiséget mágneses térerősségnek pontosabban a mágneses gerjesztettség vektorának nevezik, SI egysége: A/m. Érdekes megfigyelni, hogy a mágneses térerősség hasonló jellegű, mint az elektromos térerősség, amelynek dimenziója – mint ismeretes – V/m.

A gerjesztési törvényt a stacionárius mágneses mező első alaptörvényének nevezik. Matematikai megfogalmazásban:

$$\oint_{\ell} \bar{H} \cdot d\bar{\ell} = \iint_A \bar{J} \cdot d\bar{A}, \quad (4.7)$$

ahol \vec{J} az áramsűrűséget jelenti.

A gerjesztési törvényt és a \vec{H} mágneses gerjesztés vektorát a Biot-Savart törvényből vezetik le, ennek részletezése azonban meghaladja jegyzetünk kereteit. Utalunk a Fizikában és a Villamosságban szerzett ismeretekre!



4.3. ábra

- (a) Egyenes vezetők mágneses tere az F vonzó-, ill. taszító erő feltüntetésével;
 (b) a gerjesztés mint a teret létrehozó áramok összessége

A gerjesztés, majd a mágneses térerősség hatására kialakuló mágneses indukció függ a térben lévő anyagtól is. A mágneses indukció és a térerősség között a teret kitöltő anyagra jellemző mennyiség, a mágneses permeabilitás (μ) teremt kapcsolatot:

$$\vec{B} = \mu \vec{H}. \quad (4.8)$$

μ két tényezőre: μ_0 -ra és μ_r -re bontható:

$$\mu = \mu_0 \mu_r \quad (4.9)$$

KVK-2030

ahol μ_0 a vákuum mágneses permeabilitása, értéke és dimenziója: $4\pi 10^{-7}$ Vs/Am.

A μ_r a relatív permeabilitás dimenzió nélküli szám, ami megmutatja, hogy a mágneses indukció hányszor lesz nagyobb, ha a teret vákuum helyét valamilyen anyag tölti ki. Vákuumban – értelemszerűen - $\mu_r = 1$ adódik. A relatív permeabilitás a mágneses anyagok egyik legfontosabb jellemzője.

A mágneses tér μ permeabilitása és a kondenzátorok esetében tárgyalt ϵ permittivitás között hasonlóságot találhatunk (ld (2.2) képlet). Mindkettő relatív értéke a teret kitöltő anyagtól függ, az ϵ_0 és μ_0 vákuumbeli értékek azonban az egységrendszer megválasztásától függnnek. Az általunk használt értékek az SI egységrendszerénél érvényesek, míg a korábbi (ma már nem szabványos) cgs egységrendszerek az ϵ_0 és μ_0 értéket egységnyinek vették.

A μ_r relatív permeabilitás a váltakozó árammal gerjesztett mágneses tér esetére vonatkozik, ezért frekvenciafüggő. Bevezették az ún. statikus relatív permeabilitás (μ_{stat}) fogalmát annak megállapítására, hogyan befolyásolja csak magának a környezet anyagának a belső mágneses polarizációja a mágnesezési folyamatot. Mivel a környező anyagok a vákuumbeli állapothoz képest a legtöbbször indukciónövekedést vagy csökkenést okoznak, definiálható a \bar{b} mágnesezés:

$$\bar{b} = \bar{B} - \bar{B}_0 \quad (4.10)$$

A mágnesezés a környező anyag okozta indukció-többlet, ezért azonos dimenziójú, mint az indukció. A statikus permeabilitás

$$\mu_{stat} = \frac{\bar{B}}{B_0}, \text{ ill. } \bar{B} = \mu_0 \mu_{stat} \bar{H} \quad (4.11)$$

szerint írható fel. A (4.8) összefüggésből megkapjuk a mágnesezést, ha abból a $\bar{B}_0 = \mu_0 \bar{H}$ egyenest kivonjuk. Végeredményben

$$\bar{b} = (\mu_{stat} - 1) \bar{B}_0 = \chi \bar{B}_0 \quad (4.12)$$

adódik. A $\chi = \mu_{stat} - 1$ mennyiséget *mágneses szuszceptibilitásnak* nevezik. Ez a dimenzió nélküli szám megadja, hogy az anyag által okozott mágnesezés (indukció-többlet) hányszor nagyobb, mint az indukció a vákuumban. Általános esetben (különösen egyes kristályoknál) χ irányfüggő, tehát tenzor, amelynek komponensei a \bar{H} térerősségtől függenek.

4.2. A mágnesség fajtái; mágneses anyagok

Az anyagok mágneses tulajdonságait szerkezetük határozza meg. Minden atom rendelkezik mágneses tulajdonsággal annak következtében, hogy az atomban az elektromos töltések mozognak. Egy atom eredő mágnesessége az elektronjainak keringéséből és az elektronok tengely körüli forgásából (spin) származik. A két tér általában nem azonos erősségű és nem azonos irányú, ennek következménye, hogy az atomnak, ill. a molekulának saját mágneses momentuma van. Az azonos irányultságú mágneses momentummal rendelkező atomok vagy molekulák csoportját *doménnek* nevezik. Az anyagban a hőmozgás következtében a domének rendszerint szabálytalanul helyezkednek

KVK-2030

el, és egymás hatását közömbösítik. Külső mágneses térrel azonban a domének rendezhetők és az anyag kifelé mágnesessé válik. Rendeződés után a domének eredő mágneses tere hozzáadódik a külső térhez, és jelentősen megnövelheti a mágneses indukciót.

Diamágnesesek azok az anyagok, amelyekben nincsenek elemi mágnesek, mert az elektronok keringéséből és spinjéből származó mágnesség egymást kompenzálja. Ilyen anyag pl. a réz, az arany, a kén, a germánium, a víz és számos gáznemű anyag. A diamágneses anyagoknál

$$\mu_r \leq 1$$

és a mágneses szuszceptibilitás (χ) negatív.

Paramágneses anyagoknál az elektronok kétféle mágnessége nem egyenlíti ki egymást, vagyis atomjaik elemi mágneseket alkotnak. A paramágneses anyagoknál

$$\mu_r > 1.$$

A paramágneses anyagok szuszceptibilitása is nagyobb, mint a diamágneses anyagoké, és előjele pozitív. Paramágneses anyag pl. az oxigén, a mangán, az alumínium, a platina és a ritka földfémek családja.

Vannak olyan anyagok, amelyek maguk körül igen erős mágneses teret keltenek és relatív permeabilitásuk több nagyságrenddel meghaladja az egységet. Ezeket az anyagokat állandó (permanens) mágneses anyagoknak nevezik. Mivel elsőként a vastartalmú kőzeteknél és fémötvözeteknél

tapasztaltak mágneses jelenségeket, a mágnességet a vas jelenlétének tulajdonították, és az állandó mágneses anyagokat *ferromágneses anyagoknak* nevezték el. Később felfedezték, hogy más fémek, fémötvözetek és oxidok is mutatnak a vashoz hasonló erős mágneses hatást. Napjainkban a ferromágneses anyagoknak három nagyobb csoportját különböztetik meg.

1. Ferromágneses alapfémek: vas (Fe), nikkell (Ni) és a kobalt (Co).
2. Ferromágneses ötvözetek: ide tartoznak az alapfémek egymással és más fémekkel, ill. metalloiddal alkotott ötvözetei. Érdekesség, hogy vannak olyan ötvözetek, amelyek alkotói külön-külön nem mutatnak mágneses jelleget, ötvözetük azonban mágneses. Ilyen lágymágneses anyag pl. a *Heusler-ötvözet*, ami 76% rézből, 14% mangánból és 10% alumíniumból áll.
3. Ferrimágneses anyagok: fém-oxid keverékek, ide tartozik pl. a ferri-oxid (Fe_2O_3), ami magnézium-oxidot és mangán-oxidot is tartalmaz. Ezeket a kerámia-jellegű anyagokat szinterezéssel (nagy hőmérsékleten történő zsugorítással) állítják elő.

A ferromágneses tulajdonság csak bizonyos hőmérséklet alatt tapasztalható. Azt a hőmérsékletet, amely fölött az anyagok elveszítik mágnességüket, *Curie hőmérsékletnek* vagy Curie-pontnak nevezik. A tiszta vas Curie hőmérséklete $768\text{ }^\circ\text{C}$, a kobalté $1127\text{ }^\circ\text{C}$ és a nikkelé $362\text{ }^\circ\text{C}$. A Curie-pont alatt a ferromágneses anyagok hőmérsékleti együtthatója a szobahőmérséklet közelében nagyságrendileg:

$$\alpha(T_1) \approx 0,58\text{ \%/ fok.} \quad (4.13)$$

KVK-2030

A paramágneses anyagok kis mértékben, míg a ferromágneses anyagok nagymértékben megnövelik a \bar{H} mágneses térerősség hatására kialakuló mágneses indukciót. Ugyanakkor a diamágneses anyagok csökkentik ezt a hatást a vákuumban mérhető mágneses indukcióhoz képest. A 4.1.táblázat néhány anyag relatív permeabilitását közli.

4.1. táblázat

Csoport	Anyag	μ_r
Ferromágneses	Vas	300-6000
	Kobalt	100-400
	Nikkel	200-500
	Permalloy ötvözetek	5000-300000
Paramágneses	Mangán	1,0004
	Platina	1,0000004
	Alumínium	1,0000043
Diamágneses	Víz	0,9999901
	Kén	0,99998
	Réz	0,99999
	Arany	0,99997
	Ezüst	0,999975

Mint a 4.1. táblázatból látható, a permalloy-ötvözetek (Hyperm 36, Permalloy D, Supermalloy, stb.) extrém-nagy relatív permeabilitással rendelkeznek. Ezek az anyagok döntő részben vas-nikkel ötvözetek néhány %-ban rezet, krómot vagy molibdént is tartalmazva.

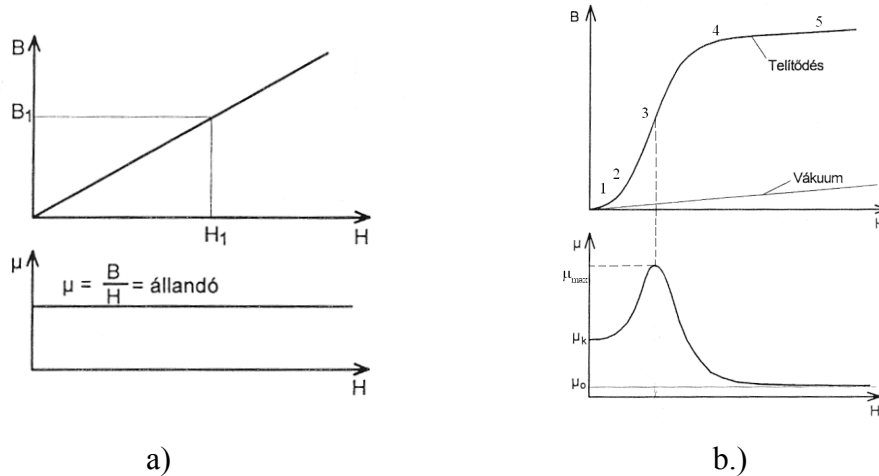
4.3. Mágneses jelleggörbék

4.3.1. A mágnesezési görbe

A mágnesezési görbét a gyakorlatban tekercsek segítségével mérik ki. A tekercseknek mint áramkörü elemeknek a részletesebb ismertetésével a 4.5.fejezetben foglalkozunk.

Az árammal átjárt tekercs ugyanúgy viselkedik, mint a 4.1. ábrán bemutatott mágneses rúd. Ha növeljük az áramot, a tekercsben egyre nagyobb lesz a mágneses térerősség és a hatására kialakuló mágneses indukció. A \vec{B} és a \vec{H} vektorok közötti kapcsolat azonban attól is függ, hogy milyen anyag tölti ki a tekercs belsejét (ld. az előzőekben elmondottakat).

A (4.8) összefüggés értelmében a \vec{B} és a \vec{H} vektor között lineáris a kapcsolat. Légüres térben, ahol $\mu_r = 1$, vagy a para- és diamágneses anyagokban, ahol a relatív permeabilitás jól megközelíti az egységet, a linearitás teljesül, a ferromágneses anyagok esetében azonban ettől eltérő viselkedés tapasztalható. A \vec{H} mágneses térerősség függvényében ábrázolva a \vec{B} mágneses indukciót, az anyag *mágnesezési görbéjét* kapjuk.



4.4. ábra

a) A vákuum és b) a ferromágneses anyagok mágnesezési és permeabilitás-görbéje

A 4.4. a. ábrán a $\mu_r = 1$ esetnek megfelelő mágnesezési és permeabilitás-görbe látható, míg a 4.4.b. ábra a ferromágneses anyagok jelleggörbéit szemlélteti.

A 4.4.b. ábrát tekintve, a következők mondhatók. Az indukció egy bizonyos térerősség felett már nem növekszik, az anyag telítődik. A görbék meredeksége és a telítődés mértéke az anyag jellegétől függ. Ferromágneses anyag esetében tehát a (4.8) összefüggés a teljes mágnesezési tartományban nem lineáris függvénye a \bar{H} térerősségnek, és az indukció értékét a mágnesezési görbéből kell az alkalmazott \bar{B} kell meghatározni.

Elemezve a 4.4.b. ábrán látható mágnesezési görbét, jellegzetes szakaszokat figyelhetünk meg. A kezdeti szakaszban (1) az indukció(B) és a mágneses térerősség(H) kapcsolata jó közelítéssel lineáris, és az itt adódó μ_k -értéket

nevezik kezdeti permeabilitásnak. A (2) szakasz az ún. négyzetes vagy Rayleigh-tartomány, ekkor jó közelítéssel a

$$\bar{B} = \mu_0 (\mu_k \bar{H} + \bar{v} H^2) \quad (4.14)$$

összefüggés írható fel, ahol v az anyagra jellemző paraméter. A görbe a legmeredekebb a (3) tartományban, itt éri el a permeabilitás a μ_{\max} értéket. A (4) szakaszban a görbe laposodik, majd az (5) szakaszban beáll a telítési tartomány, ahol $\mu_r \approx 1$ lesz. Ezt a tartományt a mágneses viselkedés alapján paramágneses tartománynak is nevezik, ahol az anyag elveszíti ferromágneses tulajdonságát.

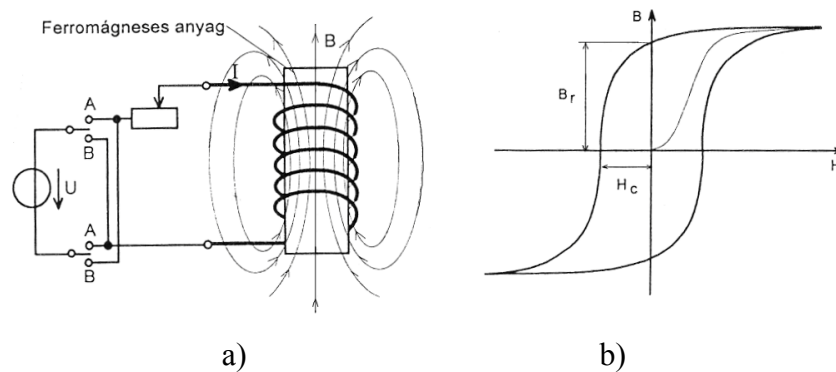
4.3.2. A hiszterézis görbe

Térjünk vissza a 4.4.b. ábrán látható mágnesezési görbéhez. Miután elértük az (5) telítési tartományt, kezdjük el fokozatosan csökkenteni a \bar{H} mágneses térerősséget! Ábrázolva a mágnesezési görbe „visszafelé” felvett pontjait: az előbbi esethez képest eltérő görbemenetet kapunk. Még $\bar{H} = 0$ esetén is jelentős indukció (B_r) mérhető. Ezt a B_r értéket remanens mágnességnek vagy *remanenciának* nevezzük. Ha a mágneses tér irányát megfordítjuk (\bar{H} negatív irányba), bizonyos H_c térerősségnél lesz a \bar{B} indukció ismét nulla. Ezt a H_c térerősséget *koercitív erőnek* nevezzük.

Az ellentétes irányú felmágnesezéshez – elektromágnes esetében – ellentétes irányú gerjesztő áram szükséges. A 4.5.a. ábra vasmagos tekercs felmágnesezését szemlélteti. Az „A” és „B” kapcsolókkal az áramirány változtatható, és a \bar{B} - \bar{H} függvény mind a négy síknegyedben kimérhető. Az

KVK-2030

így felvett teljes mágnesezési görbét *hiszterézis görbének* nevezik (ld. 4.5.b. ábra).



4.5. ábra

a) Kapcsolás a hiszterézis görbe felvételéhez b) A hiszterézis görbe

A 4.5.b. ábrába halvány vonallal berajzoltuk az első mágnesezési görbét (az ún. „szűzgörbét”) is. (A definíciók tisztázása kedvéért megjegyezzük, hogy bármely olyan mérési görbe, amelynél a független változó növekvő változása során kimért grafikon nem esik egybe a független változó csökkenő változása során kapott grafikkal: hiszterézissel rendelkezik. Az egyszerűség kedvéért azonban a hiszterézissel rendelkező teljes mágnesezési görbét hiszterézis görbének szokás nevezni.)

A hiszterézis jelenségét a mágnesezés esetében a mágneses domének jelenlétével és sajátosságaival magyarázzák, ezzel a kérdéssel a Fizika tantárgy részletesen is foglalkozik. Hangsúlyozzuk azonban, hogy a mágneses anyagok legjellemzőbb paraméterei közé tartozik a B_r remanencia és a H_c koercitív erő.

Megjegyezzük, hogy a mágnesezési görbe felvételét célszerű az áram (ill. a H mágneses tér) lassú szabályozásával felvenni, mert idő szükséges ahhoz, hogy a mágneses domének a tér irányába beálljanak. Ha gyors változtatással vesszük fel a hiszterézis-görbét, az keskenyebb, „soványabb” lesz, mint a lassú változtatással felvett, ún. statikus hiszterézis-görbe.

A hiszterézis görbe területe arányos azzal az energiával, amelyet az átmágnesezéshez felhasználunk. A felhasznált energia az anyagban elnyelődik és annak melegedését okozza. Az átmágnesezéshez szükséges energia:

$$W_m = A\ell \int_{B_1}^{B_2} HdB, \quad (4.15)$$

ahol B_1 ill. B_2 az indukció maximális értéke a negatív, ill. a pozitív térfélen (ld. 4.5.b. ábra), ℓ a mágnes hossza és A a keresztmetszete.

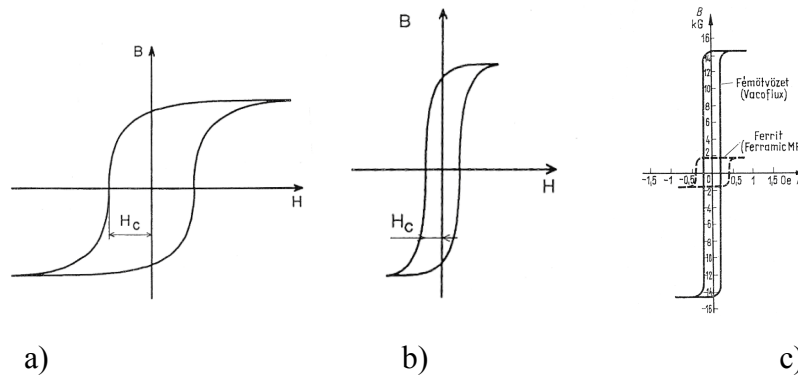
4.3.3. Kemény- és lágymágnesek

Azokat az anyagokat, amelyek H_c értéke nagy (a hiszterézis görbe széles, nagy hurok-területtel rendelkező) *keménymágneses anyagoknak* nevezik. Ilyenek az állandó mágnesek, amelyek H_c koercitív erő-értéke mintegy 10^4 A/m fölött van. A nagy koercitív erő miatt a keménymágnesek mágnességét nehéz megváltoztatni, ezért remanenciájukat hosszú ideig megtartják. A B_r remanencia stabilitásának biztosítása az állandómágnesek gyártásának fontos célkitűzése. Öregedés, hőmérsékletváltozások, külső elektromágneses tér okozta változások, stb. azonban csökkentik a remanenciát.

Az első állandómágnes a természetben található mágnesvaskő (FeO , Fe_2O_3) volt. A mesterségesen előállított mágnesek különféle anyagokat (pl. C,Cr,Co,W) tartalmazó ötvözetek. Újabban különlegesen hőkezelt speciális ötvözeteket (pl. AlNiCo) vagy porkohászati úton előállított anyagokat (pl. báriumferrit, cinkferrit, kadmiumferrit) használnak. Az anyagoknak általában valamilyen fantázia-nevet adnak, pl. Alni, Alnico, Ticonal, Vicalloy, Vocamax, stb. A különféle anyagok pontos összetételét és paramétereit az adatlapok és kézikönyvek tartalmazzák.

A *lágymágneses* csoportba azok az anyagok tartoznak, amelyek H_c értéke kicsiny (a hiszterézis-görbe keskeny). A gyakorlatban a $H_c < 300$ A/m koercitív erővel rendelkező anyagokat sorolják a lágymágnesek közé. A 4.6. ábrán a kemény (a) és a lágymágneses anyag (b) hiszterézis görbéje látható. A lágymágneses paramétereit jelentősen függnek az anyag előállítási módjától, pl. a hengerelés módjától, irányától. A lágymágneses anyagokkal – különösen a speciálisabb fajtákkal – rendkívül óvatosan kell bánni, azokat ütögetni, hajlítani, leejteni, stb. nem szabad!

A lágymágneses anyagok közé tartozik a lágúvas, a már említett Heusler ötvözet, valamint ide sorolhatók a kerámia jellegű ferritek, amelyeket két vagy három vegyértékű fémek oxidjainak felhasználásával nagy hőmérsékleten való zsugorítással állítanak elő. Ilyenek többek között a Maferrit, Niferrit és az Oxiferit különféle változatai.



