

Tartalomjegyzék

0. Előszó.....	9
I. rész. Általános elektrotechnika.....	10
1. Villamos és mágneses terek alapösszefüggései.....	11
1.1. Villamos terek	11
1.2. Mágneses terek.....	12
1.2.1. Alapfogalmak	12
1.2.2. A mágneses terek hatásai	12
2. Egyenáramú és váltakozó áramú körök törvényei.....	14
2.1. Ellenállások soros és párhuzamos kapcsolása.....	14
2.1.1. Soros kapcsolat eredő ellenállása	15
2.1.2. Párhuzamos kapcsolat eredő ellenállása	16
2.1.3. Ellenálláshálózatok eredő ellenállása.....	17
2.2. Feszültségek és áramok alakulása ellenálláshálózatokon	20
2.3. Ellenállások villamos teljesítménye	22
2.4. Ellenálláshálózatok táplálása, generátorok	22
2.5. A szuperpozíció elve	24
2.6. Egyenáramú mérések	29
2.6.1. Egyenáramú mérések műszerei	29
2.6.2. Ellenállás mérése.....	31
2.6.3. Egyenáramú mérési feladat	33
2.7. Tranziens jelenségek	37
2.7.1. Tranziens jelenségek mérése.....	47
2.8. Váltakozó áramú hálózatok, egyfázisú hálózatok	49
2.8.1. A vektorábra.....	50
2.8.2. Soros és párhuzamos rezgőkör.....	54
2.8.3. Váltakozó áramú áramkör mérése, vektorábra felvétele.....	60
3. Háromfázisú hálózatok.....	62
3.1.1. Háromfázisú hálózat és terhelés vizsgálata.....	65
4. A villamos teljesítmény	71
II. rész. Aktív eszközök	73
5. Félvezetők fizikája.....	74
5.1. Félvezetők vezetése.....	74
5.2. p-n átmenet.....	74
6. Diódák és Zener-diódák.....	76
6.1.1. Félvezető dióda jelleggörbéjének felvétele	80

6.1.2.	Zener-dióda jelleggörbájének felvétele és alkalmazása feszültség-stabilizátorként	82
7.	Egyenirányító kapcsolások és jelalakok.....	86
7.1.	Egyfázisú egyutas együtemű kapcsolás	86
7.1.1.	Egyenirányító induktív terhelése.....	86
7.2.	Egyfázisú egyutas kétütemű kapcsolás.....	88
7.3.	Egyfázisú kétutas kétütemű kapcsolás	89
7.4.	Háromfázisú egyutas háromütemű kapcsolás	89
7.5.	Háromfázisú kétutas hatütemű kapcsolás	90
7.6.	Egyenirányított jelek simítása	92
8.	Bipoláris tranzisztorok	93
8.1.	Felépítés, működési elv	93
8.2.	Bipoláris tranzisztorok alkalmazása	94
8.3.	A bipoláris tranzisztorok kapcsolóüzeme	98
8.4.	Tranzisztor $I_c - U_{ce}$ jelleggörbájének mérése	98
9.	Térvezérlésű tranzisztor felépítése, alkalmazása	101
9.1.	A térvezérlésű tranzisztor felépítése	101
10.	Logikai kapuáramkörök és tároló-áramkörök.....	102
10.1.	Logikai alapkapsolások	102
10.2.	Alapvető kapcsolások megvalósítása	102
10.3.	A kapcsolások kimenete.....	103
10.4.	A logikai kapcsolások zavartávolsága.....	104
10.5.	Tranzisztoros logikai kapcsolások, bistabil multivibrátor.....	108
11.	Bipoláris és térvezérlésű tranzisztorok erősítő üzemben.....	114
11.1.	Bipoláris tranzisztoros erősítő áramkör.....	114
11.2.	Térvezérlésű tranzisztoros erősítő áramkör.....	117
11.3.	Tranzisztoros erősítő mérések	118
11.3.1.	Tranzisztor munka-egyenesének felvétele lineáris és nem lineáris kollektor ellenállás (R_c) esetén.....	118
12.	Erősítők pozitív és negatív visszacsatolása, műveleti erősítők	121
12.1.	Erősítők tulajdonságai	121
12.2.	Erősítők visszacsatolása	121
12.3.	Műveleti erősítők.....	123
12.4.	Alapkapsolások.....	124
12.5.	Invertáló műveleti erősítő vizsgálata.....	129
13.	Elektronikus áram- és feszültséggenerátorok, tápegységek, műszerek.	138
13.1.	Áram- és feszültségmérők.....	138
13.1.1.	Lágyvasas árammérő, HLA-2	138
13.1.2.	Lágyvasas feszültségmérő, HLV-2	138
13.2.	Univerzális műszerek	139
13.2.1.	Ganzuniv 3	139
13.2.2.	Ganzuniv 2	140
13.2.3.	Digitális multiméter, Metex M3800.....	142

13.2.4.	Digitális multiméter, Metex M32700.....	143
13.3.	Teljesítménymérők.....	145
13.3.1.	Fénymutatós teljesítménymérő, FW	145
13.3.2.	Teljesítménymérő, HEWA.....	146
13.4.	Ellenállásmérés.....	147
13.4.1.	Wheaston híd, XWH	147
13.5.	Oscilloszkópok	148
13.5.1.	Az oscilloszkópokról általában.....	148
13.5.2.	A Tektronix 2205 típusú oscilloszkópja.....	151
13.6.	Jelgenerátorok	154
13.6.1.	A jelgenerátorokról általában	154
13.6.2.	A Tektronix CFG250 jelgenerátora.....	154
13.7.	Mérési kiegészítők.....	156
13.7.1.	Tápegységek.....	156
13.7.2.	Áramváltók.....	159
III. rész. Villamos gépek és berendezések		160
14. A villamos gépek.....		161
15. A transzformátor		163
15.1.	Az üresen járó transzformátor	163
15.2.	A terhelt transzformátor	166
15.3.	A transzformátor helyettesítő képe	168
15.4.	A transzformátor hatásfoka és annak mérése.	179
15.5.	Az egyfázisú transzformátorok felépítése	184
15.6.	Háromfázisú transzformátorok.....	185
15.6.1.	A háromfázisú transzformátorok felépítése	185
15.6.2.	Háromfázisú transzformátorok kapcsolása	186
15.7.	Transzformátorok párhuzamos üzeme	189
15.8.	Speciális transzformátorok.....	192
15.8.1.	Takarékkapcsolású transzformátor.....	192
15.8.2.	Toroid transzformátor	193
15.8.3.	Mérőtranszformátorok.....	193
15.8.4.	Ívhegesztő transzformátor	194
15.9.	A transzformátorok gyakorlati szerepe	196
15.9.1.	Villamos energia szállítása.....	196
15.9.2.	Leválasztó (biztonsági) transzformátorok	197
15.9.3.	Adatátviteli transzformátor	199
16. Villamos forgógépek.....		202
16.1.	Egyenáramú gépek	202
16.1.1.	Motorok.....	202
16.1.2.	Generátorok.....	208
16.1.3.	Az egyenáramú gép jellemzői	209
16.1.4.	Az armatúra visszahatás	210
16.1.5.	Egyenáramú gépek felépítése.....	213
16.1.6.	Külső gerjesztésű gép.....	214
16.1.7.	A párhuzamos gerjesztésű egyenáramú gép.....	219
16.1.8.	A soros gerjesztésű egyenáramú gép	226

16.1.9.	Egyenáramú gépek fékezése	243
17.	Az aszinkron gép	247
17.1.1.	Nyomaték kialakulása a kalickás forgórészű motoron.....	250
17.1.2.	Nyomaték kialakulása a forgórészen kialakított háromfázisú tekercselés esetén	252
17.1.3.	A többpólusú tekercselés.....	252
17.1.4.	Az aszinkron gép helyettesítő képe	254
17.1.5.	Az aszinkron gép áramvektor diagramja.....	259
17.1.6.	Az aszinkron gép indítása.	265
17.1.7.	Az aszinkron gép fordulatszám szabályozása	269
17.1.8.	Aszinkron gép generátor üzemben	273
17.1.9.	Aszinkron gépek fékezése	274
17.2.	Egyfázisú aszinkron gép.....	277
17.2.1.	Működési elv	277
18.	Szinkron gépek	283
18.1.1.	A szinkron gép helyettesítő képe	284
18.1.2.	Motor üzem	288
18.1.3.	Generátor üzem	288
19.	Kefe nélküli egyenáramú motorok	292
20.	Zárszó	294
21.	Ajánlott irodalom	295

0. ELŐSZÓ

Jegyzetünk célja a BME Közlekedésmérnöki és Járműmérnöki Karának Járműmérnöki alapszakán (és hasonló tartalommal a Közlekedésmérnöki alapszakon is) oktatott elektrotechnika-elektronika tárgy törzsanyagának lefedése.

Napjainkban a járműmérnöki szakma egyre inkább eltolódik a korábbi mechanikus megvalósítások felől az elektronikus, szabályozási alapú megvalósítások felé, ezért is elengedhetetlen, hogy a leendő járműmérnökök megismerjék az elektronikus vezérlőberendezések alapeszköz-készletét, a hajtásrendszerekben alkalmazható elektromos berendezéseket. E területet öleli fel az elektrotechnika-elektronika tárgy. Természetesen nem kerülhető meg a villamos körök alapösszefüggéseinek megismerése, és kellő szintű alkalmazásának begyakorlása sem csakúgy, mint a témakörhöz kapcsolódó műszerek és mérések megismerése sem.

Az elektrotechnika - elektronika tárgy felépítése a mérnöki alapszak célkitűzésének megfelelően gyakorlatorientált: a tárgy előadásain oktatott alapismereteket gyakorlatokon és laborgyakorlatokon lehet mélyíteni, illetve gyakorlati megvalósításra váltani az elméletben megismerteket.

A tárgy alapismereteket oktat, olyan alapismereteket, amelyek ma már egyes mérnöki szakterületek mindennapjaiba beépültek. Éppen ezért nem hivatkozunk minden egyes jegyzetrésznél irodalmakra, csak a teljes jegyzet legvégén szerepeltetünk ajánlott jegyzetlistát.

Tudjuk, hogy az elektrotechnika témakör elsajátítása nem egyszerű feladat, ezt mutatják a tantárgyat felvett hallgatók eredményei is. Reméljük, hogy jegyzetünk, amely didaktikus formában, az előadásokhoz és laborgyakorlatokhoz igazodva igyekszik az anyagot bemutatni, könnyebbé és akár még élvezetesebbé teszi e szép mérnöki terület megismerését.

I. rész

Általános elektro- technika

1. VILLAMOS ÉS MÁGNESES TEREK ALAP-ÖSSZEFÜGGÉSEI

1.1. Villamos terek

A térben elhelyezett villamos töltéssel rendelkező részecskék erőhatást gyakorolnak egymásra. Ennek az erőnek a mértékét a Coulomb törvény határozza meg, amely szerint

$$F = k * \frac{Q_1 * Q_2}{r^2} \quad (1)$$

ahol F az egyes töltésekre ható erő, Q_1 és Q_2 a két töltésre ható erő nagysága, r a töltött részecskék távolsága, k pedig a részecskéket körülvevő tér anyagától függő állandó.

A teljesség kedvéért, mielőtt továbbmennénk, jegyezzük meg, hogy a k értékét

$$k = \frac{1}{4 * \pi * \epsilon} \quad (2)$$

Az összefüggésben ϵ a vizsgált teret kitöltő anyag permittivitása. A permittivitást általában

$$\epsilon = \epsilon_0 * \epsilon_r \quad (3)$$

alakban használjuk, ahol ϵ_0 a vákuum permittivitása, és $\epsilon_0 = 8,854187817 \cdot 10^{-12} \text{ C}^2 \text{ N}^{-1} \text{ m}^{-2}$.

A következő lépésben vegyük észre azt, hogy ha az egyik részecskét jelen esetben például a Q_1 -et állandónak tekintjük, akkor a Q_1 töltéstől r távolságra elhelyezett töltésre ható erő nagysága csak a Q_2 töltés nagyságától függ, azaz a Q_1 töltés villamos erőteret hoz létre maga körül.

Ha az $F = k * \frac{Q_1 * Q_2}{r^2}$ (1) egyenletbe behelyettesítjük az

$$E = k * \frac{Q_1}{r^2} \quad (4)$$

összefüggést, akkor a villamos térre jellemző

$$F = Q * E \quad (5)$$

alakra jutunk. A következő lépésben még vegyük figyelembe azt, hogy ha erőről beszélünk, akkor soha sem elég annak csak a nagyságát felírni, azaz alkalmazzuk a $F = Q * E$ (5)

egyenlet vektoros alakját

$$\vec{F} = Q * \vec{E} \quad (6)$$

A villamos tereket erővonalakkal jellemezhetünk. Az erőterbe helyezett villamosan töltött részecskére ható erő irányát az erővonal adott pontbeli iránya, a nagyságát pedig az erővonalak sűrűsége szabja meg.

A következőkben tekintsünk el a villamos erőteret létrehozó töltésektől, és tételezzük fel, hogy van egy úgynevezett homogén erőterünk, ami annyit jelent, hogy a vizsgált térrészben egyenletes sűrűségű és párhuzamos irányú erővonalak vannak. Ha ennek a térnek bármely pontjára egy adott nagyságú töltéssel rendelkező részecskét rakunk, akkor erre a térbeli elhelyezkedésétől függetlenül adott nagyságú és irányú erő hat.

Itt szakítsuk félbe egy pillanatra a gondolatmenetet. Rendkívül fontos ugyanis leszögezni (amit tulajdonképpen mindenki tud, csak nem mindig gondol rá), hogy a fizika törvényei mindig érvényesek, és nem tehetem meg, hogy egyet-kettőt érvénytelennek tekintsek.

Miért is érdekes ez most? Azért, mert az előző bekezdésben leírtam, hogy a villamos térben lévő töltéssel rendelkező részecskére erő hat. Márpedig egy részecskére mindösszesen egy erő nem hathat büntetlenül. Tudomásul kell vennünk, hogy ha arra a részecskére csak a villamos tér által ébresztett erő hat, akkor az a részecske el fog mozdulni az adott erő irányába. (Tételezzük most fel, hogy eddig a részecskén nem mozgott.) Ha viszont valami egy erő hatására az erő irányába elmozdul, ott fizikai értelemben vett munkát végzünk, azaz a villamos erőternek munkavégző képessége, vagyis potenciálja van. Értelemszerűen számunkra mindig két pont közötti potenciálkülönbség a fontos, és belátható, hogy villamos terek esetén az adott töltésen végzett munka nagysága csak a két pont közötti potenciálkülönbségtől függ és független a töltés által a két pont között bejárt útvonalgörbétől, továbbá, hogy ez az állítás nem csak homogén villamos terekre vonatkozik.

A villamos potenciálkülönbséget nevezzük villamos feszültségnek, az adott keresztmetszeten időegység alatt áthaladó töltésmennyiséget pedig villamos áramnak. A gyakorlat szempontjából fontos eset, amikor egy villamosan vezető anyagon a vezető anyag két pontjára kötött feszültség hatására villamos áram indul. A vezető anyagra jellemző értéket, ami azt mutatja meg, hogy adott feszültség hatására mekkora áram indul, ellenállásnak hívják. A villamos feszültség mértékegysége a Volt (V), az áram mértékegysége az Amper (A) az ellenállásé pedig az Ohm (Ω).

1.2. Mágneses terek

1.2.1. Alapfogalmak

A mozgó villamos töltés, azaz az áram által átjárt vezető mágneses teret hoz létre maga körül. A mágneses teret a mágneses térerősség jellemzi. A mágneses térerősséget ugyanúgy az erővonalakkal jellemezhetjük, mint a villamos tereket. A mágneses térerősség csak a teret gerjesztő áram erősségétől függ. A mágneses terek másik jellemzője a mágneses indukció. A mágneses indukció a mágneses térerősségtől és a tér anyagára jellemző értéktől függ. A mágneses tér és az indukció közötti arányossági tényező a mágneses permeabilitás. A mágneses terek harmadik jellemzője a mágneses fluxus, ami nem más, mint az adott felületen áthaladó mágneses erővonalak száma.

1.2.2. A mágneses terek hatásai

Mágneses térbe helyezett, áram által átjárt vezetőre erő hat, az erő iránya merőleges mind a vezetőre (pontosabban az áram irányára) mind pedig a mágneses indukcióvonalakra, nagysága pedig a

$$F = B * I * l$$

összefüggéssel számítható.

A mágneses fluxus megváltozása a mágneses térbe helyezett vezetőn feszültséget indukál. A mágneses térbe helyezett 'v' sebességgel mozgó vezető esetén ez a feszültség az

$$U_i = B * l * v$$

összefüggéssel, a térbe helyezett 'N' menetszámú tekercs esetén az

$$U_i = N \frac{d\Phi}{dt}$$

összefüggéssel számítható. Az összefüggésből levezethető a következő:

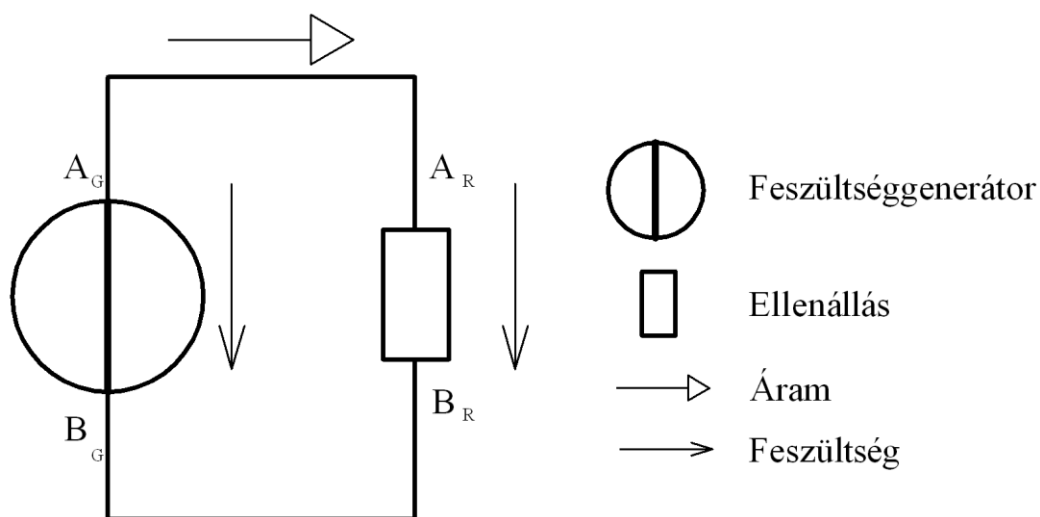
Ha egy tekercsen áram folyik, akkor az áram hatására mágneses tér gerjesztődik. Amennyiben a tekercsen folyó áram értéke megváltozik, ez a tekercs által gerjesztett fluxust is megváltoztatja. A fluxus-változás azonban olyan feszültséget indukál a tekercsben, ami ezt a változást gyengíteni igyekszik.

2. EGYENÁRAMÚ ÉS VÁLTAKOZÓ ÁRAMÚ KÖRÖK TÖRVÉNYEI

Ha egy villamosan vezető anyagból készített huzal két végére feszültséget kapcsolunk, akkor a vezetéken villamos töltésáramlás, azaz áram indul, Az áram nagysága az időegység alatt átáramló töltések mennyisége. Az áram nagysága a huzal két végére kötött feszültség (azaz 1.1 alapján a huzal két végének potenciálkülönbsége), és a huzal fizikai jellemzőinek függvénye. Jellemezzük a huzalt a villamos ellenállásával, ekkor felírhatjuk az Ohm törvényt, mely szerint

$$R = \frac{U}{I} \quad (7)$$

Tekintsük a legegyszerűbb, egyetlen feszültségforrásból és egyetlen ellenállásból felépített áramkört.

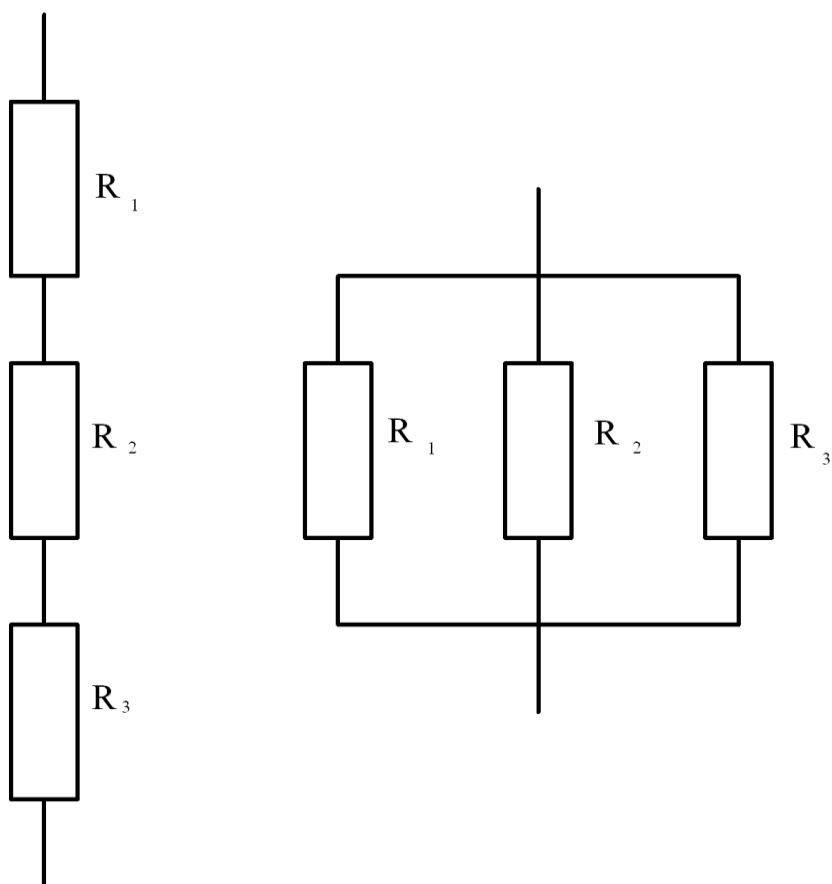


2.1. ábra

Az ábrán látható, hogy az ellenálláson a feszültség és az áram irányát azonosnak, míg a generátoron ellentétesnek tekintjük.

2.1. Ellenállások soros és párhuzamos kapcsolása

Ellenállásokat egy áramkörbe alapvetően kétféle módon köthetünk be, amint azt a következő ábra mutatja



2.2. ábra

Ha az áramkörünket vizsgálni akarjuk, akkor mindkét kapcsolást helyettesíthetjük egyetlen ellenállással. Az így kapott helyettesítő ellenállást a kapcsolás eredő ellenállásának hívjuk.

2.1.1. Soros kapcsolás eredő ellenállása

A 2.2. ábra alapján látszik, hogy a sorba kapcsolt ellenállások mindegyikén ugyanaz az áram folyik át, azaz

$$I_{R1} = I_{R2} = I_{R3} = I_e \quad (8)$$

továbbá $R = \frac{U}{I}$ (7) alapján felírható, hogy

$$\begin{aligned} U_1 &= I_e * R_1 \\ U_2 &= I_e * R_2 \\ U_3 &= I_e * R_3 \end{aligned} \quad (9)$$

valamint

$$U_e = U_1 + U_2 + U_3 \quad (10)$$

Mivel a célunk, hogy a három ellenállást egy olyan ellenállással helyettesítsük, amely a soros kapcsolással megegyezően viselkedik, ezért az eredő ellenálláson U feszültség hatására I

áramnak kell folynia. A $R = \frac{U}{I}$ (7), $I_{R1} = I_{R2} = I_{R3} = I_e$ (8), $U_1 = I_e * R_1$ (9) és $U_2 = I_e * R_2$ (9) és $U_3 = I_e * R_3$

$U_e = U_1 + U_2 + U_3$ (10) összefüggések alapján:

$$R_e = \frac{U_e}{I_e} = \frac{U_1 + U_2 + U_3}{I_e} = \frac{I_e * R_1 + I_e * R_2 + I_e * R_3}{I_e} = R_1 + R_2 + R_3 \quad (11)$$

azaz a sorosan kapcsolt ellenállások eredője az egyes ellenállások értékének az összege.

2.1.2. Párhuzamos kapcsolás eredő ellenállása

Gondolatmenetünk kísértetiesen hasonlít az előző fejezetben leírtakra, mindössze annyi a különbség, mint az a 2.2. ábrán is látszik, párhuzamosan kapcsolt ellenállások esetén az egyes

ellenállásokra jutó feszültség azonos, így a $I_{R1} = I_{R2} = I_{R3} = I_e$ (8), $U_1 = I_e * R_1$ (9) és $U_2 = I_e * R_2$ (9) és $U_3 = I_e * R_3$

$U_e = U_1 + U_2 + U_3$ (10) összefüggések helyett a

$$U_{R1} = U_{R2} = U_{R3} = U_e \quad (12)$$

$$I_1 = \frac{U_e}{R_1}$$

$$I_2 = \frac{U_e}{R_2} \quad (13)$$

$$I_3 = \frac{U_e}{R_3}$$

valamint

$$I_e = I_1 + I_2 + I_3 \quad (14)$$

összefüggések írhatók fel, amiknek alapján

$$R_e = \frac{U_e}{I_e} = \frac{U_e}{I_1 + I_2 + I_3} = \frac{U_e}{\frac{U_e}{R_1} + \frac{U_e}{R_2} + \frac{U_e}{R_3}} = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}} \quad (15)$$

ami átrendezve az

$$\frac{1}{R_e} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \quad (16)$$

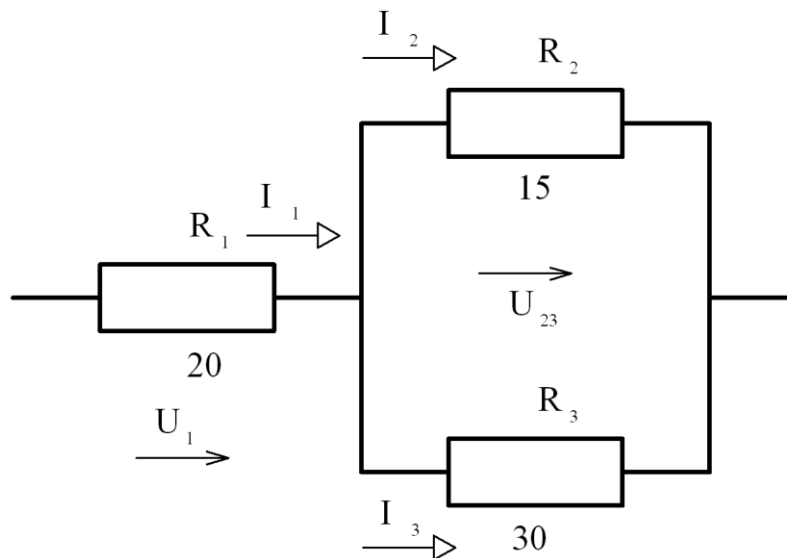
összefüggésre vezet. Párhuzamosan kapcsolt ellenállások eredőjét az úgynevezett replusz (\times) jellel jelöljük. Két ellenállás (R_1 és R_2) párhuzamos eredője az eddigiek alapján az

$$R_e = R_1 \times R_2 = \frac{R_1 * R_2}{R_1 + R_2} \quad (17)$$

összefüggéssel számítható ki.

2.1.3. Ellenálláshálózatok eredő ellenállása

Nézzük meg az eredő ellenállás számítását néhány példán. Elsőnek tekintsük az egyik legegyszerűbb esetet

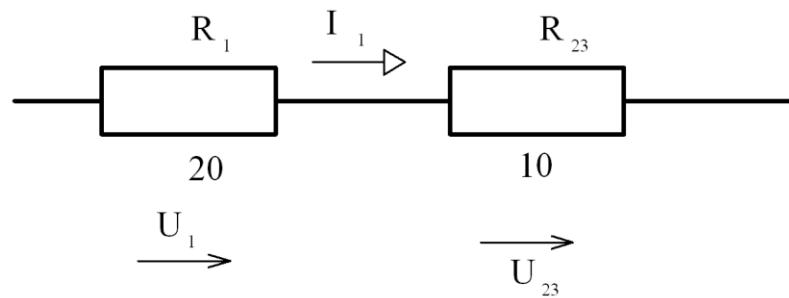


2-3. ábra

A 2-3. ábrán három ellenállás látható. Eddigi ismereteink szerint tisztán sorba illetve tisztán párhuzamosan kapcsolt ellenállások eredőjét tudjuk számolni. Láttuk azt is, hogy a tisztán sorba kapcsolt ellenállások esetén az ellenállásokon átfolyó áram megegyezik, míg a tisztán párhuzamosan kapcsolt ellenállásokon ugyanaz a feszültség esik. A 2-3. ábrán látható R_1 ellenálláson eső feszültségnek szemmel láthatóan semmi köze sem az R_2 sem pedig az R_3 ellenálláson eső feszültséghez, így az R_1 ellenállás nem szerepelhet tisztán párhuzamos kapcsolásban. Az is látható, hogy az R_1 ellenálláson átfolyó I_1 áram megoszlik a két ellenállás között, így nem beszélhetünk arról sem, hogy az R_1 ellenállás egy tisztán soros kapcsolat része lenne, tehát az ábrán szereplő ellenálláshálózat eredőjének a kiszámítását nem kezdjük az R_1 ellenállással. Nézzük meg R_2 -t. Az R_2 ellenálláson eső feszültség megegyezik az R_3 ellenálláson eső feszültséggel, azaz R_2 és R_3 egymással párhuzamosan vannak kapcsolva, így felírható, hogy

$$R_{23} = \frac{R_2 * R_3}{R_2 + R_3} = \frac{15 \Omega * 30 \Omega}{15 \Omega + 30 \Omega} = 10 \Omega$$

és a kapcsolat a következőre egyszerűsödik:



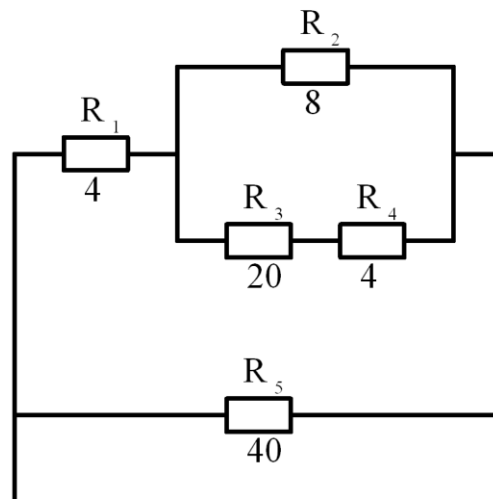
2-4. ábra

Vegyük észre, hogy a 2-4. ábrán szereplő R_{23} ellenálláson ugyanaz a feszültség esne, mint az R_2 , illetve R_3 ellenállásokon, az R_{23} -on folyó áram pedig akkor, mint az R_2 - és az R_3 -on folyó áram együttesen.