4.6. ábra

Kemény (a) és lágy mágneses anyag (b) hiszterézis görbéje. Négyzetes hiszterézis-görbék(c)

4.3.4. Mágneses veszteségek

A mágneses anyagokat váltakozó áramú térbe helyezve veszteségek lépnek fel. Ide tartoznak az örvényáramú veszteségek, a hiszterézis veszteségek, a mágneses utóhatás (késleltetés) és a mágneses rezonancia okozta veszteségek. A mágneses veszteségeket együttesen *vasveszteségeknek* nevezik.

Az *örvényáramok* a Lenz törvény értelmében mindig olyan irányúak, hogy akadályozzák az indukciót létrehozó folyamatot, vagyis a mágneses váltakozó teret gyengítik. Homogén ferromágneses anyagban a mag felületén van a legnagyobb télerősség, ez az örvényáram ellentere következtében a mag belseje felé annál erősebben csökken, minél nagyobb a váltakozó tér frekvenciája.

Az örvényáram okozta veszteségi teljesítményt a

$$P_{\sigma} = K \cdot f^2 \quad (4.16)$$

összefüggéssel vehetjük figyelembe, ahol f az alkalmazott frekvencia, és K egy anyagtól függő állandó, ami egyenesen arányos a vas d vastagságának négyzetével, és fordítva arányos az anyag fajlagos ellenállásával (ρ).

Az örvényáramok káros hatását a fenti összefüggés alapján két módon lehet csökkenteni. Egyrészt úgy, hogy a vasmagot vékony, egymástól elszigetelt lemezekre osztják, és azokat a tér irányával párhuzamosan helyezik el. Még hatásosabb a maganyag porrá őrlése, és a részecskék egymástól való elszigetelése valamilyen kötőanyagba való ágyazással (porvasmag).

A másik lehetőség, hogy a vasmag céljára nagy fajlagos ellenállású anyagot választanak. Ilyenek a ferrimágneses anyagok, amelyek fajlagos ellenállása $10^6 \dots 10^{12}$ -szer nagyobb, mint a ferromágneses anyagoké, így a ferrimágneses magoknál az örvényáramok hatása gyakorlatilag elhanyagolható.

A hiszterézis okozta veszteségi teljesítmény arányos a hiszterézis görbe átmágnesezési energiájával, - ld. (4.15) képlet - és a frekvencia szorzatával. A hiszterézis görbe területének kiszámítása általában nem egyszerű feladat, ehhez bizonyos közelítéseket és tapasztalati úton nyert összefüggéseket használnak fel.

A mágnesekben tapasztalható *rezonancia veszteségek* összefüggésben vannak a domének mágneses vektorainak pörgettyű-szerű mozgásával. Számos ferro- és

ferrimágneses anyag rezonancia-vizsgálatai alapján igazolt összefüggéseket találtak az f_A rezonancia frekvenciára, amelyek összhangban állnak azzal a megfigyeléssel, hogy minél kisebb egy anyag kezdeti μ_k permeabilitása, annál nagyobb lesz a rezonancia frekvenciája.

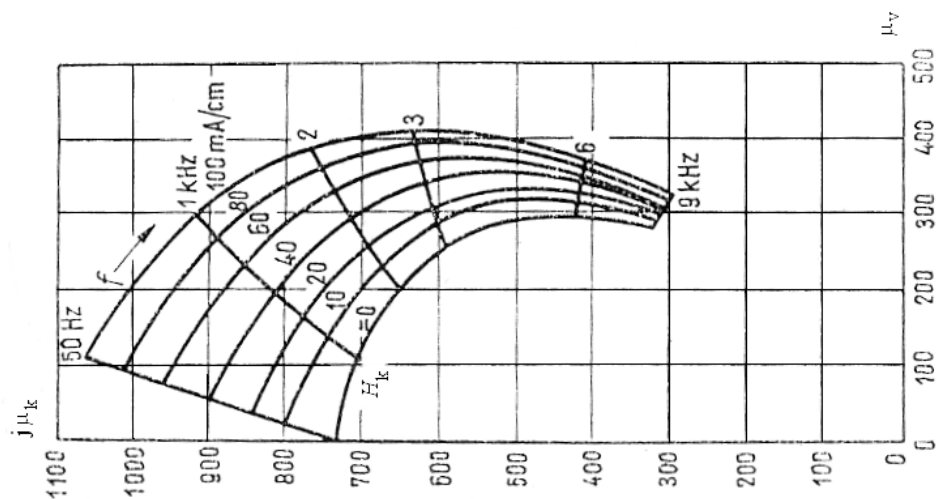
Az utóhatás-jelenségek akkor tapasztalhatók, amikor hirtelen, ugrásszerűen növelik meg az anyagban a mágneses térerősséget. Ekkor az indukció egy kezdeti, B_A értékre ugrik, majd erről az értékről időben lassabban éri el a mágnesezési görbének megfelelő B -értéket. Az utóhatás jelenségét ugyancsak a domének beállási időinek véges voltával magyarázzák.

A veszteségi jelenségeket matematikailag úgy értelmezik, hogy a μ mágneses permeabilitást komplex mennyiségnek tekintik. Sajnos a komplex permeabilitást zárt analitikai formában matematikai pontossággal nem lehet kifejezni, ezért grafikus eljárással készült diagramok – helygörbék - állnak rendelkezésre az alkalmazott frekvenciával és térerősséggel paraméterezve. A különféle anyagú ferritekhez ezeket a nomogramokat a gyártó cégek a legtöbbször mellékelik.

Példaként a 4.7. ábrán a komplex permeabilitás helygörbéit mutatjuk be örvényáram- és hiszterézis-veszteségek fennállása esetén. Az ábrán μ_v a permeabilitás valós részét, míg $j\mu_k$ a komplex részt jelenti. A görbék paramétere a frekvencia és a H_k mágneses térerősség mA/cm egységben. A H_k paraméter a mágneses térerősség közelítő értékét jelenti, amit azzal a feltétellel számítottak, hogy a hiszterézis-görbe ágait parabolával közelítették. A

KVK-2030

nomogramok 2,5 %-os Si-vas esetére vonatkoznak. További grafikonok találhatóak a FÜGGELÉK F1., F2., F3. és F4. ábráin.



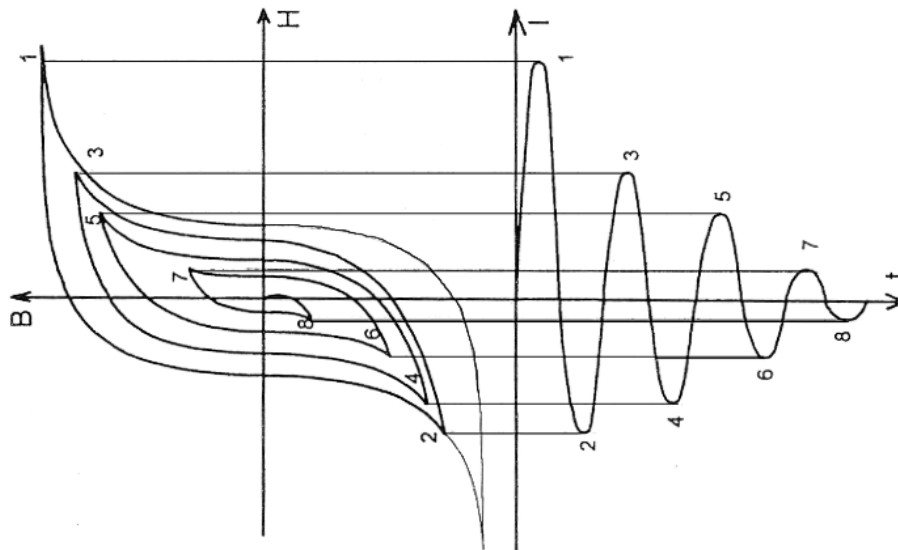
4.7. ábra

Példa komplex permeabilitás helygörbékre

A mágneselési görbe nemlinearitása időben szinuszosan változó télerősségnél nemszínuszos indukcióváltozást okoz, az alaphullám mellett az indukció felharmonikus hullámai is fellépnek. Ennek következtében a mágneses anyagokat tartalmazó áramkörökben a mágnes anyagi tulajdonságai limitálhatják a kör határfrekvenciáját. Ugyancsak zavaróak a mágneses anyagok az impulzustechnikai áramkörökben, mivel az indukció változása csak lassan, több lépésben tudja követni a télerősség ugrásszerű változásait. A váltakozó áramú körökben a határfrekvencia növelése érdekében vékonyréteg ferriteket vagy speciális kialakítású, vékony lemezeket alkalmaznak.

Speciális technológiai eljárásokkal négyszögletes hiszterézishurokkal bíró ferromágneses anyagokat is előállítanak (ld. 4.6.c. ábra). Ilyen anyag pl. a vacoflux, amely 49 % kobalttal és 1,8 % vanádiummal ötvözött vas, továbbá fém-oxid keverékek (ferritek), amelyek MgO-ot tartalmaznak. A négyszögletes hiszterézishurokkal rendelkező ferriteket elsősorban a digitális technikában használták kapcsolási és adattárolási célokra.

A mágnesezettség – mint már utaltunk rá – a Curie pont fölé hevítéssel megszüntethető. Tekintve, hogy ez az eljárás a gyakorlatban nehezen kivitelezhető, fokozatosan csökkenő átmágnesezést alkalmaznak. Ez utóbbi történik pl. a magnetofon szalag törlésekor is. Lemágnesezésnél a periodikusan változó irányú tér hol az egyik, hol a másik irányba igyekszik forgatni a mágneses tartományokat, és a hiszterézis hurok területe egyre csökken. A folyamatot a 4.8. ábra szemlélteti.



4.8. ábra

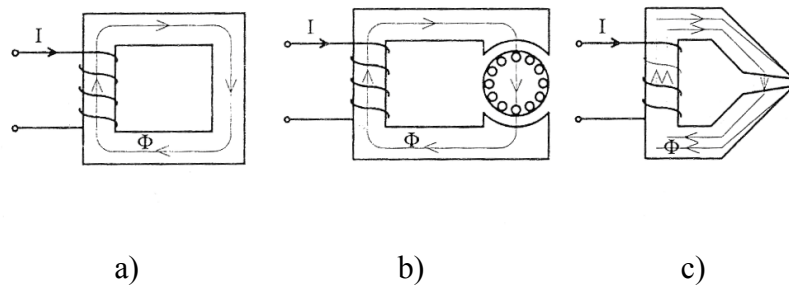
Lemágnesezés csökkenő mágneses térrel

4.4. Mágneses körök

Technikai eszközeinkben a mágneses teret állandó mágnessel, vagy áramjárta tekercsel hozzák létre. Ferromágneses anyagok alkalmazásával a mágneses tér elvezethető, és az áramkörökkel analóg módon *mágneses körök* értelmezhetők. A mágneses kör lehet zárt vagy nyitott.

A mágneses kör akkor nyitott, ha az állandó mágnes légrést is tartalmaz, vagyis az indukcióvonalak kilépnek a levegőbe. Nyitott kör pl. a lengőtekercses mérőműszer, a villanymotor, a magnetofonfej mágnesköre, stb. Légrés esetén

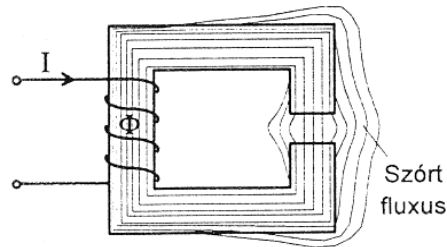
az indukcióvonalak egy része szóródik, kikerüli a felhasználás helyét. A szórás mértékét a σ (szigma) szórási tényező fejezi ki. Zárt és nyitott mágneses kör példáit szemlélteti a 4.9. ábra.



4.9. ábra

Zárt (a) és nyitott (b és c) mágneses körök

A σ szórási tényező azt fejezi ki, hogy a teljes fluxus hányad része szóródik szét, vagyis esik ki a felhasználhatóságból. σ értékét rendszerint %-ban adják meg. A legkisebb szórási tényezővel – értelemszerűen - a zárt mágneses körök rendelkeznek, míg növekszik a szórási tényező a légrés növelésével, továbbá függ a légrés geometriai jellemzőitől is. A szórási jelenséget illusztrálja a 4.10. ábra.



4.10. ábra

Szórás a mágneses körben

Kihhasználva a mágneses körök és az áramkörök hasonlatosságát, a mágneses körök tervezése egyszerűsödhet, ha megkeressük az áramköri az Ohm- és a Kirchoff-törvények mágneses megfelelőit.

A *mágneses Ohm törvényt* a $\vec{B} = \mu\vec{H}$ összefüggésből vezethetjük le. Helyettesítsük be a B értékét a $B = \Phi/A$ kifejezésből és vezessük be a $\Theta = H \cdot \ell$ mennyiséget. Θ –értelemszerűen – a gerjesztett áramok összességét jelenti (ld. (4.6) képlet), dimenziója tehát amper. Rendezzük át az egyenletet Θ -ra, eredményként

$$\Theta = \Phi \frac{\ell}{\mu A} \quad (4.17)$$

adódik. Ha a törtet mágneses ellenállásnak tekintjük és R_m -mel jelöljük, az $U=IR$ összefüggéshez hasonlóan a $\Theta = \Phi R_m$ alakot kapjuk.

Az R_m mágneses ellenállás az $R = \rho \ell/A$ (1.3) összefüggésre hasonlít, de most ℓ és A nem a vezetéknek, hanem a mágneses mezőt vezető csatornának a hossza, ill. keresztmetszete. A μ mágneses permeabilitásnak pedig az $1/\rho$ vezetőképesség felel meg. Az összehasonlítást tovább folytatva a \bar{H} mágneses térerősségnek az \bar{E} elektromos térerősség, a \bar{B} mágneses indukciónak pedig a \bar{J} áramsűrűség feleltethető meg. Elágazó mágneses körökre a fentiek figyelembe vételével a Kirchoff I. törvényeket alkalmazhatjuk.

A mágneses kör és az áramkör mennyiségeinek megfeleltetését a 4.2.táblázat tartalmazza.

4.2. táblázat

Mennyiség		Összefüggés	
Mágneses kör	Áramkör	Mágneses kör	Áramkör
Θ	U	$\Theta = \Phi \cdot R_m$	$U = I \cdot R$
H	E		
Φ	I		
R_{vas}	R_{vez}	$R_m = \frac{1}{\mu} \cdot \frac{\ell}{A}$	$R = \rho \cdot \frac{\ell}{A}$
μ	σ	$H = \frac{\Theta}{\ell}$	$E = \frac{U}{d}$
B	J	$B = \frac{\Phi}{A}$	$J = \frac{I}{A}$

KVK-2030

Megjegyezzük, hogy a táblázatban szereplő σ mennyiség a vezetőképességet (a fajlagos ellenállás reciprokát) jelenti, míg az A mennyiség a keresztmetszetet (m^2) adja meg. Az l hosszúságot is méterben véve, a többi mennyiség dimenziója ugyancsak az SI mértékrendszer szerinti lesz.

A mágneses és elektromos körök közötti megfeleltetés számos esetben leegyszerűsíti a mágneskörök számítását, így pl. a transzformátorok tervezésénél is jól alkalmazható.

4.5. Tekercsek

A tekercs az elektronikus áramkörök ugyanolyan nélkülözhetetlen eleme, mint az ellenállás vagy a kondenzátor, és legalább olyan sokféle szerkezeti alakja is van. A tekercsek csoportosíthatók az őket alkotó huzalok alapján, szerkezetük, felépítésük alapján, rendeltetési céljaiknak megfelelően, tekercselési módjuktól függően, és még sok egyéb szempont szerint. Az egyik legelterjedtebben alkalmazott felosztás értelmében megkülönböztethetők a *légmagos* és a *vasmagos* tekercsek.

4.5.1. Az önindukció

A tekercsek részletesebb tárgyalásához át kell tekintenünk az önindukciós folyamatok alapvető ismereteit.

A 4.1. fejezetben az időben állandó indukciós jelenségekkel foglalkoztunk, vagyis feltételeztük, hogy a létező mágneses fluxus időben nem változik. Az

időben változó mágneses fluxusra a Farady-Lenz indukciós törvény vonatkozik, ami azt mondja ki, hogy egy vezetőben vagy tekercsben U_i indukált feszültség keletkezik, ha az őt körülvevő mágneses tér, ill. a tekercset metsző fluxus időben megváltozik. Képletben:

$$U_i = -\frac{d\Phi}{dt}. \quad (4.18)$$

A negatív előjel arra utal, hogy Lenz törvénye értelmében az indukált feszültség polaritása mindig olyan, hogy az általa létrehozott áram mágneses tere gátolja az őt létrehozó folyamatot.

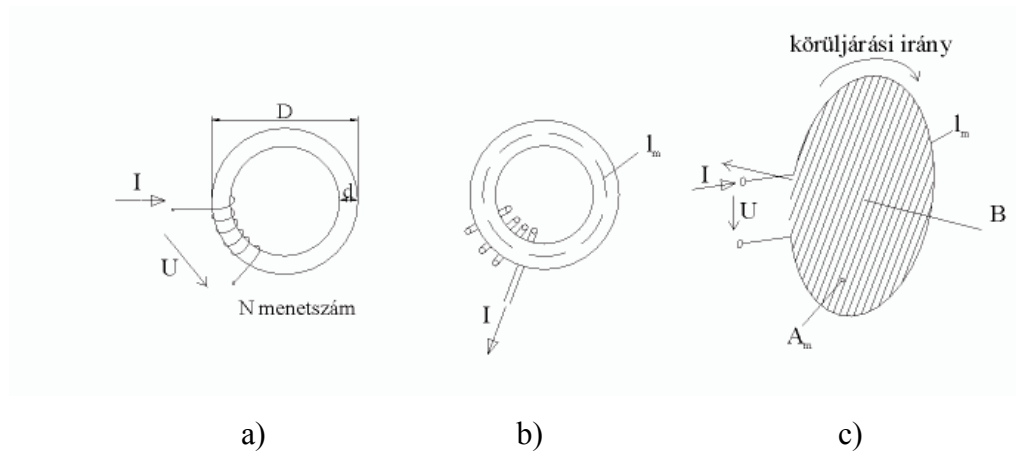
Mozgási indukcióról beszélünk akkor, ha \bar{v} sebességgel való elmozdulás jön létre a mágneses térben, és *nyugalmi indukció* lép fel akkor, ha a feszültséget létrehozó elemek (mágnes vagy tekercs) helyett a fluxust létrehozó áram változik meg. A tekercsek és a transzformátorok tárgyalásánál csak ez utóbbi esettel foglalkozunk.

A mágneses mező változása miatt keletkező villamos erőter lényegesen más, mint a sztatikus villamos erőter. A sztatikus villamos mezőben zárt vonal mentén a villamos feszültség nulla, és az erővonalak nem zártak: pozitív töltéseken kezdődnek és negatív töltéseken végződnek. A változó mágneses mezővel kapcsolatos villamos erőterben zárt vonal mentén a villamos feszültség a vonal által körülvelt fluxusváltozással (a változás sebességével) arányos, és nem nulla, ha van fluxusváltozás. Az ilyen villamos erőterben az erővonalak éppúgy zártak, mint a mágneses indukcióvonalak. A jelenséget teljesen általános alakban a II. Maxwell-egyenlet írja le:

$$\oint \vec{E} \cdot d\vec{l} = - \iint_A \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{A}. \quad (4.19)$$

A képletben \vec{E} az elektromos térerősséget jelenti, a többi mennyiség jelentése megegyezik az előbbiekkal.

A fizikában és az elektronikában szereplő induktivitás meghatározását a 4.11.a. ábrán látható elrendezés alapján határozzuk meg.



4.11. ábra

- a) Vizsgáló ábra a mágneses térbe helyezett tekercshez
 b) A toroid tekercsének metszeti rajza
 c) A toroid tekercsének egyetlen menete a mérőirányok feltüntetésével

Vegyük a 4.11.a. ábrán látható „karsú” toroidot, vagyis azt a gyűrűmágnest, amelynek D átmérője sokkal nagyobb, mint d vastagsága. A vasban -mint ismeretes - μ_r sokkal nagyobb az egységénél, ezért indukció gyakorlatilag csak a vasban van, és a gyűrűn belül homogénnek tekinthető. A 4.11.b. ábra a

4.11.a. ábra metszeti képét mutatja, ℓ_m -mel jelölve a gyűrű kerületének hosszát, az ún. mágneses hossz nagyságát.

Felírva a gerjesztési törvény integrális alakját:

$$\oint \overline{H} d\overline{l} = \iint_A \overline{J} d\overline{A} \quad (4.20)$$

amelyet alkalmazva a fenti ábrákon bemutatott elrendezésekre a

$$H\ell_m = NI \quad (4.21)$$

egyszerű összefüggés adódik. Ebből kifejezve a H mágneses térerősséget, és azt behelyettesítve a (4.8) képletbe, a

$$B = \mu_0 \mu_r H = \mu_0 \mu_r \frac{NI}{\ell_m} \quad (4.22)$$

eredményt kapjuk.

Tekintsük a 4.11.c. ábrát, ami a 4.11.b. ábra egyetlen menetét szemlélteti az áram és a feszültség mérőirányának, továbbá a \overline{B} vektor irányának feltüntetésével.

Alkalmazva a (4.19) gerjesztési törvényt a 4.11.c. ábrán látható tekercs egyetlen menetére

$$El_m = -U_m = -\frac{\partial B}{\partial t} A_m \quad (4.23)$$

KVK-2030

adódik, ahol A_m jelenti a tekercs-menet által körülvelt területet. Az összefüggésben az U_m indukált feszültség és a \bar{B} indukció előjele a jobbkézszabály és a megfelelő mérőirányok következtében egyaránt negatív lesz, tehát

$$U_m = \frac{\partial B}{\partial t} A_m. \quad (4.24)$$

Behelyettesítve a \bar{B} vektor (4.22) képletben szereplő kifejezését:

$$U_m = \frac{\partial}{\partial t} \mu_0 \mu_r \frac{IN}{\ell_m} A_m \quad (4.25)$$

adódik, ami az egyetlen menetre vonatkozó indukált feszültséget jelenti. Figyelembe véve, hogy a \bar{B} mennyiségben csak az I áram időfüggő, továbbá maga a tekercs N menetszámból áll:

$$U = NU_m = \mu_0 \mu_r \frac{A_m}{\ell_m} N^2 \frac{\partial I}{\partial t} \quad (4.26)$$

adja a tekercsben indukálódott feszültséget. Bevezetve a következő jelöléseket:

$$L = \mu_0 \mu_r \frac{A_m}{\ell_m} N^2 \quad (4.27)$$

továbbá $A_L = \mu_0 \mu_r \frac{A_m}{\ell_m}; \quad L = A_L N^2, \quad (4.28)$

végeredményben

$$U = L \frac{dI}{dt} \quad (4.29)$$

alakban kapjuk meg az indukált feszültséget.