R_1 , illetve R_{23} már egy tisztán soros kapcsolást alkot, így a teljes kapcsolás eredőjeként felírható, hogy

$$R_e = R_1 + R_{23} = 20\ \Omega + 10\ \Omega = 30\ \Omega$$

Következőnek nézzünk egy kicsit bonyolultabb kapcsolást

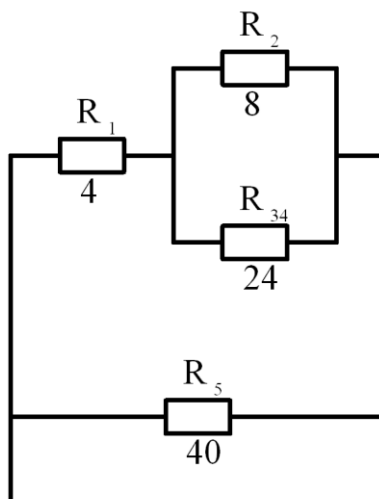


2-5. ábra

Itt is meg kell keresnünk, hogy hol találunk tisztán soros illetve párhuzamos kapcsolást, hogy lépésről lépésre egyszerűsítsük a hálózatot. Jelen esetben, anélkül, hogy külön végigvizsgál-nánk a hálózatot láthatjuk, hogy az R_3 és R_4 ellenállások tiszta soros kapcsolást alkotnak, azaz

$$R_{34} = R_3 + R_4 = 20\ \Omega + 4\ \Omega = 24\ \Omega$$

a kapcsolás pedig

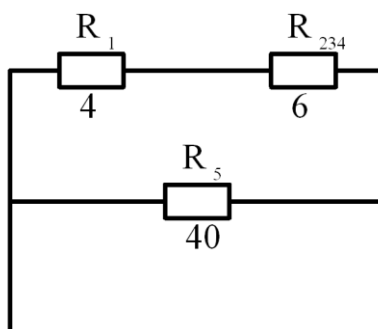


2-6. ábra

lett. Most R_2 és R_{34} tisztán párhuzamos kapcsolást alkot, így felírható, hogy

$$R_{234} = R_2 \times R_{34} = 8\Omega \times 24\Omega = \frac{8\Omega * 24\Omega}{8\Omega + 24\Omega} = 6\Omega$$

A kapcsolás pedig tovább egyszerűsödik.



2-7. ábra

Ezután egy lépésben összevonva R_1 és R_{234} sorba kapcsolt ellenállásokat megkapjuk az

$$R_{1234} = R_1 + R_{234} = 4\Omega + 6\Omega = 10\Omega$$

Az R_{1234} és R_5 ellenállások párhuzamos kapcsolásából pedig az

$$R_e = R_{1234} \times R_5 = 10\Omega \times 40\Omega = \frac{10\Omega * 40\Omega}{10\Omega + 40\Omega} = 8\Omega \text{ értéket.}$$

Vizsgáljuk most meg most soros kapcsolás esetén az egyes ellenállásokon eső feszültség, párhuzamos kapcsolás esetén pedig az egyes ellenállásokon átfolyó áram értékét. Soros kapcsolo-

$$U_1 = I_e * R_1$$

lás esetén a $U_2 = I_e * R_2$ (9) összefüggés első két egyenletét egymással elosztva az

$$U_3 = I_e * R_3$$

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{R_1}{R_2} \quad (18)$$

összefüggéshez jutunk. Általánosítva ez azt jelenti, hogy soros kapcsolásban az egyes ellenállásokon eső feszültség az ellenállások arányában oszlik meg.

$$I_1 = \frac{U_e}{R_1}$$

Hasonlóan, ha a párhuzamos kapcsolásban a $I_2 = \frac{U_e}{R_2}$ (13) összefüggés egyenleteit oszt-

$$I_3 = \frac{U_e}{R_3}$$

juk el egymással, akkor az

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{\frac{1}{R_1}}{\frac{1}{R_2}} = \frac{R_2}{R_1} \quad (19)$$

összefüggésre jutunk, azaz a párhuzamosan kapcsolt ellenállásokon átfolyó áram aránya az ellenállások értékével fordítottan arányos.

Mielőtt továbblépnénk, rögzítsünk két fontos tényt, amit már eddig is használtunk, de sehol nem beszéltünk róla pedig nagyon fontos. Soros kapcsolásnál azt mondtuk, hogy az egyes ellenállásokon átfolyó áram ugyanakkora, párhuzamos kapcsolás esetén pedig azt állítottuk, hogy a kapcsolás eredő árama megegyezik az egyes ellenállásokon átfolyó áram összegével. Ez általánosságban azt mutatja, hogy egy csomópontba mindig ugyanannyi áram folyik be, mint amennyi onnan kifolyik, azaz egzakt megfogalmazásban egy csomópontba befolyó áramok előjeles összege mindig zérus. Ezt a törvényt Kirchoff csomóponti törvénynek hívjuk.

Ugyanígy felírható az is, hogy egy zárt vezetőhurok mentén az egyes elemeken eső feszültség előjeles összege zérus. Ez Kirchoff huroktörvénye.

2.2. Feszültségek és áramok alakulása ellenálláshálózatokon

Most vizsgáljuk meg, hogyan alakulnak a 2-5. ábra egyes ellenállásain eső feszültségek, illetve az ellenállásokon átfolyó áramok, ha a kapcsolás sarkaira 40V feszültséget kötök.

Az egyes feszültség és áramértékek kiszámolásánál pont fordított sorrendben járom végig a lépéseket, mint az eredő ellenállás kiszámításánál tettem. A kapcsolás eredő ellenállása $R_e = 8\Omega$ volt. Ez azt jelenti, hogy az egész kapcsoláson

$$I_e = \frac{U}{R_e} = \frac{40V}{8\Omega} = 5A$$

áram folyik. Emlékezzünk vissza, hogy az eredő ellenállás kiszámításának utolsó lépése az volt, amikor R_5 és R_{1234} párhuzamos eredőjét képeztük. Ennek megfelelően felírhatjuk, hogy

$$\frac{I_5}{I_{1234}} = \frac{R_{1234}}{R_5} = \frac{10\Omega}{40\Omega}$$

továbbá hogy

$$I_e = I_5 + I_{1234}$$

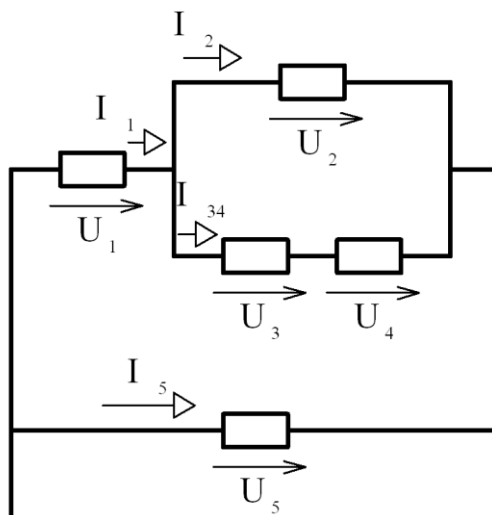
A fentiek alapján I_5 értéke 1A-re, I_{1234} értéke pedig 4A-re adódik.

Lépjünk tovább. R_{1234} értékét R_1 és R_{234} soros eredőjéből kaptuk meg. Ez azt jelenti, hogy az I_{1234} áram teljes egészében átfolyik az R_1 ellenálláson, azaz $I_1 = I_{1234} = 4A$. Mint már tárgyalt-

tuk, az Ohm törvényre mindig lehet számítani, ezért nyugodtan felírhatjuk, hogy az R_1 ellenálláson eső feszültség $U_1 = I_1 * R_1 = 4 A * 4 \Omega = 16 V$

A következő lépés R_{234} szétbontása R_2 és R_{34} -re és I_{234} (ami ugyebár megegyezik I_{234} -gyel) szétbontása I_2 -re és I_{34} -re. Itt is alkalmazzuk az áramosztó összefüggést, azaz $\frac{I_2}{I_{34}} = \frac{R_{34}}{R_2} = \frac{8 \Omega}{24 \Omega}$ valamint $I_{234} = I_2 + I_{34} = 4 A$. Így I_2 -re 3A I_{34} -re pedig 1A adódik. I_2 ismeretében kiszámíthatjuk U_2 -t ami így 24V értékű lesz. Már csak az R_3 és R_4 ellenállás van hátra. Mivel ezek egymással sorba vannak kötve, ezért felírható, hogy $I_3 = I_4 = I_{34} = 1 A$ és ennek megfelelően $U_3 = I_3 * R_3 = 1 A * 20 \Omega = 20 V$ valamint $U_4 = I_4 * R_4 = 1 A * 4 \Omega = 4 V$

A teljesség kedvéért nézzük meg ezen a hálózaton a Kirchoff törvények teljesülését. Rajzoljuk fel újra az ábrát, de az áttekinthetőség kedvéért hagyjuk ki belőle az ellenállások nevének és értékének a jelölését, viszont rajzoljuk be az egyes ágakban folyó áramot és az egyes ellenállásokon eső feszültséget, valamint nevezzük el a csomópontokat 'A'-tól 'E'-ig.



2-8. ábra

A csomóponti törvények teljesülésével különösebben nem kell foglalkoznunk, hiszen mind az 'A' mind pedig a 'B' csomópont esetén abból indultunk ki, hogy a csomópontba befolyó áram oszlik meg a két kifolyó áram között. Egyértelmű, hogy a 'C' és 'D' csomópontokban a helyzet ezzel analóg lesz, csak itt az egyes ágakból kifolyó áramok összege adja meg a közös ágba befolyó áram összegét.

Nézzük most meg a huroktörvény teljesülését. A 2-8. ábrán összesen hat zárt hurkot vehetünk figyelembe (egy hurok akkor zárt, ha a kezdő és végpontja megegyezik). Ezek az 'A'-'B'-'F'-'G'-'A', az 'A'-'B'-'C'-'E'-'F'-'G'-'A' (itt a felső párhuzamos kapcsolás felső ágán megyünk végig), az 'A'-'B'-'C'-'D'-'E'-'F'-'G'-'A' (itt a felső párhuzamos kapcsolás alsó ágán megyünk végig), a 'B'-'C'-'E'-'F'-'B', a 'B'-'C'-'D'-'E'-'F'-'B' valamint a 'C'-'D'-'E'-'C' hurkok. Természetesen nincs értelme mind a hatot végignézni, bármikor ellenőrizhető, hogy a huroktörvény valóban teljesül mindegyikre, pusztán a szemléltetés kedvéért ellenőrizzük le a legrövidebb ('C'-'D'-'E'-'C') valamint a leghosszabb ('A'-'B'-'C'-'D'-'E'-'F'-'G'-'A') hurkot. Az ellenőrzésnél semmiképpen sem felejtkezhetünk el arról, hogy a Kirchoff huroktörvény a zárt hurkon belüli feszültségek előjel helyes összegéről beszél, ahol az előjel azt mutatja meg, hogy a feszültség iránya a hurok körüljárási irányával megegyező-e. Szemléletesen a 'C' és 'D' pont között levő korábban R_3 -nak nevezett ellenálláson is balról jobbra mutat a feszültség és a 'C' és 'E' pontok között levő, korábban R_2 -vel jelölt ellenálláson is balról

jobbra mutat a feszültség, a Kirchoff huroktörvény alkalmazásánál azonban ezek a feszültségek ellentétes előjelűek, hiszen 'C'-'D'-'E'-'C' körüljárás esetén az R_3 -on eső feszültség és a 'C'-'D' irány megegyezik az R_2 -n eső feszültség irányával és az 'E'-'C' irány pedig éppen ellentétes lesz.

A fentiek tükrében a 'C'-'D'-'E'-'C' hurokban a feszültségek előjeles összege $U_3 + U_4 - U_2 = 20V + 4V - 24V = 0$ az 'A'-'B'-'C'-'D'-'E'-'F'-'G' hurokban pedig $0V + 16V + 20V + 4V + 0V - 40V = 0V$. (Ennél a huroknál vegyük figyelembe, hogy az 'A'-'B' illetve az 'F'-'G' pontok között nincs feszültségesés.)

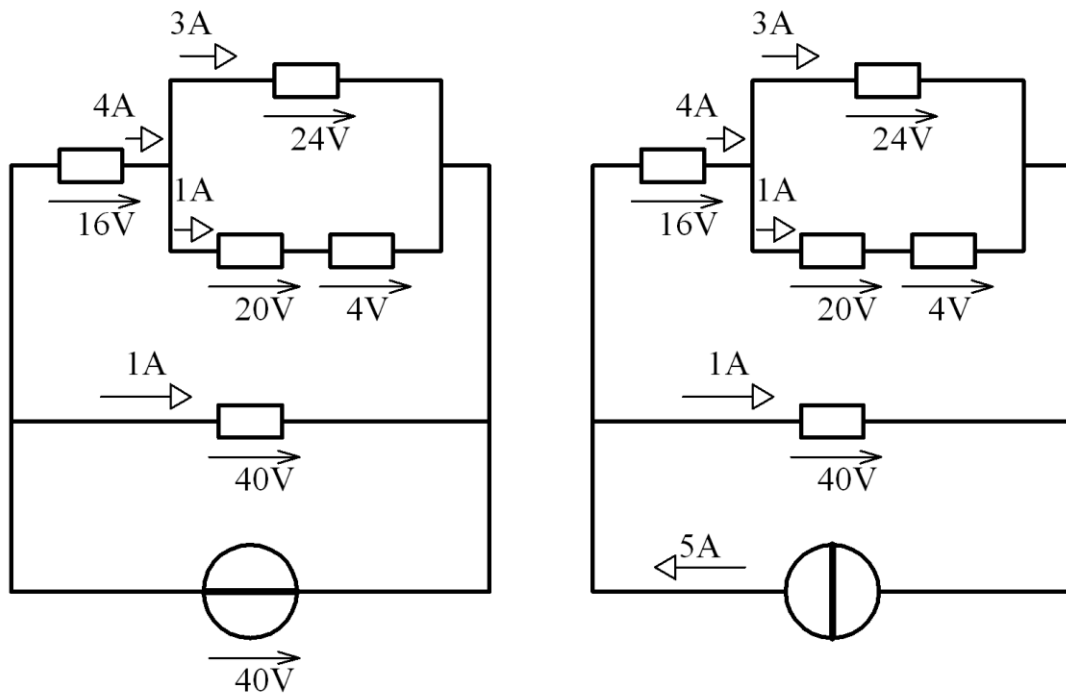
2.3. Ellenállások villamos teljesítménye

Elevenítsünk fel néhány alapfogalmat. A villamos feszültség nem más, mint két pont villamos potenciáljának, azaz munkavégző képességének különbsége, a villamos áram pedig nem más, mint egy vezetőn időegység alatt átáramló töltésmennyiség. Ennek megfelelően, ha két eltérő potenciálú hely között töltésáramlás indul el az valamilyen teljesítményt ébreszt. A gyakorlatban például ha az előbb említett hálózaton 40V feszültség hatására 5A áram folyik, akkor az ellenálláshálózaton összesen $40V \cdot 5A = 200$ W teljesítmény ébred, ami ellenállások esetén azt jelenti, hogy az ellenálláshálózat összesen 200W teljesítménnyel fűti a környezetét.

2.4. Ellenálláshálózatok táplálása, generátorok

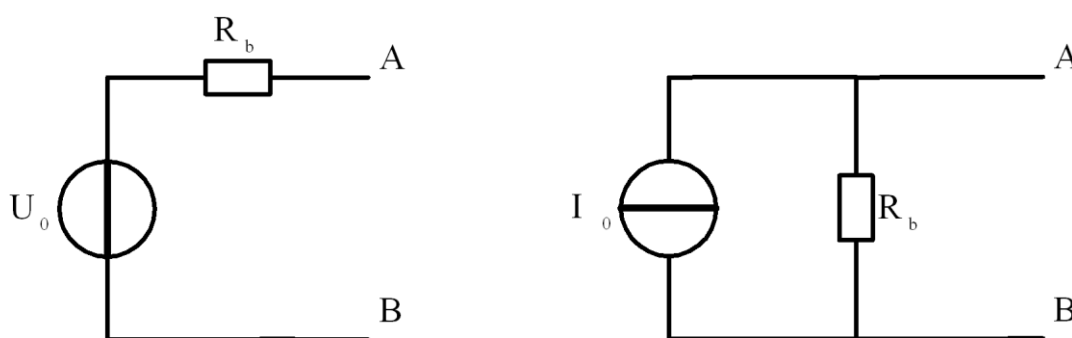
Az előző példában elegánsan csak annyit mondtunk, hogy az 'A' és a 'F' pontok között 40V feszültség van, és nem törődtünk azzal, hogy honnan. Nagyon sokat most sem törjük a fejünket a kérdésen, egyszerűen azt mondjuk, hogy az 'A' és 'F' pontok közé egy feszültséggenerátornak nevezett elemet kötünk, ami körülményektől függetlenül 40V feszültséget szolgáltat. Mivel a mérnöki gondolkodás egyik lényeges eleme, hogy elválasszuk a tevékenységünkhöz szükséges fontos és lényegtelen információkat, így a generátorok mibenlétét itt le is zárhatjuk. Teljesen mindegy, hogy az adott 40V feszültséget a Paksi Atomerőmű szolgáltatja egy beteg pillanatában, vagy egy túltöltött Lítium-Polimer akkumulátor, a dolog lényege, hogy az adott pillanatban az adott helyen ott van a feszültség. Amúgy azt a feszültséggenerátort, amelyik minden körülmények között állandó feszültséget szolgáltat, ideális feszültséggenerátornak hívjuk.

Most vegyük elő ismét a 2-5. ábra hálózatát. A hálózatban szereplő egyes ellenállásokon eső feszültségeket és az ellenállásokon folyó áramokat úgy számoltuk ki, hogy feltételeztük, hogy a táplálási pontokra 40V feszültséget kapcsolunk. Emlékezzünk vissza, hogy ennek a 40V-nak a hatására a teljes áramkörben összesen 5A áram indult meg. Emlékezzünk arra is, hogy az ellenállásokon folyó áram és az ellenállásokon eső feszültség kiszámításánál már ez az 5A volt a kiinduló pont. Ebben a pillanatban felmerül a kérdés, hogy érdekes-e, hogy a hálózat betáplálási pontjai közé egy 40V feszültséget szolgáltató feszültséggenerátort, vagy egy 5A áramot szolgáltató áramgenerátort kapcsolok. A válasz egyértelmű: nem. Ennek bizonyítására rajzoljuk fel áramkörünket úgy, hogy a táplálási pontjaira a feszültség illetve az áramgenerátort kötjük, és látható, hogy az egyes ellenállások feszültség- és áramviszonyai nem változnak



2-9. ábra

Láttuk, hogy az ellenálláshálózatunk 200W teljesítménnyel fűti a környezetét. Mivel a fizika törvényei továbbra is igazak, így az energiamegmaradás törvényének is igaznak kell lennie, azaz generátorunk ezt a 200W teljesítményt valahonnan felveszi (kémiai folyamat által keltett energia akkumulátor esetén, fotovoltaikus energia napelem esetén, mechanikai energia generátor esetén). Ideális esetben a generátor (akár feszültség, akár áramgenerátorról beszélünk) éppen azt a 200W teljesítményt veszi fel, mint amit lead, azaz a hatásfoka 100% . A valóságban minden átalakítás veszteséggel jár. Ezt a veszteséget modellezhetjük egy, feszültséggenerátor esetén a generátorral sorba, áramgenerátor esetén a generátorral párhuzamosan kötött ellenállással, miként a következő ábra mutatja.



2-10. ábra

Az ábrán az ideális feszültséggenerátor feszültsége U_0 , ez a generátor üresjárású feszültsége, hiszen, ha a generátor kapcsaira nem kötünk semmit, akkor az R_b ellenálláson nem folyik áram. Mivel az Ohm törvény mindig igaz, akkor is, ha nem folyik az ellenálláson áram, így az R_b ellenálláson nem esik feszültség, azaz a teljes U_0 feszültség megjelenik a generátor kapcsain. A feszültséggenerátorunk rövidzárási árama éppen U_0/R_b , hiszen rövidzárársban a valóságos generátor két pontja (az ábrán 'A' és 'B' pontok) között nem esik feszültség, azaz a Kirchoff

huroktörvénynek megfelelően R_b ellenálláson a teljes U_0 feszültség esik, és ezután már csak az Ohm törvényt kell alkalmaznunk.

Ugyancsak a 2-10. ábra alapján határozhatjuk meg az áramgenerátor jellemzőit. Az áramgenerátor üresjárási feszültsége éppen $I_0 \cdot R_b$ lesz, hiszen ha ennek a generátornak a sarkaira nem kapcsolunk semmit, akkor az ideális áramgenerátor I_0 árama teljes egészében az R_b ellenálláson folyik keresztül. (Emlékezzünk rá, hogy az ideális áramgenerátor minden körülmények között I_0 áramot generál). Ugyanennek a valós generátornak a rövidzárási árama éppen I_0 lesz, hiszen ha az 'A' és 'B' pontok közé egy 0 ellenállású vezetőt kötök, akkor az áramnak esze ágában sem lesz R_b -n keresztülfolyni, a teljes áram a rövidzáron folyik át. Belátható, hogy a hálózat szempontjából mindegy hogy egy U_0 üresjárás feszültséggel és I_{rz} rövidzárási árammal jellemezhető feszültséggenerátort, vagy egy ugyanilyen paraméterű áramgenerátort használunk-e. Összefoglalva egy U_0 üresjárás feszültséggel és R_b belső ellenállással jellemzett feszültséggenerátort bármikor helyettesíthetünk egy U_0/R_b rövidzárási árammal és R_b ellenállással jellemzett áramgenerátorral, továbbá, hogy mindkét generátor belső ellenállását meghatározhatom úgy, hogy az üresjárás feszültségét és a rövidzárási áramát elosztom egymással.

2.5. A szuperpozíció elve

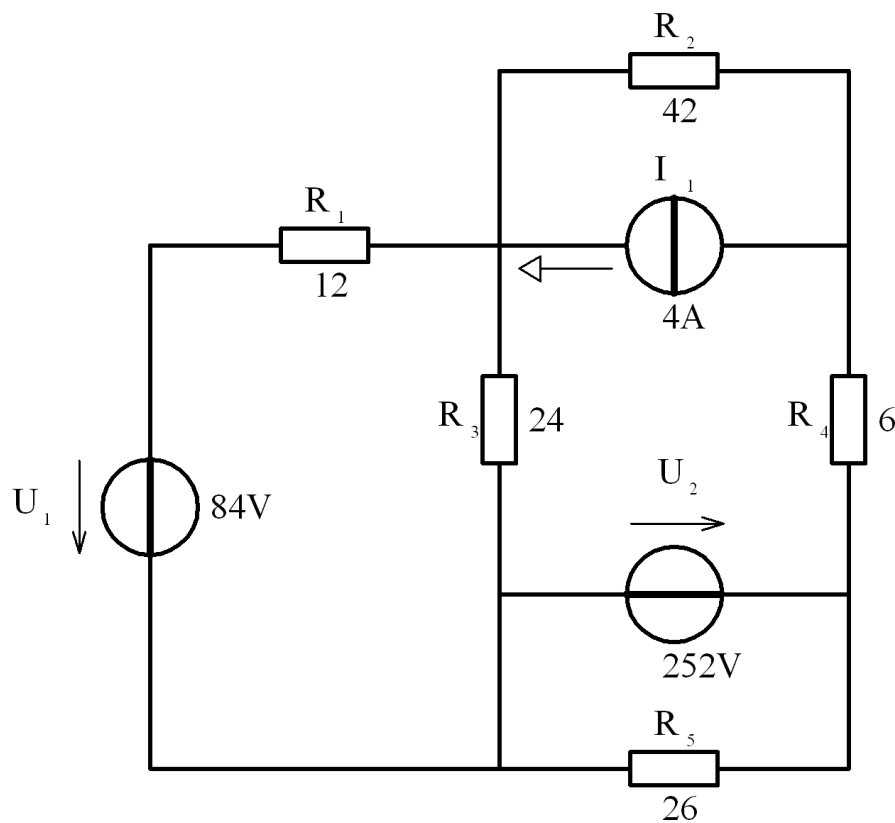
Előfordulhat, hogy az általunk vizsgált hálózatban több feszültség illetve áramforrás van. (legkézenfekvőbb példa erre a gépkocsi, ahol mind akkumulátor, mind pedig generátor szolgál a villamos energia igények ellátására)

Ekkor megoldás lehet, hogy a hálózatra megfelelő számú, egymástól független, a Kirchoff törvényeknek megfelelő egyenletet írok fel és az egyenletrendszer megoldásából határozom meg az egyes elemek feszültség és áramviszonyait. A hátránya ennek a módszernek, hogy aránylag egyszerű hálózat esetén is több egyenletből álló egyenletrendszert kell megoldanunk, és általában gyakorlatot igényel a megfelelő független egyenlet felírása is.

Másik lehetőségünk az úgynevezett szuperpozíció elvének az alkalmazása, amikor az áramkörünkben egyszerre csak egy generátort veszünk figyelembe, a többit elhagyjuk, kiszámoljuk az egyes ellenállásokon eső feszültséget illetve áramot (csak megjegyzésként, miután az Ohm törvény még mindig igaz, ha akár a feszültséget akár pedig az áramot ismerjük, a másik mennyiség már adódik). Mikor ez megtörtént, az első generátort hagyjuk figyelmen kívül, és elvégezzük a számolást a másodikkra illetve ha van a harmadikkra, és így tovább. Miután minden generátorra elvégeztük a számításokat, egyszerűen előjelhelyesen összeadjuk az egyes ellenállásokon eső feszültségeket vagy az ellenállásokon folyó áramokat, és készen vagyunk.

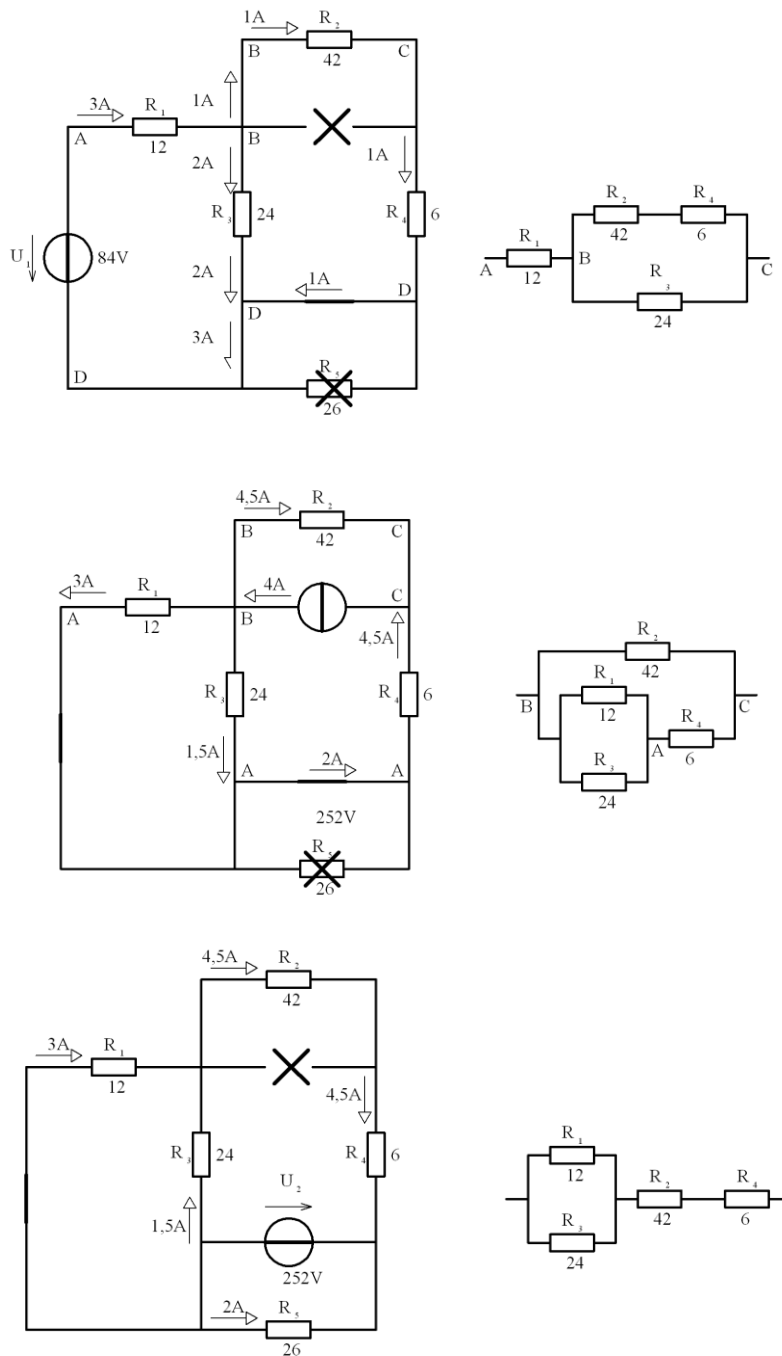
Mielőtt az elvet egy gyakorlati példán megmutatnánk, gondoljuk végig, hogy mit jelent a generátorok elhagyása. A szuperpozíció lényege, hogy ellenálláshálózat esetén az egyes generátorok hatása az áramköri elemeken összeadódik. Ha ez az áramköri elem egy U_0 feszültségű feszültséggenerátor, akkor az áramkörömben azon a helyen, ahol ez a generátor van, a többi generátor hatására nem eshet feszültség. Ez csak akkor biztosítható, ha a feszültséggenerátort rövidzárral helyettesítjük. Ugyanígy ha áramgenerátor hagyok el, akkor az áramkörnek ezen a helyén nem folyhat áram, azaz az áramgenerátor szakadással kell helyettesítenem.

Nézzünk most egy példát. Tekintsük a következő ábrán látható hálózatot.



2-11. ábra

A szuperpozíció alkalmazásakor először a 84V feszültségű generátort hagyjuk a hálózatban, az áramgenerátort szakadással a 252V feszültségű feszültséggenerátort rövidzárral helyettesítjük. Az így kapott áramkört a 2-12. ábra I. része mutatja. A következő lépésben meghatározzuk az ellenálláshálózat eredő ellenállását. A jobb áttekinthetőség kedvéért rajzoljuk át kicsit a hálózatot, ehhez jelöljük meg az egyes ellenállások végpontjait, úgy, hogy az azonos potenciálban levő pontok azonos betűjelet kapjanak. Érdekességképpen vegyük észre, hogy az R_5 ellenállás párhuzamosan volt kötve a 252V feszültségű feszültséggenerátorral, így ebben a hálózatban nincs szerepe, nem kell vele foglalkoznunk. (Ugyanez lesz a helyzet akkor, amikor az áramgenerátort hagyjuk bent a körben. A jelölések alapján felrajzolható a kapcsoláshoz tartozó ellenálláshálózat és meghatározható az eredő ellenállás. Ismétlésképpen nézzük meg az eredő ellenállás számítását.



2-12. ábra

Az R_2 és R_4 ellenállások soros kapcsolást képeznek, így

$$R_{24} = R_2 + R_4 = 42 \Omega + 6 \Omega = 48 \Omega .$$

Ezután R_{24} és R_3 párhuzamos eredőjét tudjuk kiszámolni.

$$R_{234} = R_{24} \times R_3 = 48 \Omega \times 24 \Omega = \frac{48 \Omega \cdot 24 \Omega}{48 \Omega + 24 \Omega} = 16 \Omega$$

Végül pedig R_1 és R_{234} soros eredője következik

$$R_e = R_1 + R_{234} = 12 \Omega + 16 \Omega = 28 \Omega .$$

Mivel a teljes hálózat eredő ellenállása 28Ω így a $84V$ feszültségű generátor

$$I_e = \frac{U}{R_e} = \frac{84V}{28\Omega} = 3A \text{ áramot hajt át a teljes hálózaton. Ez a } 3A \text{ teljes egészében átfolyik } R_1-$$

en, majd R_{24} és R_3 arányában megoszlik a hálózat két ágán. Az áramosztó összefüggés alapján R_3 ellenálláson folyik $2A$ míg R_2 és R_4 ellenálláson $1A$.

Rendkívül fontos, hogy az ábrán megjelöltük az áramirányokat is.

A továbbiakban kicsit nagyobb lépésekben haladunk. Ha az áramgenerátort vesszük figyelembe, akkor az ábrán látható ellenálláshálózatot kapjuk. Vegyük észre, hogy az azonos potenciálú pontok jelölése más, mint az előbbi esetben, ugyanis ehhez a generátorhoz más hálózat tartozik. Az eredő ellenállás számítása

$$R_{13} = R_1 \times R_3 = 12\Omega \times 24\Omega = 8\Omega ,$$

$$R_{134} = R_{13} + R_4 = 8\Omega + 6\Omega = 14\Omega ,$$

$$R_e = R_{134} \times R_2 = 14\Omega \times 42\Omega = 10,5\Omega.$$

Az áramgenerátor árama R_{134} és R_2 fordított arányában oszlik meg, R_2 -n $1A$ R_4 -en $3A$ folyik. A $3A$ R_1 és R_3 között ugyancsak az ellenállásokkal fordított arányban oszlik meg, így R_1 árama $2A$ míg R_3 árama $1A$.

Illesszük be a hálózatba a $252V$ feszültségű generátort és hagyjuk el a szuperpozíció szabályainak megfelelően a máik kettőt. Az ellenálláshálózatunk eredője:

$$R_{13} = R_1 \times R_3 = 12\Omega \times 24\Omega = 8\Omega ,$$

$$R_{1234} = R_{13} + R_2 + R_4 = 8\Omega + 42\Omega + 6\Omega = 56\Omega ,$$

$$R_e = R_{1234} \times R_5 = 56\Omega \times 108\Omega = 8\Omega ,$$

Látható, hogy az R_5 ellenállás közvetlenül a feszültséggenerátorra van kötve, így annak mind a feszültsége ($252V$) mind pedig az árama ($\frac{252V}{126\Omega} = 2A$) közvetlenül meghatározható, így a továbbiakban csak az R_{1234} ellenálláshálózattal foglalkozunk. Ennek a hálózatrésznek az ellenállása 56Ω , a hálózatrész árama $I_e = \frac{252V}{56\Omega} = 4,5A$ ami keresztülfolyik R_2 -n és R_4 -en, majd megoszlik R_1 és R_3 között.

A kiszámított értékeket és a 2-12. ábrán jelölt irányokat figyelembe véve

Szemlélet alapján belátható, hogy ha erre a két hurokra teljesült a Kirchoff féle huroktörvény, akkor bármelyik zárt hurkot vizsgáljuk a hálózatban, akkor is ugyanezt az eredményt kapjuk.

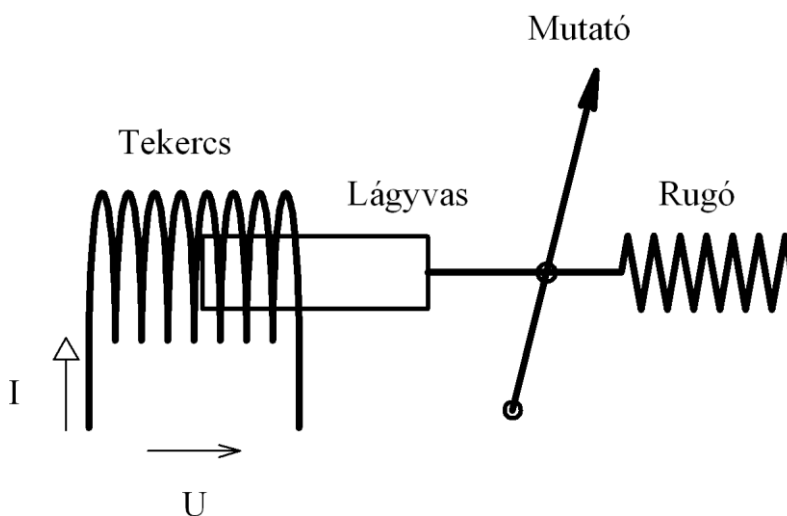
2.6. Egyenáramú mérések

2.6.1. Egyenáramú mérések műszerei

Egyenáramú méréseknél a feszültség, az áram illetve az ellenállás méréséről beszélünk. A gyakorlatban ellenállás mérését feszültség és árammérésre, vagy pedig ismert ellenálláshoz való hasonlításra vezetjük vissza. A feszültség és árammérésre alkalmas műszereket, mint általában a műszereket alapvetően feloszthatjuk hagyományos, analóg illetve digitális működésű műszerekre. Először foglalkozunk az analóg műszerekkel. Az analóg feszültség illetve árammérő eszközöket két nagy csoportra osztjuk, az úgynevezett lágyvasas illetve az úgynevezett Deprez-műszerekre. Mindkét csoport azon az elven alapul, hogy az áram által járt vezető mágneses teret hoz létre.

2.6.1.1. Lágyvasas műszerek

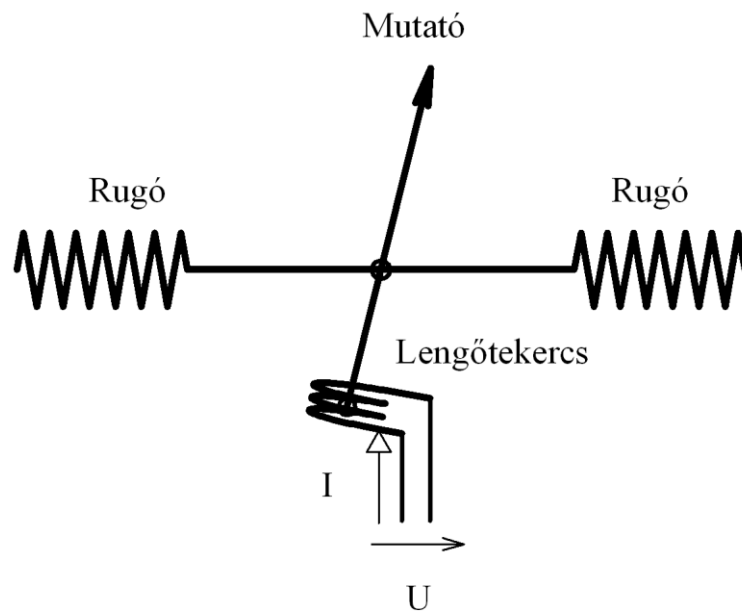
Lágyvasas műszerek esetén egy tekercs kapcsaira feszültséget kapcsolunk, aminek hatására a tekercsben áram indul. A tekercsben folyó áram mágneses teret gerjeszt, és ez a mágneses tér a műszer mutatójához kötött vasmagot egy rugó ellenében a tekercs belsejébe húzza, amint ez a 2-14. ábrán látható.



2-14. ábra

2.6.1.2. Deprez-műszerek

Ez a műszer egy állandó mágneset tartalmaz, ami egy statikus mágneses mezőt hoz létre. A műszer mutatóját rögzítjük egy tengely körül elfordulni képes tekercshez (úgynevezett lengőtekercs). Amikor a lengőtekercsben áram folyik át, akkor ez is egy mágneses mezőt gerjeszt, aminek hatására (az állandó mágnes mágneses mezejének és a tekercs mágneses mezejének kölcsönhatása miatt) a műszer mutatója kitér.

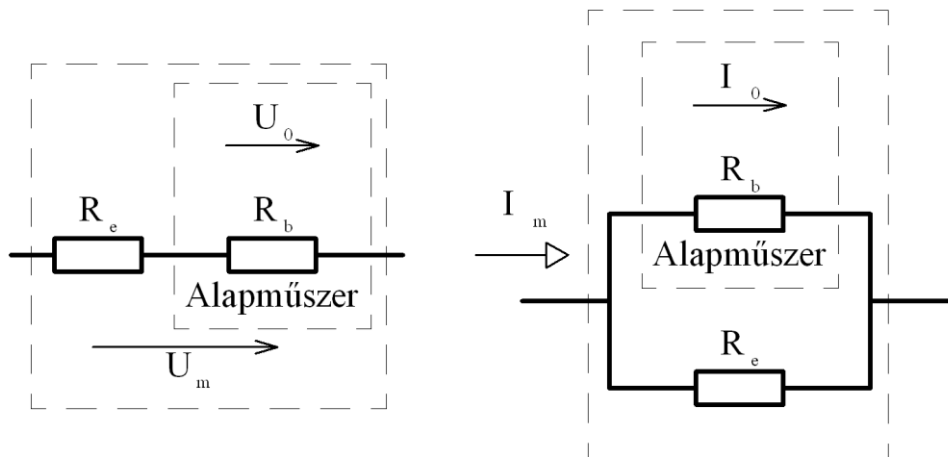


2-15. ábra

2.6.1.3. Belső ellenállás, méréshatár

Mind a lágyvasas, mind pedig a Deprez-műszer az áram által átjárt vezető mágneses hatásán alapul. Mivel a valóságos vezetőknek mindig van ellenállása, ez azt jelenti, hogy a mérőműszerünk sarkaira villamos feszültséget kell kapcsolni. Mind a lágyvasas műszer mérőtekerce, mind pedig a Deprez-műszer lengőtekerce adott kialakítású, ami egyben azt is jelenti, hogy a műszer sarkai között adott ellenállást tudok mérni, illetve hogy a műszerem végkitéréséhez adott feszültség és áram tartozik, továbbá $R_b = \frac{U_0}{I_0}$, ahol R_b a műszer belső ellenállása, U_0 és

I_0 pedig a végkitéréshez tartozó feszültség illetve áram. Ahhoz, hogy ennél a feszültségnél nagyobb feszültséget illetve áramot tudjunk mérni, a műszer méréshatárát ki kell terjeszteni. Ezt feszültségmérés esetén sorosan, árammérés esetén pedig párhuzamosan kapcsolt ellenállással tudjuk megoldani.



2-16. ábra

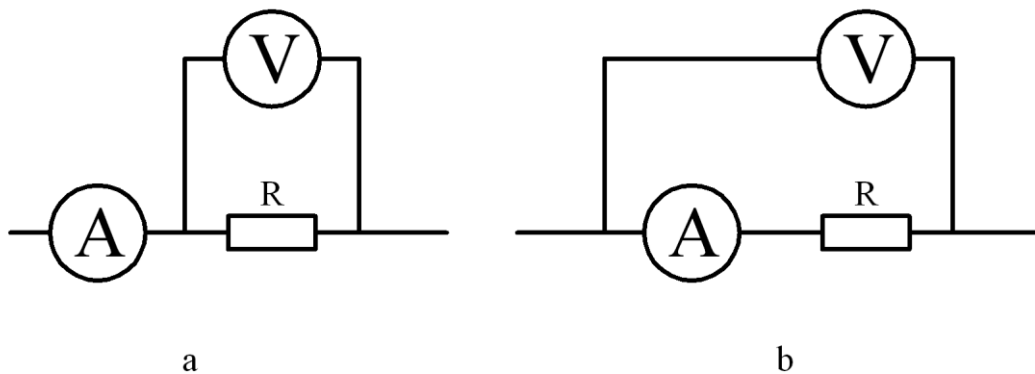
Feszültségmérés esetén ha az alapműszerre a végkitéréshez tartozó U_0 feszültség jut, akkor a műszer sarkain $U_m = (R_e + R_b) \cdot U_0$ feszültségnek kell megjelennie.

Analóg módon gondolkodva, árammérés esetén, ha az alapműszeren I_0 áram folyik, akkor a mérőműszer sarkain $I_m = \frac{R_b + R_e}{R_e} \cdot I_0$ nagyságú áram folyik.

Nyilvánvaló, hogy mérések esetén a műszerek nem befolyásolhatják a hálózat működését. Ez alapvetően befolyásolja a mérőműszerek elvárt belső ellenállását. Az ellenállásokon eső feszültséget az ellenállással párhuzamosan, míg az ellenállásokon folyó áramot az ellenállással sorba kötött műszerrel mérjük. Ahhoz, hogy a műszer ne legyen hatással a hálózatra, az kell, hogy a feszültségmérőn ne tudjon áram folyni, az árammérőn pedig ne essen feszültség. Ez egyértelműen meghatározza, hogy az ideális feszültségmérő belső ellenállása ∞ , míg az ideális áramerősség-mérő belső ellenállása 0, azaz a valóságban a feszültségmérők belső ellenállása a megvalósítható legnagyobb, az áramerősség-mérők belső ellenállása pedig a megvalósítható legkisebb kell legyen.

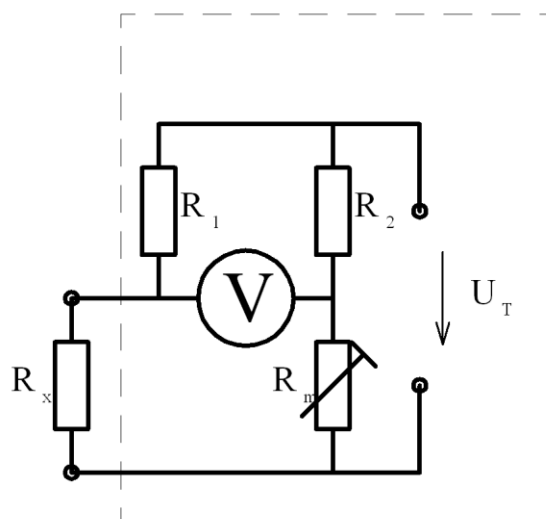
2.6.2. Ellenállás mérése.

Az ellenállás mérésének leggyakoribb módja, hogy egy ellenállás sarkaira feszültséget kötünk és mérjük az ellenálláson átfolyó áramot, és az ellenállás értékét a két mért érték hányadosából számoljuk. Ezt a módszert volt-ampérmérős ellenállásmérésnek hívjuk. A méréshez tartozó kapcsolás kétféleképpen állítható össze, mint azt a következő ábra mutatja.



2-17. ábra

Az hogy melyik kapcsolás alkalmazható, az ellenállás értékétől függ. Nagyon kis ellenállásértékeknél az 'a' kapcsolás alkalmazható, ugyanis a 'b' kapcsolásnál az ampermérőn eső feszültség összemérhető lenne az ellenálláson eső feszültséggel, azaz a mért érték jelentős százalékban tér el a valóságtól, ugyanakkor az ampermérő jó közelítéssel a valós értéket mutatná. Nagyon nagy ellenállásértékeknél a helyzet pont fordított, ekkor a 'b' kapcsolást választjuk. Nagyon nagy ellenállást mérve az 'a' kapcsolásban a voltmérőn átfolyó áram mérhető össze az ellenálláson átfolyó árammal, míg a feszültségmérő jó közelítéssel korrekt értéket mutat. Ellenállás értékének a mérésére szolgál az úgynevezett Wheatstone-híd. A műszer kapcsolását a következő ábra mutatja.



2-18. ábra

Ennél a műszernél az 'A' pont és 'B' pont közötti potenciált vizsgálom, és a változtatható ellenállás megfelelő beállításával elérem, hogy $U_{AB}=0$ érték legyen. Ekkor az R_x ellenálláson és az R_m ellenálláson eső feszültség megegyezik, és mivel

$$U_{R_x} = U_T \cdot \frac{R_x}{R_x + R_1} \text{ és } U_{R_m} = U_T \cdot \frac{R_m}{R_m + R_2}, \text{ így } R_1, R_2 \text{ és } R_m \text{ ismeretében } R_x \text{ számolható.}$$

2.6.3. Egyenáramú mérési feladat

2.6.3.1. A mérési feladat

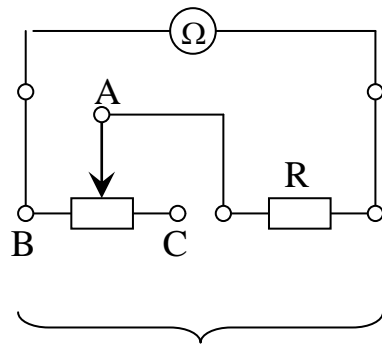
- 1) Deprez-alapműszer feszültség méréshatárának kiterjesztése

A műszer alapérzékenysége: $U_0=100\text{mV}$; $I_0=31,6\mu\text{A}$

- Számítsa ki a mérésre való felkészüléskor a műszer belső ellenállását és Ohm/Volt értékét!
 - Számítsa ki előre a műszer előtét ellenállását, ha a mérendő feszültség 1 V!
 - Méréssel állítsa be a szükséges előtét ellenállást, majd bekötve ellenőrizze a műszer kitérését!
 - Számítsa ki a mérés abszolút és relatív hibáját!
- 2) Potenciométer feszültség jelleggörbéjének mérése
 - Vegye fel a terheletlen potenciométer feszültségének változását a tengely szögelfordulásának függvényében!
 - 3) Terhelt potenciométer feszültség jelleggörbéjének mérése
 - Vegye fel az ellenállással terhelt potenciométer feszültségének változását a tengely szögelfordulásának függvényében!
 - 4) Változtatható előtét ellenállás áram jelleggörbéjének felvétele
 - Mérje meg a változtatható előtét ellenálláson átfolyó áram változását a tengely szögelfordulásának függvényében!
 - 5) Sorosan kapcsolt ellenállások és eredő ellenállásuk mérése, valamint számítása
 - Mérje meg Wheatstone hídval a 3 különböző ellenállást és számítsa ki az ellenállások soros eredőjét (R_p)!
 - Kapcsolja egyenfeszültségű hálózatra a 3 db sorosan kötött ellenállást! Mérje meg a hálózat és az egyes ellenállások feszültségeit!
 - Mérje meg a 3 db sorosan kötött ellenálláson átfolyó áramot!
 - Határozza meg V - A mérős módszerrel az ellenállásokat és a soros kapcsolás eredőjét (R_m)!
 - Számítsa ki a mérések hibáit!

2.6.3.2. A mérés menete

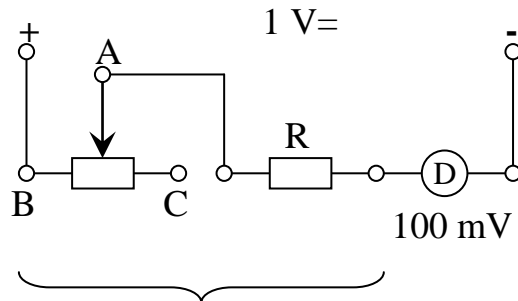
- 1) A kiszámított előtét ellenállást állítsa össze egy állandó és egy vele sorba kötött változtatható ellenállásból! Az eredő ellenállás nagyságát mérje ki digitális multiméterrel! (2-19. ábra)



kiszámított előtét ellenállás

2-19. ábra

Kapcsolja az előtét-ellenállást sorba az alapérzékenységre állított Deprez-műszerrel (ld. 2-20. ábra)! Mérje meg a műszer kitérését!

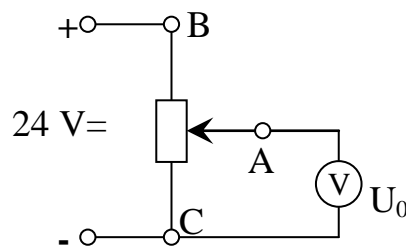


kiszámított előtét ellenállás

2-20. ábra

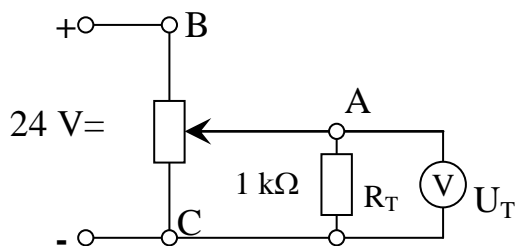
- 2) Állítsa össze a 2-21. ábra szerinti kapcsolást! A potenciómétert úgy kösse be, hogy a mérendő feszültség növekedjen a gomb jobbra forgatásával. A műszer méréshatár kapcsolóját a legnagyobb feszültségű állásból csökkentse! Mintegy 20° -onként végezzen leolvasást, a potencióméter végállásáig (β_{max})! A mért értékeket (U_0) írja az alábbi táblázat 2. oszlopába!

$\beta [^\circ]$	$U_0 [V]$	$U_T [V]$	$I [mA]$
20°			
40°			
\vdots			
β_{max}			



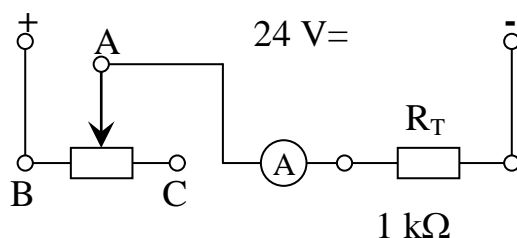
2-21. ábra

- 3) Kapcsolási vázlat a 2-22. ábra szerint. A mérés menete azonos a 2) pontban leírtakkal. A mért értékeket (U_T) írja a táblázat 3. oszlopába!



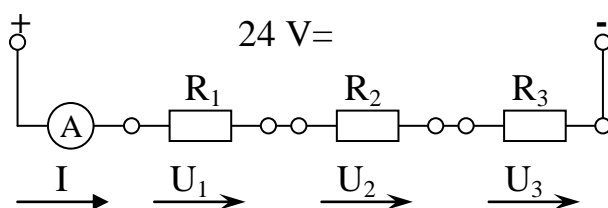
2-22. ábra

- 4) Kapcsolási vázlat a 2-23. ábra szerint. A műszert kapcsolja egyen áram mérésre. A méréshatárt csökkentse a legnagyobb áram állásából, míg a kitérés legalább a skála 30 %-a felett nem lesz. A mért értékeket (I_0) írja a táblázat 4. oszlopába!



2-23. ábra

- 5) Mérje meg egyenként Wheatstone-híddal a mérőpanelre szerelt 3 db ellenállást. (A híd szorzótényezőjét állítsa be a műszer dugaszolójával, majd nullázza a galvanométert a nagy kerék forgatásával.) Azután kapcsolja sorba a 3 ellenállást. A mérés kapcsolási vázlata a 2-24. ábra szerint. Mérje meg a 3 ellenállás eredőjén átfolyó áramerősséget. Mérje meg egymás után V mérővel az U tápfeszültséget, majd az egyes ellenállásokon kialakuló U_1 , U_2 , U_3 feszültségeket



2-24. ábra

2.6.3.3. Alkalmazott eszközök

- A feszültség méréshez digitális univerzális műszer

- Az áram méréshez és alaplámpaként GANZUNIV 3 mutatós univerzális műszer.
- Ellenállás méréshez XWH csúszóhuzalos Wheatstone-híd.
- Panelek állandó ellenállásokkal.
- Potenciométer.
-

2.6.3.4. Értékelés

- 1) A műszer jellemzői és hibái:

$$\text{A műszer belső ellenállása } R_b = \frac{U_0}{I_0}$$

$$\text{A műszer Ohm/Volt értéke } \frac{1}{I_0} = \frac{R_b}{U_0}$$

$$\text{Az előtét ellenállás nagysága } R_e = \frac{U - U_0}{I_0}$$

$$\text{A V-mérő műszerállandója } C = \frac{U_{\max}}{\alpha_{\max}}$$

$$\text{abszolút hiba } h = A_m - A_p$$

$$\text{relatív hiba } \varepsilon = \frac{A_m - A_p}{A_p}$$

A relatív hiba alapján sorolja pontossági osztályba az előtét ellenállással kibővített méréshatárú műszert

- 2) Rajzolja fel a terheletlen potenciométer $U(\beta)$ jelleggörbáját! Számítsa ki a potenciométer feszültségének változását a jelleggörbéből egy fokra vonatkozólag (iránytangens): $\operatorname{tg} \alpha = \frac{\Delta U}{\Delta \beta} [V / ^\circ]$
- 3) Rajzolja fel az előző (terheletlen potenciométer) diagramban a terhelt potenciométer $U(\beta)$ jelleggörbáját. Szerkesztéssel határozza meg a meredekség maximális és minimális értékét (α_{\min} , α_{\max})! Indokolja meg a görbe alakját!
- 4) Rajzolja meg a változtatható előtét ellenállás $I(\beta)$ jelleggörbáját! Számítsa ki a jelleggörbéből az áram változását egy fokra vonatkozóan a $\beta=180^\circ$ pontban: $\operatorname{tg} \alpha = \frac{\Delta I}{\Delta \beta} [A / ^\circ]$
- 5) A kapocsfeszültség és a részfeszültségek ismeretében igazolja a Kirchhoff hurok törvényt!
- A „V-A mérés” módszer alapján határozza meg az ellenállásokat és eredőjüket! (R_m)

- Számítsa ki a mérések relatív hibáit, ha pontosnak (R_p) a Wheatstone híddal kapott értékeket tekintjük $\varepsilon = \frac{R_m - R_p}{R_p}$. Számítsa ki az ellenállások teljesítményeit!

2.7. Tranziens jelenségek

Az eddigi ismereteinknek megfelelően az ellenálláson eső feszültség egyenesen arányos az ellenálláson átfolyó árammal, és az arányossági tényező éppen az ellenállásérték, azaz

$$U = I * R \quad (20)$$

Ellenállások esetén ez akkor is igaz, ha az áram értéke az időben nem állandó, azaz felírható az

$$U(t) = I(t) * R \quad (21)$$

Más lesz azonban a helyzet, ha az áramkörünkbe egy kondenzátort vagy egy tekercset építünk. Emlékezzünk vissza, a kondenzátor két, egymástól villamosan elszigetelt fegyverzetből áll, és a kondenzátor feszültsége a fegyverzetekre juttatott töltésmennyiséggel arányos, azaz

$$U = \frac{Q}{C} \quad (22)$$

Ismerve, hogy a villamos áram éppen a vezetőkön időegység alatt áthaladó töltésmennyiséggel arányos, így felírható, hogy

$$Q(t) = \int I(t) dt \quad (23)$$

azaz kondenzátor esetén

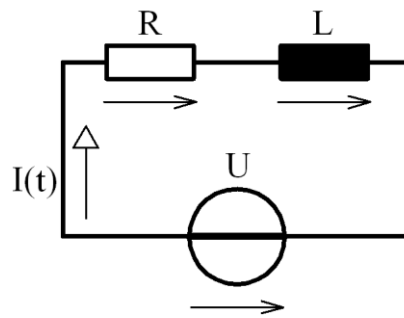
$$U(t) = \frac{1}{C} \int I(t) dt \quad (24)$$

Hasonló gondolatmenettel felírható, hogy egy tekercsen ébredő feszültség

$$U(t) = L * \frac{dI}{dt} \quad (25)$$

A $U(t) = \frac{1}{C} \int I(t) dt$ (24) alapján belátható, hogy ha egy kondenzátorra jutó feszültség állandó, akkor a kondenzátoron nem folyik áram. Bonyolultabb a helyzet a tekercs esetén. Ha egy ideális tekercsre állandó feszültséget kötök, annak az árama lineárisan nő egészen a végtelenségig. A valóságban ez természetesen nem így van. Vizsgáljuk meg azt a helyzetet, amikor egy valóságos tekercs sarkaira időben állandó feszültséget kapcsolok.

Mivel a tekercset valamilyen villamos vezető anyagból készítik, ezért a tekercsnek Ohmos ellenállása is lesz. Az állandó feszültségre kapcsolt tekercs villamos modelljét így a következő ábra mutatja.



2-25. ábra

Az ábrán U a generátor feszültsége, R a tekercs ellenállása, L pedig a tekercs inductivitása. Írjuk fel az áramkörre a Kirchoff féle huroktörvényt R esetén az Ohm törvény, L esetén a

$U(t) = L * \frac{dI}{dt}$ (25) összefüggés alkalmazásával.

$$U = I * R + L \frac{dI}{dt} \quad (26)$$

A fenti differenciálegyenlet alapján állandósult állapotban az inductivitáson nem eshet feszültség, azaz az áramkörben folyó áram értékét az U feszültség és az R ellenállás határozza meg.

Vizsgáljuk meg most azt az esetet, amikor a 2-25. ábra áramkörébe egy kapcsolót iktatunk. Ekkor a t_0 időpontig az áramkörben nem folyik áram, ha nem folyik áram, akkor nem is változik, azaz mind az $I * R$ mind pedig $L \frac{dI}{dt}$ érték 0. Ha t_0 pillanatban bekapcsoljuk a kapcsolót,

akkor az áramkörben áram indul. A kezdeti pillanatban az áram értéke még zérus, ekkor, mivel az Ohm törvénynek muszáj teljesülnie, így az ellenálláson eső feszültség értéke 0, a teljes kapcsolófeszültség az inductivitásra jut, azaz a tekercsben folyó áram 0 értékről indulva növekedni kezd. A növekedés üteme, azaz az $I(t)$ görbe $t=0$ pillanatbeli meredeksége csak az inductivitástól függ. Más lesz a helyzet az ellenállással, ugyanis az ellenálláson eső feszültség egyenesen arányos az árammal és az ellenállás értékével, így az ellenálláson eső feszültség időfüggvényének meredeksége egyenesen arányos lesz az inductivitás értékével és fordítottan lesz arányos az ellenállás nagyságával. Amikor az áramkörben már folyik áram, akkor valamekkora feszültség esik az ellenálláson, így az inductivásra kisebb feszültség jut, azaz az áram növekedési üteme csökken. Elvileg végtelen idő múlva éri el a kapcsolás az állandósult állapotot, amikor a teljes feszültség az ellenálláson esik, és az áramkör árama nem változik.