Az L arányossági tényezőt a tekercs önindukció-együtthatójának, vagy *induktivitásának* nevezik, SI egysége az előzőek alapján Vs/A , amelynek neve henry (H).

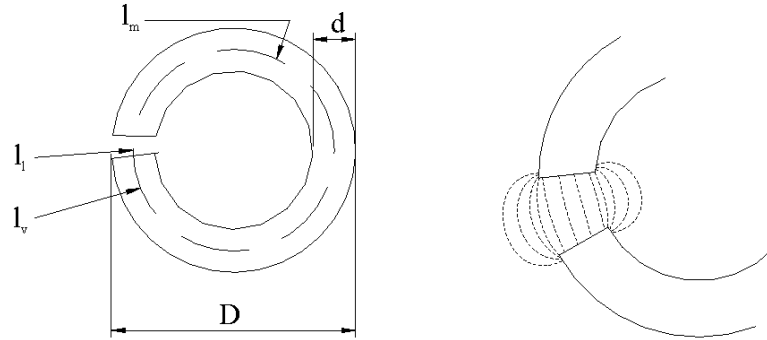
Megjegyezzük, hogy az A_L mennyiség kizárólag a vasmagra jellemző paramétereket tartalmaz, ezért a vasmagok osztályozására és minősítésére a katalógusok általában ezt a mennyiséget használják és nH-ben adják meg.

A (4.27) összefüggés a tekercsek tervezési alapképletének tekinthető. *Vasmagos tekercs* esetében a permeabilitás $\mu_0 \mu_r$ nagyságú lesz, és ezáltal L értéke több nagyságrenddel növelhető. Meg kell jegyezni, hogy a vasmag permeabilitása függ a mágnesezettség mértékétől, vagyis tekercsben elhelyezett vasanyag esetén a tekercs áramtól is (ld. 4.4.b. ábra), ezért felhasználás közben ügyelni kell arra, hogy a tekercs árama sohase mágnesezze telítésig a vasmagot, hanem olyan értékű legyen, hogy a mágnesezettség lehetőleg a (3) tartományon belül maradjon, ahol a permeabilitás maximális. Az L induktivitás – mint az idézett összefüggésekből látható – a nemlineáris permeabilitáson kívül csak a tekercs menetszámától és geometriai adataitól függ.

A gyakorlatban a legtöbbször olyan vasmagot alkalmaznak, amelyben légrés van. A légrés hatásának vizsgálatához tekintsünk egy légréssel ellátott toroid vasmagot (ld. 4.12.a. ábra), ahol az ℓ_m mágneses hossz két részből tevődik össze:

KVK-2030

$\ell_m = \ell_v + \ell_l$, vagyis a vasban lévő ℓ_v és a levegőben lévő ℓ_l hosszúságból. A légrés képét a 4.12.b. ábra szemlélteti.



4.12. ábra

a) Légréses toroid mag b) A légrés képe az erővonalakkal

Az alábbi egyszerűsítő feltételeket tesszük:

- a D gyűrű-átmérő sokkal nagyobb, mint a tekerecs d vastagsága
- ℓ_l sokkal kisebb, mint ℓ_v , tehát $\ell_m \approx \ell_v$
- a légrés sokkal kisebb a d vastagságnál, ezért a 4.12.b. ábrán szaggatott vonallal berajzolt szórt erővonalak elhanyagolható mennyiségűek.

N menetszámú tekerccsel ellátva a vasmagot, a gerjesztett I áram:

$$NI = H_v \ell_v + H_l \ell_l \quad (4.30)$$

és behelyettesítve az ismert összefüggéseket:

$$NI = \frac{B}{\mu_0 \mu_r} \ell_v + \frac{B}{\mu_0} \ell_l = \frac{B}{\mu_0} \left(\frac{\ell_v}{\mu_r} + \ell_l \right) \quad (4.31)$$

adódik. Ebből B értékét kifejezve:

$$B = \mu_0 \left[\frac{1}{\frac{1}{\mu_r} + \frac{\ell_\ell}{\ell_V}} \cdot \frac{1}{\ell_V} \right] NI = \mu_0 \mu^+ NI, \quad (4.32)$$

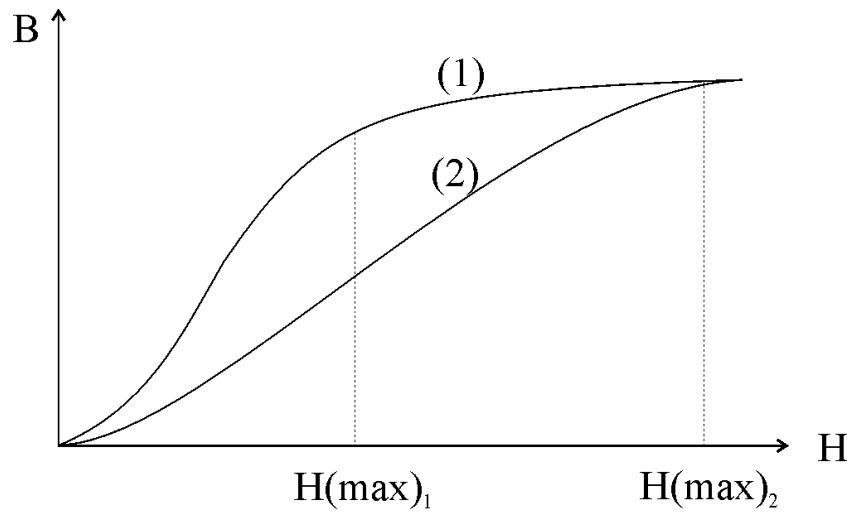
$$\text{ahol} \quad \mu^+ = \frac{1}{\frac{1}{\mu_r} + \frac{\ell_\ell}{\ell_V}} \cdot \frac{1}{\ell_V} \quad (4.33)$$

az ún. *nyírt permeabilitás*. A μ^+ mennyiség minden esetben kisebb, mint a μ_r relatív permeabilitás, és ha olyan vasfajtát választunk, amelyre nézve μ_r elegendően, nagy, akkor a

$$\mu^+ \approx \frac{\ell_V}{\ell_\ell}$$

közelítéssel élhetünk, vagyis a nyírt permeabilitás visszavezethető tisztán geometriai adatokra!

Az a körülmény, hogy a légrés lecsökkenti az eredő permeabilitást, egyben linearizálja is azt, vagyis megnöveli azt a H-tartományt, amely a kezdeti, lineáris μ_k értéket tartalmazza (ld. 4.4.b. ábra). A viszonyokat a 4.13. ábra mágnesezési görbéi szemléltetik. Mint az ábrából látható, további előny, hogy sokkal nagyobb gerjesztő áramok engedhetők meg anélkül, hogy a vasmag telítésbe menne. Hátrányos azonban, hogy B maximális (telítési) értéke a $H(\max)_1$ értékhez képest csak nagyobb $H(\max)_2$ térerősségnél következik be. (A jelenség hasonlatos az áramkörökben alkalmazott negatív visszacsatoláshoz: a negatív visszacsatolás javítja a linearitást, azonban lecsökkenti az erősítést!)



4.13. ábra

Légrés nélkül (1) és légréses (2) tekercsben lévő vasmag mágnesezési görbéje

A tervezéshez jól használható nomogramok találhatóak a FÜGGELÉK F5 és F6 ábráin.

A légrés következtében a vasmag határfrekvenciája is megnövekszik, a határfrekvencia ugyanis oda tolódik el, ahol a légrés következtében lecsökkent permeabilitás a légrés nélküli permeabilitással egyenlő. A tipikus példát szemléltet ezzel kapcsolatosan a FÜGGELÉK F7 ábrája.

4.5.2. A kölcsönös indukció

Az induktivitások között a mágneses tér csatolást hozhat létre: ha az egyik tekercs keltette indukcióvonalak áthaladnak a másikon is, akkor a két tekercs áramának megváltozásakor azok kölcsönösen feszültséget indukálnak egymásba (ld. 4.14.a. ábra). A keltett feszültség:

$$U_2 = M \frac{dI_1}{dt} \quad (4.34)$$

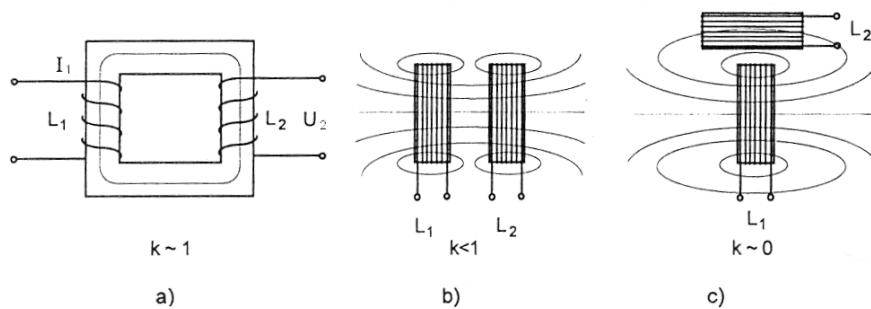
ahol I_1 az első tekercs árama, U_2 a második tekercsben indukált feszültség és M a kölcsönös inuktivitás. M mértékegysége ugyancsak henry, azaz Vs/A. Az M érték függ a csatolási tényezőtől és a tekercsek inuktivitásától:

$$M = k\sqrt{L_1 L_2}, \quad (4.35)$$

ahol k a csatolási tényező. A k csatolási tényező és az előzőekben ismertetett σ szórási tényező között szoros kapcsolat van:

$$\sigma = 1 - k^2. \quad (4.36)$$

A k csatolási tényező tehát megmutatja, hogy az egyik tekercs indukciójának hányad része megy át a másik tekercsen. A szoros és a laza csatolásra a 4.14.b. és c. ábra mutat példát légmagos tekercsüket figyelembe véve.



4.14. ábra

Csatolás tekercsek között: a) a kölcsönös indukció kialakulása: b) szoros és c) laza csatolás

Megjegyezzük, hogy míg az L induktivitás kétpólus-paraméter, az M kölcsönös induktivitás transzfer-jellemző, vagyis egy gerjesztő (bemeneti) és egy válaszadó (kimeneti) kétpólus között teremt kapcsolatot.

4.5.3. Az induktív reaktancia

Az előző fejezetekben elmondottak alapján az árammal átjárt tekercs (induktivitás) a váltakozó áramkör olyan áramköri eleme, amelyen feszültség hatására áram folyik, de közben munkavégzés és teljesítmény-kifejtés nem történik. A váltakozó feszültség effektív értékének és a kialakuló áram effektív értékének a hányadosa azonban állandó, és független a feszültségtől és az áramerősségtől. Ez a körülmény azt jelenti, hogy az induktivitás lineáris áramköri elem, és érvényes rá az Ohm törvénye.

Az induktivitásra jellemző U/I hányadost induktív meddő ellenállásnak vagy induktív reaktanciának nevezik és X_L -lel jelölik. Az induktív reaktancia mértékegysége $V/A \equiv \Omega$, tehát megegyezik az ohmos ellenállás mértékegységével.

Az induktív reaktancia a kapacitív reaktanciához hasonlóan komplex mennyiség, mivel sarkain az átfolyó áram nincs azonos fázisban a feszültséggel. A részletes levezetést mellőzve, az X_L reaktancia

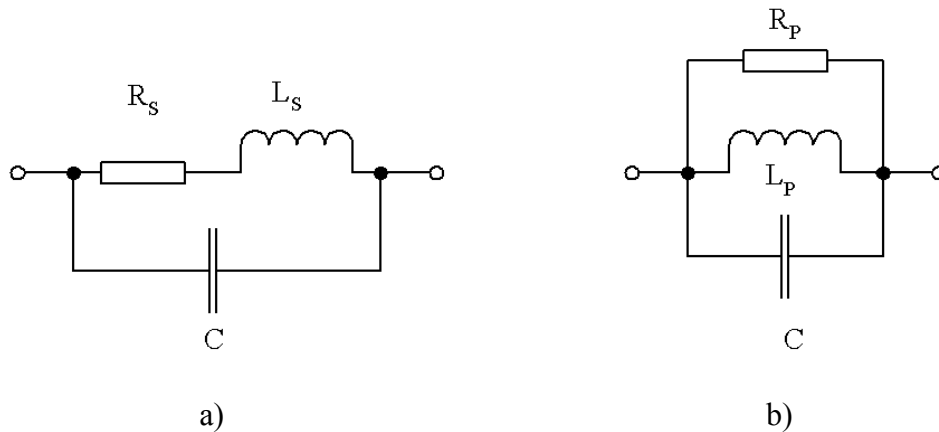
$$X_L = j\omega L \quad (4.37)$$

alakban fejezhető ki, tehát egyenesen arányos az induktivitással és a frekvenciával. Az indukciós tekercsen –ellentétben a kondenzátorral – a feszültség „siet” az áramhoz képest. A fáziskülönbség ideális induktivitás esetében 90° -nak adódik.

A fenti képlet alapján egyenfeszültség esetén ($\omega = 0$) a reaktancia nulla, ezért a DC áramkörökben induktivitás rövidzárként viselkedik. Ezzel szemben, ha ω tart a végtelenhez, akkor az induktív reaktancia minden határon túl nő, és elegendően nagy frekvencián szakadásnak tekinthető. Utalva a kapacitív elemekre, látható, hogy a kapacitív reaktancia (ld. (2.4) képlet) és az induktív reaktancia az ω -tól való függés tekintetében éppen ellentétesen viselkedik!

4.5.4. A valódi tekercsek tulajdonságai

Ideális tekercs éppen úgy nem valósítható meg, ahogy nem létezik tisztán ohmikus tagból álló ellenállás vagy ideális kondenzátor. A gyakorlatban megvalósítható induktív elemek – hasonlóan az RC elemekhez – ugyancsak megfelelő helyettesítő kapcsolásokkal jellemezhetők. A tekercsek ohmikus és kapacitív veszteségeit nagy pontossággal csak bonyolult, osztott paraméteres hálózatok adnák vissza, amely hálózatok az induktivitással együtt rezgőköröket képeznek. A gyakorlatban kevésbé bonyolult helyettesítő kapcsolásokkal számolnak, és a legtöbb esetben csak egyetlen R és egyetlen C veszteségi tagot vesznek figyelembe. Ennek megfelelő leegyszerűsített soros és párhuzamos helyettesítő kép látható a 4.15. ábrán.



4.15. ábra

a) Soros helyettesítő kapcsolás b) Párhuzamos helyettesítő kapcsolás

A veszteségek vizsgálatánál megkülönböztetik a vasmagmentes és a vasmagot tartalmazó tekercseket. Tekintsük át először a *vasmagmentes tekercsek* jellemzőit.

- A tekercsek mindenképp ohmikus veszteséggel rendelkeznek, ami három részből tevődik össze:
- a tekercsnek, mint huzalnak az ellenállása által disszipált teljesítményből
- szkinhatás okozta veszteségből
- a huzal szigetelésének dielektrikus veszteségeiből.

E háromféle veszteséget együttesen *rézveszteségnek* nevezik és a 4.15.ábra helyettesítő képeiben soros (R_s), vagy párhuzamos (R_p) ellenállással modellezik.

A váltakozóáramtól átfolyt tekercsek végei között és az egyes menetek vagy rétegek között feszültségkülönbségek vannak. Az így létrejött elektromos tereket helyettesítő kapacitással veszik figyelembe, ami mind a soros-, mind a párhuzamos helyettesítő képben párhuzamos az induktivitással. Ez a kapacitás a kisfrekvenciás tartományban a legtöbbször elhanyagolható, nagyobb frekvenciákon azonban annál jobban érezhető a hatása, minél jobban megközelíti a működési frekvencia a rezonancia frekvenciát. A rezonancia frekvenciáról már az ellenállások helyettesítő kapcsolásánál említést tettünk (ld. 1.3.2. pont, 1.10.ábra).

A tekercsek *veszteségi tényezőjét* a kondenzátorokhoz hasonlóan értelmezik. A veszteségi tényező (D) a tekercs által felvett P_v veszteségi teljesítménynek és a P_m meddő teljesítménynek a hányadosa:

$$D = \frac{P_v}{P_m}. \quad (4.38)$$

Gyakran használják a *Q jósági tényezőt*, ami a D érték reciprokának felel meg.

A veszteségi tényezőt az olyan kisebb frekvenciák tartományára határozzák meg, ahol a C kapacitás hatása még elhanyagolható.

A veszteségi tényező a soros helyettesítő kapcsolásból (4.15.a. ábra):

$$D = \frac{\frac{1}{2} I^2 R_s}{\frac{1}{2} I^2 \omega L_s} = \frac{R_s}{\omega L_s} \quad (4.39)$$

és a párhuzamos helyettesítő kapcsolásból (4.15.b. ábra):

$$D = \frac{\frac{U^2}{2R_p}}{\frac{U^2}{2\omega L_p}} = \frac{\omega L_p}{R_p} \quad (4.40)$$

értékűnek adódik. A soros kapcsolásból kiindulva a tekercs impedanciája a következő:

$$Z = R_s + j\omega L_s. \quad (4.41)$$

Ezen impedancia fázisszögének tangense a képzetes rész és a valós rész hányadosa:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega L_s}{R_s} = \frac{1}{D} = Q, \quad (4.42)$$

vagyis éppen a jósági tényezőt adja eredményül. Ennek értelmében tehát minél nagyobb a tekercs Q jósági tényezője, annál közelebb van a fázisszög a 90°-hoz. A gyakorlatban a tekercs jellemzésére gyakran használják a fázisszög helyett a veszteségi szöget, ennek tangense a D veszteségi tényező:

$$\operatorname{tg} \delta = D. \quad (4.43)$$

A veszteségi szög és a fázisszög – értelemszerűen - egymás pótszögei:

$$\delta + \varphi = 90^\circ. \quad (4.44)$$

A két helyettesítő kapcsolás elemei egymásba átszámíthatók. Az elemek közötti összefüggéseket úgy kaphatjuk meg, hogy a soros és a párhuzamos helyettesítő kapcsolás impedanciáját egymással egyenlővé tesszük. A számítások részletezésének mellőzésével:

$$R_S = R_P D^2; L_S = \frac{1}{1 + D^2} \approx L_P \quad (4.45)$$

adódik. Az L_S -re érvényes közelítés $Q > 10$ jósági tényező felett 1 %-nál kisebb hibával elfogadható.

Amennyiben vasmagos tekercsről van szó, a számítások már sokkal bonyolultabbak. Ebben az esetben a rézveszteségeken kívül a *vasveszteségek* is fellépnek, amelyek legfontosabb összetevőit a 4.3.4. pontban már tárgyaltuk. Mint ott már utaltunk rá, a vasveszteségek matematikai leírása úgy lehetséges, hogy a μ_r permeabilitást komplex mennyiségnek tekintik (ld. például a 4.7.ábrát). Ilyen értelemben a permeabilitás reális része arról ad felvilágosítást, hogy a vasmag hatására hányszorosa lett az L induktivitás az eredeti L_0 (légmagos) induktitásnak, míg a képzetes rész a mag anyagában fellépő veszteségeket fejezi ki. Ha egyszerűbb eljárást választunk, akkor a vasveszteségeket egy r_m ellenállással figyelembe véve, definiálható egy másik g hanyagolható el. Definiálva egy L_1 látszólagos induktivitást, az induktív reaktancia:

$$X_L = j\omega L_\ell = j\omega L \times \frac{1}{j\omega C} = j\omega L \frac{1}{1 - \omega^2 LC}. \quad (4.47)$$

Ha a nevező pozitív, vagyis fennáll az

$$1 > \omega^2 LC \quad (4.48)$$

egyenlőtlenség, a reaktancia induktív jellegű és a tekercs a saját induktivitásától eltérő, ún. látszólagos induktivitással (L_1) jellemezhető:

$$L_{\ell} = \frac{L}{1 - (2\pi f_1)^2 LC}. \quad (4.49)$$

Növelve a frekvenciát, az f_1 rezonancia frekvencia felett a tekercs reaktanciája kapacitívvá válik, ahogyan erre már az 1.3.2. pontban is kitértünk (ld. 1.10.ábra). A rezonancia frekvenciánál nagyobb frekvenciákon tehát a tekercs semmiképpen sem használható!

4.5.5. Tekercsfajták, alkalmazástechnikai és tervezési kérdések

A tekercseket alkalmazásaik szempontjából a következők szerint osztályozzák: megkülönböztetik a

- rezgőköri
- szűrőköri és
- csatolóelemként

alkalmazott tekercseket. A fenti csoportokon belül külön tárgyalják a kis, közepes és nagyfrekvenciás változatokat. A további osztályozásokat a tekercsek felépítése és szerkezeti alakja szerint végzik el. A leggyakrabban előforduló kiviteli alakok az alábbiak:

- Kapacitásszegény tekercs vastag csupasz vagy szigetelt huzalból; ahol a menetek nem érnek egymáshoz.
- Egyrétegű tekercs szigetelőanyagból készült testen, nagy menetemelkedéssel és légréssel tekercselve.

- Egyrétegű tekercs szigetelőanyagból készült testen, szorosan egymás mellé tekercselt huzalmenetekkel, a meneteket csak a huzal szigetelése választja el egymástól.
- Egyszerű többrétegű tekercs, szigetelt vezetékűből, több rétegben rendezetten menet-menet mellé rakva, ill. rendezetlenül egymásra tekercselve.
- Kereszttekercseléssel készült tekercs.
- Kosárfenék tekercs, ahol a tekercselésnél a menetek lapos csigavonal mentén helyezkednek el a tartóvázon.
- Nyomtatott áramkörös technikával készült tekercs-féleségek.