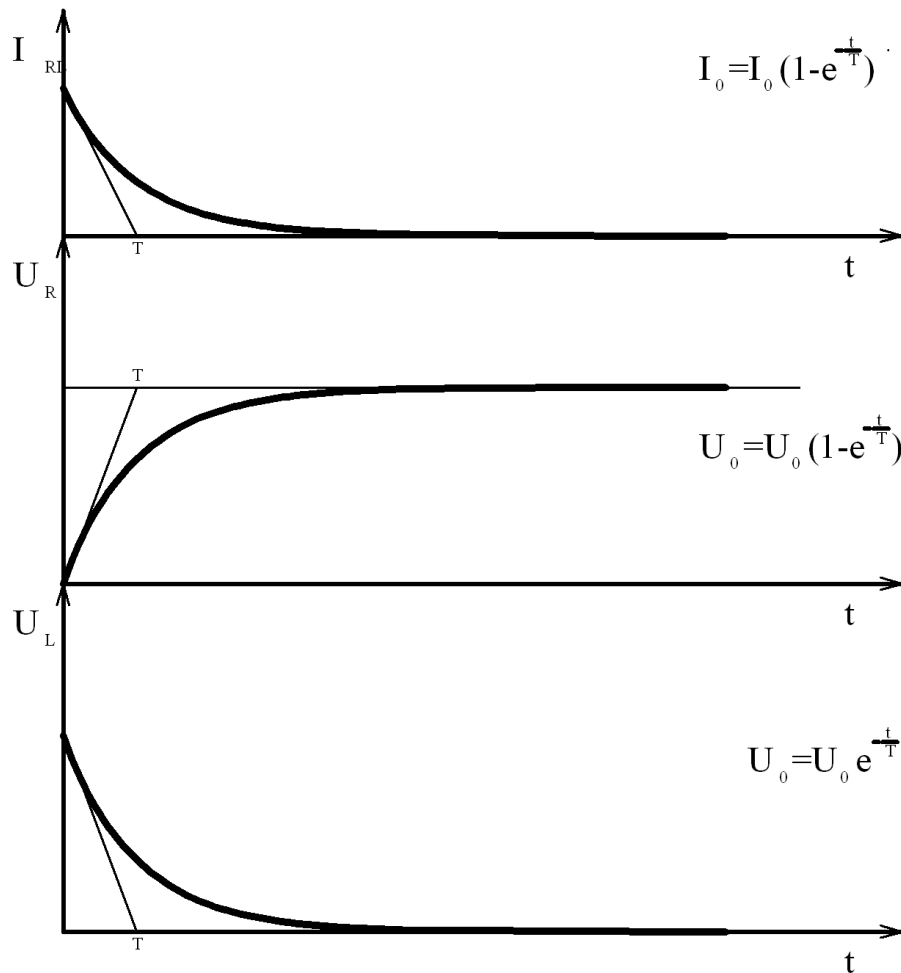
A $U = I * R + L \frac{dI}{dt}$ (26) egyenletet megoldva az áram-idő összefüggésre a következőt kapjuk

$$I(t) = I_0 * \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right) \quad (27)$$

Ahol I_0 az állandósult állapotban az áramkörben folyó áram T pedig a kör időállandója értéke az inductivitás és az ellenállás hányadosa, azaz

$$T = \frac{L}{R} \quad (28)$$

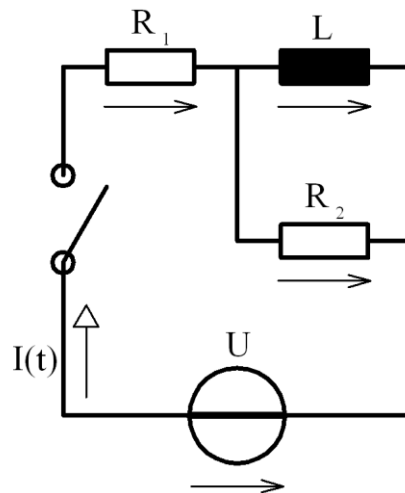
A fentiek tükrében a soros R-L kör egyes elemein eső feszültség illetve a körben folyó áram időfüggvénye a következő ábrán látható.



2-26. ábra

Mielőtt továbblépnénk, említsük meg a tárgyalt kapcsolás egyik problémáját. Gondoljuk végig, mi történik, ha kikapcsoljuk a kapcsolót. Ekkor az áram értéke hirtelen 0-ra csökken, azaz a $\frac{dI}{dt}$ hányados végtelen nagy, és ezzel együtt az induktivitáson ébredő feszültség is végtelen nagy lesz. Mivel a valóságban a végtelen nagy feszültség nem elképzelhető, ezért ebben az esetben a kapcsoló kinyitásakor a kapcsoló sarkai között villamos ív keletkezik, és az kikapcsolás ennek az ívnek megfelelő $U(t)$ és $I(t)$ görbék mentén történik.

A következő lépésben vizsgáljuk meg a 2-27. ábrán szereplő áramkört.

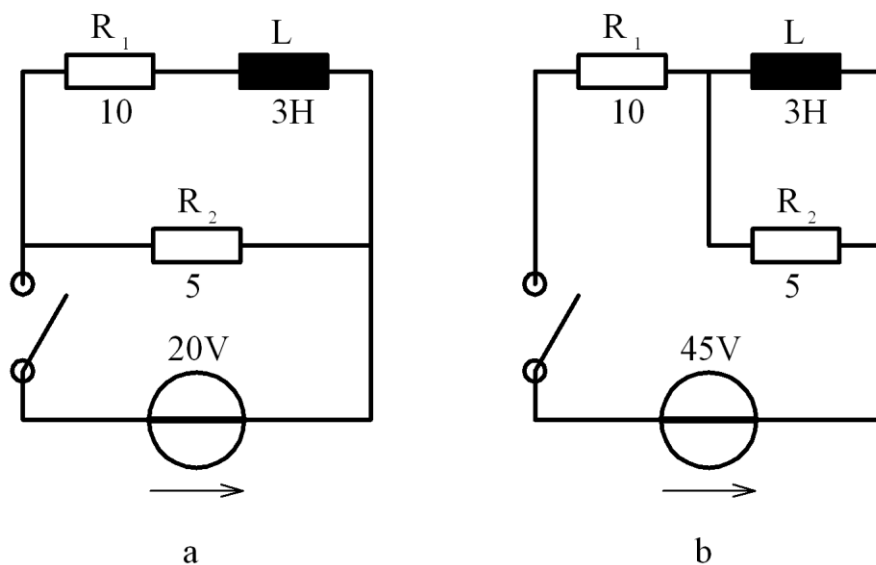


2-27. ábra

Látható, hogy a bekapcsolás pillanatában itt is növekedni kezd az induktivitáson folyó áram, de miután az induktivitásra a 0 pillanatban jutó feszültség értéke függ R_1 és R_2 értékétől illetve arányától itt az áramváltozás meredeksége már nem csak az induktivitás nagyságától, hanem R_1 és R_2 értékétől is függ. A kapcsolás időállandója itt is $\frac{L}{R}$ hányadossal számítható.

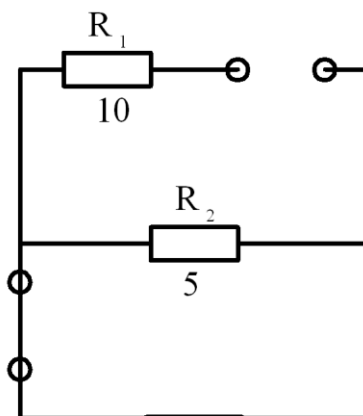
Ebben az esetben R értékét úgy határozzuk meg, hogy a generátor helyére rövidzárat rakunk, és az induktivitás két sarka között látható ellenállás-hálózat eredőjét keressük.

Vegyük észre, hogy a 2-27. ábra szerinti kapcsolásban már nem okoz problémát a kapcsoló kikapcsolása, ugyanis itt kikapcsoláskor az L induktivitás árama R_2 ellenálláson lecseng. A fentiek szemléltetésére vizsgáljuk meg mi történik a következő két kapcsolás be illetve kikapcsolásakor, írjuk fel az egyes áramköri elemek $U(t)$ illetve $I(t)$ függvényeit



2-28. ábra

A 2-28. ábra 'a' kapcsolása esetén látható, hogy az R_1 ellenálláson eső feszültség a bekapcsolás pillanatától állandó $U_{R1}=20\text{V}$ és ennek megfelelően $I_{R1}=4\text{A}$. Ha a kezdeti pillanatban L induktivitást szakadásnak tekintjük, akkor R_2 -n nem folyik áram tehát $U_{R2}(0)=0$, $I_{R2}(0)=I_L(0)=0$. Már csak $U_L(0)$ meghatározása van hátra, ez a Kirchoff törvényt figyelembe véve $U_L(0)=U=20\text{V}$. A $t=\infty$ időpontban L rövidzárnak tekinthető, ezért $U_L(\infty)=0$, $U_R(\infty)=20\text{V}$, $I_R(\infty)=2\text{A}$. A kapcsolat időállandójának meghatározásához rajzoljuk fel a megfelelő ellenállás-hálózatot.



2-29. ábra

Mint látható R_1 ellenállással egy 0Ω ellenállású vezeték van párhuzamosan kötve, ezért ez az ellenállás nem szerepel az időállandóban azaz $T = \frac{3H}{10\Omega} = 0,3s$, így az áramkört jellemző egyenletek:

$$U_{R1} = 20\text{V}$$

$$I_{R1} = 4\text{A}$$

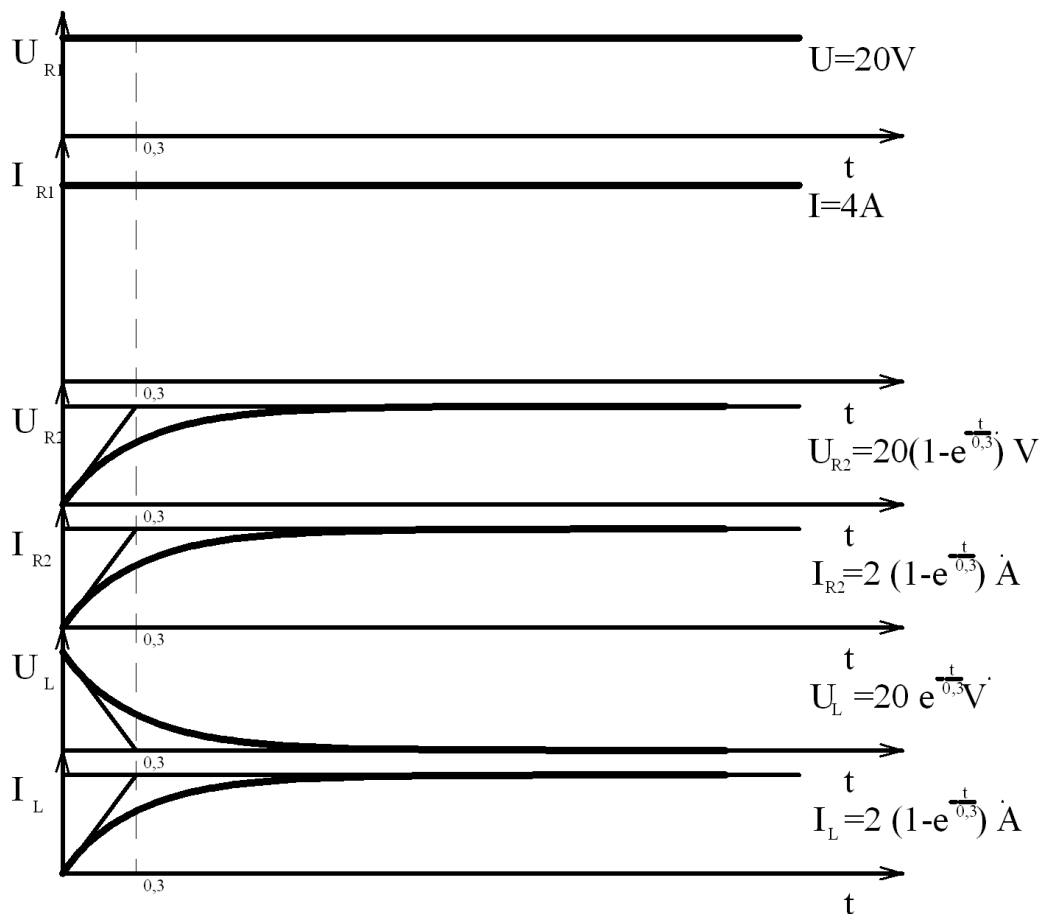
$$U_{R2} = 20 \left(1 - e^{-\frac{t}{0,3}} \right) \text{V}$$

$$I_{R2} = 2 \left(1 - e^{-\frac{t}{0,3}} \right) \text{A}$$

$$U_L = 20 e^{-\frac{t}{0,3}} \text{V}$$

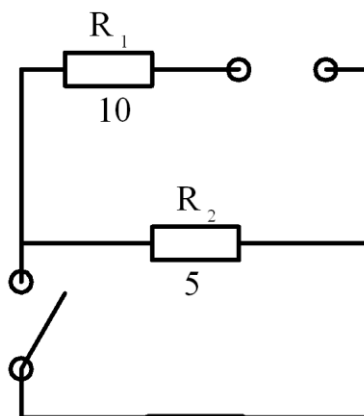
$$I_L = 2 \left(1 - e^{-\frac{t}{0,3}} \right) \text{A}$$

Az egyenletekhez tartozó időfüggvények pedig az alábbiak:



2-30. ábra

Továbbra is a 2-28. ábra 'a' kapcsolását nézzük. Az egyszerűség kedvéért vegyük úgy, hogy a kapcsolat állandósult állapotban volt, azaz az előző résznek megfelelően a kapcsoló kikapcsolása előtt $U_{R1}=20\text{V}$, $I_{R1}=4\text{A}$, $U_{R2}=20\text{V}$, $I_{R2}=I_L=2\text{A}$. A kapcsoló kikapcsolása után az áramkör generátort tartalmazó ágában nem folyhat áram, így a kikapcsolás pillanatában L induktivitáson folyó áram csak az L - R_2 - R_1 ágon folyhat tovább. Ekkor az az érdekes helyzet áll elő, hogy miután az induktivitáson folyó áram csak az R_1 ellenálláson folyhat tovább, ezért R_1 árama -2A -re változik. Vegyük észre az előjelet, ugyanis az áram iránya megfordul. R_1 ármának változása magával hozza U_{R1} változását is, hiszen az Ohm törvény még mindig igaz, tehát $U_{R1}(0)=-10\text{V}$ lesz. Mivel az induktivitásnak és vele együtt R_1 -nek az árama nem változhat ugrásszerűen ezért $U_{R2}(0)=20\text{V}$ és $I_{R2}(0)=I_L(0)=2\text{A}$. Most arra kell vigyáznunk, hogy a Kirchoff törvénynek teljesülnie kell, azaz a zárt R_2 - L - R_1 hurok mentén a feszültségek előjelhelyes összege mindenképpen 0. Ez csak úgy teljesülhet, ha $U_L(0)=30\text{V}$ értéket vesz fel. Ezzel a kikapcsolás pillanatát jellemző értékeket meghatároztuk. Következő lépés az állandósult állapot, ami rendkívül egyszerű, hiszen ekkor minden érték 0. Az időállandó meghatározásánál észre kell venni, hogy a kapcsoló nyitva van, tehát a bekapcsolásnál alkalmazott rövidzár nincsen, tehát az eredő ellenállás a következő ábrának megfelelően 15Ω , így az időállandó $0,2\text{s}$



2-31. ábra

A fentiek tükrében az egyenletek:

$$U_{R1} = -10 e^{-\frac{t}{0,2}}$$

$$I_{R1} = -2 e^{-\frac{t}{0,2}}$$

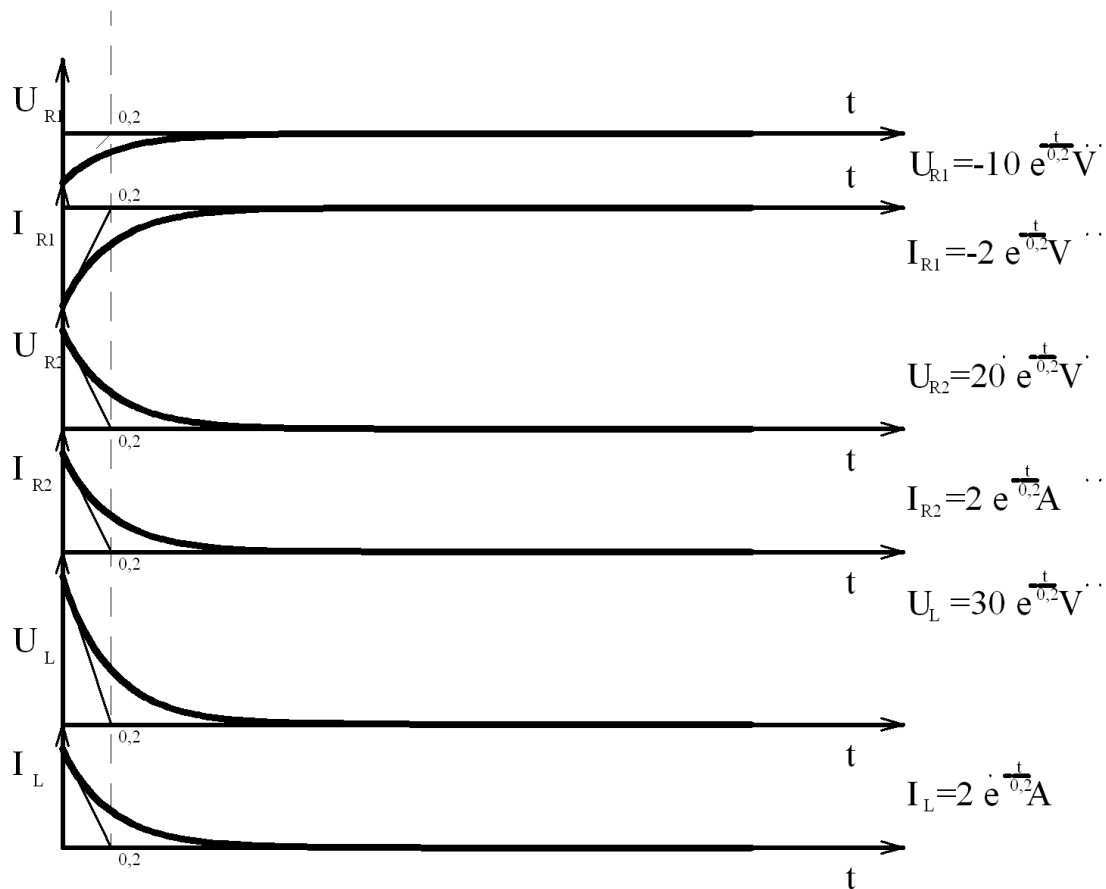
$$U_{R2} = 20 e^{-\frac{t}{0,2}}$$

$$I_{R2} = 2 e^{-\frac{t}{0,2}}$$

$$U_L = 30 e^{-\frac{t}{0,2}}$$

$$I_L = 2 e^{-\frac{t}{0,2}}$$

És a görbék:



2-32. ábra

Nézzük most meg a 2-28. ábra 'b' kapcsolását. Itt a bekapcsolás pillanatában az R_1 - R_2 ágon áram kezd folyni, az induktivitáson viszont még nem. Az elemek feszültsége feszültségosztó képlettel meghatározható

$$U_{R1}(0)=U_L(0)=15\text{V}, U_{R2}(0)=30\text{V}, I_{R1}(0)=I_{R2}(0)=3\text{A}, I_{RL}(0)=0\text{A}$$

Állandósult állapotban az induktivitás rövidzárként viselkedik, így R_1 ellenálláson nem fog áram folyni, és természetesen feszültség sem esik, így

$$U_{R1}(\infty)=U_L(\infty)=0\text{V}, U_{R2}(\infty)=45\text{V}, I_{R2}(\infty)=I_{RL}(\infty)=4,5\text{A}, I_{R1}(\infty)=0\text{A}$$

Az időállandót a két ellenállás párhuzamos eredőjéből tudjuk számolni

$$R = 5\Omega \times 10\Omega = \frac{5\Omega * 10\Omega}{5\Omega + 10\Omega} = \frac{10}{3}\Omega \text{ és ezzel}$$

$$T = \frac{L}{R} = \frac{3\text{H}}{\frac{10}{3}\Omega} = 0,9\text{s}$$

Az egyenletek pedig

$$U_{R1} = 15 e^{-\frac{t}{0,9}}\text{V}$$

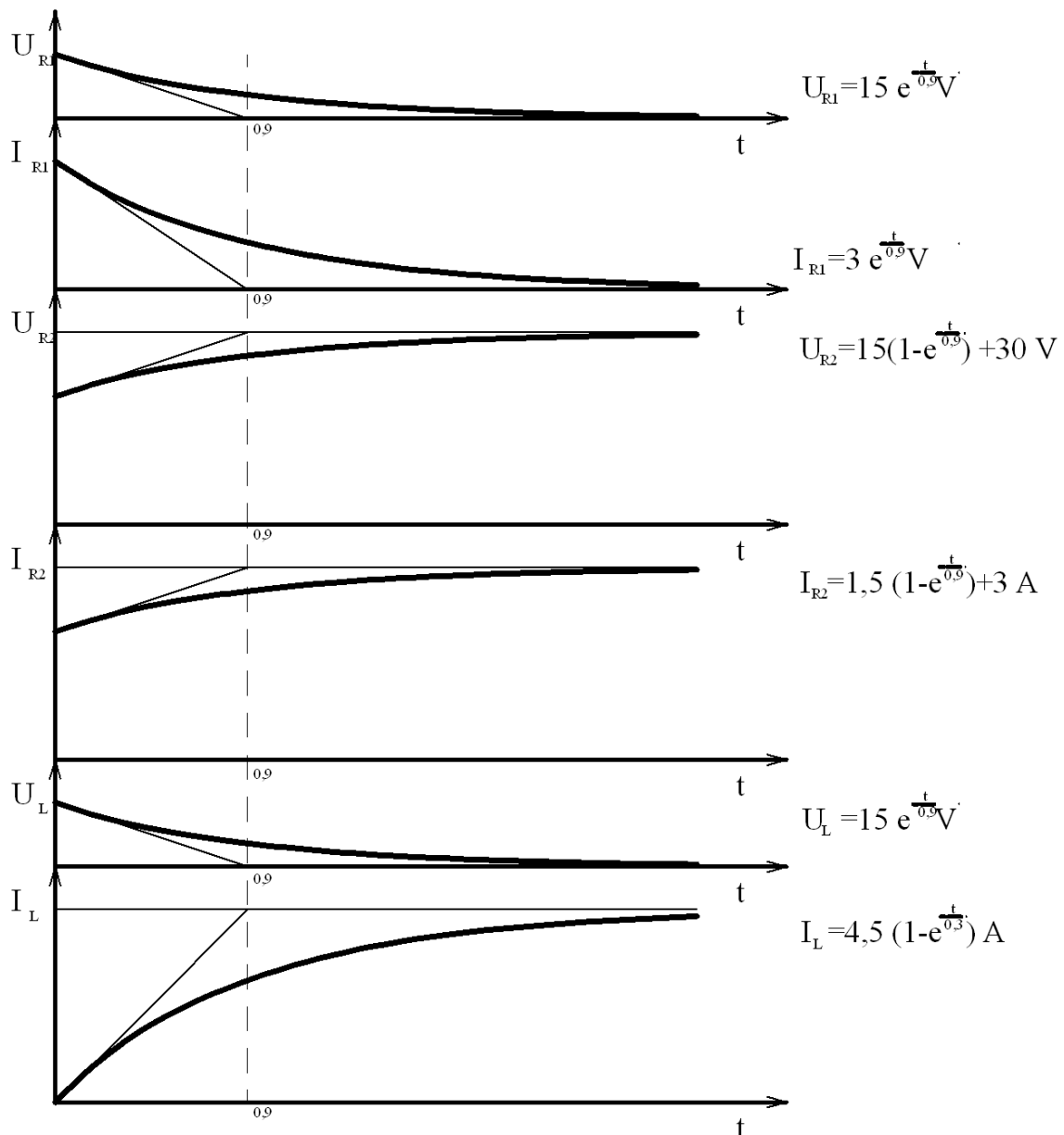
$$I_{R1} = 3 e^{-\frac{t}{0,9}}\text{A}$$

$$U_{R2} = 15 \left(1 - e^{-\frac{t}{0,9}} \right) + 30\text{V}$$

$$I_{R2} = 1,5 \left(1 - e^{-\frac{t}{0,9}} \right) + 3 \text{ A}$$

$$U_L = 15 e^{-\frac{t}{0,9}} \text{ V}$$

$$I_L = 4,5 \left(1 - e^{-\frac{t}{0,9}} \right) \text{ A}$$



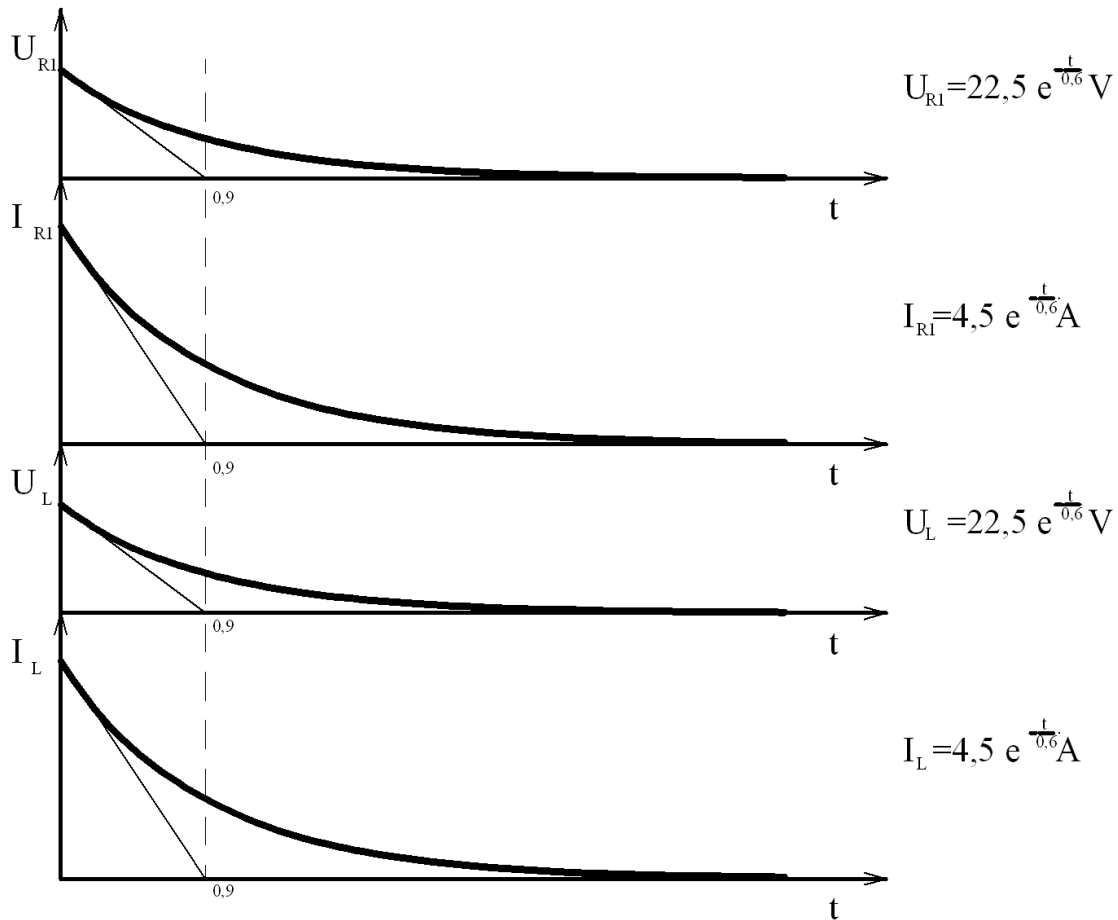
2-33. ábra

Kikapcsolásnál R_2 -n nem folyik áram így a kapcsolás áramát az L induktivitás, az elemeken eső feszültséget pedig az R_1 ellenállás határozza meg. Itt is az állandósult állapotból indulunk ki, azaz $I_L=4,5\text{A}$, az időállandó számításánál csak R_1 -et kell figyelembe vennünk, azaz

$$T = \frac{L}{R} = \frac{3\text{H}}{5\Omega} = 0,6\text{s} . \text{ Ezzel az egyenletek}$$

$$U_{R1} = U_L = 22,5 e^{-\frac{t}{0,6}} \text{ V}$$

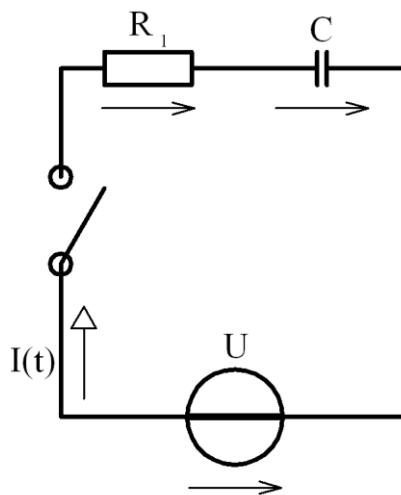
$$I_{R1} = I_L = 4,5 e^{-\frac{t}{0,6}} \text{ A}$$



2-34. ábra

Összegezve elmondható hogy egy olyan áramkörben amely egy induktivitást és egy vagy több ellenállást tartalmaz, az áramkör elemein eső feszültség és az elemeken átfolyó áram értékeit exponenciális függvényekkel írhatjuk le olyan módon, hogy a kezdeti időpontbeli értékek meghatározásánál az induktivitást szakadással, a $t=\infty$ időpontban pedig rövidzárral modellezzük.

Az eddigiekben induktivitást tartalmazó áramkörök tranziens jelenségeit néztük. Most nézzük meg, mi történik, ha az áramkör egy kondenzátort és egy ellenállást tartalmaz.



2-35. ábra

Ekkor az áramkört az

$$U(t) = I * R + \frac{1}{C} \int I(t) dt \quad (29)$$

Könnyen belátható, hogy ha a kapcsolót bekapcsolom, akkor a kezdeti pillanatban a teljes feszültség az ellenállásra jut, a kondenzátor feszültsége 0V lesz, míg a $t=\infty$ időpontban a kondenzátoron már nem folyhat áram, így az ellenállás feszültsége lesz 0V és a generátor feszültsége a kondenzátoron esik. Az R - C elemeket tartalmazó hálózatok esetén a feszültség-idő illetve az áram-idő függvények számítása analóg módon történik, mint L - C hálózatok esetén, csak a kondenzátort a bekapcsolás pillanatában kell rövidzárnak, állandósult állapotban pedig szakadásnak tekinteni. Az R - C körök időállandóját az L - C körökkel analóg ellenállás számításával a $T=R*C$ összefüggéssel számoljuk.

L - C illetve R - C tranziens jelenségek vizsgálatánál problémát jelenthet az, hogy ezek gyors lefolyásúak. Ennek a problémának a kiküszöbölése érdekében méréseinkben az áramkörre nem egységugrás függvénynek megfelelő feszültséget kapcsolunk, hanem négyszög jelet és az így kapott görbe alakját vizsgáljuk.

2.7.1. Tranziens jelenségek mérése

2.7.1.1. A mérési feladat

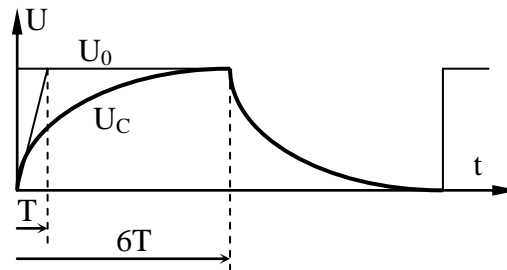
- 1) Függvény generátor és oszcilloszkóp működésének vizsgálata
- 2) Soros R - C kör tranziens jelenségeinek vizsgálata, minőségi, mennyiségi értékelése.