Rendeltetésük szerint a tekercsek az alábbi csoportokra oszthatók:

- rádiófrekvenciás rezgőköri tekercsek
- rádiófrekvenciás fojtótekercsek
- hangfrekvenciás fojtótekercsek
- hálózati tekercsek.

A tekercseknél a szerkezeti alak és az elektromos paraméterek közötti összefüggés sokkal szorosabb, mint a többi passzív alkatrészénél. A tekercsek nedvességállósága is fontos, az átnedvesedett tekercs paraméterei megváltozhatnak, amennyiben tehát szabad térben vagy párás légtérben használunk tekercset, akkor azt impregnálni kell.

A fojtótekercs mechanikai kivitelét az alkalmazott hullámsáv is meghatározza.

A deciméteres és centiméteres hullámsávban testnélküli fojtótekercsek, a

KVK-2030

méteres hullámsávban egyréteges tekercsek alkalmazhatók. A középhullámú sávban beváltak a kereszttekercselésű kivitelek.

A légmagos tekercseket főleg a rövidhullámú tartományban alkalmazzák. A közép- és a hosszúhullámú sávban, valamint a középfrekvenciás sávszűrők céljára leginkább ferritmagos tekercseket alkalmaznak.

A tekercsek méretezésénél elsősorban az L induktivitást és a Q jósági tényezőt veszik alapul, azonban nagyfrekvenciás alkalmazásoknál a C veszteségi kapacitást és az f_1 rezonancia frekvenciát is figyelembe kell venni.

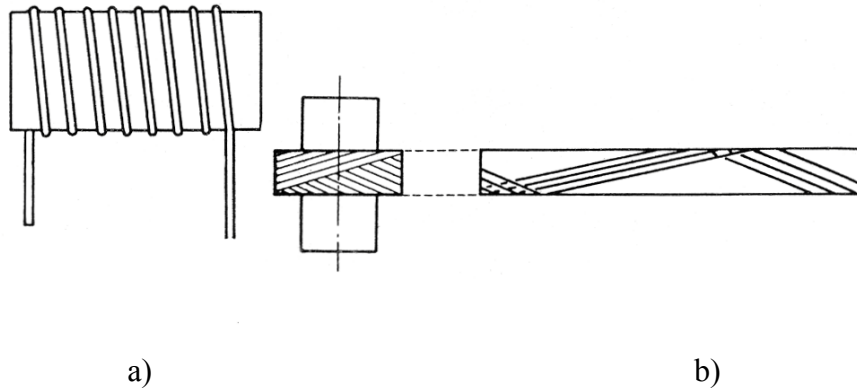
A tekercsek önkapacitását sok esetben méréssel határozzák meg. Alkalmazható olyan eljárás, hogy a kérdéses tekercselés párhuzamosan ismert kapacitású kondenzátorokat kapcsolnak, és rendre meghatározzák az így kialakított rezgőkör rezonancia frekvenciáját. Ábrázolva a kapacitások függvényében a mért rezonancia frekvencia négyzetének reciprokát egyenes adódik, és az egyenest extrapolálva, a C önkapacitás meghatározható.

Az induktivitás elméletileg a (4.27) képletből számítható ki, a gyakorlatban azonban L értékét a tekercselés módja, a huzalok szigetelésének vastagsága, a huzalozás tömörsége, a tekercs árnyékolása és egyéb jellemzők is befolyásolják. A különféle hatások nagy száma miatt a kívánt induktivitás értékét csak bizonyos közelítéssel kaphatjuk meg, ha az előírt értéket nagy pontossággal kívánjuk realizálni, utólagos menetszám megváltoztatással vagy hangolással kell a számításokat kiegészíteni.

Az önkapacitás minimalizálása - mint már utaltunk rá - különösen fontos a nagyfrekvencián működtetett tekercsek esetében. Kis önkapacitású rádiófrekvenciás tekercseket általában hengeres tekercstestre egy rétegben való tekercseléssel alakítanak ki.

Kisteljesítményű berendezéseknél (rádióvevők, hangtechnikai berendezések, adók bemeneti fokozatai, stb.) elhanyagolható a tekercsekben hővé átalakuló teljesítmény, ezért melegedéssel nem kell számolnunk. Az ilyen célra szolgáló tekercseket 5...10 mm átmérőjű csévetestekre készítik el. A tekercsek menetszámát az egyéb adatok ismeretében a FÜGGELÉK (F1), (F2) és (F3) képletei segítségével határozhatjuk meg. A huzalátmérőt, vagy többeres huzal használata esetén az elemi szálak átmérőjét és az elemi szálak számát a tekercsre előírt veszteségi tényező alapján választjuk meg.

A tekercsek 5...10 μH induktivitás alatt általában egysoros és légmagos kivitelben készülnek, nagyobb induktivitás esetén azonban többsoros tekercselésre van szükség. A szórt kapacitás csökkentése kisméretű tekercsnél kereszttekercseléssel érhető el (ld. 4.16.b. ábra).



4.16. ábra

a) Csévetesten elhelyezett egysoros tekercs b) Kereszttekercselés

Nagyteljesítmény esetén számolni kell a tekercs felmelegedésével. A tekercsben hővé átalakuló teljesítményt a következő képlettel számíthatjuk:

$$P = \frac{1}{2} \frac{U^2 D}{\omega L} = \frac{1}{2} I^2 \frac{\omega L}{D} \quad (4.50)$$

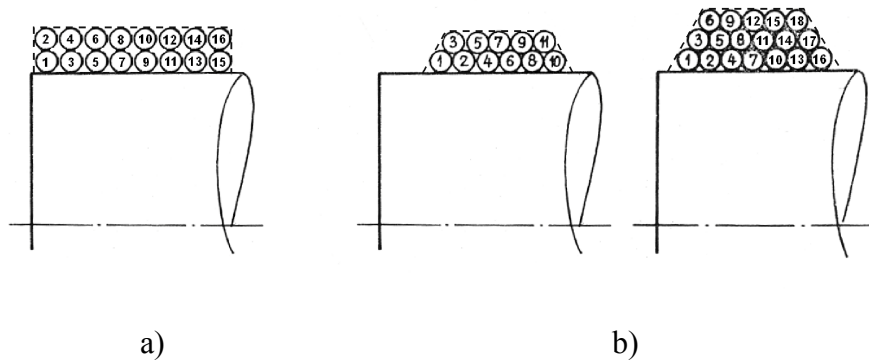
ahol D a veszteségi tényező és U (ill. I) a tekercsre jutó feszültség (ill. áram). A melegedés következtében a tekercs hőmérséklete emelkedik. A tekercs A felülete és a P teljesítmény között az alábbi összefüggés van:

$$P = kA\Delta T, \quad (4.51)$$

ahol k a hőátadási tényező, amelynek tipikus értéke $5 \dots 10 \text{ W/m}^2\text{C}^\circ$

Nagyméretű tekercseknél nem minden esetben valósítható meg a kereszttekercselés megfelelő tekercselő gép hiányában. Ezeknél a tekercseknél

a szórt kapacitás lépcsős tekercseléssel csökkenthető. Az egyszerű réteges tekercselés és a lépcsős tekercselés oldalnézeti képét a 4.17. ábra szemlélteti.



4.17. ábra

Tekercselési formák: a) réteges b) két- és háromsoros lépcsős tekercselés

Az ábrán szaggatott kerettel jelölt tartományokat tekercselési keresztmetszetnek nevezik és A_t -vel jelölik. E tartomány egy részét a menetek közötti hézagok és a huzalszigetelések töltik ki. A tekercselési keresztmetszetnek azt a részét, ami magát a rézhuzalt tartalmazza F_r rézkitöltési tényezőnek nevezik. Nagyságát az alábbi képlet fejezi ki:

$$F_r = \frac{Nq}{A_t}, \quad (4.52)$$

ahol N a menetszám és q egy vezetékszál réz-tartományának a keresztmetszete. Az adatlapok sok esetben közlik az F_r tényezőnek a q réz-keresztmetszettől való függését. A rézkitöltési tényezővel kapcsolatos tervezési eljárást megkönnyíti a FÜGGELÉK F8. ábrája, ami lakk-, ill. selyemszigetelésű vezetékek nomogramjait tartalmazza.

A jósági tényező ugyancsak tervezési paraméter, ennek meghatározásához némi segítséget nyújthatnak az alábbi megfontolások. Amennyiben a rézvesztéseget a soros veszteségi ellenállás alapján számítjuk, a 4.15.a. ábrán feltüntetett R_s kifejezhető, mint a teljes feltekercselt rézhuzal ellenállása. A jól ismert képletet és a (4.52) összefüggést alkalmazva, továbbá figyelembe véve, hogy a teljes ℓ huzalhossz kifejezhető, mint az ℓ_k közepes huzalhossz és a menetszám szorzata:

$$R_s = \rho \frac{\ell}{A} = \rho \frac{N \ell_k}{\frac{A_r F_r}{N}} = \rho \frac{\ell_k}{A_r F_r} N^2 = A_r N^2 \quad (4.53)$$

adódik, ahol ρ a rézhuzal fajlagos ellenállása. A fenti képletben szereplő A_r mennyiség (az ún. ellenállás állandó) fontos katalógus-paraméter. Visszatérve a jósági tényezőhöz, annak értéke a (4.42), (4.27) és (4.53) összefüggések felhasználásával a

$$Q = \frac{L_s \omega}{R_s} = \frac{A_L N^2}{A_r N^2} \omega = \frac{A_L}{A_r} \omega \quad (4.54)$$

alakra hozható. Az eredmény azt mutatja, hogy a jósági tényező egyenesen arányos a frekvenciával, és független az L induktivitástól. Az A_L induktivitás állandó (ld. (4.28)) és az A_r ellenállás állandó következtében Q a frekvencián kívül lényegében csak a rézhuzal adataitól, a huzalt borító szigetelő réteg vastagságától és a tekercselés tömörségétől függ. A jósági tényező frekvenciafüggését a FÜGGELÉK F10. ábrája szemlélteti a gyakorlatban megvalósítható tekercsekre. Megfigyelhető, hogy adott paraméterű tekercseknél

a jósági tényező csak bizonyos frekvenciáig nő a frekvenciával, és ezt követően a veszteségek következtében csökken. A tekercseket a maximális jósági tényezőt biztosító frekvencia fölött már nem ajánlatos használni.

Ha a tekercsbe *vasmagot* helyeznek, megnő az önindukció és csökken a szórás. A mag helyzetének változtatásával (hangolásával) a tekercs induktivitása változtatható. A hangolást a csavarmenetes kialakításban készült maggal valósítják meg, és az induktivitás relatív megváltozását a csavar körülfordulási számának függvényében közlik az adatlapok. Erre vonatkozó példát közöl a FÜGGELÉK F9. ábrája. Megjegyezzük, hogy rézmag alkalmazása esetén az induktivitás csökkenthető!

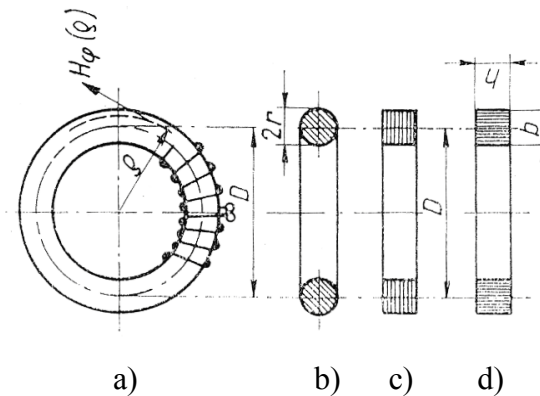
Mivel vasmag alkalmazása esetén az R_s rézveszteségen kívül a vasveszteséget is figyelembe kell venni, ennek következtében a jósági tényezőt a ferrit anyaga és a mag formája is befolyásolhatja. A katalógusok a tervezés megkönnyítése érdekében különféle vasfajtákra megadják a jósági tényező frekvenciafüggését. Ilyen nomogram látható a FÜGGELÉK F10. ábráján, ahol paraméterként a huzalfajta szerepel.

A vasmagos tekercs tervezésénél különös figyelmet kell fordítani az induktivitásban szereplő μ_r relatív permeabilitásra, ami a mágnesezési görbe tárgyalásánál ismertetett okokból nemlineáris függvény. Mindenkor a maganyag ismeretében kell megválasztani a munkaponti áramot, és ügyelni kell arra, hogy az áram megváltozása semmiképpen se vigye telítésbe a vasmagot,

KVK-2030

és lehetőleg a mágnesezési görbe (1) vagy (3) szakaszán helyezkedjék el a munkapont.

A vasmagos tekercsek egyik speciális változatának tekinthetők a *toroid* vagy *gyűrűs tekercsek*, amelyekkel már a 4.11. és a 4.12. ábra kapcsán megismerkedhettünk. A toroidok különféle változatait a 4.18. ábra szemlélteti. A toroid tekercseknél a mágneses erővonalak a gyűrűmag (tórus) belsejében záródnak, így jelentősen lecsökken az erővonalak szórása, és a külső szórt tér a nyitott tekercs szórt terének mindössze néhány százaléka lesz.



4.18. ábra

Toroid tekercs különféle keresztmetszettel: a) kör-keresztmetszet b) négyzetes keresztmetszet kivágott lemezből, c) és d) négyzetes keresztmetszet tekercselt szalagból

Az ábrán feltüntetett H_φ mágneses térerősség függvénye lesz a ρ sugárnak. A négyzetes keresztmetszetű vasmagok esetére a számítások részletezése nélkül a (4.28) összefüggésből ismeretes A_L mennyiség értéke jó közelítéssel:

$$A_L \approx \mu_0 \mu_r \frac{hb}{\pi D} \left[1 + \frac{b^2}{3D^2} \right] \quad (4.55)$$

nagyságú, ahol az egyes mennyiségek jelentése a 4.18. ábrából leolvasható. (Figyelem! D ebben az esetben nem a veszteségi tényezőt, hanem a tekercs átmérőjét jelenti!) Valamivel bonyolultabb összefüggések adódnak, ha a vasmag kör-keresztmetszetű. A toroid akkor ideális, ha a tekercselés szoros és kevés réteg helyezkedik el egymáson. Ha a rétegek száma túl nagy, megnő a szórt tér, és nagyobb lesz a tekercs önkapacitása is. Nagyobb áramoknál és

KVK-2030

feszültségeknél a tekercset ezért célszerűen két fél-tekercsre osztják, és ezeket párhuzamosan kapcsolják. Az ilyen tekercseket tórus-szolenoidnak nevezik.

Visszatérve a tekercsek frekvenciafüggő viselkedésére, az induktivitásra való tervezésnél valamennyi tekercs-fajta esetében figyelembe kell venni a (4.47)...(4.49) összefüggéseket, amelyek azt jelzik, hogy a frekvencia növekedésével a tervezett L induktivitás helyett az L_1 látszólagos induktivitással kell számolnunk!

A tekercsek - különösen a nagyfrekvenciás tekercsek – érzékenyek a *külső elektromágneses zavaróterekkel* szemben. A védelemnek három főbb lehetősége van:

- A tekercset megfelelő lemezvastagságú, esetleg nagy permeabilitású anyagból készült burával árnyékolják. Ebben az esetben a réz- és vasvesztéshez egy járulékos veszteségi tag járul hozzá, azaz a jósági tényező csökken, különösen ha a tekercs az árnyékoló bura falától nincs elegendően nagy távolságban.
- Teljesen vagy majdnem teljesen zárt, nagy relatív permeabilitással rendelkező vasmaggal látják el a tekercset.
- Nagyon csekély külső (szórt) térrel rendelkező tekercs-formákat alakítanak ki. Ilyenek pl. az imént tárgyalt toroid tekercsek.

A mikroelektronika térhódításával a tekercsek alkalmazása számos területen háttérbe szorult.

A tekercseket – mint az előzőekben már részleteztük – általában szűrőkörök vagy rezgőkörök elemeiként alkalmazzák. Bár ezek az áramkörök R-C elemekből is felépíthetők, az R-L-C vagy L-C szűrők sokkal meredekebb levágással, ill. nagyobb Q jósági tényezővel rendelkeznek, mint az R-C áramkörök.

Az integrált műveleti erősítők megjelenésével új típusú megoldásokra nyílt lehetőség. A passzív R-C áramkörökhöz csatlakoztatott aktív elem: a műveleti erősítő induktivitások alkalmazása nélkül is lehetővé teszi tetszőleges póluszérus elrendezésű átviteli függvények megvalósítását és nagy meredekségű szűrők realizálását. Az aktív R-C alaptagok létrehozásánál általában több szabadon felvehető paraméter adódik, így ekvivalens kapcsolások egész sorát állíthatjuk elő, másrészt a szabad paramétereket felhasználhatjuk az áteresztősávi erősítés beállításához, ill. az érzékenység optimalizálásához. Ugyanakkor a műveleti erősítő biztosítja a nagy bemeneti és a kis kimeneti impedanciát, vagyis a szűrőkör tulajdonságait nem rontja le a bemenetére kapcsolt meghajtó-kör, ill. a kimenetére kapcsolt vevőkör. További hátránya az induktivitást tartalmazó köröknek, hogy a tekercsek L induktivitása csak bizonyos közelítéssel tervezhető, értéke utólagos korrigálásra szorul, a tekercsek elkészítése munkaigényes és helyigénye az áramkörben nagy.

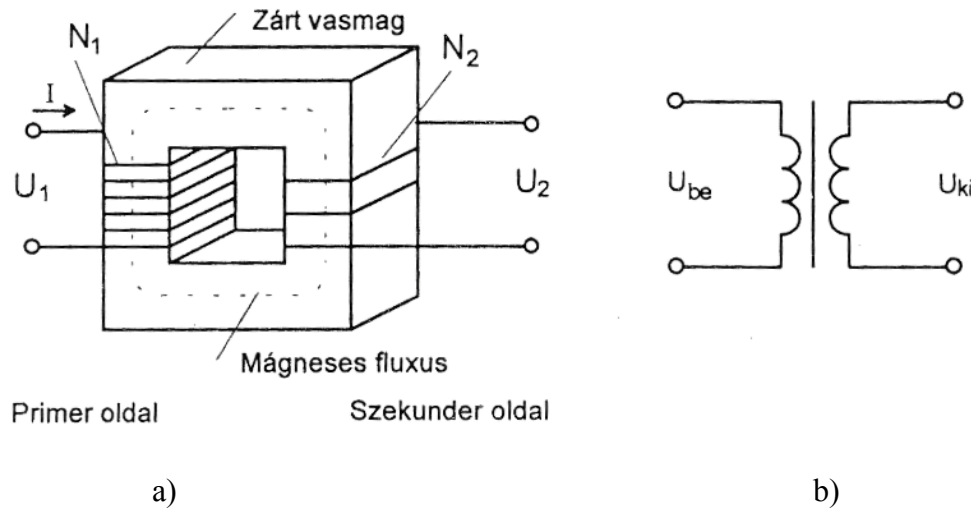
A műveleti erősítővel összekapcsolt R-C hálózatokat *aktív szűrőknek* nevezik.

Bár a felsorolt előnyök rendkívül figyelemre méltók, sajnálatos azonban, hogy a legtöbb műveleti erősítő csak a kis és a közepes frekvenciák tartományában használható, eltekintve néhány, külön e célra kifejlesztett, nagyfrekvenciás típustól. A nagyfrekvenciás hírközlési készülékek igényesebb áramkörei azonban még ma sem nélkülözhetik az induktivitásokat, amelyek általában kis értékűek, ezért kis menetszámmal könnyen megvalósíthatók és a legtöbb esetben a nyomtatott áramköri lemezen kialakíthatók.

4.6. A transzformátor

A transzformátor a váltakozó feszültségű elektromos teljesítményt más feszültséggé és árammá alakítja (transzformálja) át úgy, hogy közben –ideális esetet feltételezve – a teljesítmény nem változik meg. A transzformátorokat az erősáramú technika a villamos energia gazdaságos szállítására alkalmazza, míg a műszer- és híradástechnikai készülékekben a kívánt tápfeszültségeket állítják elő segítségükkel. Ez utóbbi célra alkalmazott transzformátorokat *hálózati transzformátoroknak* nevezik. Nem ritkák azonban a transzformátorok mint az elektronikus áramkörök induktív alkatrészei, elsősorban mint az áramköri egységeket galvanikusan elválasztó, csatoló elemek, továbbá áram-, feszültség és impedancia-átalakítók. A transzformátort a Ganz Villamossági Gyár mérnökei (Déry Miksa, Bláthy Ottó és Zipernowszky Károly) találták fel 1885-ben.

A transzformátor zárt vasmagból és ezen elhelyezkedő két tekercsből áll (4.19.ábra).



4.19. ábra

A transzformátor szerkezete (a) és rajzjele (b)

Azt a tekercset, amelyre az átalakítani kívánt villamos feszültséget kapcsoljuk primer tekercsnek, míg azt, amelyikről az új feszültséget levesszük, szekunder tekercsnek nevezzük. A két tekercs menetszáma a legtöbbször különböző, általában N_1 -gyek jelöljük a primer, és N_2 -vel a szekunder tekercs menetszámát. A két tekercs között közvetlen elektromos kapcsolat nincs, csak a vasmag mágneses terén át megvalósuló csatolás és a kölcsönös indukció révén hatnak egymásra a tekercsek. Ideális esetben a k csatolási tényező egységnyi (vagyis 100 %-os), a valóságban azonban k értéke ennél valamivel kisebb, vagyis nem mindkét tekercs összes indukcióvonala megy át a másik tekercsen. Az N_1/N_2 hányadost a transzformátor *áttételének* nevezik, és a -val jelölik:

$$\frac{N_1}{N_2} = a \quad (4.56)$$

4.6.1. Az ideális transzformátor működése

A transzformátor működését először szabadon hagyott szekunder oldali kapcsok mellett vizsgáljuk, ebben az esetben a transzformátor terheletlen, vagyis *üresjárási állapotban* van. Az átalakítani kívánt U_1 feszültséget a primer tekercsre kapcsoljuk, és ott az áram 90° -ot késik a feszültséghez képest. Ezt az áramot hívjuk mágnesező áramnak, ami a vasmagot változó mértékben mágnesezi. Fontos, hogy a mágnesező áram olyan határok között változzék, hogy a vasmag permeabilitása a lineáris szakaszba essék (ld. 4.4.b. ábra).