2.7.1.2. A mérés menete

- 1) A függvény generátor jeleit vizsgálja meg az oszcilloszkópon! Összekötésükor vigyázzon: a függvény generátor földelt pontját az oszcilloszkóp földelt pontjával kösse össze! Ezek a *hideg pontok*, általában fekete vagy kék színnel

jelöltek, míg a *meleg pontok* piros, esetleg fehér színűek. *Ellenőrizze az 5 V amplitúdójú 50 Hz-es szinusz hullám adatait az oszcilloszkópon!*

- 2) A panelen (2-37. ábra) szereplő R és C értékből csak kis időállandójú tranziens jelenséget tudunk létrehozni. Ezért a bemenetre négyszög hullámot kapcsolunk, ami a jelenséget sokszor egymás után megismétli. Az oszcilloszkóp így „rögzíti” számunkra a kis időállandójú ismétlődő eseményt (idő transzformáció). A négyszögjel frekvenciájának megválasztása a 2-36. ábra szerint történik.

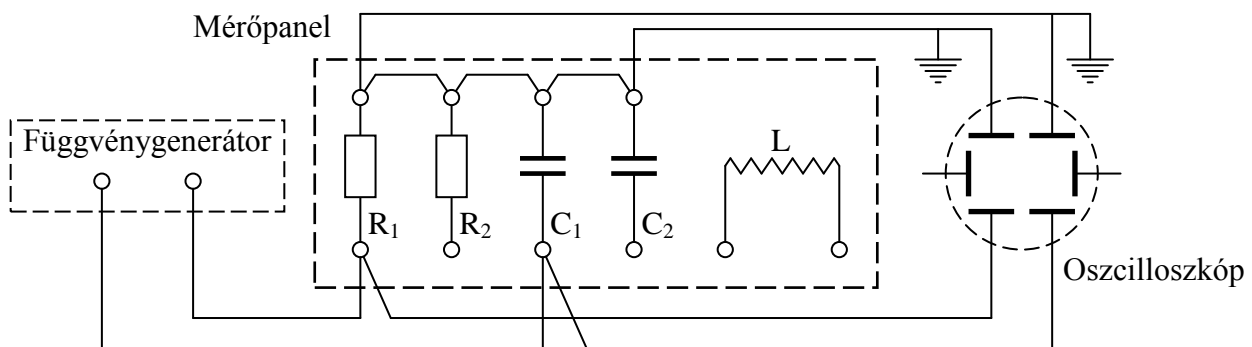


2-36. ábra

A négyszögjel fél periódus idejét választjuk $6T$ -re, ez alatt a tranziens gyakorlatilag lezajlik, így a beállítandó frekvencia:

$$f = \frac{1}{12 * T} = \frac{1}{12 * R * C}$$

A kondenzátor és az ellenállás feszültség időfüggvényének felvétele a 2-37. ábra szerinti kapcsolásban történik.



2-37. ábra

Figyelem! A (földelt) függvénygenerátort le kell választani a földelt hálózatról egy 1:1 áttételű transzformátorral, mert különben nem használható a (földelt) kétsugaras oszcilloszkóp.

Az ellenállás feszültség időfüggvénye az R - C kör áramának is időfüggvénye más léptékben.

- A mérést végezze el R_1 - C_1 és R_1 - C_2 esetre is ugyanezen a frekvencián!
- A függvénygenerátor frekvenciáját csökkentse a kiszámított érték felére, negyedére, növelje a duplájára, négyszeresére! Ezt a mérést csak R_1 - C_1 esetre végezze el!

2.7.1.3. Alkalmazott eszközök:

- Kétsugaras oszcilloszkóp
- Függvénygenerátor.
- Mérőpanel ellenállásokkal, kondenzátorokkal és induktivitással.

2.7.1.4. Értékelés

- Az oszcilloszkóp képeket ($U_R(t)$ és $U_C(t)$ időfüggvényeket) rajzolja le léptékhelyesen! Az $I(t)$ időfüggvény csak léptékben különbözik $U_R(t)$ -től.
- A rajzon tüntesse fel az időállandó(ka)t is!
- Az a) mérés $U_R(t)$ és $U_C(t)$ időfüggvényeit a különböző „C” értékekre egy-egy ábrába rajzolja!
- A b) mérés $U_R(t)$ és $U_C(t)$ időfüggvényeit a különböző frekvenciáknál külön-külön ábrába rajzolja!
- A jelalakokban látott változásokat indokolja!

2.8. Váltakozó áramú hálózatok, egyfázisú hálózatok

A gyakorlatban használt villamos hálózat kapcsolási feszültségének időfüggvénye szinusz függvénynek felel meg. Írjuk fel ennek a feszültségnek az időfüggvényét

$$U(t) = U_0 \sin(\omega t) \quad (30)$$

Ha erre a feszültségforrásra ellenállást kapcsolok, akkor az ellenálláson átfolyó áram a mindenkori feszültség pillanatértékével lesz arányos, azaz

$$I_R(t) = \frac{U_0 \sin(\omega t)}{R} = \frac{U_0}{R} \sin(\omega t) \quad (31)$$

Nézzük meg, mi történik, ha erre a feszültségforrásra egy kondenzátort kapcsolok. A kondenzátor feszültség-idő függvényét a $U(t) = \frac{1}{C} \int I(t) dt$ (24) egyenlet írja le. Ha ezt az egyenletet átrendezzük, akkor az

$$I_C(t) = C \frac{dU(t)}{dt} \quad (32)$$

összefüggésre jutunk. A feszültség helyére behelyettesítve $U(t) = U_0 \sin(\omega t)$ (30)-at

$$I_C(t) = C * U_0 * \sin'(\omega t) \quad (33)$$

Eredményre jutunk. A deriválást elvégezve

$$I_C(t) = C * \omega * U_0 * \cos(\omega t) \quad (34)$$

kapjuk. Vegyük figyelembe, hogy $\cos(\omega t) = \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)$, ezért ha a kondenzátorra szinuszosan változó feszültséget kapok, akkor a kondenzátoron átfolyó áram is szinuszosan változó

lesz, csak a feszültséghez képest 90° -kal sietni fog. A feszültség és az áram csúcserkének aránya az

$$\frac{U_0}{I_0} = \frac{1}{\omega C} \quad (35)$$

összefüggéssel határozható meg.

Vizsgáljuk most meg, mi történik, ha a feszültségforrásra induktivitást kötök. Ekkor

$$U(t) = L * \frac{dI}{dt} \quad (25)\text{-be behelyettesítve } U(t) = U_0 \sin(\omega t) \quad (30)\text{-at az}$$

$$U_0 * \sin(\omega t) = L \frac{dI}{dt} \quad (36)$$

A differenciálegyenletet megoldva az induktivitás áram-idő függvénye

$$I_L(t) = -\frac{U_0}{\omega L} * \cos(\omega t) \quad (37)$$

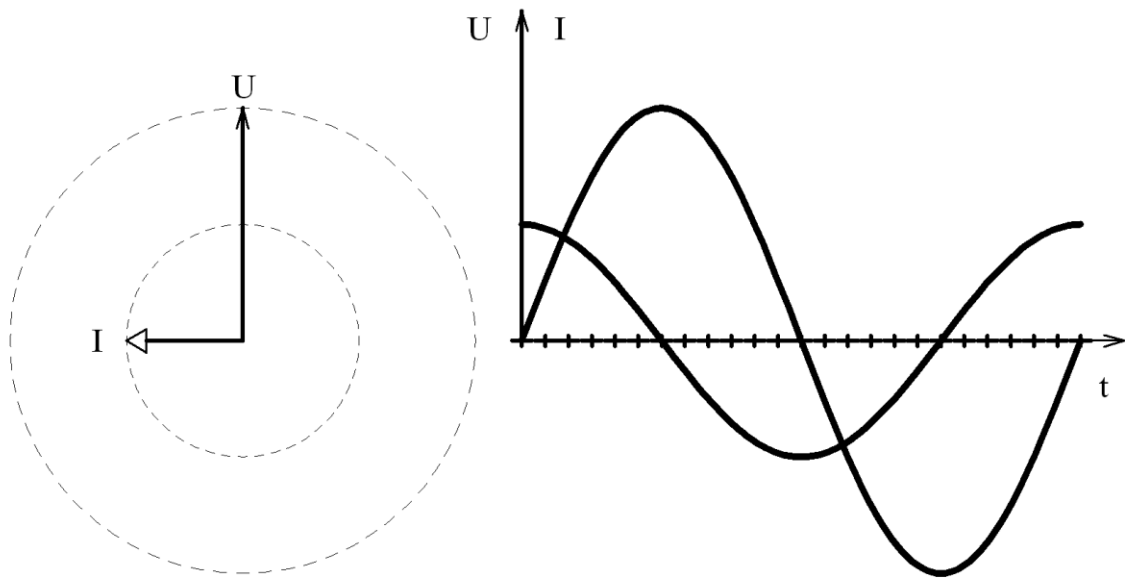
Itt is látható, hogy az induktivitás árama és feszültsége egymáshoz képest 90° eltérést mutat, a különbség mindössze annyi, hogy az induktivitáson az áram késik a feszültséghez képest, és az arányossági tényező

$$\frac{U_0}{I_0} = \omega L \quad (38)$$

Mind a $\frac{U_0}{I_0} = \frac{1}{\omega C}$ (35), mind pedig a $\frac{U_0}{I_0} = \omega L$ (38) egyenletben szereplő mennyiség ellenállás jellegű mennyiség amit reaktanciának hívunk.

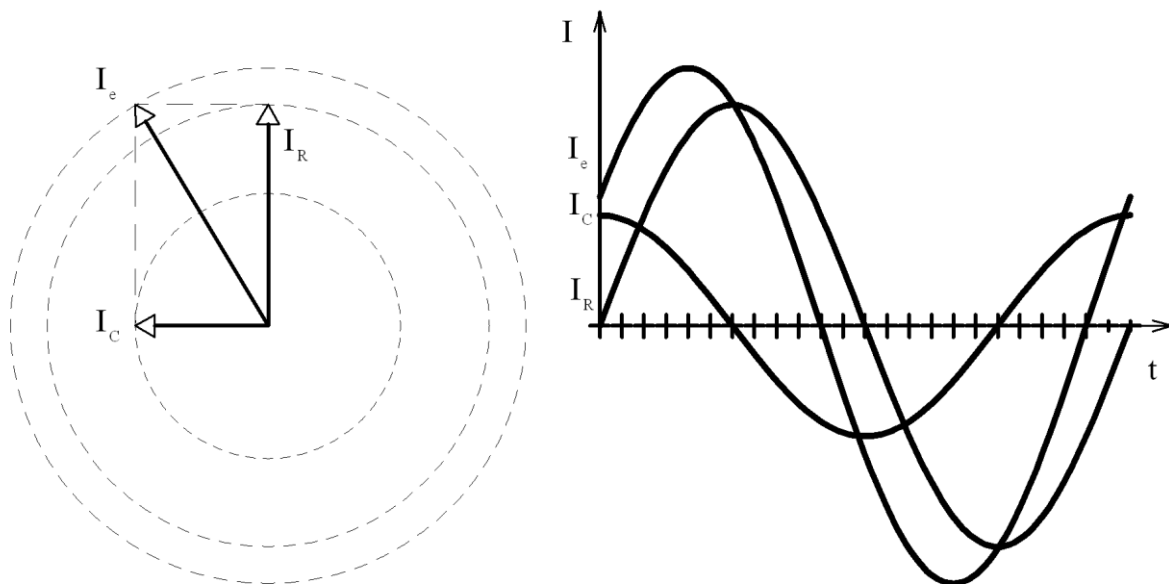
2.8.1. A vektorábra

A következő lépésben emlékezzünk vissza arra, hogy a szinuszos függvényt egy ω szögsebességgel forgó vektorból származtattuk. A következő ábrán közös koordinátarendszerben ábrázoltuk egy kondenzátor feszültség-idő illetve áram-idő függvényét, valamint a függvények származtatására szolgáló forgó vektort.



2-38. ábra

Most vegyünk egy R ellenállást és egy C kondenzátort, és kössük párhuzamosan a kettőt. Nyilvánvaló, hogy a két elem feszültség-idő függvénye azonos, áramaik pedig összeadódnak. A következő ábrán rajzoljuk fel a két elem áramát, és a két áram összegét a 2-38. ábrának megfelelő módon.

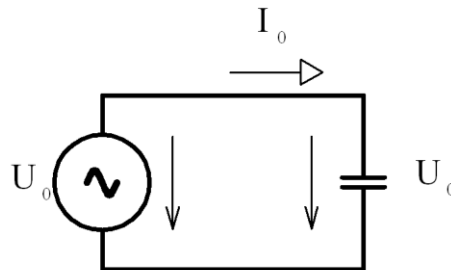


2-39. ábra

Látható, hogy a két függvény összege éppen azt a szinuszos függvényt adja, mint amit a két vektor összegeként kapott eredményvektor megforgatása eredményez.

A fentiek azt jelentik, hogy a szinuszosan váltakozó hálózatoknál elegendő az egyes feszültségeket és áramokat reprezentáló vektorokkal számolni, és nem szükséges az időfüggvények

kezelése. A következő lépés, hogy ezeket a vektorokat mint komplex számokat kezeljük, és ezzel tulajdonképpen az egyenáramú hálózatokra alkalmazott valamennyi ismeretünk közvetlenül használhatóvá válik. A könnyebb érthetőség kedvéért vizsgáljuk meg egy szinuszosan váltakozó feszültségű generátorral táplált kondenzátor esetét.



2-40. ábra

Legyen a hálózati frekvencia 50 Hz a feszültséghez tartozó vektor éppen függőleges, azaz komplex számként tekintve tisztán valós, nagysága pedig 32V. A 2-38. ábra alapján a kondenzátoron átfolyó áram vektora tisztán képzetes értékű lesz, nagysága pedig $\frac{U_0}{I_0} = \frac{1}{\omega C}$ (35)-

$$\text{nek megfelelően } I_0 = \frac{U_0}{\frac{1}{\omega C}} = \frac{32V}{\frac{1}{2\pi * 50 * 20 * 10^{-6} A}} \approx 0,2 A .$$

A fentiek alapján, ha a feszültség és áramvektorokat komplex számokként kezeltem, akkor a kondenzátoron eső feszültség $\vec{U} = 32 + 0j$, az áram pedig $\vec{I} = 0 + 0,2j$. Mivel a feszültséget és az áramot komplex számként kezelve alkalmazhatom az egyenáramú köröknél alkalmazott szabályokat, a kondenzátor reaktanciája felírható a két mennyiség hányadosaként, azaz $\vec{X}_c = \frac{\vec{U}}{\vec{I}} = \frac{30 + 0j}{0 + 0,2j} = \frac{(32 + 0j)(0 - 0,2j)}{0 + 0,04} = -160$.

A fentiek tükrében a kondenzátor reaktanciája az

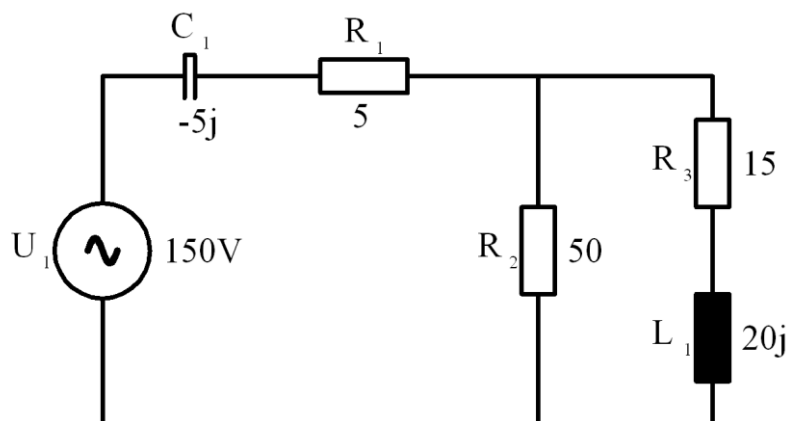
$$\vec{X}_c = \frac{1}{j\omega C} = -j \frac{1}{\omega C} \quad (39)$$

Az induktív reaktanciája pedig az

$$\vec{X}_L = j\omega L \quad (40)$$

összefüggéssel számítható.

Most példaképpen számoljuk ki az alább látható hálózat egyes elemein eső feszültségeket és áramokat és rajzoljuk fel a hozzá tartozó vektorábrát



2-41. ábra

A feszültség és áramértékek kiszámítását kezdjük az eredő impedancia kiszámításával. Először az R_3 - L_1 impedanciákból alkotott Z_{RL} értékét határozzuk meg. Ez egyszerű soros kapcsolás, így $Z_{RL} = R_3 + X_{L1} = 15 + 20j$. A következő lépés az R_2 - Z_{RL} elemekből alkotott párhuzamos kapcsolás eredője. Nevezzük ezt Z_P -nek. Z_P értéke így:

$$\begin{aligned} \bar{Z}_P &= R_2 \times \bar{Z}_{RL} = \frac{R_2 * \bar{Z}_{RL}}{R_2 + \bar{Z}_{RL}} = \frac{50 * (15 + 20j)}{50 + 15 + 20j} = \frac{750 + 1000j}{65 + 20j} = \frac{(150 + 200j)(13 - 4j)}{169 + 16} = \frac{2750 + 2000j}{185} = \\ &= 14,86 + 10,81j \end{aligned}$$

A teljes eredő ellenállás Z_P , R_1 , C_1 soros eredőjeként könnyen kiszámítható, így $Z_e = R_1 + C_1 + Z_P = 5 - 5j + 14,86 + 10,81j = 19,86 + 5,81j$. A továbbiakban több lehetőségünk is van, válasszuk a főágban (R_1 - C_1) folyó áram kiszámítását.

$$\bar{I}_{R1} = \bar{I}_{C1} = \frac{\bar{U}_1}{\bar{Z}_e} = \frac{150}{19,6 + 5,81j} = \frac{150 * (19,86 - 5,81j)}{19,6^2 + 5,81^2} = \frac{2979 - 871,5j}{417,91} = 6,96 - 2,03j$$

Az áram ismeretében az R_1 -en és C_1 -en eső feszültség is számítható:

$$\begin{aligned} \bar{U}_{R1} &= \bar{I}_{R1} * R_1 = (6,96 - 2,03j) * 5 = 34,8 - 10,15j \\ \bar{U}_{C1} &= \bar{I}_{C1} * Z_{C1} = (6,96 - 2,03j) * -5j = -10,15 - 34,8j \end{aligned}$$

A párhuzamos ágra (R_2 - R_3 - L_1) jutó feszültség a kapocsfeszültség és az R_1 és C_1 elemeken eső feszültség különbsége, azaz

$$\bar{U}_P = \bar{U}_1 - \bar{U}_{R1} - \bar{U}_{C1} = 150 - (34,8 - 10,15j) - (-10,15 - 34,8j) = 125,35 + 44,95j$$

Ez a feszültség teljes egészében megjelenik az R_2 ellenálláson, így azon

$$\bar{I}_{R2} = \frac{\bar{U}_P}{R_2} = \frac{125,35 + 44,95j}{50} = 2,507 + 0,899j \text{ áram folyik.}$$

Kirchoff csomóponti törvénye értelmében I_{RL} éppen a főágban folyó I_{R1} áramnak és az előbb kiszámított I_{R2} áramnak a különbsége, azaz

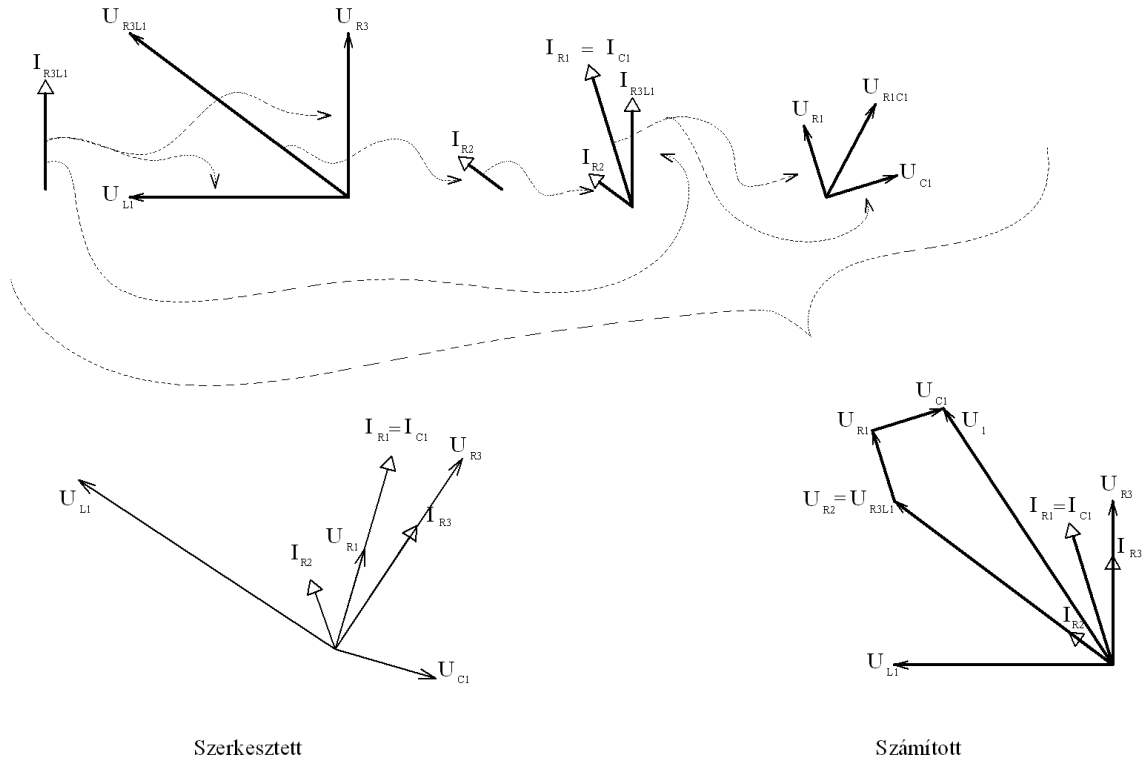
$$\bar{I}_{R3} = \bar{I}_{L1} = \bar{I}_{R1} - \bar{I}_{R2} = 6,96 - 2,03j - (2,507 + 0,899j) = 4,45 - 2,929j$$

Az utolsó lépésben meghatározhatjuk U_{R3} és U_{L1} értékét:

$$\bar{U}_{L1} = \bar{I}_{L1} * \bar{Z}_{L1} = (4,45 - 2,929j) * 20j = 58,58 + 89j$$

$$\bar{U}_{R3} = \bar{I}_{R3} * R_3 = (4,45 - 2,929j) * 15 = 66,75 - 43,93j$$

A következő ábrán látható a vektorábra szerkesztésének menete, valamint a számolt adatok alapján illetve a szerkesztés alapján felrajzolt vektorábra. Látható, hogy a két vektorábra valójában csak szöghelyzetében illetve léptékezésében tér el egymástól.

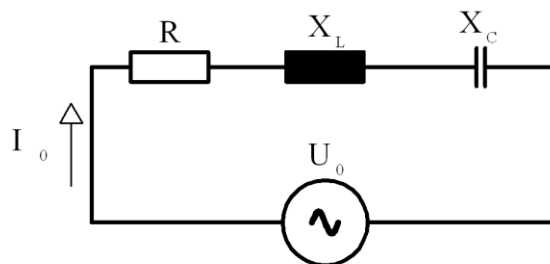


2-42. ábra

2.8.2. Soros és párhuzamos rezgőkör

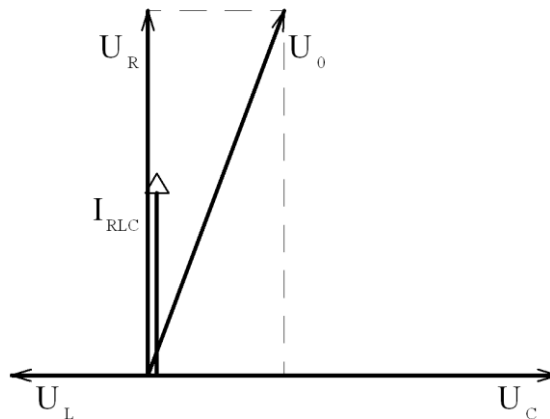
2.8.2.1. Soros rezgőkör

Vizsgáljuk meg azt a helyzetet, amikor a váltakozó áramú hálózatban egy induktivitás és ez kapacitás sorba van kötve. A valósághoz közelebbi helyzet érdekében a kapcsoláshoz vegyünk fel egy Ohmos ellenállást is. Ekkor a kapcsolásunk a következő ábra szerint alakul.



2-43. ábra

Először rajzoljuk fel a körhöz tartozó vektorábrát.



2-44. ábra

Miután mindhárom elem árama azonos, a vektorábra felrajzolásánál ebből indulunk ki. A vektorábrán látszik, hogy az árammal azonos fázisban van az ellenálláson eső feszültség, az áramhoz képest siet az induktivitáson eső feszültség és késik a kapacitáson eső feszültség.

Most emlékezzünk vissza, hogy $\bar{X}_C = \frac{1}{j\omega C} = -j \frac{1}{\omega C}$ (39) és $\bar{X}_L = j\omega L$ (40), aminek

alapján felírhatjuk, hogy $\bar{U}_0 = \bar{I}R + j\bar{I}\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)$.

Az előző egyenlet alapján a két reaktancián együttesen eső feszültség értéke

$$\bar{U}_x = j\bar{I}\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right).$$

Ha megvizsgáljuk a két reaktancián együttesen eső feszültséget akkor, amikor $\omega L = \frac{1}{\omega C}$,

láthatjuk, hogy a két elemen együttesen eső feszültség zérus. Szeretném nyomatékosan felhívni a figyelmet, hogy a két reaktancián együttesen eső feszültség eredőjéről beszélünk, de ettől függetlenül mindkét reaktancián van feszültségesés. Mindösszesen az a helyzet, hogy az induktivitáson és a kapacitáson eső feszültség nagysága minden időpillanatban megegyezik, ugyanakkor a feszültségek iránya minden időpillanatban éppen ellentétes. Nézzük meg az adott példát számokkal is. Legyen R értéke 40Ω X_L értéke $15j$ X_C pedig $-45j$ a tápfeszültség pedig $100V$. Soros kapcsolásról lévén szó az eredő impedancia a három impedancia összege, azaz $\bar{Z} = 40 + 15j - 45j = 40 - 30j$. (Mivel a vektorábra felrajzolásánál az áramból indultunk ki, ezért azt tekintettük tisztán valósnak. A számolás során a kapocsfeszültség a kiindulópontom, tehát ezt tekintem tisztán valósnak, de könnyen belátható, hogy a két eredmény ugyanazt adja, mindössze az a különbség, hogy az első esetben az áram-idő függvény nullátmenetéhez igazítottam a $t=0$ pillanatot, a második esetben pedig a feszültség-idő függvényéhez.)

Az impedancia értékének ismeretében felírható az áram illetve az egyes elemek feszültsége

$$\bar{I} = \frac{\bar{U}}{\bar{Z}} = \frac{100}{40 - 30j} = \frac{100 * (40 + 30j)}{(40 - 30j)(40 + 30j)} = \frac{40 + 30j}{25} = 1,6 + 1,2j [A]$$

$$U_R = \bar{I}R = 64 + 48j$$

$$\bar{U}_C = \bar{I}\bar{Z}_C = -j45 * (1,6 + 1,2j) = 54 - 72j$$

$$\bar{U}_L = \bar{I}\bar{Z}_L = j15 * (1,6 + 1,2j) = -18 + 24j$$

Ami alapján

$$|\vec{I}| = 2 A$$

$$|\vec{U}_R| = 80 V$$

$$|\vec{U}_C| = 90 V$$

$$|\vec{U}_L| = 30 V$$

Tehát jól látható, hogy a három sorbakapcsolt impedancián eső feszültségek abszolút értékének összege messze nem egyezik meg a három impedancia együttes feszültségének abszolút értékével. A következő lépésben vizsgáljuk meg, mi történik akkor, ha a frekvenciát az eredeti érték háromszorosára növeljük. Ismert, hogy az induktivitás impedanciája egyenesen arányos a rajta átfolyó áram frekvenciájával, a kapacitás impedanciája pedig éppen fordítottan arányos vele. A frekvencia értékének háromszorosra növelésével elérjük, hogy az induktivitás impedanciája éppen $45j$ míg a kapacitás impedanciája $-15j$ értéket vesz fel. Ekkor az eredő impedancia értéke $\vec{Z} = 40 + 45j - 15j = 40 + 30j$ lesz, a feszültség és áram értékek pedig

$$\vec{I} = \frac{\vec{U}}{\vec{Z}} = \frac{100}{40 + 30j} = \frac{100 * (40 - 30j)}{(40 + 30j)(40 - 30j)} = \frac{40 - 30j}{25} = 1,6 - 1,2j [A]$$

$$\vec{U}_R = \vec{I}R = 64 - 48j$$

$$\vec{U}_C = \vec{I}\vec{Z}_C = -j15 * (1,6 - 1,2j) = -18 - 24j$$

$$\vec{U}_L = \vec{I}\vec{Z}_L = j15 * (1,6 - 1,2j) = 54 + 72j$$

Ami alapján

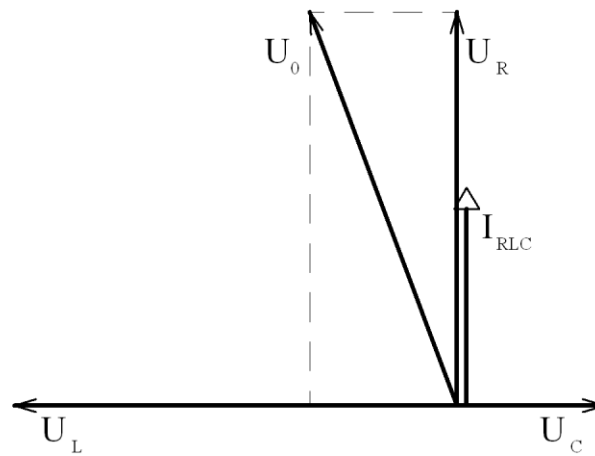
$$|\vec{I}| = 2 A$$

$$|\vec{U}_R| = 80 V$$

$$|\vec{U}_C| = 90 V$$

$$|\vec{U}_L| = 30 V$$

Ha most felrajzoljuk a vektorábrát olyan módon, hogy az áramból indulunk ki, azaz azt tekintjük tisztán valósnak, látjuk hogy a kapott vektorábra a tükörképe a 2-44. ábrán láthatónak



2-45. ábra

Tekintsük az eredeti állapothoz $\vec{Z}_L = 15j$ valamint $\vec{Z}_C = -45j$. Tekintsük az ezekhez az értékekhez tartozó frekvenciát f -nek, és keressük meg azt a frekvenciát, ahol az induktivitás és a kapacitás azonos nagyságú impedanciával rendelkezik. Legyen ez a frekvencia f_0 . Jelöljük a két frekvencia hányadosát x -szel, azaz $x = \frac{f_0}{f}$, és így írható hogy $x * 15 = \frac{45}{x}$ amiből $x = \sqrt{3}$.