A mágnesező áram által létrehozott mágneses fluxus követi az áram változását, mindkét tekercsen áthalad, és azokban

$$U_1 = N_1 \frac{d\Phi}{dt}, \text{ ill. } U_2 = N_2 \frac{d\Phi}{dt} \quad (4.57)$$

pillanatnyi feszültséget indukál. Mivel a mágnesező áram 90° -ot késik a bemenet U_1 primer feszültséghez képest, ezért az általa létrehozott fluxus is ugyanennyit késik. A tekercsekben indukált feszültség további 90° -ot késik a fluxushoz képest, így a késés összesen 180° -os lesz. Végeredményben tehát a szekunder oldali U_2 feszültség ellentétes fázisban lesz a bemeneti U_1 feszültséggel.

Képezve a (4.57) egyenletben szereplő feszültségek hányadosát:

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{N_1}{N_2} = a \quad (4.58)$$

adódik, vagyis a két tekercs feszültségének aránya megegyezik a menetszámok arányával, vagyis a (4.56) egyenletben definiált a áttétellel.

Terhelt állapotban a szekunder tekercs kapcsai közé R_t ellenállást (esetenként Z_t impedanciát) kapcsolunk. Ebben az esetben a szekunder körben is folyik áram, és ez az I_2 áram a Lenz törvény értelmében ellentétes irányú fluxust hoz létre. A szekunder oldalon U_2 és I_2 egymással fázisban van, és $P_2 = U_2 \cdot I_2$ teljesítmény keletkezik, mely ideális (veszteség mentes) transzformátor esetén megegyezik a primer oldali $P_1 = U_1 \cdot I_1$ teljesítménnyel. A $P_1 = P_2$ egyenlőségből:

$$\frac{I_2}{I_1} = a \quad (4.59)$$

adódik a (4.58) egyenletben szereplő a áttétel figyelembe vételével. A fentiekhez hasonlóan levezethető az impedanciák áttételének összefüggése is: amennyiben a primer oldalt R_1 ellenállással, és a szekunder oldalt R_2 ellenállással terheljük:

$$R_1 = a^2 R_2 \quad (4.60)$$

adódik.

A transzformátorok tervezéséhez nagyobb segítséget nyújtó, ún. transzformátor-egyenleteket a tekercsek indukciós tényezőinek és a kölcsönös

indukciós tényező felhasználásával írják fel. A (4.4) összefüggés és a (4.23) összefüggés értelmében $\Phi_i = A_m B$ vehető, és ide behelyettesítve a (4.8) képlet, valamint a (4.21)...(4.26) képletekben szereplő mennyiségeket a

$$\Phi = A_m B = A_m \mu_0 \mu_r H = A_m \mu_0 \mu_r \frac{NI}{\ell_m} = A_L NI \quad (4.61)$$

eredményt kapjuk. Ha két tekercs helyezkedik el egyetlen vasmagon, az eredő fluxus:

$$\Phi_{eredő} = A_L N_1 I_1 + A_L N_2 I_2 \quad (4.62)$$

alakot ölti, ahol az A_L mennyiséget a (4.28) egyenlet definiálja. Behelyettesítve a (4.57)-ba a (4.62) összefüggést, megkapjuk az ún. *transzformátor-egyenleteket* az alábbi formában:

$$\begin{aligned} U_1 &= N_1 \frac{d\Phi}{dt} = A_L N_1^2 I_1 \frac{d\Phi}{dt} + A_L N_1 N_2 I_2 \frac{d\Phi}{dt} \\ U_2 &= N_2 \frac{d\Phi}{dt} = A_L N_2^2 I_2 \frac{d\Phi}{dt} + A_L N_1 N_2 I_1 \frac{d\Phi}{dt} \end{aligned} \quad (4.63)$$

Bevezetve az L indukció (4.27)...(4.28) kifejezését és az M kölcsönös indukció (4.35) képletét, továbbá feltételezve, hogy a k csatolási tényező egységnyi:

$$\begin{aligned} U_1 &= L_1 \frac{dI_1}{dt} + M \frac{dI_2}{dt} \\ U_2 &= M \frac{dI_1}{dt} + L_2 \frac{dI_2}{dt} \end{aligned} \quad (4.64)$$

adódik.

Megjegyezzük, hogy az U- és I-mennyiségek a pillanatnyi értékeket jelölik! Tiszta szinusz-alakú áramok és feszültségek esetén a komplex alakok differenciálhányadosát képezve az alábbi összefüggések adódnak:

$$\begin{aligned} U_{01} &= j\omega L_1 I_{01} + j\omega M I_{02} \\ U_{01} &= j\omega M I_{01} + j\omega L_2 I_{02}, \end{aligned} \quad (4.65)$$

ahol az I_0 , ill. az U_0 érték a szinuszjel amplitúdóit jelentik.

(Emlékeztetőül közöljük, hogy pl. az I_1 áram komplex alakja: $I_1 = I_{01} \exp(j\omega t)$.)

A transzformátor egyenletek segítségével kifejezhető az üresjárású feszültség és a rövidzárási áram. Üresjárás esetén – mint már utaltunk rá – $I_2 = 0$ és így az üresjárású feszültségre:

$$U_{2\bar{U}} = j\omega M I_{01} = \frac{M}{L_1} U_{10} \quad (4.66)$$

adódik. Behelyettesítve U_2 helyébe az $U_{2\bar{U}}$ értéket, a feszültség-áttételi tényező:

$$a_{\bar{U}} = \frac{U_{2\bar{U}}}{U_{10}} = \frac{M}{L} = k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad (4.67)$$

nagyságú lesz amennyiben k kisebb az egységnél. Üresjárás esetén a primer körben $I_{1\bar{U}}$ üresjárású áram folyik, és kifejezhető az üresjárású primerimpedancia, $Z_{1\bar{U}}$ az alábbi formában:

$$Z_{1\bar{U}} = \frac{U_{10}}{I_{1\bar{U}}} = j\omega L_1. \quad (4.68)$$

Kapcsoljunk a transzformátor szekunder oldalára rövidzárát, ekkor $U_2 = 0$ lesz. Ebben az esetben a (4.65) egyenletekből

$$I_{02} = -\frac{M}{L_2} I_{1r} \quad (4.69)$$

adódik. Meghatározva a rövidzárási Z_{1r} primerimpedanciát:

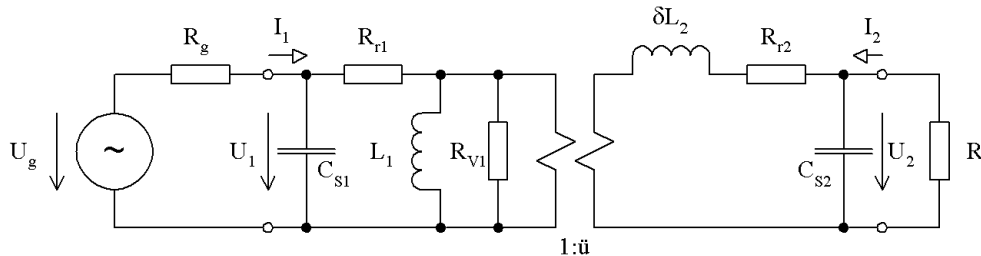
$$Z_{1r} = \frac{U_{10}}{I_{1r}} = j\omega \left(L_1 - \frac{M^2}{L_2} \right) = j\omega\sigma L_1 \quad (4.70)$$

érték vezethető le, ahol σ a már jól ismert szórási tényező (ld. (4.36) egyenlet). A σL_1 szorzatot primeroldalra számított szórt induktitásnak nevezzük. A k csatolási tényező zárt vasmagos transzformátornál legfeljebb 0,01-dal, de sok esetben 0,001-nél is kevesebbel különbözik az egységtől, így a $k = 1$ feltétel igen jó közelítésnek tekinthető.

4.6.2. A valódi (vesztéses) transzformátor jellemzői

A valóságos transzformátor természetesen rendelkezik mindazon veszteségekkel, amelyeket a vasmagos induktívások (tekercek) tárgyalásánál már megismertünk. A transzformátorok számításaihoz éppen ezért megfelelő helyettesítő kapcsolásokat kell felvenni, amelyekben ellenállásokkal veszik figyelembe a réz- és vasvesztéseket, továbbá L-C tagokkal a szórt reaktanciákat.

A 4.20. ábrán egy általános helyettesítő kapcsolást mutatunk be. Az U_1 primer feszültséget R_G generátor ellenállással rendelkező feszültséggenerátor adja, míg a szekunder oldalt R_t terhelő ellenállás zárja le.



4.20. ábra

A valódi transzformátor helyettesítő kapcsolása

A helyettesítő képben L_1 az ún. főinduktivitás, ami L_2 -t is modellezi. A σL_2 a szórt induktivitást jelenti. R_{r1} , ill. R_{r2} a primer, ill. a szekunder oldal rézveszteségét jelenti, míg R_{vp} a vasveszteséget (örvényáramú veszteséget) foglalja magába. A C kapacitások eredetét a tekercsek tárgyalásánál már részleteztük. A σ szóródási tényező ugyancsak ismeretes a (4.36) összefüggésből.

Az egyszerűség kedvéért külön tárgyalják a transzformátor kisfrekvenciás és nagyfrekvenciás helyettesítő kapcsolását. A *kisfrekvenciás* helyettesítő kép esetében elhagyható a szekunder kör és a primer kör C_s szórt kapacitása. Amennyiben a transzformátort ohmos lezárással terheljük, az R_v vasveszteségi tag is elhanyagolható.

További helyettesítő képek nyerhetők nagyimpedanciás, ill. kisimpedanciás lezárások esetén, továbbá kapacitív jellegű terhelések alkalmazásánál. Változik a helyettesítő kép attól függően is, hogy a transzformátort áramgenerátoros, ill. a feszültséggenerátoros meghajtással, vagy pedig kapacitív bemenettel

KVK-2030

működtetik. A transzformátorokkal foglalkozó szakirodalmi közlemények részletesen megadják a fenti esetekre vonatkozó helyettesítő kapcsolásokat, és ezek alapján meghatározzák a feszültség-áttételt, valamint a transzformátor amplitudó- és fáziskarakterisztikájának Bode-diagramját. Levezetik továbbá a különféle esetekre a (4.66)...(4.70) összefüggések által definiált jellemzőket is.

A nagyfrekvenciás transzformátoroknál figyelembe kell venni a szórt reaktanciákat is, és igen fontos célkitűzés a minél kisebb szórt kapacitás és szórt induktivitás biztosítása, ezért a két tekercset egymásba tekerceslik úgy, hogy soronként váltják egymást a primer és a szekunder menetek. Fokozott követelmények esetén a transzformátort árnyékoló vasdobozba kell elhelyezni, mivel az érzékeny tekercseket a Föld mágneses tere, és az egyéb készülékek szórt tere is befolyásolhatja.

A hálózati transzformátorok a 220 V-os, 50 Hz-es hálózat feszültséget transzformálják át a készülékek, mérőműszerek és egyéb elektromos készülékek feszültség- és áramigényének megfelelő értékre. Nagy teljesítményűnek tekintjük az 1 kVA-nél nagyobb szekunder teljesítményű transzformátorokat. A tervezéshez általában megadják azt a maximális hőmérsékletet is, amely mellett a transzformátornak még szolgálatnia kell a specifikációs adatokat.

A legtöbb esetben nem egyetlen, hanem több különböző szekunder tekercset valósítanak meg, vagyis célszerű egyetlen transzformátorral megvalósítani egy

adott mérőműszer valamennyi feszültség-igényét. n db szekunder feszültség igénye esetén tehát a transzformátor összes teljesítménye:

$$P_{\sigma} = U_1 I_1 + U_2 I_2 + \dots + U_n I_n \quad (4.71)$$

értékű lesz. Az elsődleges feladatot a vasmag minőségének és méretének meghatározása képezi a P_{σ} összes teljesítmény ismeretében.

A mágneses fluxus a valódi transzformátornál, ahol a vasmag elszigetelt lemezekből áll:

$$\Phi = F_v A_m \hat{B} \cos \omega t \quad (4.72)$$

alapján írható fel, ahol F_v a vas kitöltési tényező, ami azt jelenti, hogy a keresztmetszetnek hány %-át képezi maga a vasanyag (F_v a gyakorlatban általában 0,9 körüli érték). A_m jelentését a (4.23) egyenlet adja meg. \hat{B} a B indukció csúcs-értékét jelenti. Az egyetlen menetben indukált feszültség csúcsértékét kifejezve:

$$U_m = F_v A_m \hat{B} \omega \quad (4.73)$$

adódik, és U_m effektív értékére az

$$U_m = \frac{1}{\sqrt{2}} F_v A_m \hat{B} \omega = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f F_v A_m \hat{B} \omega \quad (4.74)$$

összefüggés nyerhető. Ebből a szekunder oldali U_2 feszültség –értelemszerűen– $U_2 = N_2 U_m$ alapján határozható meg. A szekunder oldali áram:

$$I_2 = q J_2 \quad (4.75)$$

KVK-2030

ahol q_2 a huzalkeresztmetszet és J_2 az áramsűrűség. Az F_r rézkitöltési tényező (4.52) képletéből q_2 kifejezhető:

$$q_2 = \frac{F_r A_t}{N_2} \quad (4.76)$$

ahol A_t a tekercselési keresztmetszet (ld. 4.17. ábra).

A *transzformátorok tervezési megfontolásait* az egyszerűség kedvéért a hálózati transzformátor esetére tekintjük át. A primer és a szekunder oldali U_1 és U_2 feszültség tervezési adat, ezek helyett azonban a valóságban U_1^* , és U_2^* , értékek jelennek meg, amelyek

$$\Delta U_1 = |U_1 - U_1^*|; \quad \Delta U_2 = |U_2 - U_2^*| \quad (4.77)$$

eltérésekkel fognak különbözni U_1 és U_2 értékétől. A ΔU értékek nagysága elsődlegesen a transzformátor veszteségeitől és a terheléstől függenek.

Amennyiben a 4.20. ábra helyettesítő képében csak a rézveszteségeket vesszük figyelembe, a ΔU értékek az R_r veszteségi ellenállásokon eső feszültségeket jelentik. A primer oldalon:

$$\beta = \frac{\Delta U_1}{U_1} = \frac{I_1 R_{r1}}{U_1} = \frac{I_1^2 R_{r1}}{I U_1} = \frac{P_{r1}}{P_r} \quad (4.78)$$

vagynis a β hányados a rézveszteségi teljesítmény-hányadost adja. Hasonlóan definiálható β a szekunder oldalra nézve is. A β -értékek azért fontosak, mert ezeket a vasmag-katalógusok megadják a különféle vasfajtákra, ezért a tervezés fontos kiinduló értékeit képezik.

A szekunder teljesítmény számítása a következőképpen végezhető el:

$$P_{sek} = P_2 = U_2 I_2 = 4,44 f F_v A_m \hat{B} N_2, \quad (4.79)$$

ahol $\frac{2\pi}{\sqrt{2}} \approx 4,44$ közelítéssel élünk. Kifejezve a vasmagra jellemző $A_m A_t$

szorzatot:

$$A_m A_t = \frac{P_2}{2,22 f F_v F_r B J} \quad (4.80)$$

adódik. A vasmag mérete csökken, ha az f frekvencia nő, ezzel a lehetőséggel azonban a hálózati transzformátorok esetében nem élhetünk.

A tervezés következő fontos lépése a *veszteségek meghatározása*. Mind a vasveszteséggel, mind a rézveszteséggel számolni kell. A vasveszteségi teljesítmény:

$$P_v = \gamma W_M V_B \quad (4.81)$$

alapján számítható, ahol γ a mag fajsúlya, V_M a köbtartalma és V_B a mag veszteségi száma adott B indukciónál. A V_B mennyiség a vasmag fontos jellemzője, amelyet a katalógusok közölnek.

Egyszerűsíthetők a számítások, ha feltételezzük, hogy a rézveszteségi teljesítmény mindkét oldalra azonos. A szekunder oldalra végezve el a számításokat, a rézveszteségi teljesítmény:

$$P_{r2} = R_2 I_2^2 \quad \text{és} \quad R_2 = \rho \frac{\ell_2}{q_2} \quad (4.82)$$

Behelyettesítve a fenti képletbe a már korábban meghatározott összefüggéseket:

$$P_{r2} = \rho N_2 \ell_k \frac{A_i F_r}{2 N_2} J_2^2 = \rho \ell_k \frac{A_i F_r}{2} J_2^2 \quad (4.83)$$

ahol ℓ_k a tekercs közepes menethosszát jelenti és ρ a huzal fajlagos ellenállása.

A (4.82) és (4.83) veszteségi teljesítmények ismeretében meghatározható a vasmag mérete, ill. J és B ismeretében az adatlapok segítségével megválaszthatjuk a célnak leginkább megfelelő vasmagot.

Nagyobb teljesítményű transzformátorok tervezésénél igen fontos a *melegedés* ellenőrzése. A transzformátorban hővé átalakuló veszteségi teljesítmény a transzformátor hőmérsékletét a környezetéhez képest növeli. Bár a vasmag méretének csökkentése érdekében célszerűnek látszik J és B értékének növelése (ld. (4.80) képlet), az áramsűrűség és az indukció növelése megnöveli a vasveszteséget, és ezáltal a mag jobban melegszik. A hőátadási teljesítmény:

$$P_h = k \Delta T A \quad (4.84)$$

szerint írható fel, ahol $\Delta T = T_2 - T_1$. A T_1 hőmérsékletet általában a szobahőmérséklettel tekintik azonosnak, a T_2 hőmérséklet tehát az a maximálisan megengedett hőmérséklet, amelyet a tervező számára előírnak. Az A mennyiség azt a felületet jelenti, amely mentén megtörténik a hőátadás. A K

hőátadási tényező függ a hőátadásban résztvevő testek anyagától és felületétől.
K értékét a névleges méret függvényében az adatlapok a szabványos magokra
(pl. EI és M) közlik.

Ellenőrző kérdések és példák a 4. fejezethez

Kérdések

1. Hol észlelhető a mágneses tér jelenléte?
2. Ismertesse a mágneses indukció fogalmát, és vezesse le SI mértékegységét!
3. Mit nevezünk gerjesztésnek és mágneses térerősségnek?
4. Mi a kapcsolat a mágneses indukcióvektor és a mágneses térerősség között?
5. Mit nevezünk mágneses szuszceptibilitásnak és milyen összefüggéssel definiálhatjuk?
6. Hogyan csoportosíthatók a mágneses jelenségek és a mágneses anyagok?
7. Milyen mennyiségek között teremt kapcsolatot a mágnesezési görbe, és hogyan mérhető ki?
8. Milyen jellegzetes szakaszai vannak a mágnesezési görbének? Mit nevezünk szűzgörbének?
9. Ismertesse a mágneses kör áramköri megfelelőit és összefüggéseit!
10. Ismertesse az indukciós tekercsek főbb típusait!
11. Adja meg az L induktivitás levezetését, képletét és dimenzióját!
12. Mit nevezünk nyírt permeabilitásnak, és hogyan értelmezhető ez a mennyiség?
13. Adja meg a kölcsönös indukció, továbbá a csatolási tényező és a szóródási tényező képletét és definícióját!

14. Rajzolja fel a valódi tekercs helyettesítő képét és adja meg az abban szereplő elemek jelentését!
15. Mit nevezünk veszteségi tényezőnek, jósági tényezőnek, veszteségi szögnek és fázisszögnek? Milyen kapcsolat van e mennyiségek között?
16. Hogyan függ a jósági tényező a frekvenciától?
17. Ismertesse a tekercsek méretezésének gondolatmenetét és főbb lépéseit!
18. Milyen főbb szerkezeti egységekből áll a transzformátor és milyen célokra használjuk azokat?
19. Milyen veszteségei vannak egy transzformátornak és mit jelentenek ezek?
20. Hogyan határozható meg egy ismeretlen vasmagnál az 1 V-ra jutó menetszám?
21. Hogyan határozható meg a tekercseléshez szükséges huzal átmérője?
22. Mit kell tenni, hogy a vasmag mérete és tömege kisebb legyen?
23. Mekkora egy transzformátor hatásfoka?
24. Mit fejez ki a feszültség-áttétel, az áram-áttétel és az impedancia-áttétel törvénye?
25. Hogyan működik a terheletlen transzformátor?

Példák

1. A (4.1) összefüggés alapján vezesse le a B mágneses indukció mértékegységet (vagyis a T dimenzióját)!

KVK-2030

2. Igazolja, hogy az induktivitás mértékegysége (henry) valóban Vs/A dimenzióknak adódik az SI egységrendszerben.
3. Adva van egy négyszög keresztmetszetű zárt vasmagon kialakított tekercs az alábbi adatokkal:
a vasmag hosszúsága $a = 60$ mm, vastagsága, $c = 20$ mm és az ablak hosszúsága, $b = 40$ mm. A relatív permeabilitás 2000, a menetszám, $N=300$ és az áramerősség $0,15$ A nagyságú. A vizsgált tekercs a TV nagyfeszültségű tekercsének felel meg, ahol az áram $5 \mu\text{s}$ alatt 150 mA-ról a nullára csökken. Kérdés: mekkora önindukciós feszültség keletkezik benne?

Segítség a megoldáshoz:

Az önindukciós feszültséget az L induktivitás és az áramváltozás (dI/dt) alapján határozzuk meg. Az induktivitáshoz ismerni kell az indukcióvonalak közepes hosszát és a vasmag keresztmetszetét. Tekintve, hogy a vasmag négyszög-keresztmetszetű, a (4.27) egyenletben szereplő közepes hosszúság $4a$ és $4b$ átlagértéke lesz. Az A_m tekercsmenet által körülvevett terület alapján határozhatjuk meg. (Végeredmény: $6,78$ kV).

$$\frac{a-b}{2}c$$

4. Adva van egy toroid tekercs, amely zárt vasmaggal rendelkezik. A relatív permeabilitás 2000, a menetszám 300, a mágneses hossz a vasban 10 cm, és a tekercsben folyó áram nagysága 2 A.
- Mekkora B értéke?
 - Ha az I áramot 4 A-re növeljük, mekkora légrést kell alkalmazni ahhoz, hogy B értéke ne változzék?

A megoldáshoz a (4.30)...(4.33) egyenletek nyújtanak segítséget.

5. Hálózati transzformátor méretezése

A transzformátor méretezését a szekunder oldali teljesítmény meghatározásával kell kezdeni. A feladat olyan transzformátor méretezése, ami hálózatról (230 V) működik, és három különböző feszültségű szekunder tekercssel rendelkezik. Ezek feszültsége és az áramfelvételük:

- 68 V és 0,1 A
- 22 V és 0,6 A
- 6 V és 0,5 A.

Mekkora az egyes szekunder tekercsek teljesítménye?

Mekkora a primér oldali teljesítmény, ha feltételezzük, hogy a veszteségek következtében a hatásfok 0,9?

KVK-2030

A menetszámok meghatározásához először számítsuk ki az 1 V-ra jutó menetszámot!

Az indukciótörvény felírható, mint

$$U = 4,44 N \cdot A \cdot f B_{\max}$$

ahol a szinuszos feszültség miatt az effektív érték alapján számoltunk és $\omega = 2\pi f$ értéket vettünk. Hálózati feszültség esetén $f = 50$ Hz veendő, és B_{\max} értéke legyen 1 T. Az 1 V-ra eső menetszámot megkapjuk, ha a fenti egyenletbe $U=1$ értéket helyettesítünk, és az egyenletet N -re rendezzük. Végeredményben $N(1V)=45/A$ adódik, ahol az A keresztmetszet cm^2 -ben értendő.

A primer és a szekunder tekercsek menetszámát elvileg a tekercs feszültségének és az 1 V-ra jutó menetszámnak az összeszorzásával kapjuk meg. A gyakorlatban ezt az értéket a rézveszteségek miatt korrigálni kell. Tételezzük fel, hogy a veszteség miatt 10 %-os csökkenés lép fel, amelyet a primer és szekunder oldalra elosztva korrigálunk úgy, hogy a primer oldal menetszámát 5%-kal kisebbre, a szekunderét 5 %-kal nagyobbra választjuk.

Határozzuk meg a primer oldal menetszámát, továbbá a három szekunder tekercs menetszámát!

A huzalátmérők meghatározása:

Tételezzük fel, hogy a melegedést figyelembe véve $2,5 \text{ A /mm}^2$ áramsűrűséget engedünk meg. Az áramértékeket a korábban már meghatározott teljesítmények és feszültségek alapján számíthatjuk ki. A huzalkeresztmetszet ismeretében a huzalátmérő egyszerűen kiszámítható.

Határozzuk meg a primer és a három szekunder tekercs huzalátmérőjét!

5. Hálózati egyenirányítók

Az elektronikus készülékek döntő többsége egyenáramú elektromos tápellátást igényel, tehát egy vagy több tápfeszültséget kell a mérőegységekben megvalósítani meghatározott áramterhelésre méretezve. Csak a hordozható készülékek csekély hányadát látják el egyenáramú feszültségforrásokkal (akkumulátorok, telepek), a többi berendezés a hálózatról üzemeltethető. Magyarországon ilyen célra az egyfázisú, 220 V, 50 Hz-es hálózat áll rendelkezésre, külföldön ettől eltérő is lehet a hálózati feszültség és frekvencia, pl. elvértve 400 Hz-es hálózattal is találkozhatunk.

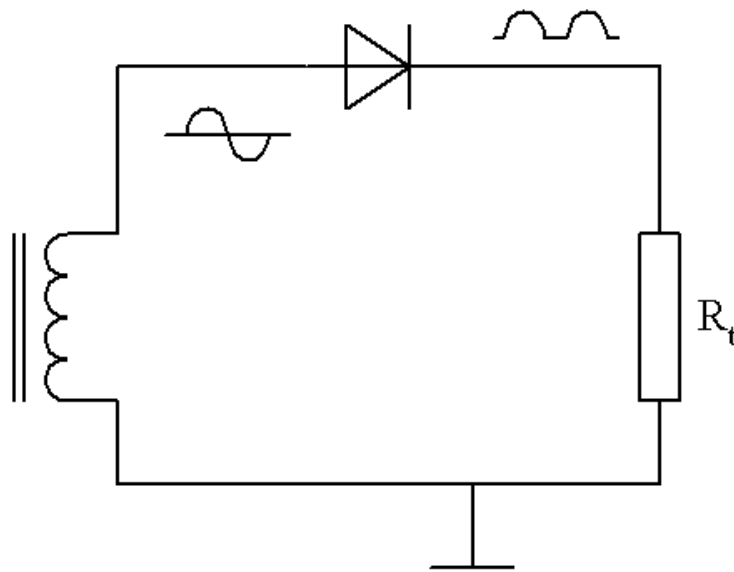
A váltakozó áram használata rendkívül előnyös abból a szempontból, hogy a kívánt feszültség transzformátorral előállítható (ld. 4.6. fejezet).

A váltakozó áramú energiát a hálózati egyenirányítók segítségével alakítják át egyenáramú energiává. Az egyenirányítókban a diódák szelephatását használják ki. Jelenleg már kizárólag félvezető diódákat alkalmaznak, szilíciumot, elvértve azonban még Ge diódák és esetleg szelén-egyenirányítók is előfordulnak.

5.1. Egyutas egyenirányító-kapcsolás

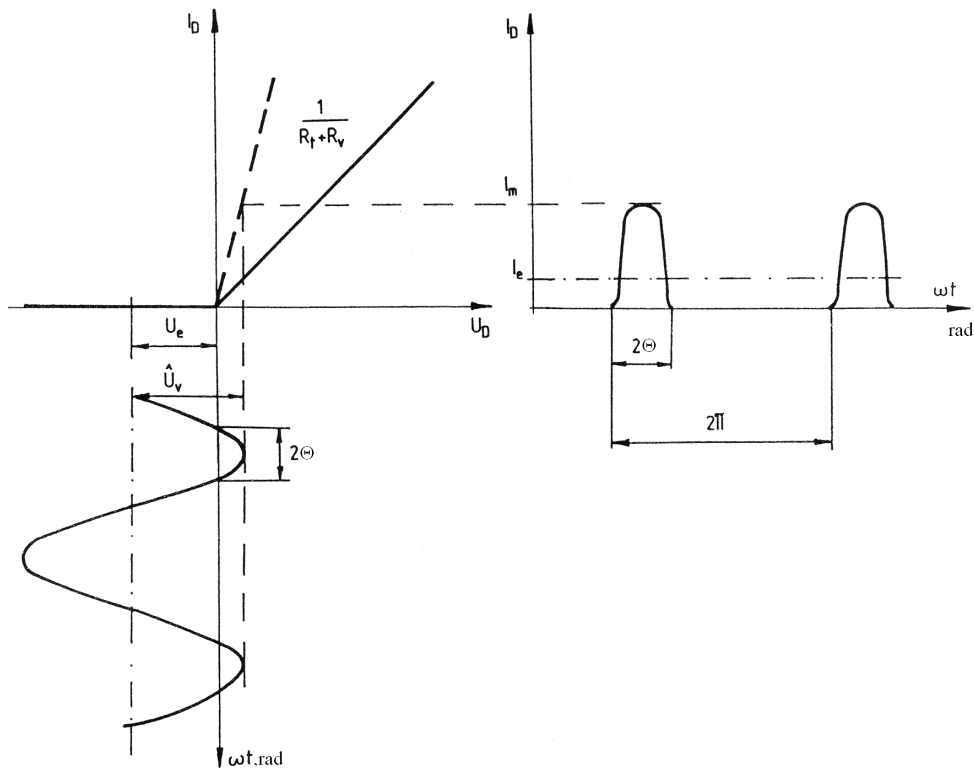
Az 5.1. ábra egyetlen diódával megvalósított, ún. egyutas egyenirányító-kapcsolást szemléltet. A transzformátor szekunder tekercséről nyert váltakozó feszültségből a dióda csak a polaritásának megfelelő félperiódust enged át. A terhelő ellenálláson megjelenő lüktető egyenfeszültség, ill. a diódán átfolyó áram komponensei Fourier-sorfejtéssel határozhatók meg.

Az egyutas egyenirányító kimeneti jele az 5.2. ábra alapján szerkeszthető meg. Ha a dióda nyitókarakterisztikáját egytöréspontos közelítéssel ábrázoljuk elhanyagolva a nyitófeszültséget (Si diódák esetén kb. 0,6 V), akkor az ábrán látható szaggatott vonalas egyenest kapjuk. Az ábrába berajzoltuk az R_v veszteségi ellenállás és az R_t terhelő ellenállás eredőjének megfelelő egyenest is. Az R_v veszteségi ellenállás a transzformátor veszteségeit és a dióda veszteségeit foglalja magában. Az ábra alsó része a szinuszjel polárdiagramját szemlélteti feltüntetve az U_e egyenirányított feszültség és az \hat{U}_v csúcshatárérték nagyságát is. A Θ mennyiség az ún. folyási szög, ennek nagyságát szemlélteti az I_D dióda-áram polárdiagramja. Megjegyezzük, hogy a folyási szög csökken, amennyiben nem hanyagoljuk el a dióda nyitófeszültségének megfelelő küszöbfeszültséget!



5.1. ábra

Egyutas egyenirányító-kapcsolás



5.2. ábra

Az áram-feszültség jelleggörbe és az egyenirányított áramjel

Az ábrán feltüntetett I_e egyenáramú komponens értéke sorfejtéssel határozható meg:

$$I_e = \frac{I_m}{\pi}, \quad (5.1)$$

ahol I_m az áram maximális értéke:

$$I_m = \frac{U_v}{R_t + R_v} \quad (5.2)$$

A leadott egyenáramú teljesítmény:

$$P_e = \frac{I_m^2 R_t}{\pi^2}, \quad (5.3)$$

és az egyenfeszültség értéke:

$$U_e = I_e R_t = \frac{I_m}{\pi} R_t = \frac{\hat{U}_v}{\pi} \frac{R_t}{R_t + R_v}. \quad (5.4)$$

Ha $R_t > R_v$, akkor

$$U_e \approx \frac{\hat{U}_v}{\pi} \approx 0,32U_v, \quad (5.5)$$

ahol \hat{U}_v a váltakozó feszültség csúcserőértéke. Az összes teljesítményfelvétel:

$$P_{\bar{\sigma}} = \frac{I_{eff}^2}{2} (R_v + R_t) = \frac{I_m^2}{4} (R_v + R_t), \quad (5.6)$$

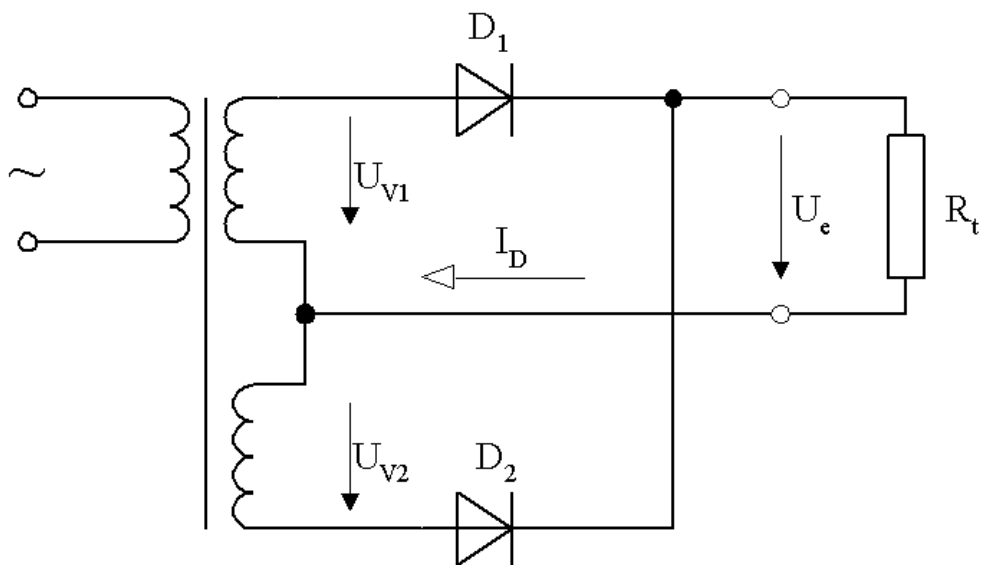
és az egyenirányítás hatásfoka megállapítható, mint az P_e egyen-teljesítmény és a $P_{\bar{\sigma}}$ összes teljesítmény hányadosa. Ha $R_v \ll R_t$:

$$\eta = \frac{P_e}{P_{\bar{\sigma}}} = \frac{4}{\pi^2} \approx 40,5\%. \quad (5.7)$$

Mint a számítások igazolják, az egyenirányított feszültség átlagértéke zérustól különböző pozitív (vagy negatív) érték, azonban a nagyfokú lüktetés miatt áramkörök tápellátására a fenti kapcsolás nem alkalmazható.

5.2. Kétutas egyenirányító-kapcsolások

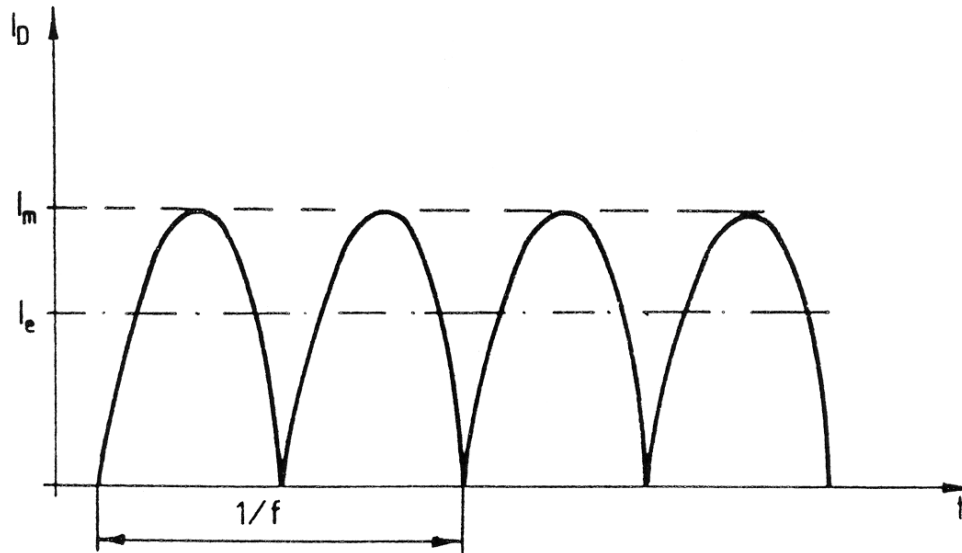
Lényegesen jobb egyenirányítási hatásfok érhető el kétutas egyenirányító-kapcsolásokkal. Ezek egyikének, a *két-diódás változatnak* a rajza látható az 5.3.ábrán.



5.3. ábra

Két-diódás kétutas egyenirányító-kapcsolás

A már ismert módszerrel megszerkesztett diódaáram jelalakja az 5.4.ábrán látható.



5.4. ábra

Kétutas egyenirányító áramának jelalakja

Jól érzékelhető, hogy az

$$I_e = \frac{2I_m}{\pi} \quad (5.8)$$

értékű egyenáramú komponens az előző érték kétszerese. Ennek megfelelően az egyenáramú és az összes teljesítmény:

$$P_e = \frac{4I_m^2}{\pi^2} R_t \text{ és } P_{\delta} = \frac{I_m^2}{2} (R_v + R_t) \quad (5.9)$$

Az $R_v \ll R_t$ feltételezéssel a hatásfok:

$$\eta = \frac{P_e}{P_{\delta}} = \frac{8}{\pi^2} \approx 81\%, \quad (5.10)$$

KVK-2030

és az egyenfeszültség átlagértéke:

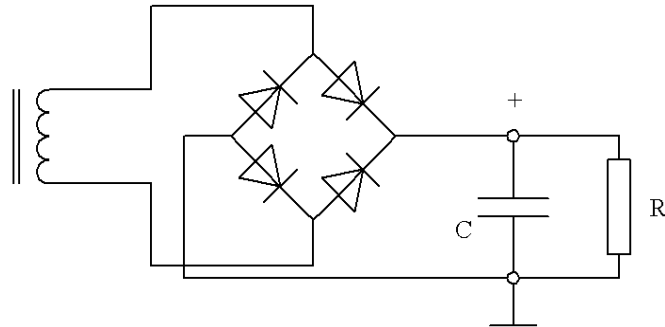
$$U_e = \frac{2\hat{U}_v}{\pi} \approx 0,64\hat{U}_v. \quad (5.11)$$

Az 5.3. ábrán látható egyenirányító-kapcsolás hátránya, hogy középleágazással rendelkező, vagy két teljesen egyforma szekunder tekercessel rendelkező transzformátort igényel. Nem szükséges ilyen transzformátor, amennyiben a négy diódából álló, ún. *Graetz egyenirányítót* alkalmaznak. A kapcsolat az 5.5. ábrán látható. Működése jól követhető: bármely polaritású is a transzformátor tekercs, mindig van két olyan dióda, amely kinyit, tehát az egyenirányított áram jelalakja az 5.4. ábrának megfelelő lesz.

A Graetz kapcsolat hátránya, hogy a váltakozó áramú bemenet és az egyenáramú kimenet egyik pontja sem közösíthető, nem földelhető össze. Tovább hátrány, hogy két diódányi nyitófeszültséggel csökken az egyenirányított jel, ami kismértékben rontja az egyenirányítási hatásfokot. Előny azonban, hogy nagyfeszültségek egyenirányításánál, ahol a diódák letörési feszültsége (maximálisan megengedett zárófeszültsége) határozhatja, a zárófeszültség is két diódán oszlik meg.

Graetz egyenirányítók ma már integrált áramköri formában is kaphatók, vagyis egyetlen tokban szerelve rendelkezésre áll a hídba kapcsolt 4 db dióda. Az adatlapok megadják a Graetz-hídra érvényes névleges egyenirányított feszültséget, a maximális zárófeszültséget és a csúcs-áramot. Tipikusak a 40...80 V-os zárófeszültség-tűrésű és 1,5...3 A nyitóáramot leadni képes

típusok. Az ennél nagyobb határadoatokkal rendelkező típusok az erősáramú eszközök családjába sorolhatók.



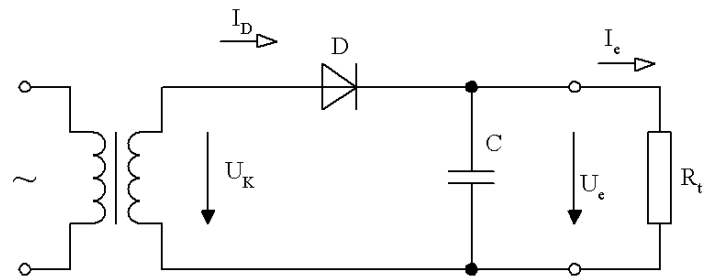
5.5. ábra

Greatz-hidas egyenirányító-kapcsolás

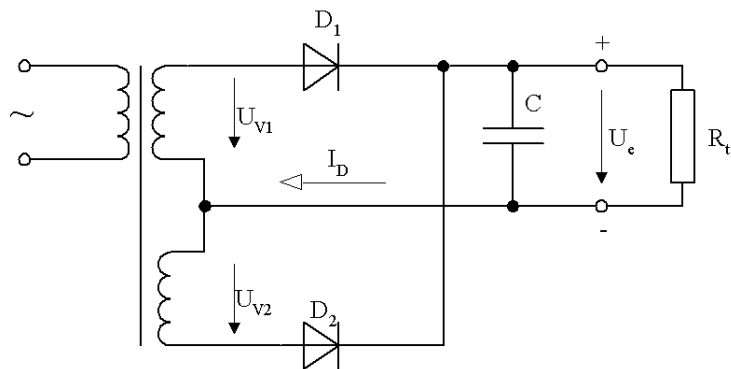
5.3. Szűrőkapcsolások

Az egyenirányítók a váltakozó feszültséget lüktető egyenfeszültséggé alakítják át. Az egyutas egyenirányító esetében a lüktetés frekvenciája 50 Hz, vagyis megegyezik a hálózati feszültség frekvenciájával. A kétutas egyenirányítóknál a lüktetés a hálózati frekvencia kétszerese (100 Hz). A lüktetés, más néven hullámosság szűrőkkel csökkenthető, azonban tökéletesen meg nem szüntethető. Állandó terhelés esetén, szűrőáramkör beiktatásával - bizonyos mértékű hullámosságot megengedve - az egyenirányított feszültség alkalmas lehet a tápellátásra.

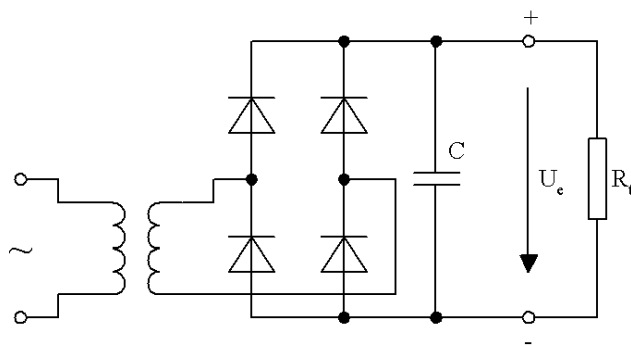
Az 5.1., 5.3. és 5.5. ábrákat tekintve, ha a terheléssel párhuzamosan nagyértékű kondenzátort kapcsolunk, akkor pufferkondenzátoros egyenirányítót kapunk. A három változatot az 5.6. ábra szemlélteti. Az egyutas egyenirányító esetét vizsgálva, a kimeneti feszültség és áram jelalakját az 5.7. ábra szemlélteti.



a.)