Ezen a frekvencián $\vec{Z}_C = -26j$, $\vec{Z}_L = 26j$, a hálózat eredő impedanciája éppen az R ellenállás, azaz 40Ω . Ekkor

$$\vec{I} = \frac{\vec{U}}{\vec{Z}} = \frac{100}{40} = 2,5[A]$$

$$U_R = \vec{I}R = 100V$$

$$\vec{U}_C = \vec{I}\vec{Z}_C = -j26 * (2,5) = -65j[V]$$

$$\vec{U}_L = \vec{I}\vec{Z}_L = j26 * (2,5) = 65j[V]$$

ami alapján

$$|\vec{I}| = 2,5A$$

$$|\vec{U}_R| = 100V$$

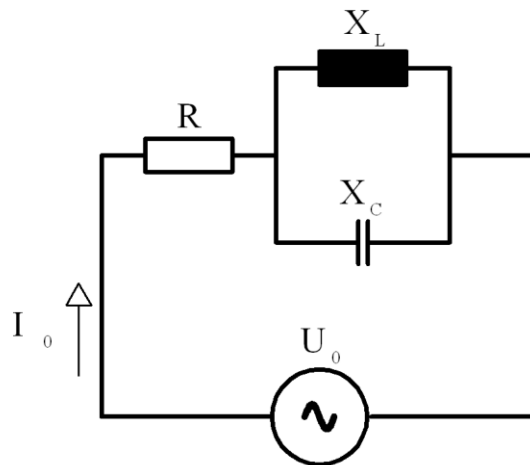
$$|\vec{U}_C| = 65V$$

$$|\vec{U}_L| = 65V$$

Azt a frekvenciát, ahol a hálózat eredő impedanciájának a képzetes része éppen zérus rezonanciafrekvenciának nevezzük. A rezonanciafrekvencia fogalmának másik megfogalmazása az, hogy itt az áramkör feszültsége és árama éppen fázisban vannak.

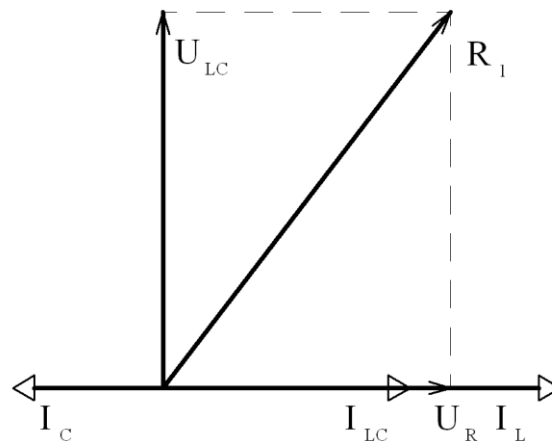
2.8.2.2. Párhuzamos rezgőkör

Vegyük a következő ábrán látható kapcsolást.



2-46. ábra

Először rajzoljuk fel a körhöz tartozó vektorábrát.



2-47. ábra

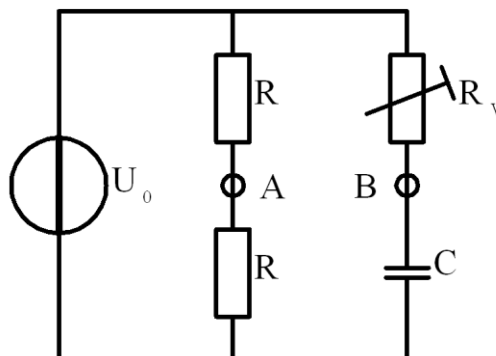
Látható, hogy itt az induktivitáson és a kapacitáson ugyanaz a feszültség esik. Az egyszerűség kedvéért most csak azt az esetet nézzük, amikor a kapacitív és az induktív impedancia értéke megegyezik. Ekkor érdekes helyzet áll elő. Tételezzük fel, hogy a párhuzamos elemeken U feszültség esik, ami lássuk be nem egy túl merész feltételezés. Jegyen az induktivitás impedanciája $j \cdot Z$, a kapacitáse pedig természetesen $-j \cdot Z$. Ekkor az induktivitáson éppen

$\vec{I}_L = \frac{\vec{U}}{j \cdot Z}$ a kapacitáson pedig $\vec{I}_C = -\frac{\vec{U}}{j \cdot Z}$ áram folyik. Ha megnézzük az R , L , és C elemek

közös csomópontját, ez azt jelenti, hogy a kapacitás árama éppen fedezi az induktivitás áramát és fordítva, azaz az R ellenálláson 0 áram folyik. Magyarul ebben a kapcsolásban rezonanciafrekvencián a kapcsolás eredő árama, ami megegyezik az ellenállás áramával 0, az ellenálláson nem esik feszültség, a teljes kapocsfeszültség a párhuzamos részre esik, és itt az L - C körben folyik csak áram.

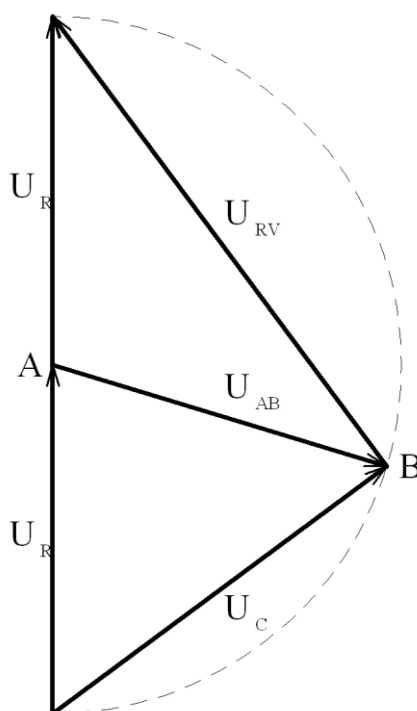
2.8.2.3. Fázistoló kapcsolás

Tekintsünk még egy érdekes kapcsolást. A kapcsolás rajzát a következő ábra mutatja



2-48. ábra

Itt is rajzoljuk fel a körhöz tartozó vektorábrát.



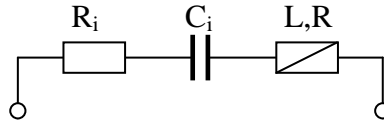
2-49. ábra

A vektorábrából látszik, hogy az R_v változtatható ellenállás feszültsége mindig derékszöget zár be a C kondenzátor feszültségével, mivel mindkettőn I_{RvC} áram folyik át. Az is látható, hogy $U_{Rv} + U_C$ éppen U_0 értékét adja, így Thales tétele alapján a 'B' pont potenciálja éppen egy félkörön mozog, azaz az 'A' és a 'B' pont között egy, a hálózati feszültség 50%-ának megfelelő feszültségű, a hálózati feszültséghez képest $0-180^\circ$ közötti fázisszöggel eltolható feszültséget kapunk

2.8.3. Váltakozó áramú áramkör mérése, vektorábra felvétele

2.8.3.1. A mérési feladat

- 1) Az R_i ellenállás, a C_i kondenzátor ($i=1 \dots 2$) és az L, R -rel jelölt veszteséges induktivitásból állítson össze soros áramkört (2-50. ábra), és mérje az elemekre jutó feszültségeket. Mérje az áramot is.

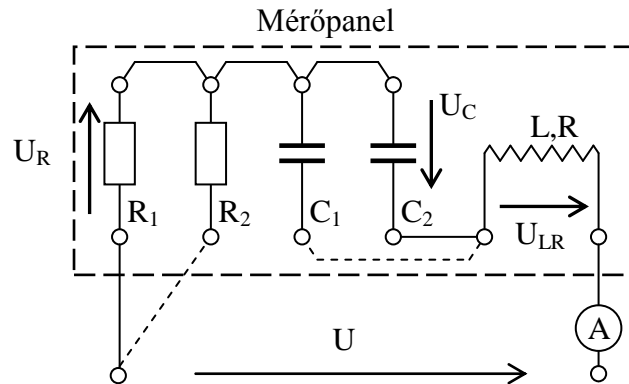


2-50. ábra

- 2) A mérést két-két különböző értékű kondenzátorral és ellenállással (összesen 4 változat) végezze el!
- 3) Szerkessze meg mind a 4 esetre a vektorábrát!
- 4) Számítsa ki R_1 , C_1 , R_2 , C_2 valamint R és L értékét!

2.8.3.2. A mérés menete

A 2-51. ábra a mérőpanel kapcsolási rajza, R_1 ellenállás, C_2 kondenzátor és a veszteséges induktivitás van bekötve. A feszültségeket nagy bemeneti ellenállású elektronikus vagy digitális voltmérővel mérjük. Erre azért van szükség, mert ebben a hálózatban található áramköri elemek impedanciái összemérhetőek lennének az elektromechanikus műszerek e feszültségekre beállított saját belső ellenállásaival és így csak nagy hibával tudnánk mérni.



2-51. ábra

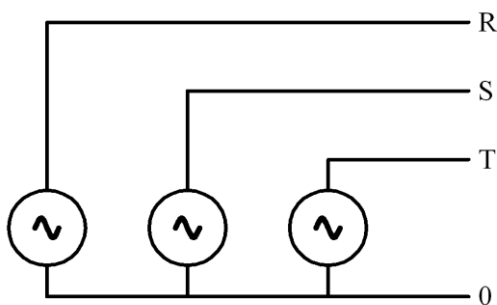
A mérési feladatban rögzítetteket hajtsa végre és az adatokat az előzetesen elkészített, Táblázatba írja be, melynek 1-5 oszlopa a mért, 6-7 a szerkesztett és 8-12 a számított értékeket egyaránt tartalmazza!

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
	U	U_{R_i}	U_{C_i}	U_{LR}	I	U_R	U_L	R	L	φ	R_i	C_i
	[V]	[V]	[V]	[V]	[mA]	[V]	[V]	[Ω]	[H]	[$^\circ$]	[Ω]	[nF]
$R_1 C_1 L$												
$R_1 C_2 L$												
$R_2 C_1 L$												
$R_2 C_2 L$												

2-1. Táblázat

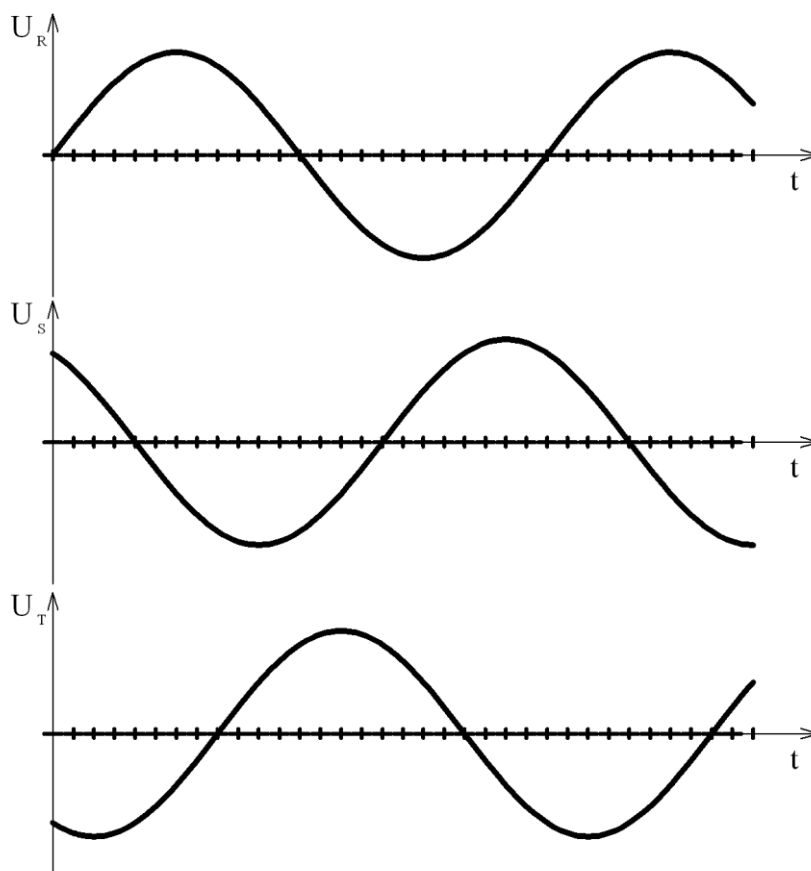
3. HÁROMFÁZISÚ HÁLÓZATOK

Az eddigiekben láttuk azt, hogy egy váltakozóáramú generátor szinuszosan váltakozó feszültséget állít elő. Ha több azonos frekvenciájú és feszültségű váltakozó feszültségű generátor egyik kapcsát összekötjük olyan módon, hogy a kapcsolás szabadon hagyott sarkain a közös ponthoz képest időben egyenletesen elosztott időfüggvényeket kapunk akkor többfázisú hálózatról beszélünk.



3-1. ábra

Az ábrán R , S illetve T betűvel jelölt pontokat fázisnak, míg a 0 -val jelölt pontot csillagpontnak hívjuk. A egyes fázisok feszültség-idő függvényét az alábbi ábra tartalmazza.



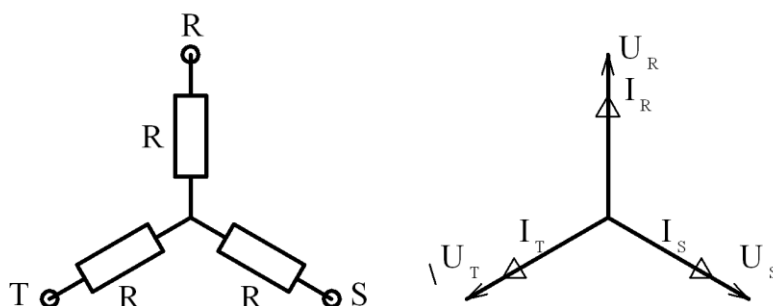
3-2. ábra

A leggyakrabban alkalmazott többfázisú hálózatnál a fázisszám három, és valamennyi fázist ugyanaz a gép állítja elő, a 3-1. ábra által alkalmazott jelölés csak a szemléltetést szolgálja.

Háromfázisú hálózatoknál az egyes fázisok időben 120° -kal vannak eltolva egymáshoz képest. Háromfázisú hálózatok esetén megkülönböztetünk fázis és vonali feszültséget valamint fázis és vonali áramot. Fázisfeszültségnek egy fázis és a csillagpont között mérhető feszültséget értjük, vonali feszültség alatt pedig két fázispont közötti feszültséget értjük. Hasonlóan fázis-áram alatt az egy fázisponton átfolyó áramot értjük, míg vonali áram alatt az egyik fázispontból a másik fázispontba folyó áramot nevezzük.

A háromfázisú hálózatok lehetnek szimmetrikus illetve aszimmetrikus kialakításúak, továbbá lehetnek úgynevezett földelt illetve nem földelt csillagpontú hálózatok. Szimmetrikusnak nevezünk egy hálózatot, amikor bármelyik fázispont felől nézzük azt, ugyanazt a képet látjuk, aszimmetrikusnak pedig azt, amire az előbbi feltétel nem teljesül. Földelt csillagpontúnak nevezük azt a hálózatot, amelyiknél a terhelő áramkör csillagpontja létezik, ki van vezetve és össze van kötve a tápláló háromfázisú hálózat csillagpontjával.

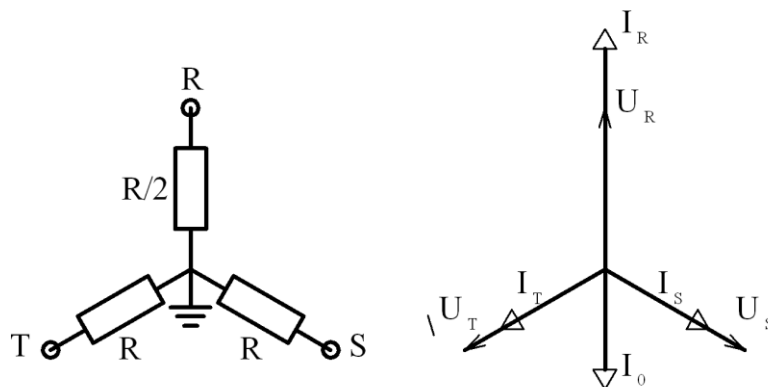
Tekintsük most a legegyszerűbb földelt csillagpontú szimmetrikus hálózatot.



3-3. ábra

Ekkor az egyes ellenállásokra jutó feszültség és az ellenállásokon átfolyó áram három-három, egymáshoz képest 120° -kal eltolt vektorral jellemezhető, ami azt jelenti, hogy a terhelő hálózat és a táphálózat csillagpontja között nem folyik áram.

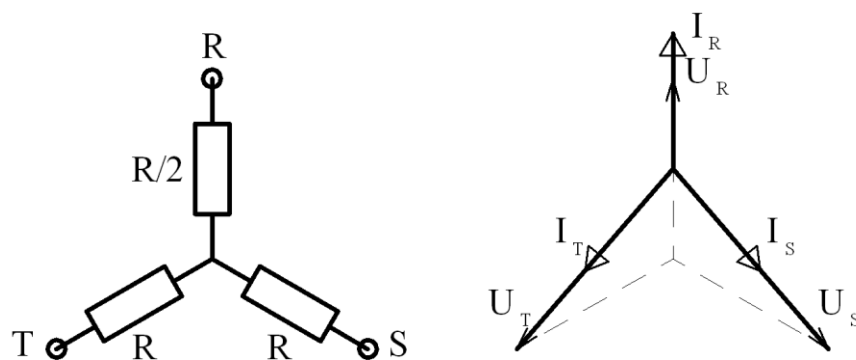
Vegyük most a legegyszerűbb földelt csillagpontú aszimmetrikus hálózatot és a hozzá tartozó vektorábrát.



3-4. ábra

Látható, hogy az ellenállásokra ugyanakkora, csak időben eltolts feszültség jut, így az ellenállásokon az ellenállásértéknek megfelelő áram folyik. Aszimmetrikus hálózatról van szó, így a három ellenálláson átfolyó áramok vektoriális összege nem nulla, azaz a Kirchoff csomóponti törvény értelmében a nullvezetőn is áramnak kell folynia.

Vizsgáljuk meg ugyanezt az esetet csak nem földelt csillagpont esetén.



3-5. ábra

Jól látszik, hogy a Kirchoff féle csomóponti törvény csak úgy teljesülhet, ha a terhelés csillagpontjának potenciálja közelebb kerül az 'S' pont potenciáljához, ekkor ugyanis az $R/2$ ellenálláson eső feszültség és ezzel együtt az itt folyó áram csökken, míg a másik két ágon mind a feszültség mind pedig az áram növekszik.

3.1.1. Háromfázisú hálózat és terhelés vizsgálata

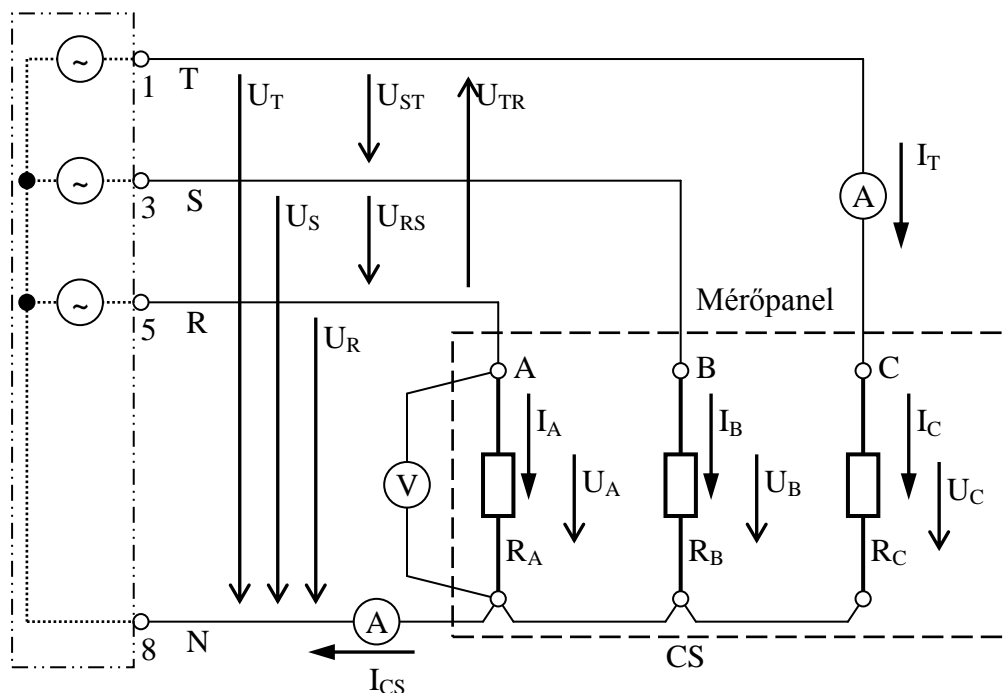
3.1.1.1. A mérési feladat

- 1) A szimmetrikus háromfázisú csillag kapcsolású tápláló hálózat vizsgálata. (A hálózat áramkörében a fázisok indexei: R, S, T).
- 2) A szimmetrikus csillag kapcsolású terhelés vizsgálata. (A terhelés áramkörében a fázisok indexei: A, B, C).
- 3) A szimmetrikus delta kapcsolású terhelés vizsgálata.
- 4) Aszimmetrikus csillag kapcsolású terhelés vizsgálata. A terhelések különböző értékű ellenállások, illetve néhány esetben velük párhuzamosan kapcsolt kondenzátorok.

3.1.1.2. A mérés menete

- 1) Mérés

A háromfázisú hálózat névleges feszültsége 42/24V, 50 Hz. A fázisok az 1, 3, és 5 sz., a földelt csillagpont a 8 sz. csatlakozó hüvelyekre vannak kapcsolva.



3-6. ábra

- Mérje meg a tápláló hálózat mindhárom fázisának fázisfeszültségét (U_R, U_S, U_T).
- Mérje meg a vonalfeszültségeket (U_{RS}, U_{ST}, U_{TR}).
- A mért eredményeket írja a 3-1. Táblázatba.

Mérés	U_R	U_S	U_T	U_{RS}	U_{ST}	U_{TR}
1.						

3-1. Táblázat

2.a Mérés

- Kapcsolja az ellenállásokat csillag kapcsolásba, az A, B, C, CS pontokat kapcsolja a hálózatra (3-6. ábra)
- Mérje meg a terhelés egy fázisának áramát.
- Mérje meg a hálózat, és a terhelés csillagpontjait összekötő $N-CS$ vezeték áramát.
- A mért mennyiségeket írja a 3-2. táblázatba.

A táblázat elkészítésekor rögtön jelölje be a „0” értékeket mérésenként, azaz soronként!

- A terhelő ellenállás mindhárom fázisban azonos, $R_A=R_B=R_C$, ezért elegendő egy fázis áramát mérni.
- A szimmetrikus terhelésnél a három fázis áramának vektori összege nulla, ezért a csillagpontokat összekötő vezeték árama elméletileg nulla, de a mért értékeket tüntesse fel.

Figyelem! Az egyszer már mért értékeket ne mérje újra!

- A terhelés A, B, C fázisainak feszültségei megegyeznek a tápláló hálózattal már mért R, S, T feszültségeivel.
- Csillag kapcsolásban a terhelés fázis és vonali áramai megegyeznek (ugyanaz).

Mérés	Fázisfesz.			Vonalfesz.			Fázis á.			Vonali á.			I_{CS}	U_{N-CS}	P_R
	U_A	U_B	U_C	U_{AB}	U_{BC}	U_{CA}	I_A	I_B	I_C	I_R	I_S	I_T			
2.a														0	
2.b	0						0			0				0	
⋮															

3-2. táblázat

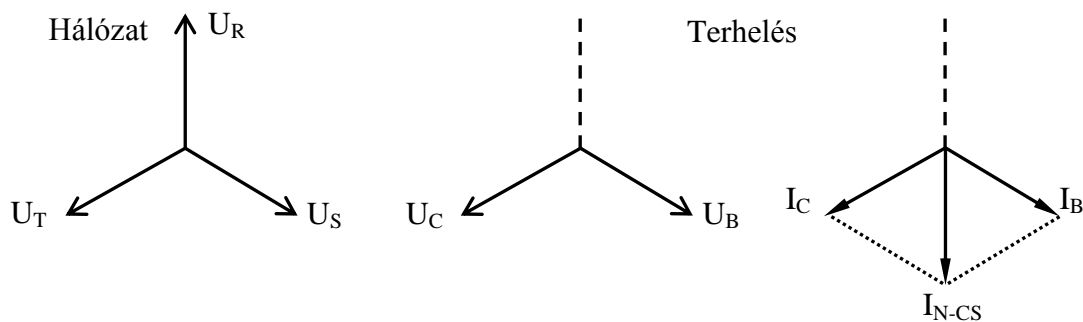
(Értelemszerűen a szükséges mennyiségű sorral bővítse a táblázatot!)

2.b Mérés

- Szakítsa meg a terhelés A fázisának táplálását.
- Mérje meg a csillagpontokat összekötő vezeték áramát.
- A mért értéket írja a 3-2. táblázatba.

A terhelés táplálása most kétfázisú. A két fázis feszültségei és áramai akkorák, mint szimmetrikus esetben voltak.

$U_A=0, I_A=0, U_S=U_B, U_T=U_C$, a csillagpontban vektorosan: $\bar{I}_B + \bar{I}_C = \bar{I}_{N-CS}$ és skalárisan a geometriából következően $|\bar{I}_B| = |\bar{I}_C| = |\bar{I}_{N-CS}|$



3-7. ábra

2.c Mérés

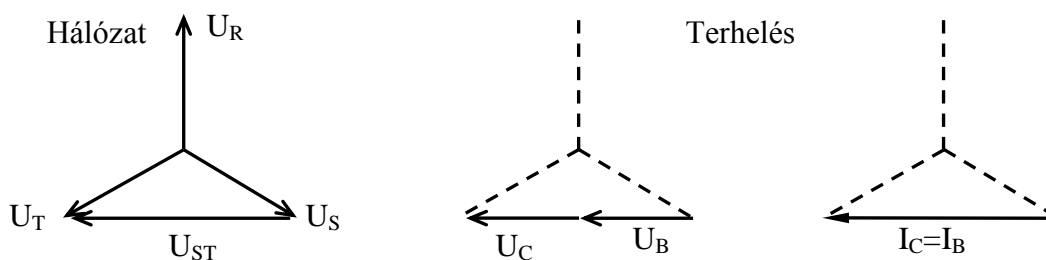
- Tartsa továbbra is megszakítva a terhelés A fázisának táplálását, de most szakítsa meg a csillagpontokat összekötő vezetőket is.
- Mérje meg az ellenállások feszültségeit.
- Mérje meg a hálózat, és a terhelés csillagpontjai között a feszültséget.
- Mérje meg az ellenállásokon átfolyó áramot.
- A mért mennyiségeket írja a 3-2. táblázatba.

A csillagpont megszakítása után a két ellenállás sorba van kapcsolva az $S-T$ vonali feszültségre, ami tulajdonképpen egy egyfázisú kapcsolást jelent.

$$R_{BC} = R_B + R_C = 2 * R_B$$

A sorba kötött két ellenálláson a feszültségek abszolút értékeire igaz:

$$U_B = U_C = U_{ST}/2, \quad \text{és} \quad I_B = U_{ST}/2R_B.$$



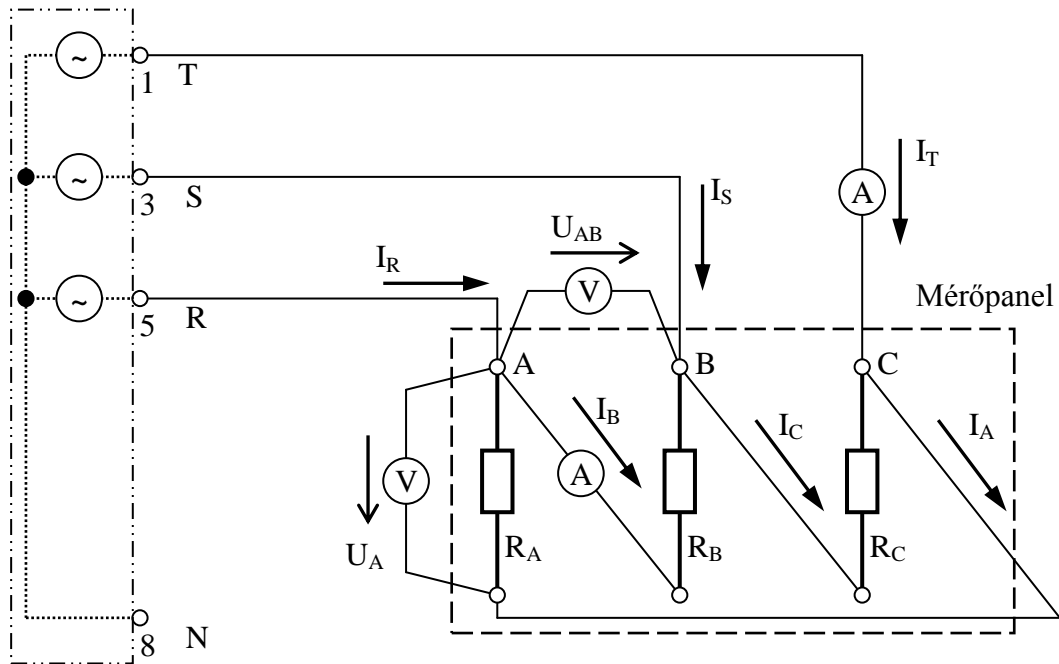
3-8. ábra

3.a Mérés

- Kapcsolja az ellenállásokat delta kapcsolásba (3-9. ábra).
- Mérje meg a terhelés egy vonali és egy fázis áramát (a 3-9. ábra szerint pl.: I_T , és I_B).
- A mért értékeket írja a 3-2. táblázatba.

3.b Mérés

- Szakítsa meg az R fázisról a táplálást.



3-9. ábra

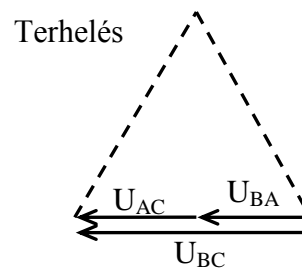
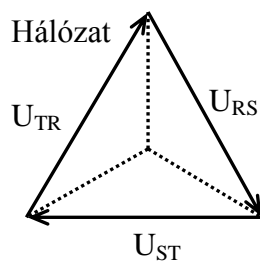
- Mérje meg az ellenállások feszültségeit.
- Mérje meg az ellenállások áramait.
- A mért értékeket írja a 3-2. táblázatba.