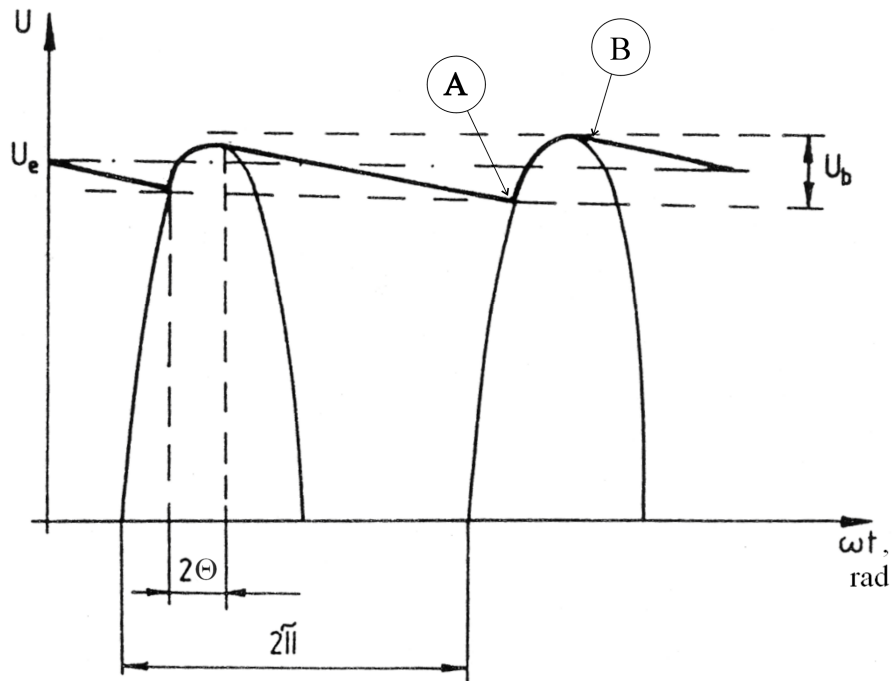
b.)



c.)

5.6. ábra

a) egyutas, b) kétutas, c) kétutas Graetz-hidas egyenirányítók
pufferkondenzátorral ellátva



5.7. ábra

Az 5.7. ábrát tekintve, a következők mondhatók: Bekapcsolás után a C kondenzátor néhány periódus alatt feltöltődik, és a dióda szelephatása miatt csak a terhelő ellenálláson keresztül süllhet ki. Állandósult állapotban a kondenzátoron lévő feszültség előfeszíti a diódát, így azon áram csak a 2Θ folyási szögnek megfelelő idő alatt folyik, ekkor történik a kondenzátor feltöltése, az ábrán látható (A) pontban. Az egyenfeszültség átlagértéke a kondenzátoron:

$$U_e \approx \hat{U}_v \cos \Theta \quad (5.12)$$

KVK-2030

a közelítés pontossága 20 %-nál jobb, ha a folyási szög 60° -nál kisebb. Az egyenáram átlagértéke:

$$I_e = \frac{U_e}{R_t} \quad (5.13)$$

és az áram maximális értéke:

$$I_m = \frac{U_v - U_e}{R_v} \approx \frac{\hat{U}_v}{R_v} (1 - \cos \Theta). \quad (5.14)$$

A felhasználás szempontjából nagyon fontos, hogy mekkora váltakozó feszültségű komponens marad a pufferkondenzátoron. Ezt a feszültséget bűgófeszültségnek (U_b) nevezik. U_b értékének alapharmonikusa

$$U_b = \Delta(U_B - U_A) \approx \frac{1}{C} \Delta Q, \quad (5.15)$$

ahol ΔQ az R_t terhelésen „elfolyó” töltés értéke. U_A és U_B az 5.7. ábrán bejelölt (A) és (B) pontokban fellépő feszültséget jelenti. ΔQ -t mint az I_e egyenáram és egy ΔT idő szorzatát véve:

$$U_b = \frac{1}{C} I_e \Delta T \quad (5.16)$$

ahol

$$\Delta T = \frac{2\pi - 2\Theta}{2\pi f_h}. \quad (5.17)$$

A gyakorlatban a legtöbbször a kétutas egyenirányító-kapcsolásokat alkalmazzák. Ezeknél:

$$\Delta T = \frac{\pi - 2\Theta}{2\pi f_h}. \quad (5.18)$$

szerint alakul. A képletekben f_h a hálózat frekvenciáját jelenti. Az utóbbi két összefüggés bizonyítja, hogy a kétutas egyenirányítók esetében a bűgófeszültség fele az egyutas kapcsolás bűgófeszültségének.

Az 5.7. ábra vizsgálatánál nem vettük figyelembe a bekapcsolás pillanatában lejátszódó jelenségeket. Az $U_e = 0$ esetén (a bekapcsolás pillanatában) az I_m áram nagyon nagy lesz, főleg, ha korszerű toroid vasmagos transzformátort használunk, aminek belső ellenállása rendkívül kicsiny. A diódán fellépő maximális zárófeszültség a csúcsheszültség kétszeresével egyezik meg. Belátható, hogy a Greutz-hidas egyenirányító a bekapcsolási túlterhelés szempontjából is előnyösebb, mint az egyszerűbb változatok. A bekapcsolási hatással szembeni védelem céljából esetenként védőellenállást alkalmaznak, vagy a transzformátor primér körébe biztosítékot iktatnak be.

A bűgófeszültség csökkenthető, ha egyetlen kondenzátor helyett RC vagy LC szűrőket alkalmaznak. A tagok értékét a szűrőn átfolyó egyenirányított áram és a bűgófeszültség nagyságára előírt érték szabja meg.

LC-szűrőt általában 20 mA-nél nagyobb egyenirányított áramnál alkalmaznak. Egyutas egyenirányítónál az alábbi tapasztalati képlet használható:

$$LC = 10 \text{ p} \quad (5.19)$$

KVK-2030

ahol p jelenti a szűrő bemenetén és a szűrő kimenetén mérhető bűgófeszültség hányadosát. Kétutas egyenirányítónál

$$LC = 2,5 p \quad (5.20)$$

adódik. Az egyenirányított feszültség is mintegy 0,8-szorosára csökken a fenti két esetben.

Az (5.19) és (5.20) képletekben C értékét μF -ban és L értékét H -ben értik.

RC-szűrőket általában 20 mA-nál kisebb egyenirányított áramoknál használják. Egyutas egyenirányításnál

$$RC = 3000 p \quad (5.21)$$

és kétutas esetben

$$RC = 1500 p \quad (5.22)$$

értékekkel számolhatunk. A szűrt egyenfeszültség $0,001 \cdot I_0 R$ értékkel csökken a kimeneten a bemeneti feszültséghez képest. I_0 az egyenirányított áram mA-ben és R a szűrőellenállása Ω -ban. C értékét μF -ban kell figyelembe venni.

Igényesebb feladatoknál kéttagú RC vagy RL szűrőket is alkalmaznak, ebben az esetben a fenti számítási képletek módosulnak.

Az egyenirányított feszültség gondos szűrése és ezáltal a bűgófeszültség jelentős lecsökkentése elsősorban az olyan tápforrások esetében lényeges, amelyek kimenetét közvetlenül a táplálni kívánt áramkörre vezetik. Az

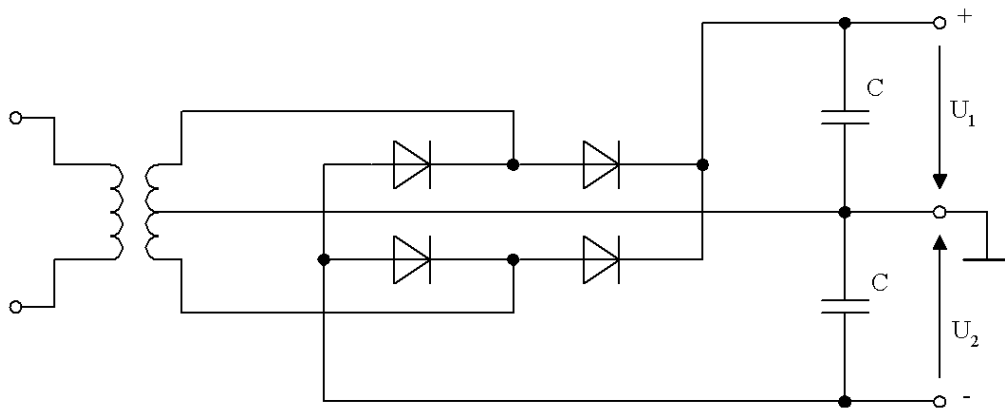
egyenirányítót terhelő további áramköröket a fenti ábrákon egy R_t terhelő ellenállással vettük figyelembe. Amennyiben R_t értéke az áramkörök működése során változik, az egyenirányított feszültség értéke sem lesz állandó.

A korszerű mérőműszerek és elektronikus készülékek, amelyek tranzisztoros és integrált áramkörös kapcsolásokat tartalmaznak, tipikusan 5...50V között tápfeszültséget igényelnek. Az ilyen tápegységeket úgy építik fel, hogy az egyenirányító (és esetenként szűrő) fokozat után stabilizátor áramkört iktatnak be. Ezáltal elkerülhető, hogy a tápfeszültséggel ellátott áramkörök áramfelvételének ingadozása (megváltozott vezérlési körülmények, hőmérsékletingadozások, stb. okán) befolyásolja az egyenirányító kimenetén megjelenő feszültséget. A stabilizátor ugyanakkor a bűgőfeszültség hatását is csökkenti, ezért az ilyen készülékekben nem alkalmaznak bonyolult RC vagy LC szűrőköröket. A hullámosság csökkentésére elegendő egyetlen nagyértékű (több száz sőt ezer μF -os) elektrolit kondenzátor alkalmazása, amellyel párhuzamosan – zavarcsökkentési okokból – néhány száz nF-os kerámia-kondenzátort is kapcsolnak.

Megjegyezzük, hogy a stabilizátor-kapcsolásokkal a hallgatók az Analóg és hírközlő áramkörök c. tantárgy keretében ismerkednek meg.

5.4. Speciális egyenirányító-kapcsolások

Az analóg integrált áramkörök legtöbbje kéttelepes táplálást igényel. Ezt az igényt a kétutas egyenirányító kibővítésével elégíthetjük ki középleágazásos transzformátor tekercs alkalmazásával. A kapcsolást az 5.8. ábra mutatja be.

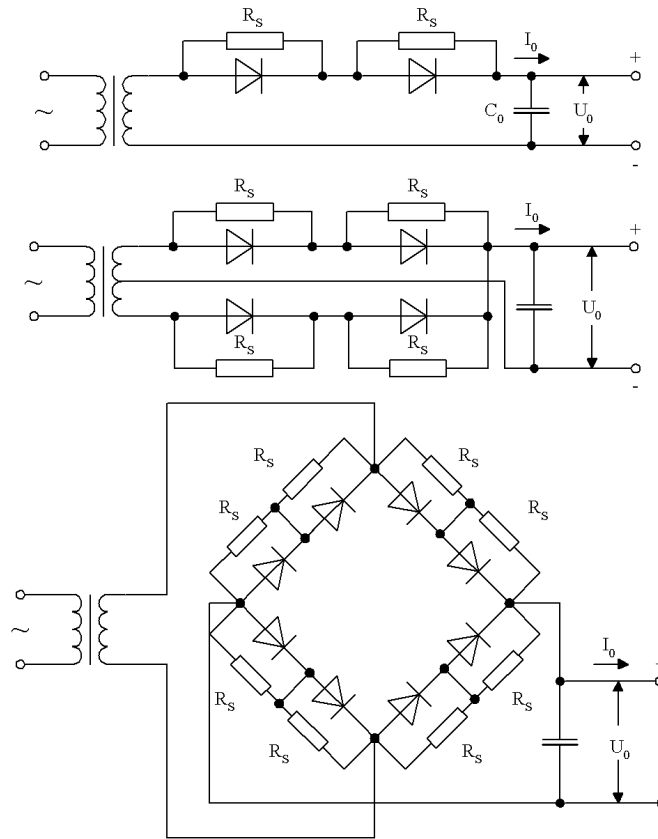


5.8. ábra

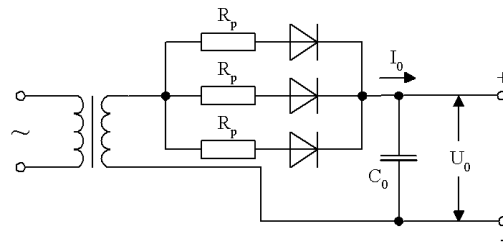
Egyenirányító kapcsolás kéttelleges tápláláshoz

Előfordulhat, hogy olyan feszültségek egyenirányítására van szükség, amelyek meghaladják a számunkra rendelkezésre álló Si (esetleg Ge) diódák határadatait. Ebben az esetben két (vagy több) diódát sorba kapcsolhatunk. A diódák záróárama és nyitófeszültsége azonban még azonos típusok esetében sem egyforma, ezért soros kapcsolásnál a diódákkal R_p védőellenállást kell párhuzamosan kapcsolni (ld. 5.9.a. ábra). Ezt az R_p ellenállást úgy kell megválasztani, hogy a rajta átfolyó áram a dióda záróáramának többszöröse legyen.

Ha nagyobb áramerősségre van szükségünk, mint amennyire a rendelkezésre álló diódák terhelhetők, akkor az egyenirányítók párhuzamos kapcsolását alkalmazzák (ld. 5.9.b. ábra). Ebben az esetben a diódákkal R_s ellenállást kell sorba kapcsolni.



a.)



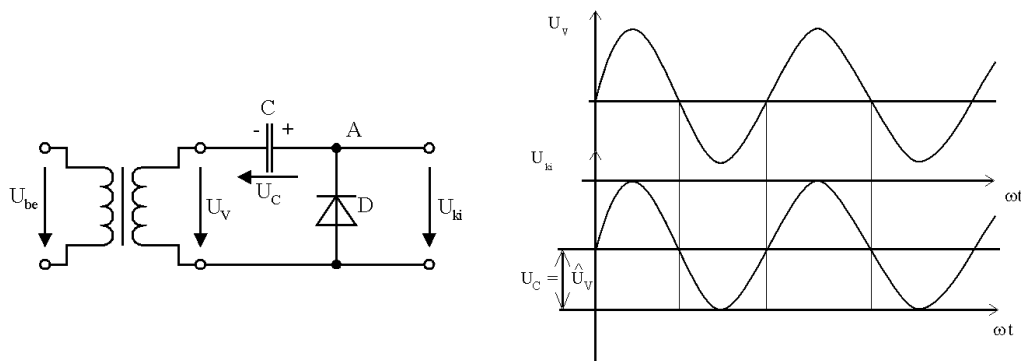
b.)

5.9. ábra

a) Soros kapcsolású egyenirányítók b) Párhuzamos kapcsolású egyenirányítók

Feszültségkétszerező kapcsolások

Nagyobb feszültségigény esetén feszültségkétszerező (-sokszorozó) kapcsolások valósíthatók meg anélkül, hogy a transzformátor szekunder tekercsét átalakítanánk. Ilyen megoldás a párhuzamos diódás feszültségkétszerező, amelynek elvi felépítése az 5.10. ábrán látható.



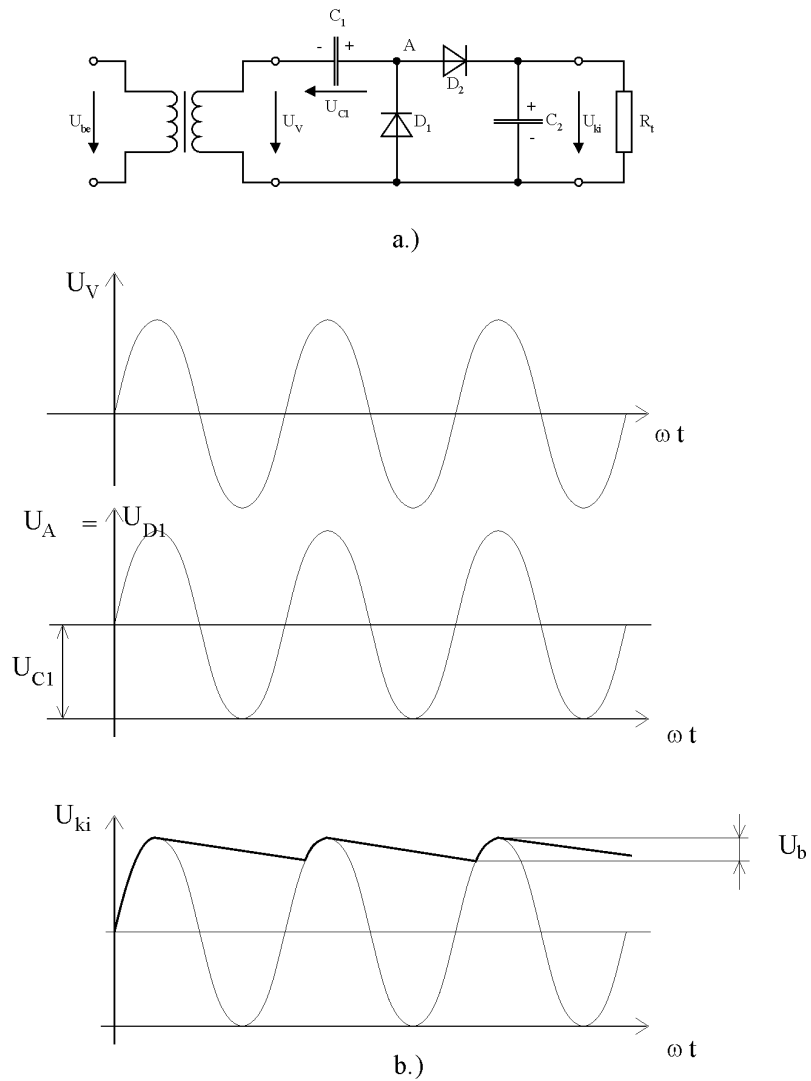
5.10. ábra

Párhuzamos diódás feszültségkétszerező kapcsolási vázlat és jelalakjai

Az ábra alapján a működés a következő: ha az R_t terhelő ellenállás végtelen nagy, akkor a C kondenzátoron az U_v váltakozó feszültség negatív félperiódusában a kondenzátor U_c feszültsége jó közelítéssel az U_v feszültség csúcserkére töltődik fel. Ezt követően az U_v pozitív félperiódusában a jel összegződik az U_c feszültséggel, vagyis kétszereződik.

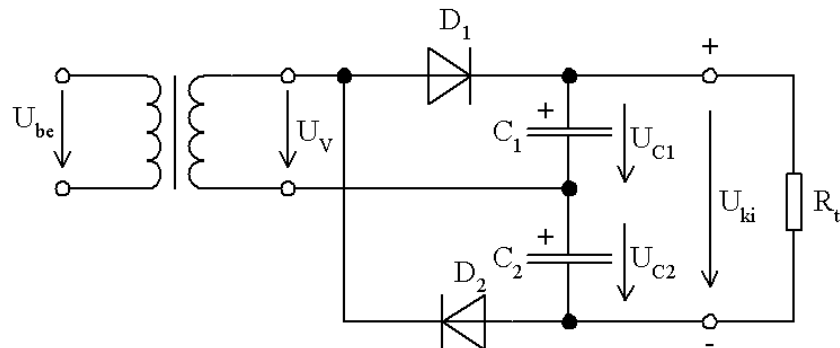
A teljes kapcsolás az 5.11. ábrán látható, ami az 5.10. ábra kapcsolásának egyutas egyenirányítóval kiegészített változata. A C_1 és C_2 kondenzátorokat a gyakorlatban azonos értékűre választják.

A feszültségkétszerező áramkörök másik alaptípusa az ún. Delon-híd. Ez lényegében két ellentétes polaritású egyutas csúcseyenirányító segítségével alakítható ki az 5.12. ábra szerint.



5.11. ábra

Egyfokozatú feszültségkétszerező kapcsolás és jelalakjai



5.12. ábra

Delon-hidas feszültségkétszerező kapcsolás

Ha az R_t terhelő ellenállás végtelen nagy, a kimeneti egyenfeszültség az U_v csúcshőfeszültség kétszerese lesz. Ez a kapcsolás azonban magán viseli az egyutas egyenirányítók hátrányait, ezért a kimeneti bűgőfeszültség értéke jelentősen növekszik a terhelés növekedésével.

A további, gyakorlatban használt feszültségsokszorozó kapcsolásokban az előzőekben tárgyalt feszültségkétszerező kapcsolásokat kombinálva is alkalmazzák.

Kérdések és feladatok az 5. fejezethez

Kérdések

1. Milyen lesz a kimeneti feszültség az 5.1. ábra egyutas egyenirányítóján, ha a diódát fordított polaritással kapcsoljuk az áramkörbe?
2. Rajzolja be az 5.1. ábrába az R_V veszteségi ellenállást! Milyen veszteségeket foglal magában ez az elem?
3. Foglalja össze a kétutas egyenirányítók előnyeit az egyutassal szemben!
4. Mi az előnye és mi a hátránya Graetz-hidas egyenirányítónak az egyszerű két diódás egyenirányítóhoz képest?
5. Mit nevezünk brumm- vagy bűgőfeszültségnek és hogyan számíthatjuk ki egyutas, ill. kétutas egyenirányító esetében?
6. Milyen jelenségek játszódnak le az egyenirányítóban a bekapcsolás pillanatában, és káros hatásuk hogyan csökkenthető?
7. Rajzolja le a pufferkondenzátoros egy- és kétutas egyenirányítókapcsolásokat, és elemezze ezek működését!
8. Nagyfeszültség egyenirányításánál a diódák mely paramétere korlátozza az alkalmazhatóságot, és hogyan növelhető a feszültség-tűrés anélkül, hogy a transzformátort megváltoztatnánk?
9. Nagyfeszültség egyenirányításánál a diódák mely paramétere korlátozza az alkalmazhatóságot, és hogyan növelhető az áram-tűrés?
10. Miért alkalmaznak az elektronikus készülékek tápegységében az egyenirányító-fokozat után stabilizátor áramkört?