A vezeték megszakítása után az ellenállások az S - T vonali feszültségre vannak kapcsolva, ami tulajdonképpen egy egyfázisú kapcsolást jelent. B - C pontok között az eredő ellenállás:

$$R_{BC} = R_C \times (R_A + R_B)$$

mivel

$$U_{BA} = U_{AC}$$

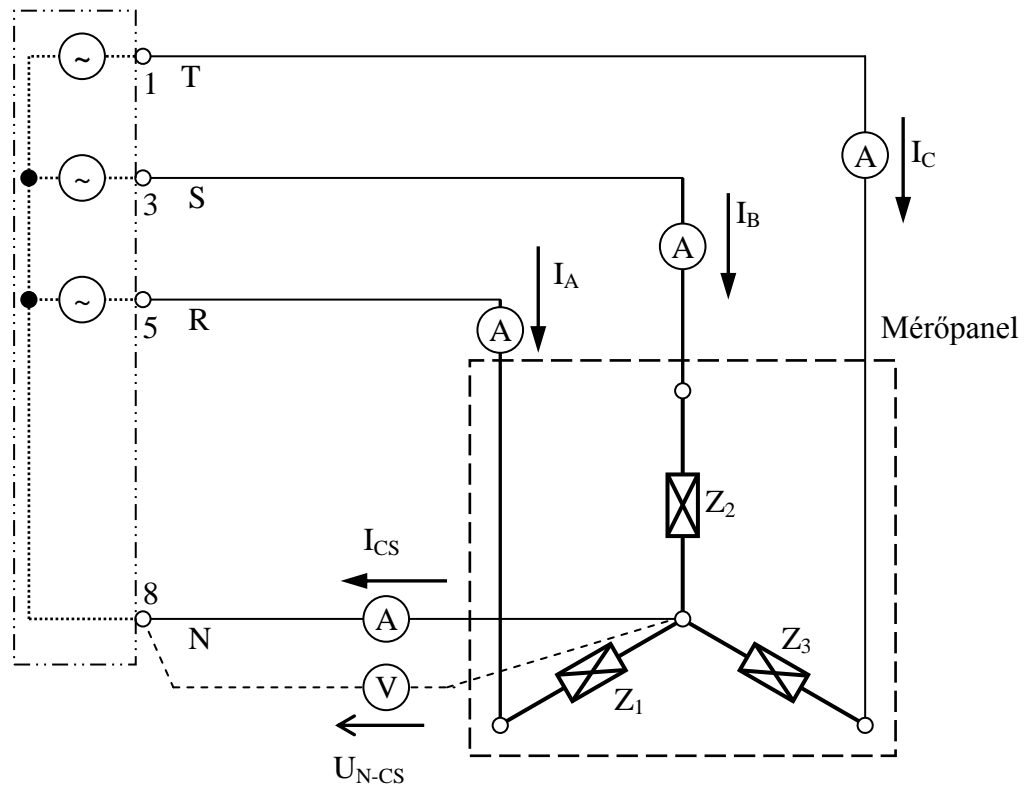


$$U_{BA} = U_{BC} / 2$$

3-10. ábra

4.a Mérés

- Kapcsolja a terhelést a hálózatra, a csillagpontot is kösse össze a hálózat csillagpontjával (3-11. ábra).
- Mérje meg a terhelés áramait (fázis áramok), valamint a csillagpontokat összekötő vezeték áramát.



3-11. ábra

- Ha a terhelés valamelyik fázisában párhuzamosan kapcsolt impedanciák vannak, mérje meg külön - külön az impedanciák áramait is.
- A mért mennyiségeket írja a 3-2. táblázatba.

4.b Mérés

- Szakítsa meg a csillagpontokat összekötő vezetékét.
- Mérje meg az impedanciák feszültségeit.
- Mérje meg a hálózat, és a terhelés csillagpontjai közötti feszültséget.
- Mérje meg az impedanciák áramait.
- A mért mennyiségeket írja a 3-2. táblázatba.

3.1.1.3. Alkalmazott eszközök:

- Az áram méréshez GANZUNIV 3 mutatós univerzális műszer
- A feszültség méréshez digitális univerzális műszer.
- Ellenállás panel 3 db azonos ellenállással a 2., és 3. feladatokhoz.
- Csillagba kapcsolt impedancia panel különböző ellenállásokkal és/vagy kondenzátorokkal a 4. feladatok számára.

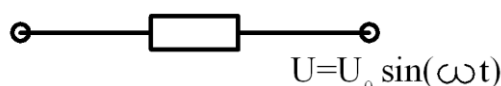
3.1.1.4. Értékelés

- Számítsa ki a szimmetrikus terhelő ellenállás nagyságát!
- Határozza meg a terhelés egy fázisának teljesítményét a 2.a, a 2.b, a 3.a és a 3.b mérési pontokban és írja be a 3-2. táblázat utolsó oszlopába!

- Rajzolja fel a 2.a, a 2.b, a 3.a és a 3.b pontokban a terhelések feszültségeit, és áramait léptékhelyesen, mm papíron. A vektorábrákon a feszültségeket vékony vonallal, nyitott nyílheggyel, az áramokat vastag vonallal, zárt nyílheggyel rajzolja!
- A 2.b és a 3.b mérés áramait ellenőrizze számítással!
- Számítsa ki a 4.a és a 4.b pontokban a terhelés egyes fázisainak impedanciáit!
- Rajzolja fel a 4.a és a 4.b pontokban mért feszültségek, és áramok vektorait. A vektorábrákon tüntesse fel a hálózat fázisfeszültségeinek vektorait is!

4. A VILLAMOS TELJESÍTMÉNY

Az első fejezetben láttuk, hogy ha a potenciálkülönbség hatására villamosan töltött részecske a villamos erőter irányában elmozdul, akkor ott fizikai munkavégzés történik. Vizsgáljuk meg a helyzetet egy ellenállás esetén.



4-1. ábra

Az ellenállás egyik végpontjának potenciálját tekintjük 0-nak. Miután potenciálos terek esetén az egyes pontok potenciálja relatív, ezért ezt az önkényes döntést minden további gond nélkül megtehetjük. Nem okozunk akkor sem semmi problémát, ha a vezető illetve az ellenállás belsejében a villamos erőteret homogénnek tekintjük, továbbá a potenciálkülönbség által indított töltésáramlást is homogénnek vesszük.

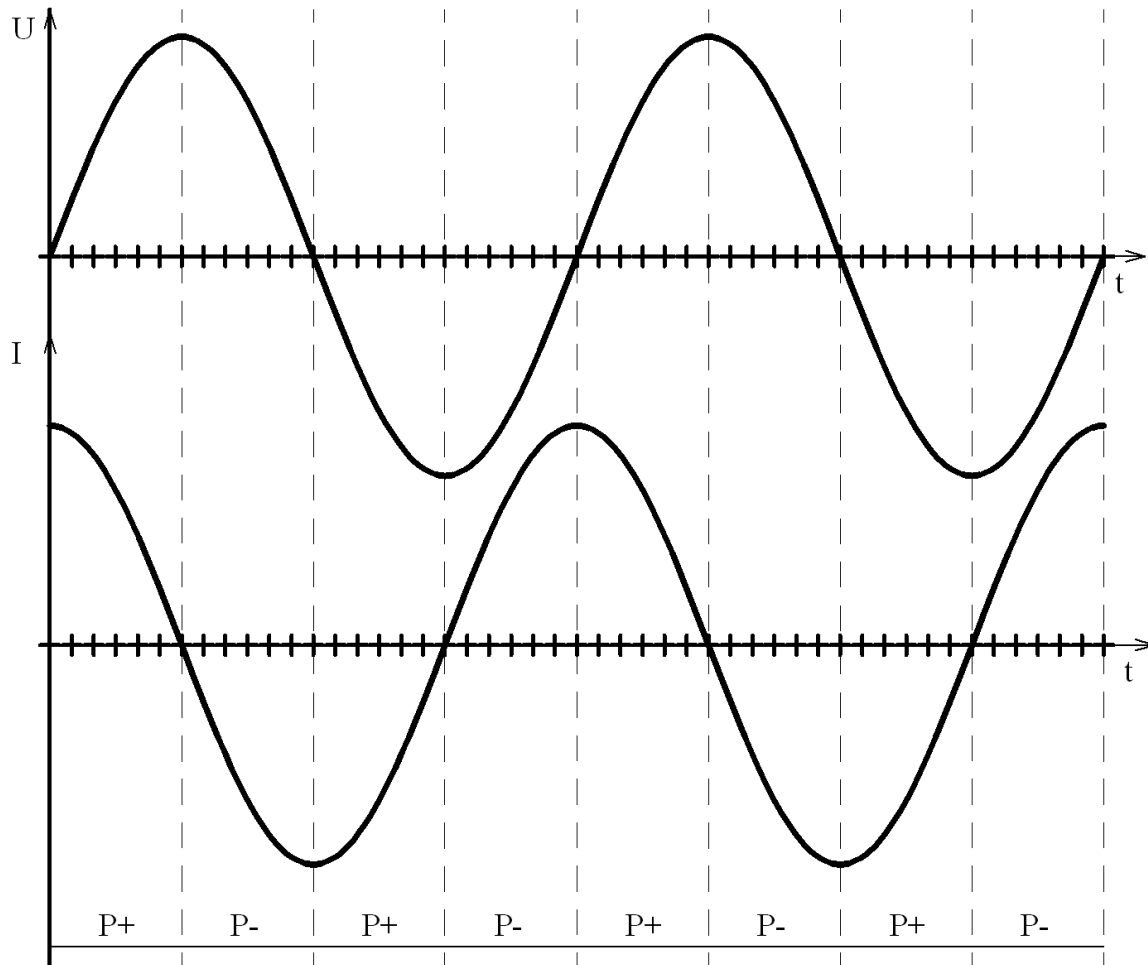
Emlékezzünk még vissza arra, hogy ellenállás esetén az ellenálláson folyó áram és az ellenálláson eső feszültség fázisban vannak, ami azt jelenti, hogy az áramot alkotó villamosan töltött részecskék minden pillanatban a villamos erőter irányába mozdulnak el. Ez azt jelenti, hogy minden pillanatban villamos teljesítmény keletkezik, azaz az ellenálláson folyó áram előállításához valamilyen mechanikai, illetve egyéb energia betáplálása kell, és ez a teljesítmény mechanikai, hő illetve egyéb teljesítménnyé alakul. Az így keletkező teljesítményt hatásos teljesítménynek hívjuk.

A hatásos teljesítmény úgy számítható ki, hogy a feszültség illetve áram azonos fázisban lévő összetevőjét összeszorozzuk egymással, ez legáltalánosabb formában a

$$P = U * I * \cos(\phi) \quad (41)$$

összefüggéssel írható le, ahol U és I a feszültség és áram effektív értéke ϕ pedig a két időfüggvény illetve vektor által bezárt szög. A hatásos teljesítmény mértékegysége a teljesítmény jellemzésére általánosan használt Watt (W)

Más lesz a helyzet, ha a 4-1. ábra szerint kapcsolatban az ellenállás helyet akár kondenzátor akár induktivitást helyezek el. Ekkor ugyanis az idő felében a feszültség és az áram iránya megegyezik, azaz a rendszer hatásos teljesítményt ad le, de az idő másik felében a rendszer a környezetéből ugyanezt az energiát el is vonja, azaz összességében fizikai értelemben vett munkavégzés nem történik.



4-2. ábra

Azt a villamos teljesítményt, amikor a feszültség és áram egymáshoz képest 90° -ban eltolt összetevőit vesszük figyelembe, meddő teljesítménynek hívjuk. A meddő teljesítményt

$$Q = U * I * \sin(\phi) \quad (42)$$

összefüggéssel számoljuk, mértékegysége a VAR.

A villamos teljesítmények harmadik fajtája a látszólagos teljesítmény, ami nem más, mint a feszültség és az áram szorzata, értéke egyértelműen a

$$S = U * I \quad (43)$$

összefüggéssel számítható, mértékegysége a VA (voltamper). Értelemszerűen egy adott impedancia esetén igaz a

$$S^2 = P^2 + Q^2 \quad (44)$$

II. rész

Aktív eszközök

5. FÉLVEZETŐK FIZIKÁJA

5.1. Félvezetők vezetése

Az anyagok vezetőképességük, illetve szigetelési ellenállásuk alapján oszthatók a vezető a félvezető és a szigetelő anyagok csoportjába. A szilárd vezetőanyagok szerkezete olyan, hogy jelentős mennyiségű szabad elektron található a rácsszerkezetben, így a vezető két végére kötött potenciál hatására elektronáram indul meg. Vezetők esetén ilyen áramlás egyáltalán nem indul meg. Félvezetők esetén az anyag molekulájáról leválnak elektronok, amik szabadon elmozdulnak a potenciál irányában, ugyanakkor az elektronok helyén keletkező hiány mint lyuk szintén részt vesz a vezetésben. A térerősség hatására az elmozduló elektronok lyukakat töltenek be, így a lyuk oda kerül, ahol azelőtt az elektron volt. Azt a jelenséget, amikor az elektronok leválnak a kristályszerkezetről és lyuk képződik a helyükön sajátvezetésnek hívjuk. A sajátvezetésben részt vevő elektronok természetesen lyukakat töltenek be ezt a folyamatot rekombinációnak hívjuk. Szobahőmérsékleten a sajátvezetés és a rekombináció egyensúlyban vannak.

Ha ezt a félvezetőt olyan anyaggal szennyezzük, amely eggyel több atommal rendelkezik mint a félvezető, akkor a kristályszerkezetben jelentős elektrontöbblet jelenik meg, így a félvezető vezetőképessége megnő. A vezetőképesség megnövekedését az elektronok okozzák.

Hasonlóképpen, ha a félvezetőt olyan anyaggal szennyezzük, amelynek vegyértéke eggyel alacsonyabb mint a félvezetőé, akkor a kristályszerkezetben lyukak keletkeznek, és ezeknek a lyukaknak a vándorlása hozza létre a vezetést.

Azokat a szennyezett félvezetőket, amelyeknél a vezetést a negatív töltésű elektronok okozzák 'n' típusú, azokat pedig, amelyeknél a vezetést pozitív töltésű lyukak végzik 'p' típusú félvezetőnek hívjuk.

5.2. p-n átmenet

Ha a félvezető kristály egyik oldalát p míg a másik oldalát n típusú anyaggal szennyezzük, akkor a rétegek határán kialakul egy olyan réteg, ahol a p réteg szabad pozitív töltései semlegesítik az n réteg szabad negatív töltéseit. Természetesen eközben a határrétegben a töltéseloszlás miatt villamos térerősség alakul ki. Ez a villamos tér olyan, hogy akadályozza a p réteg pozitív töltéseinek n rétegbe jutását és fordítva. Ezt a réteget hívjuk kiürített rétegnek.

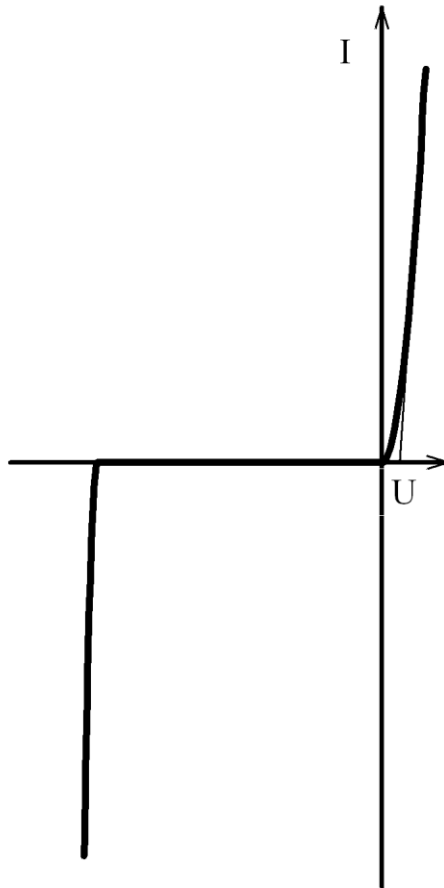
Ha a félvezető két rétegére olyan módon kötök villamos feszültséget, hogy a p réteg negatív, az n réteg pedig pozitív potenciálra kerül, akkor a külső hatás a szennyezett félvezetőben levő vezető töltéseket (lyukakat és elektronokat) távolítja egymástól, azaz növeli a kiürített réteg szélességét, azaz a kristály továbbra sem vezet. (Az úgynevezett kisebbségi töltéshordozók ekkor is vezetnek, de ez egy minimális záróirányú áramot eredményez.)

A záróirányú feszültség növelésének határt szab, hogy a félvezetőre kapcsolt feszültség bizonyos szintje fölött a külső potenciál által keltett tér elektronokat szakít ki a kristályszerkezetből. Ezeknek az elektronoknak mozgásuk közben megnő a mozgási energiája, újabb kristályokba ütközve újabb atomokat szakítanak ki, így a félvezetőn az áram lavinaszerűen megnő, a kristály túlmelegedhet és tönkremehet.

Fordítsuk meg a p-n átmenet sarkaira kötött feszültség polaritását. Ha a külső feszültséget növeljük, a kiürített réteg szélessége csökken, és amikor a félvezető sarkaira kötött feszültség eléri a nyugalomban levő félvezető kiürített rétegén keletkező potenciálnak megfelelő potenciát, akkor a p-n átmeneten megindul az áram. Nyitóirányú igénybevétel esetén arra kell ügyelni, hogy túl nagy áram esetén a záróréteg hőmérséklete a megengedhető szint fölé emelkedhet, ami a félvezető tönkremeneteléhez vezethet.

6. DIÓDÁK ÉS ZENER-DIÓDÁK

Félvezető diódák kialakításánál az előbb említett p-n átmenet működését használjuk ki. A dióda feszültség-áram diagramját a következő ábra mutatja.

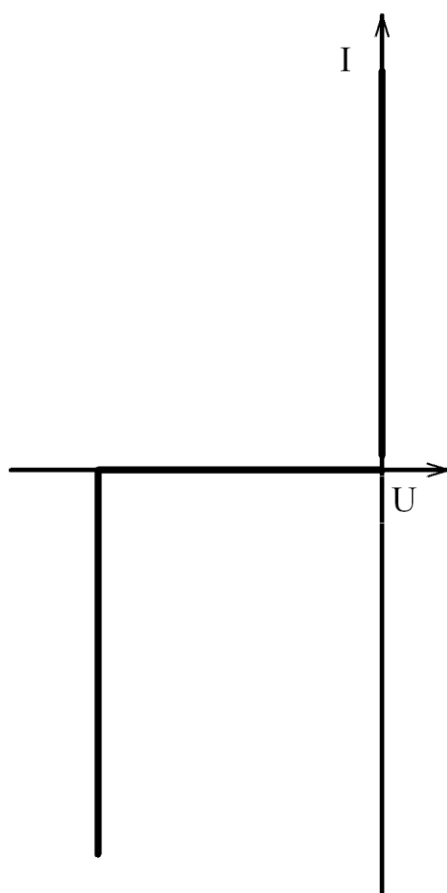


6-1. ábra

A jelleggörbe jellegzetes pontja a küszöbfeszültség, ahol a dióda vezetni kezd, illetve az a záróirányú feszültség, ahol az úgynevezett lavinaeffektus bekövetkezik.

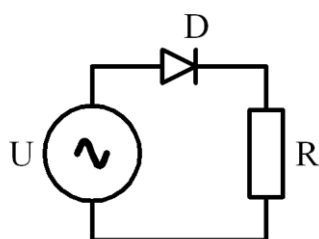
A félvezető diódákat általában egyenirányításra használjuk, ezeknek az üzemi tartománya nem éri el a záróirányú letörési feszültséget. Léteznek olyan diódák is, amelyek kifejezetten a letörési tartományban üzemelnek, ezeket Zener-diódának hívjuk.

Az egyszerűség kedvéért a következőkben idealizáljuk a diódánkat és a karakterisztikát tekintsük az alábbiak



6-2. ábra

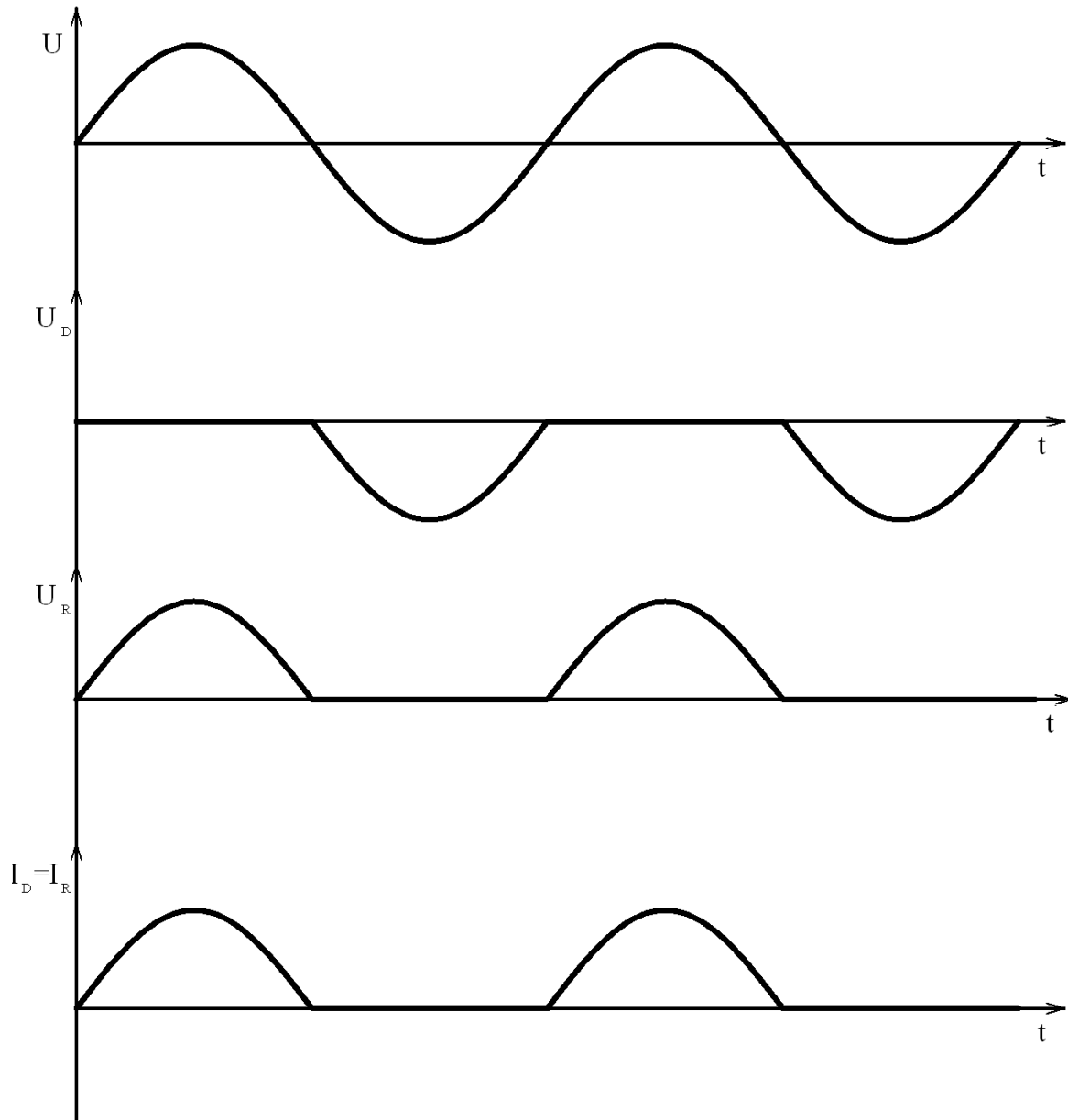
Vizsgáljuk most meg a következő kapcsolást



6-3. ábra

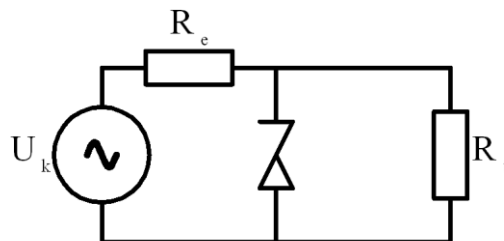
A tápfeszültség legyen szinusz görbe szerinti. Ekkor az első félperiódusban a dióda nyitóirányban van igénybevéve, mind a diódán mind pedig az ellenálláson I áram folyik át, miközben az ellenállás feszültsége megegyezik a kapcsolófeszültséggel, a diódán eső feszültség pedig 0 értékű.

A következő félperiódusban a dióda záróirányban van igénybe véve, áram nem folyik a körben, ezáltal az ellenálláson eső feszültség 0, azaz a teljes kapcsolófeszültség a diódán esik. A feszültség és áram jelalakokat a 6-4. ábra mutatja



6-4. ábra

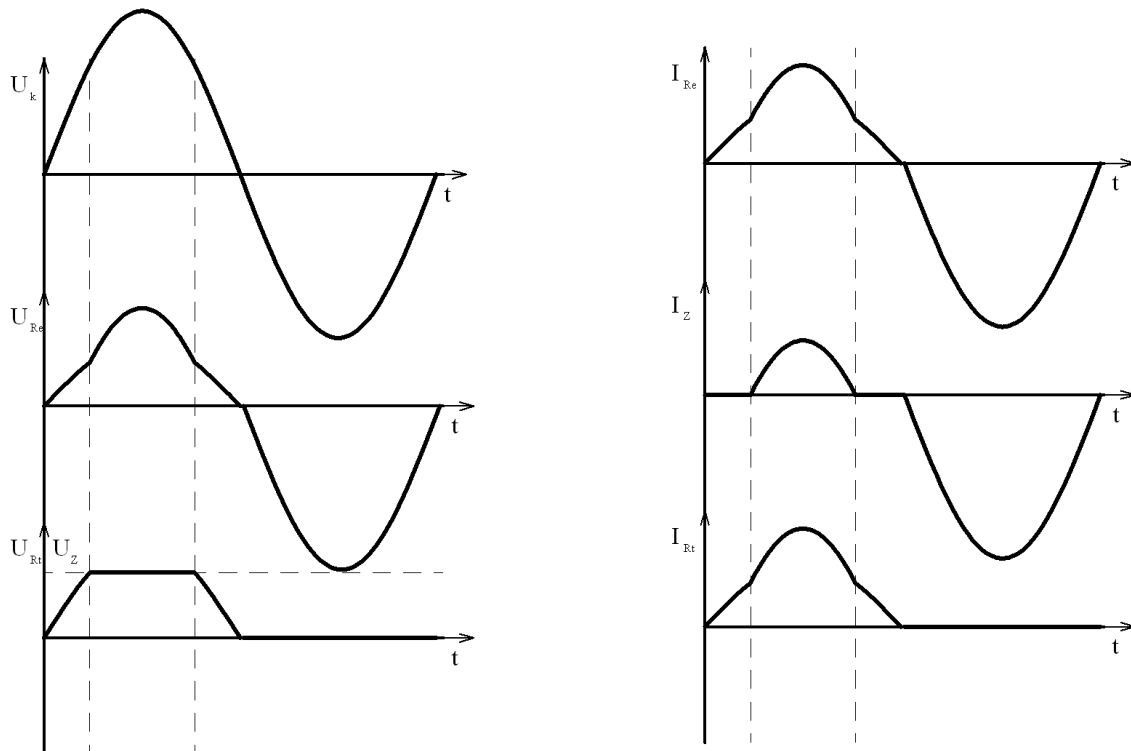
Ezután nézzük meg a legegyszerűbb Zener-diódás kapcsolást. A Zener-dióda jelalakját is vegyük ideálisnak a 6-2. ábra szerint



6-5. ábra

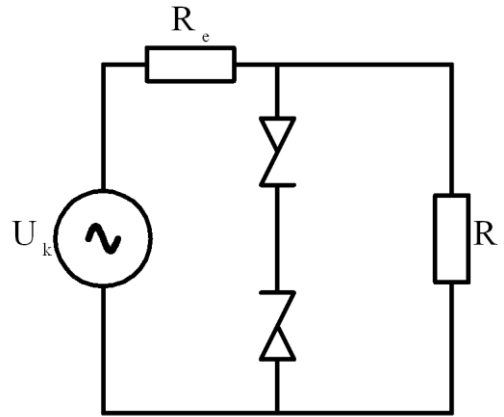
Uk kapocsfeszültséget most is tekintjük szinuszosnak. Az első félperiódusban az áramkör árama R_e - R_t vonalon folyik, U_{Re} és U_{Rt} értéke az ellenállásosztó képlet szerint növekszik. Amikor a terhelő ellenálláson eső feszültség eléri a Zener-dióda letörési feszültségét, a Zener-dióda vezetni kezd, és nem engedi U_{Rt} -t (ami egyben U_Z is) tovább növekedni. Innentől U_k és U_Z különbsége teljes egészében az R_e ellenálláson esik. A félperiódus második részén ugyanaz a folyamat játszódik le fordítva, amikor az R_t ellenálláson eső feszültség U_Z alá esik, a Zener-dióda zár és csak a két ellenállás szabja meg a feszültség és áram viszonyokat.

A másik félperiódusban a Zener-dióda nyitóirányban van igénybe véve, azaz sem a Zeneren sem pedig a terhelő ellenálláson nem esik feszültség az áram nagyságát R_e szabja meg, R_t ellenálláson nem is folyik áram



6-6. ábra

Amennyiben azt szeretnénk elérni, hogy mindkét irányban U_Z feszültségen kezdjen működni a stabilizátor, akkor az alábbi ábra szerint két egymással szembe fordított diódát kell alkalmaznunk

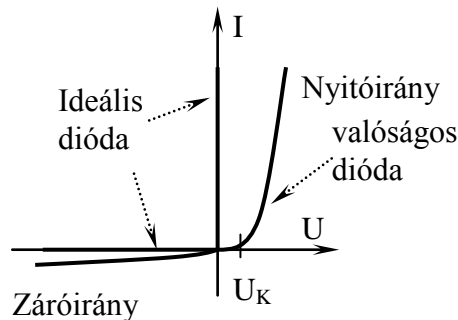


6-7. ábra

6.1.1. Félvezető dióda jelleggörbéjének felvétele

6.1.1.1. A mérési feladat

- 1) Germánium dióda nyitóirányú jelleggörbéjének felvétele.
- 2) Szilícium dióda nyitóirányú jelleggörbéjének felvétele
- 3) Germánium dióda záróirányú jelleggörbéjének felvétele
- 4) Szilícium dióda záróirányú jelleggörbéjének felvétele



6-8. ábra

A 6-8. ábrán egy ideális dióda és egy valóságos dióda jelleggörbéje látható. Az ideális diódának nyitóirányban 0, záróirányban végtelen nagy ellenállása van. A valóságos dióda ezt a jelleggörbét jól vagy kevésbé jól közelíti, mely több tényezőtől függ. Leglényegesebb tényező a dióda alapanyaga.

A dióda nyitóirányú küszöb feszültsége az az érték, amely értéknél feszültség növelés hatására a dióda nyitóirányú árama hirtelen elkezd növekedni, 6-8. ábra: U_K .