Feladatok

1. Szerkesztéssel (mm-papíron vagy négyzethálós papíron) határozza meg a folyási szöget, ha az alkalmazott dióda nyitófeszültsége 1,5 V és a kimeneti feszültség félperiódusának csúcserőve 5 V. A folyási szöget fejezze ki fokban is!
2. Határozza meg a kétutas egyenirányító hatásfokát %-ban, ha a terhelő ellenállás kétszerese az R_V veszteségi ellenállásnak.
3. Számítsa ki az U_b bűgőfeszültséget hálózati egyutas egyenirányító esetében, ha 1 mA egyenáram folyik és $C = 100 \mu\text{F}$ -os kondenzátort alkalmaznak. A Θ folyási szög értéke legyen 80° .
4. Mekkora L induktivitású szűrőtekercsre van szükség kétutas egyenirányítónál, ha a be- és kimeneti bűgőfeszültség-hányadost 0,7 értékre méretezték és $330 \mu\text{F}$ -os kondenzátort alkalmaznak. Az egyenirányított áram nagyobb 20 mA-nél.
5. Kísérlelje meg megszerkeszteni az eredő áram-feszültség jelleggörbét az 5.9.a. és c. ábra kapcsolásaira, egyetlen dióda esetét véve. Elemezze, milyen hatással van a párhuzamosan, ill. a sorosan kapcsolt ellenállás a kiefeszültségű, ill. a nagyobb feszültségű tartományra. Mely esetben célszerű nagyértékű R ellenállást, ill. kicsiny értékű ellenállást alkalmazni annak figyelembe vételével, hogy az eredő jelleggörbe minél kevésbé torzuljon?

Felhasznált és ajánlott szakirodalom

1. Diószeghy Győző: Híradásipari alkatrészek I. 3. kiadás, Bp. 1993. KKMF-1152
2. Gergely István: Elektrotechnika General Press Kiadó
3. Dr. Szentiday Klára: Félvezető eszközök konstrukciója. KKVMF jegyzet, Műszaki Könyvkiadók Bp. 1983.
4. E.R. Hnatek: Integrált áramkörök gyártástechnológiája. Műszaki Könyvkiadó, Bp. 1978.
5. Dr. O. Zinke: Ellenállások kondenzátorok tekercsek. Műszaki Könyvkiadó, Bp. 1969.
6. Magyar Béla: Rádióamatőrök zsebkönyve, 3. kiadás. Műszaki Könyvkiadó, Bp. 1967.
7. F. Moeller: Elektrotechnikusok zsebkönyve, Műszaki Könyvkiadó, Bp. 1958.
8. Dr. Selmeczi-Schnöller: Villamosságtan I. és II. kötet. Műszaki Könyvkiadó, Bp. 1985
9. Takács Ferenc: Híradástechnikai alkatrészek, BME jegyzet, Tankönyvkiadó, Bp. 1964
10. SIEMENS Datenbuch 1975/76 Weichmagnetisches SIFERRIT- und SIRUFER-Material (katalógus)

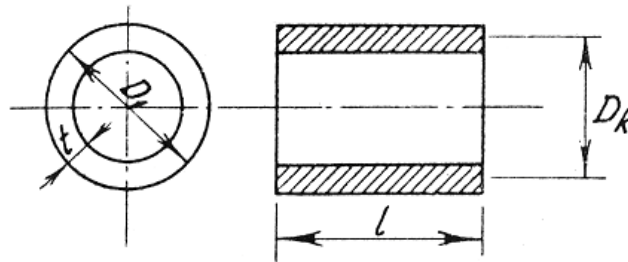
FÜGGELÉK

Ebben a fejezetben azokat a bonyolultabb képleteket és nomogramokat közöljük, amelyek segítséget nyújthatnak a példák megoldásához és a konkrét áramkörök megtervezéséhez.

Tekercsek tervezése

Képletek

$$L = K_n \mu_0 N^2 \frac{D_k^2 \pi}{4\ell} \quad (\text{F1})$$



K_n értéke egysoros tekercsnél:

$$K_n = \frac{1}{1 + 0,45 \frac{D_k}{\ell} - 0,05 \left(\frac{D_k}{\ell} \right)^2} \quad (\text{F2})$$

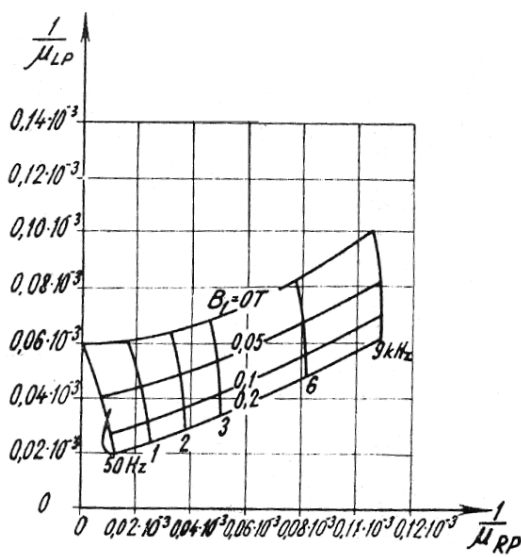
K_n értéke többsoros tekercsnél:

$$K_n = \frac{1}{1 + 0,45 \frac{D_k}{\ell} + 0,64 \frac{t}{D_k} + 0,84 \frac{t}{\ell}} \quad (\text{F3})$$

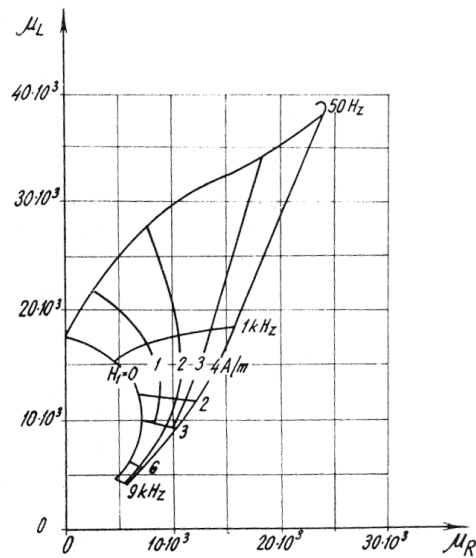
KVK-2030

A fenti képletekben D_k a közepes tekercs-átmérőt, l a tekercsek hosszát és t a tekercs-vastagságot jelenti (ld. a fenti segédábrát). N a menetszámot jelenti. A közölt képletek alapján elvégezve a számításokat, maximálisan 1...2 %-os pontosság érhető el.

Ábrák

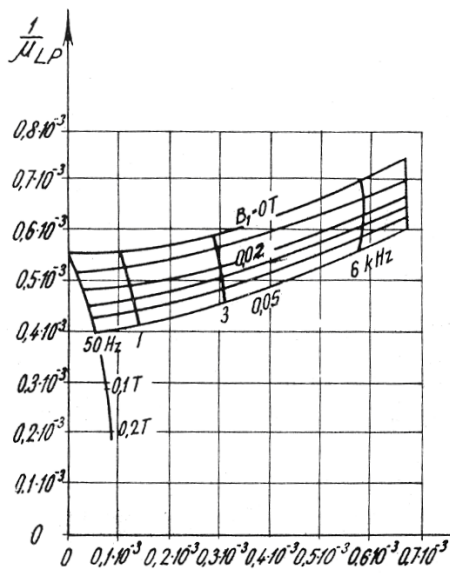


F1. ábra

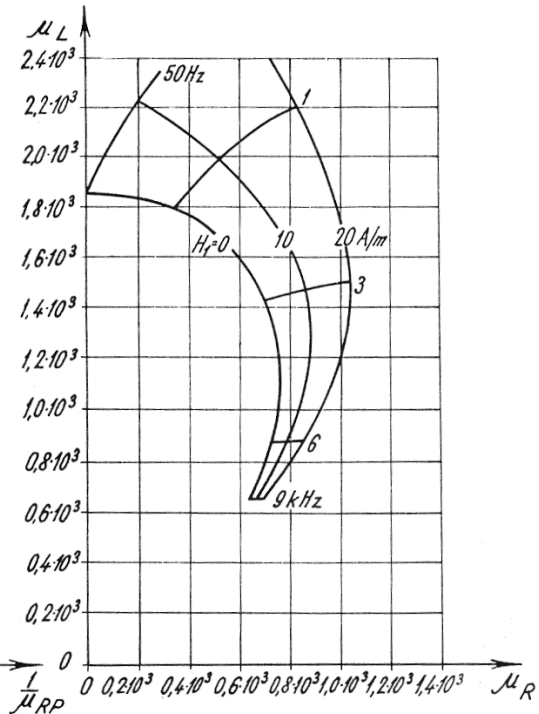


F2. ábra

A Mumetall komplex permeabilitásánál és reciprok komplex permeabilitásának görbéi a frekvencia és a mágneses térerősség, ill. az indukció függvényében (köpeny vasmag, 0,1 mm lemezvastagság)



F3. ábra



F4. ábra

Permalloy B típusú ötvözet komplex permeabilitásának és reciprokomplex permeabilitásának görbéi a frekvencia és a mágneses térerősség, ill. az indukció függvényében (köpenyvasmag, 0,35 mm lemezvastagság)

A fenti ábrákon alkalmazott jelölések a következőképpen értelmezhetők:

$$\frac{1}{\mu_{LP}} = \frac{N^2 \mu_0 \frac{A}{\ell}}{L_P}$$

KVK-2030

$$\frac{1}{\mu_{RP}} = \frac{\omega^2 \mu_0 \frac{A}{\ell}}{R_{vp}}$$

ahol $\frac{1}{\mu_{LP}}$ a reciprok permeabilitás komplex része, és $\frac{1}{\mu_{RP}}$ a reciprok

permeabilitás valós része.

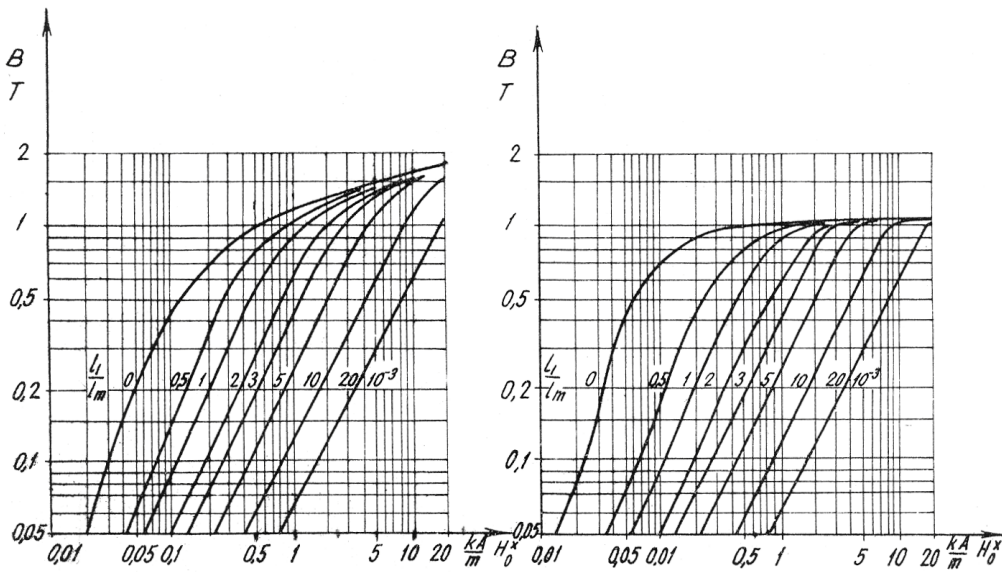
R_{vp} a párhuzamos helyettesítő képből számított vas veszteségi ellenállás

L_p a párhuzamos helyettesítő képből számított induktivitás

A a tekercs keresztmetszete és ℓ a tekercs hossza.

A B_1 mágneses indukciót Teslában adták meg és a H mágneses térerősséget

A/m-ben közlik.



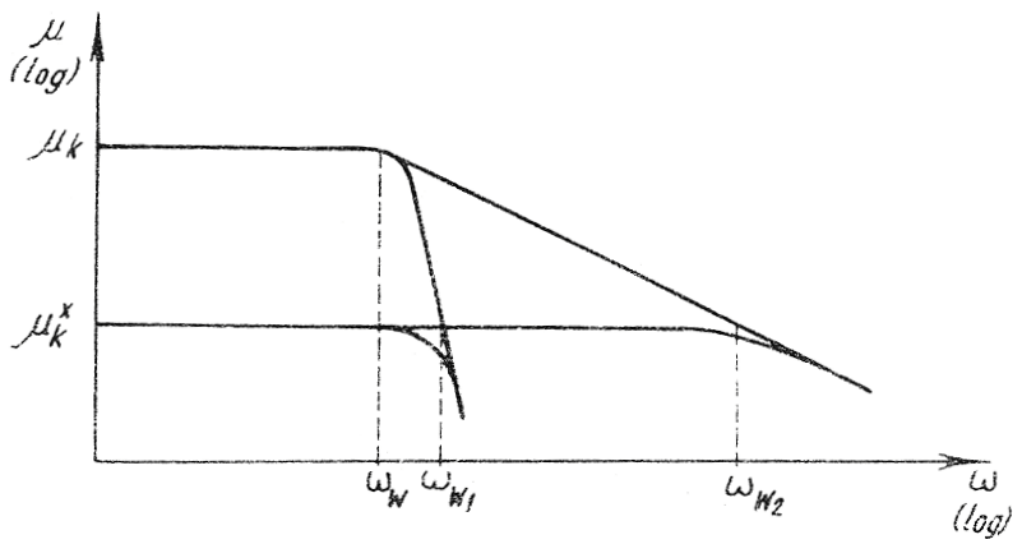
F5. ábra

F6. ábra

IV

Transzformátorvas (F5 ábra) és Permenorm 3601K1 vasanyag (F6. ábra) mágnesezési görbéje a viszonylagos légréssel paraméterezve.

A fenti ábrákon l_l jelenti a mágneses hossz nagyságát a levegőben és l_m a mágneses hossz nagyságát a vasban. H^*_0 a mágneses térerősség kiloamper/m-ben kifejezett értéke.

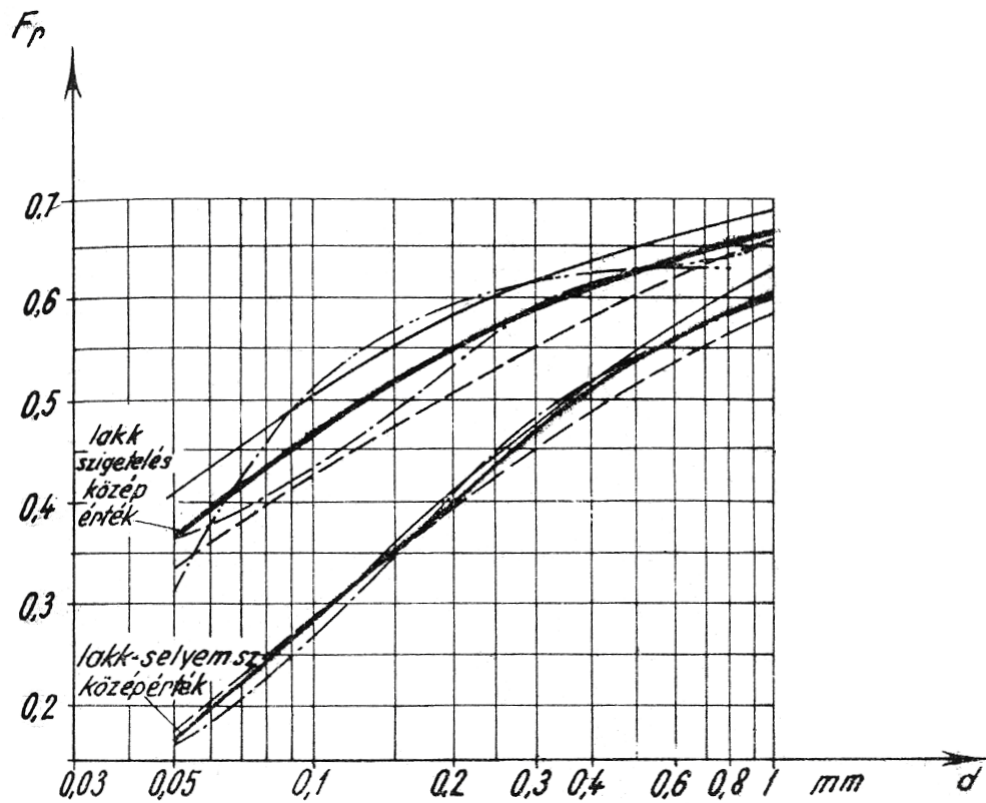


F7. ábra

A permeabilitás határfrekvenciájának növekedése a légrés következtében

A fenti ábra logaritmusos léptékben ábrázolja a μ_k kezdeti (légrés nélküli) permeabilitást és a μ^+ (légréses) permeabilitást a körfrekvencia függvényében. ω_w jelenti a légrés nélküli esetben a határfrekvenciát, míg $\omega_{w(1)}$ és $\omega_{w(2)}$ a határfrekvencia megnövekedett értékét jelöli egy átlagos vasmag esetére ($\omega_{w(1)}$) és egy olyan vasmag esetére ($\omega_{w(2)}$) amelyben a permeabilitás a határfrekvencia fölött viszonylag lassan csökken (pl. lemezelt vasmag).

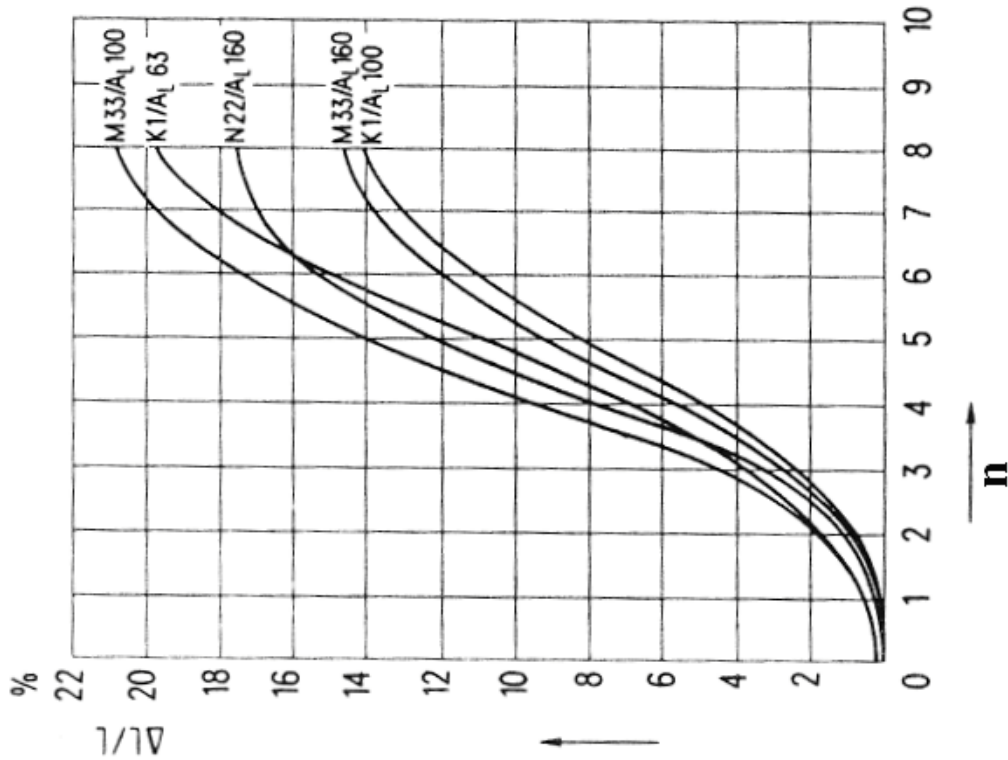
KVK-2030



F8. ábra

Különféle gyárak által megadott rézköltési tényezők a huzalátmérő függvényében lakk és selyemszigetelésű huzalokra

F_r viszonyszám, és értéke 0...1 között változhat. Amennyiben csupasz vezetékeket hézagmentesen tekercselnénk, $F_r = 1$ adódna.

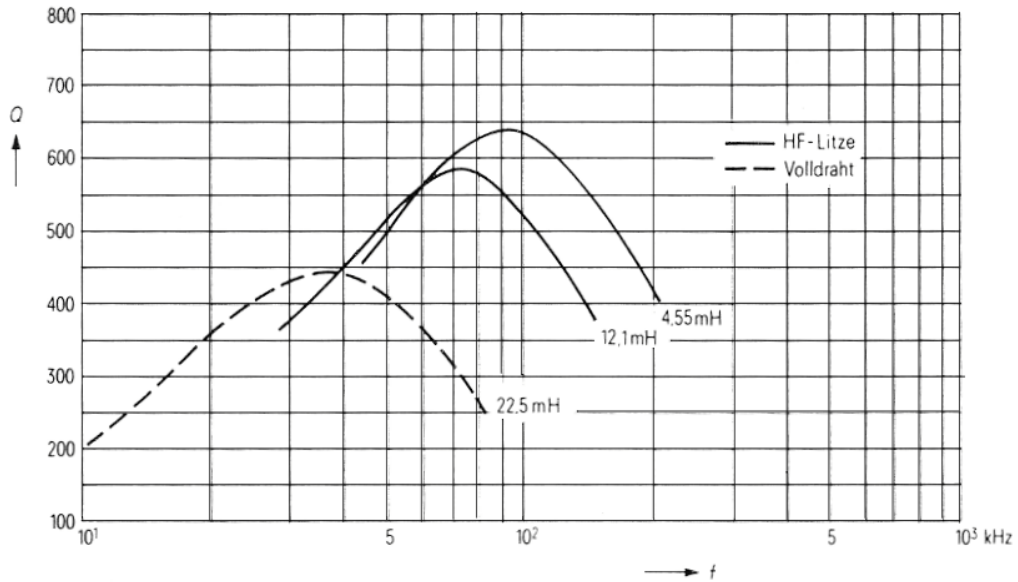


F9. ábra

Az inductívitas függése a körülfordulási menetszámtól

Az ábrán a $\Delta L/L$ relatív inductívitas %-ban kifejezett megváltozása látható a csavarmenettel ellátott vasmag körülfordulási számának (n) függvényében. A görbék paramétere különféle típuszámú vasmagokat jelöl.

KVK-2030



F10. ábra

A fenti ábra a Q jósági tényezőt ábrázolja a frekvencia függvényében RM-6 vasmag típusra, N 28 anyagra, ahol $A_L = 250$ nH, és a magban az induktivitás kisebb 2 mT. A folytonos vonallal rajzolt görbe nagyfrekvenciás (HF) litze-huzalra, míg a szaggatott görbe tömör dróra vonatkozik.