A nyitóirányú és záróirányú jelleggörbéket kis, illetve nagy értékű ellenállásnak V-A mérős módszerrel való mérésével kell felvenni



6-9. ábra

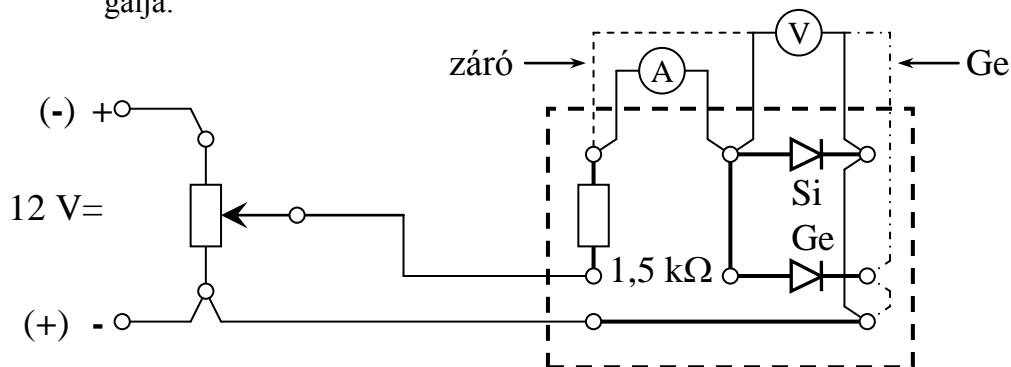
Emlékeztetünk rá, hogy ha az ellenállás kicsi, azaz a dióda nyitóirányban van igénybe véve, a 6-9. ábra bal oldala szerint kell mérnünk.

A voltmérő belső ellenállása ugyanis nagyságrendekkel nagyobb, míg az ampermérő belső ellenállása összemérhető a mért „ellenállással”.

Nagy értékű ellenállás esetén viszont, ami a dióda záró irányú igénybevételekor van, a helyes módszer a 6-9. ábra jobb oldala szerinti.

6.1.1.2. A mérés menete

- A 6-10. ábra alapján a rendelkezésre álló műszerek, panel és R változtatható ellenállás segítségével állítsa össze a jelleggörbék felvételére alkalmas kapcsolást! A panelon lévő ellenállás a dióda védelmét szolgálja.



6-10. ábra

- Az 1. és 2. feladathoz a kívánt diódát kötjük be és a voltmérőt a 6-9. ábra bal oldala szerint.
- A 3. és 4. feladathoz a tápfeszültség polaritását felcseréljük és a voltmérőt a záróirányú mérésnek megfelelően a 6-9. ábra jobb oldala szerint kötjük be.
- Az alkalmazott Si dióda záróirányú árama olyan kicsi lehet, hogy az a rendelkezésre álló műszerekkel esetleg nem mérhető.
- A záróirányú mérés során egyes Ge diódák melegedhetnek, ami az áram lassú növekedését eredményezheti. A mérést a lehető leggyorsabban kell elvégezni!

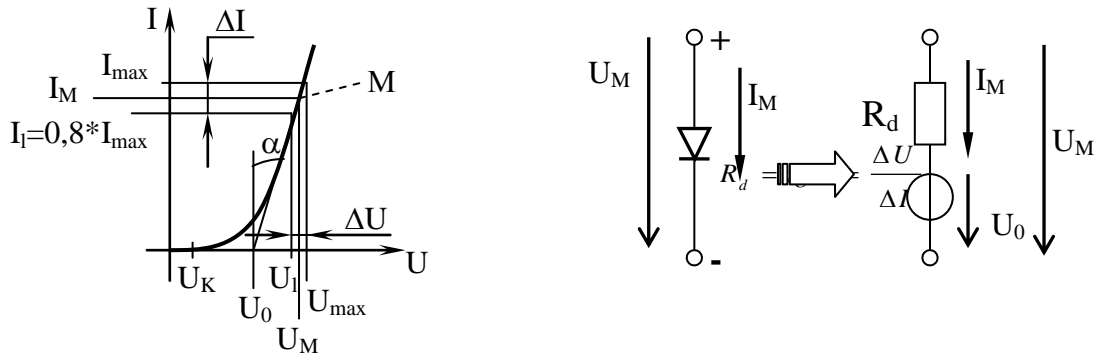
6.1.1.3. Alkalmazott eszközök:

- Az áram méréshez GANZUNIV 3 mutatós univerzális műszer
- A feszültség méréshez digitális univerzális műszer vagy GANZUNIV 2 elektronikus univerzális műszer
- Mérőpanel diódákkal és ellenállásokkal.
- 10 k Ω ellenállású potencióméter.

6.1.1.4. Értékelés

- Ábrázolja a felvett jelleggörbéket!
- Szokás a nyitóirányú és záróirányú jelleggörbét egy koordináta-rendszerben ábrázolni úgy, hogy az I. sík negyed U - I léptéke eltér a III. sík negyedétől.

- Értékelje, hogy a különböző anyagú diódák hogyan közelítik az ideális jelleggörbét!
- Határozza meg a diódák nyitóirányú helyettesítő képét az M munkapontban! (Ld. 6-11. ábra!)
- Határozza meg a változó munkapont esetén a közelítő $U_M(I_M)$ függvényt! ($U_M=U_0+I_MR_d$)
- Határozza meg a diódák nyitóirányú küszöbfeszültségeit!



6-11. ábra

6.1.2. Zener-dióda jelleggörbéjének felvétele és alkalmazása feszültség-stabilizátorként

6.1.2.1. A mérési feladat

- 1) A Zener-dióda nyitóirányú jelleggörbéjének felvétele
- 2) A Zener-dióda záróirányú jelleggörbéjének felvétele
- 3) A Zener-diódás feszültség-stabilizátor építése és vizsgálata

6.1.2.2. Elméleti ismeretek

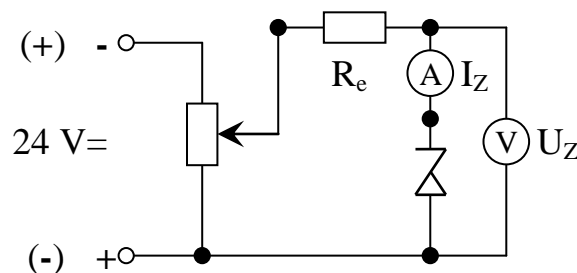
Előadási jegyzetből:

- a Zener-dióda jelleggörbéje
- a Zener-diódás feszültség-stabilizátor

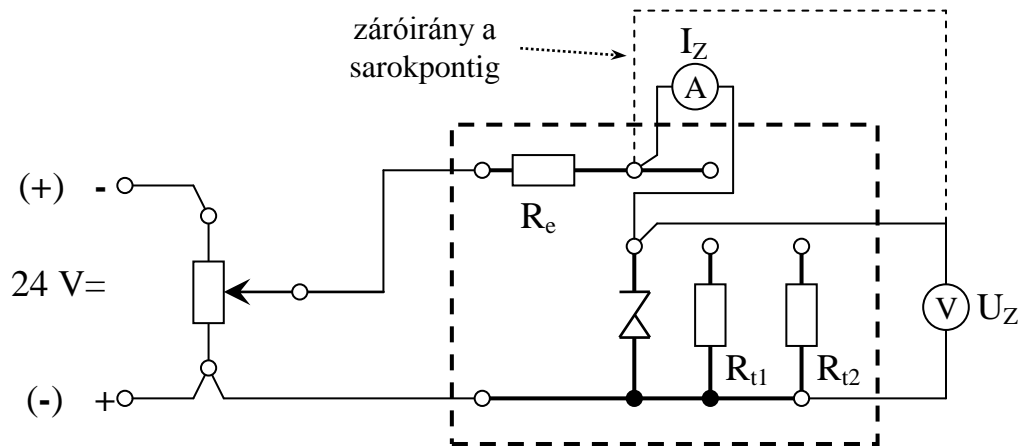
6.1.2.3. A mérés menete

A 6-12. ábra a mérés elvi kapcsolása. A

- 1) 6-13. ábra alapján a rendelkezésre álló műszerek, a mérőpanel és a változtatható ellenállás segítségével állítsa össze a kapcsolást!



6-12. ábra



6-13. ábra

- A potenciométer segítségével növelje a zener dióda nyitóirányú áramát nullától a max. értékig és 6-8 pontban mérje meg az összetartozó áram és feszültség értékeket.

Módosítsuk a kapcsolást a

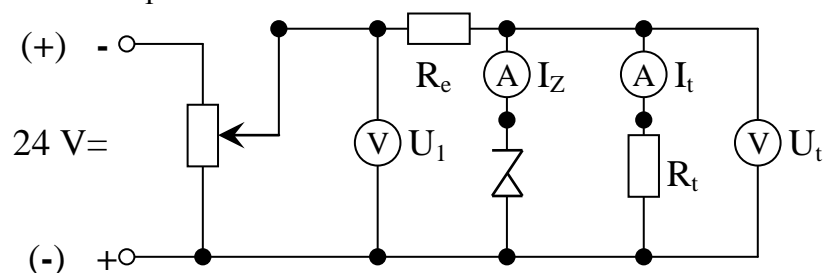
- 2) 6-13. ábra alapján a rendelkezésre álló műszerek, mérőpanel és a változtatható ellenállás segítségével!
 - A potenciométer segítségével növelje a zener dióda záróirányú áramát nullától a max. értékig és 6-8 pontban mérje meg az összetartozó áram és feszültség értékeket. A mérés során a Zener-dióda záróirányú áramának értéke egy adott U_Z értékig közel zérus értékű marad, majd gyakorlatilag állandó U_Z érték mellett növekszik. A mérés során ügyeljen arra, hogy az U_Z - I_Z karakterisztikában ezt a sarokpontot ki tudja mérni.

FIGYELEM! A sarokpont elérése után a kapcsolást ismét módosítsa a

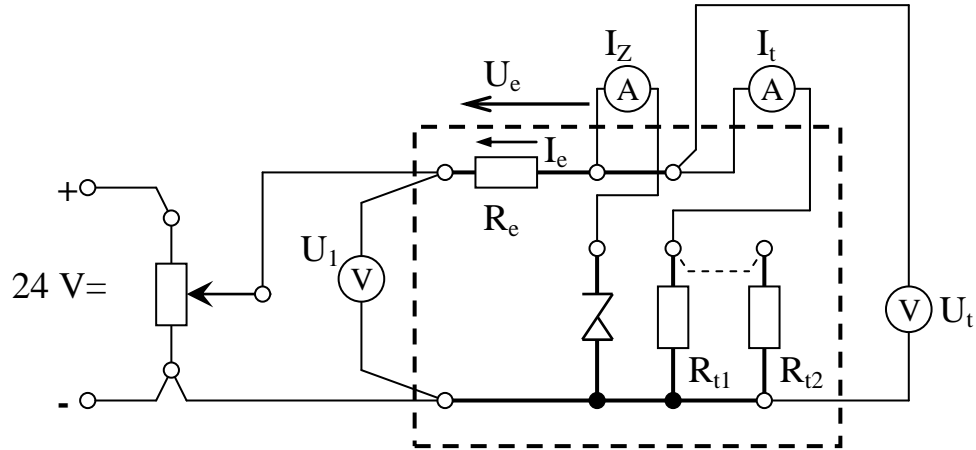
- 6-13. ábra szerint!
- Készítsen táblázatot a mért adatokhoz:

Mérés	I_Z [A]	U_Z [V]
1.		
2.		
⋮		

- 3) A 6-14. ábra a mérés elvi kapcsolása. A 6-15. ábra alapján a rendelkezésre álló műszerek, a mérőpanel és a változtatható ellenállás segítségével állítsa össze a feszültség stabilizáló kapcsolást!



6-14. ábra



6-15. ábra

- A potenciométer segítségével változtassa a stabilizátor bemenetére jutó feszültséget (U_1) nullától maximális értékig és 8-10 pontban mérje meg az összetartozó feszültség és áram értékeket! A méréshez ampermérőként két GANZUNIV-3 típusú univerzális műszer és feszültségmérőként két digitális multiméter áll rendelkezésre.
- A két ampermérőt az I_Z és I_t méréséhez használja, az I_e áram e kettő összegéből adódik.
- Az U_e , U_1 és U_t különbsége alapján számítható.
- Készítsen táblázatot a mért és számított adatokhoz:

Mérés	U_1 [V]	U_e [V]	U_t [V]	I_e [A]	I_Z [A]	I_t [A]
1. (R_{t1})						
2. (R_{t1})						
⋮						
1. ($R_{t1;2}$)						
2. ($R_{t1;2}$)						
⋮						

- A stabilizátor terhelését növelje az R_{t1} és R_{t2} ellenállás párhuzamos kapcsolásával és ismétlje meg a mérést.

6.1.2.4. Alkalmazott eszközök:

- Az áram méréshez GANZUNIV 3 mutatós univerzális műszerek
- A feszültség méréshez digitális univerzális műszerek vagy GANZUNIV 2 elektronikus univerzális műszerek
- Mérőpanel Zener-diódával és ellenállásokkal.
- Potenciométer.

6.1.2.5. Értékelés

- Ábrázolja a zener dióda jelleggörbáját a felvett adatok alapján.
- Ábrázolja mindkét terhelés (R_{t1} és $R_{t1} \times R_{t2}$) mellett az U_I függvényében az U_e és U_t feszültségeket valamint az I_e , I_Z és I_t áramokat.
- Állapítsa meg azt a bemeneti feszültség tartományt (U_I) amelyben az adott zener dióda az adott terhelés mellett a kapcsolás feszültség stabilizátorként használható.
- Számítsa ki mindkét terhelés mellett a zener dióda maximális disszipációs teljesítményét.

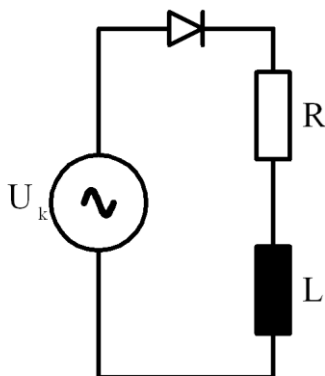
7. EGYENIRÁNYÍTÓ KAPCSOLÁSOK ÉS JELALAKOK

7.1. Egyfázisú egyutas együtemű kapcsolás

Ez a legegyszerűbb egyenirányító kapcsolás, a 6-3. ábrán láthattuk, illetve működését is ott tárgyaltuk. Röviden visszautalva ebben a kapcsolásban a kapcsolófeszültség pozitív félperiódusában a dióda vezet, a feszültség a terhelőellenálláson esik, a negatív félperiódusban pedig a dióda zár, a körben így a terhelő ellenálláson sem folyik áram, a kapcsolófeszültség a diódán esik.

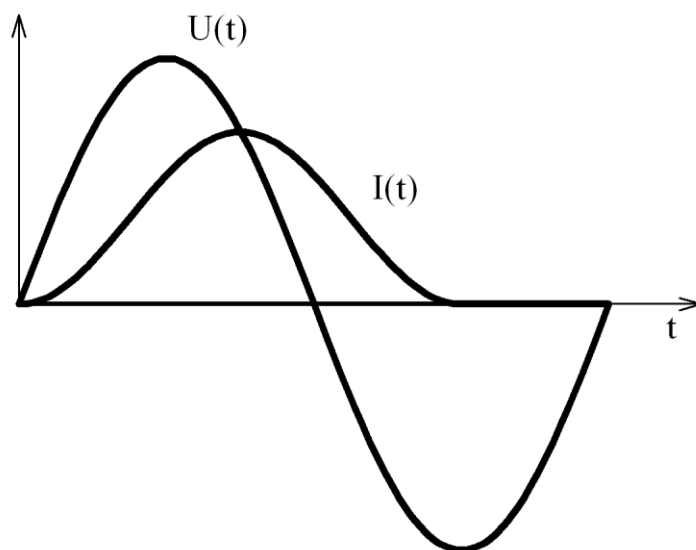
7.1.1. Egyenirányító induktív terhelése

Van azonban egy, a gyakorlat szempontjából fontos eset. A 6-3. ábrán vizsgált egyenirányító kapcsolásban a terhelés tisztán ohmos jellegű, a valóságban azonban sok esetben induktív jellegű fogyasztókkal találkozunk, ugyanis a motorok, mágneskapcsolók mind erősen induktív jellegűek. Mivel működés szerint ez a kapcsolása legegyszerűbb, itt vizsgáljuk meg ennek a terhelésnek a hatását. Tekintsük most a következő ábra szerinti kapcsolást



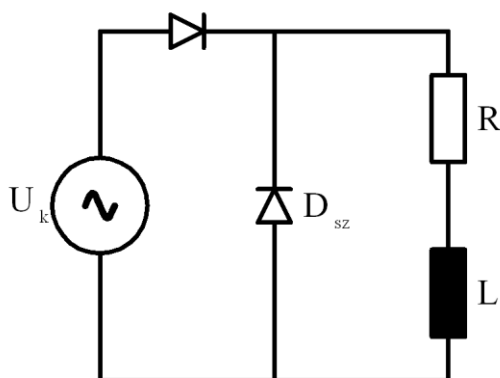
7-1. ábra

Ebben a kapcsolásban a problémát az okozza, hogy az induktivitás árama nem tud ugrásszerűen megváltozni, azaz elvileg a dióda a tápláló hálózat negatív félperiódusának az elején is még vezet.



7-2. ábra

Ennek az a magyarázata, hogy az induktivitás nagyon ragaszkodik az áramához, és konyhanyelven szólva addig növeli a feszültségét, ameddig meg nem kapja azt, ami neki jár. Ez a jelenség azonban nem feltétlenül jó, ezért célszerű valamit tenni ellene. Ilyenkor egy úgynevezett szabadonfutó dióda kerül a kapcsolásba.

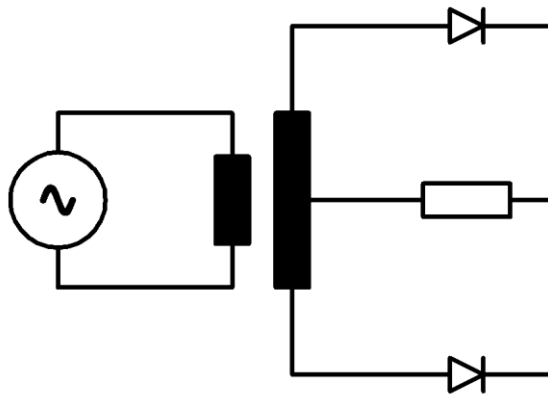


7-3. ábra

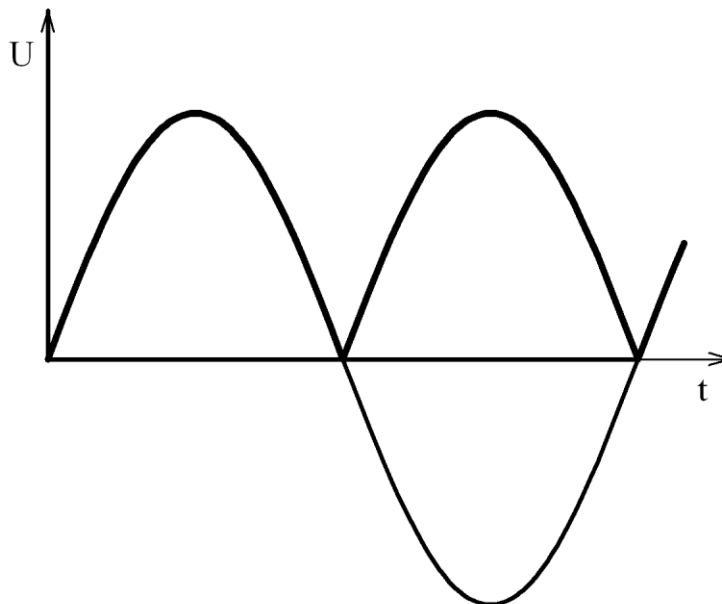
A szabadonfutó dióda alkalmazásával a helyzet sokkal kellemesebb lesz, ugyanis a félperiódus elején az egyenirányító dióda vezet, a szabadon futó dióda záróirányba van igénybevéve, így nem vezet, az áram az ellenálláson és induktivitáson keresztül folyik. Amikor elérjük a tápfeszültség negatív félperiódusát, akkor az egyenirányító dióda zár, azaz az áramkör a hálózat felől nem kap áramot, de az induktivitás árama az ellenállás-induktivitás-szabadon futó dióda körön le tud csengeni.

7.2. Egyfázisú egyutas kétütemű kapcsolás

Az egyfázisú egyutas együtemű kapcsolás komoly hátránya, hogy a kapcsolásból nyert egyenirányított feszültség hullámossága nagyon nagy, továbbá a hálózat szempontjából a terhelés áramfelvétele nagyon egyenetlen. Ezen igyekeznek segíteni az egyfázisú egyutas kétütemű kapcsolás. A kapcsolás rajza illetve a jellemző feszültség-idő függvénye a következő ábrán látható.



7-4. ábra

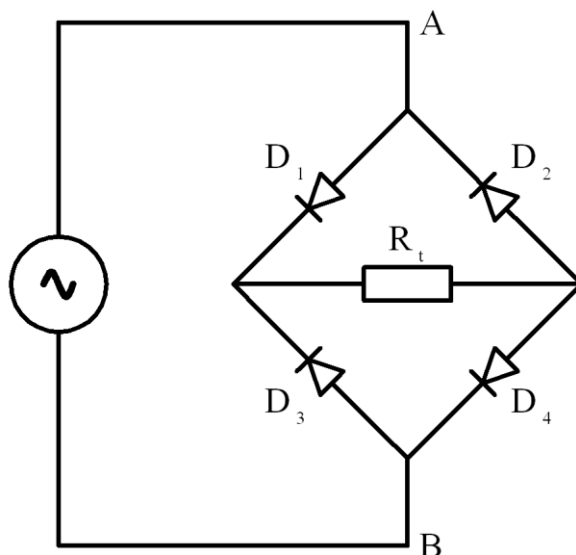


7-5. ábra

A kapcsolás jelentős hátránya, hogy alkalmazásához szükség van egy középmegecsapolású transzformátorra. Maga a kapcsolás egyébként nem más, mint két egyutas együtemű egyenirányító házassága, ahol minden félperiódusban felcserélődik a diódák szerepe. Az első félperiódusban az egyik dióda vezet, a másik zár, a másik félperiódusban pedig a másik dióda vezet és az első zár.

7.3. Egyfázisú kétutas kétütemű kapcsolás

A gyakorlat szempontjából talán a legjelentősebb egyenirányító kapcsolás, elterjedt nevén Graetz híd



7-6. ábra

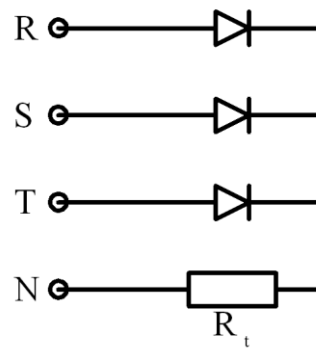
Mint látható, a kapcsolás négy diódát tartalmaz, amelyből minden félperiódusban kettő-kettő vezet. Az első félperiódusban az 'A' jelű pont pozitívabb, mint a 'B' jelű, így az áram 'A'-'C'-'D'-'B' vonalon a $D1$ - R - $D4$ elemeken folyik. A következő félperiódusban a feszültség polaritása megfordul, így az áram a 'B'-'C'-'D'-'E' vonalon tud folyni, a $D3$ - R - $D2$ elemeken.

Külön érdekessége a kapcsolásnak, hogy érzéketlen az induktív terhelésre, ugyanis, ha bármilyen okból a hálózati feszültség hirtelen megszakad, az induktív terhelés árama mind az R - $D2$ - $D1$ mind pedig az R - $D4$ - $D3$ körön le tud csengeni.

7.4. Háromfázisú egyutas háromütemű kapcsolás

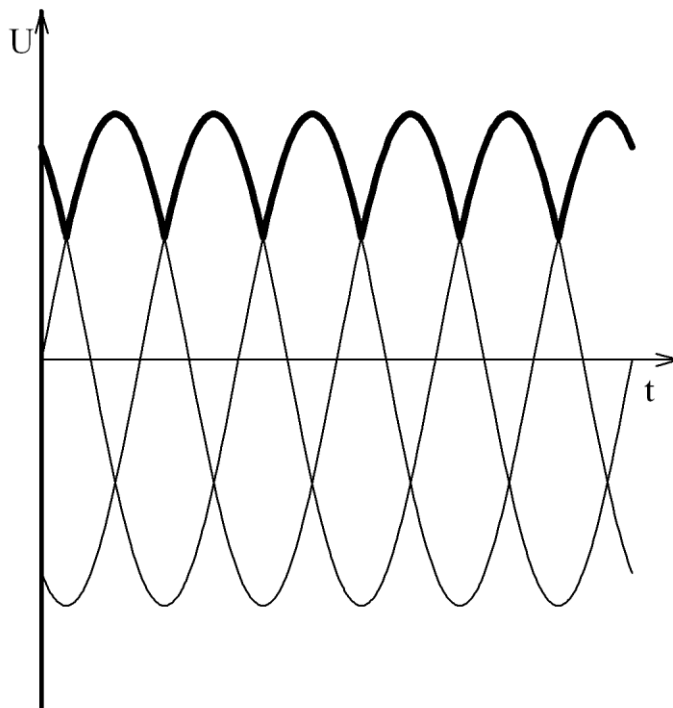
Háromfázisú táphálózat megléte esetén mindenképpen célszerű a háromfázisú egyenirányítók alkalmazása. Ennek egyik oka, hogy ilyen egyenirányító használata mellett a hálózat terhelése szimmetrikus lesz, ami mindenképpen elérendő cél. Másik ok, hogy a háromfázisú egyenirányítók által előállított egyenfeszültség lényegesen simább, mint amit egyfázisú egyenirányító kapcsolással el lehet érni.

A háromfázisú egyutas háromütemű kapcsolás a legegyszerűbb a háromfázisú kapcsolások között, felépítése a következő.



7-7. ábra

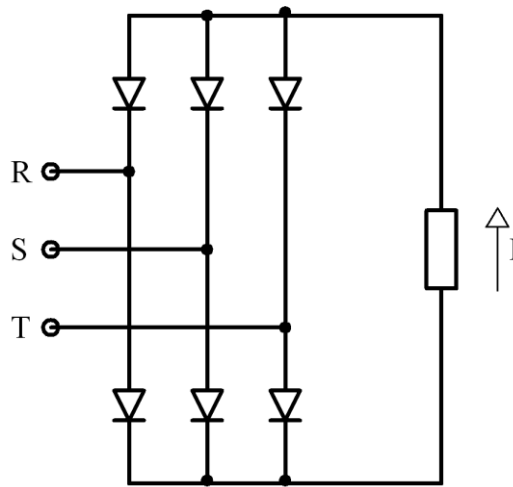
A kapcsolásban egyszerre mindig egy dióda, mégpedig az vezet, amelyikhez tartozó fázis éppen a legmagasabb potenciált szolgáltatja, azaz itt a diódák nem a fázisok feszültség-nullátmeneténél zárnak illetve nyitnak, hanem ott ahol az egyes fázisok potenciálja egymáshoz képest megváltozik. A kapcsolás jellemző feszültség jelalakja a következő:



7-8. ábra

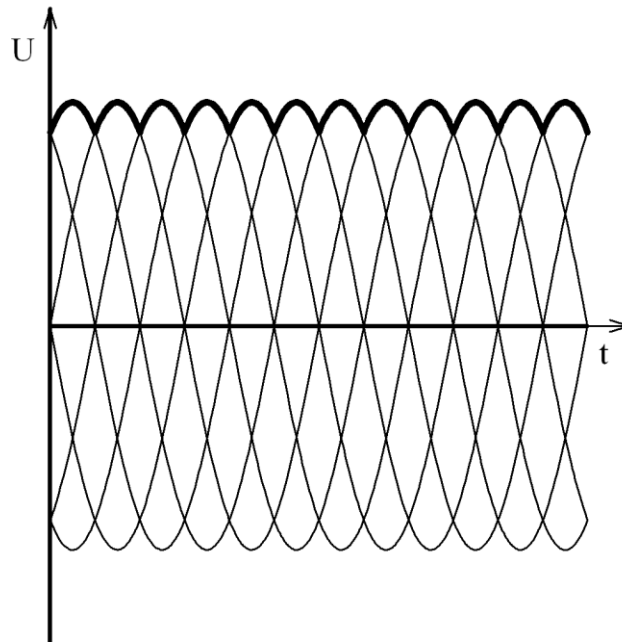
7.5. Háromfázisú kétutas hatütemű kapcsolás

A kapcsolást szokás háromfázisú Graetz hídnek is nevezni, működésének megértése az eddigiek alapján nem okozhat gondot.



7-9. ábra

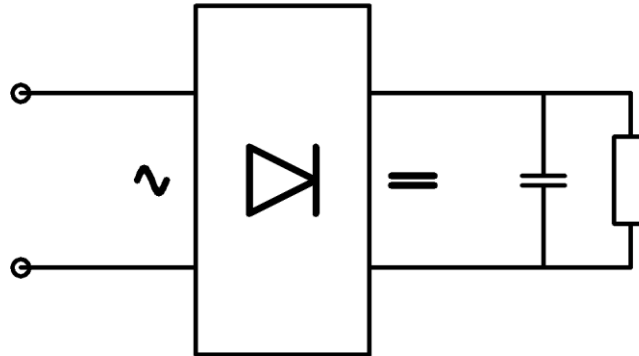
Az egyenirányító működése alatt egyszerre mindig két dióda vezet, mégpedig az, ahol a diódához tartozó potenciál a legmagasabb, illetve az, ahol ez a potenciál a legalacsonyabb. A kapcsolás feszültség-idő függvénye a következő



7-10. ábra

7.6. Egyenirányított jelek simítása

Az egyenirányított jelek mindig hullámosak. Ha ez a hullámosság valamilyen okból nem engedhető meg, akkor csökkenteni kell. A jelek hullámossága csökkenthető például pufferkondenzátor alkalmazásával.



7-11. ábra

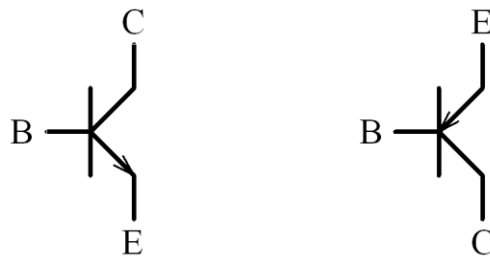
Pufferkondenzátor alkalmazásánál a terheléssel párhuzamosan kapcsolunk egy kondenzátort, ami erős közelítéssel fogalmazva az egyenirányított jel hullámainak felfutó szakaszán töltődik, a lefutó szakaszon pedig kisül, ezáltal csökkentve a jel hullámosságát. A következő ábrán egy pufferkondenzátorral kiegészített egyfázisú együtemű egyutas kapcsolás feszültség-idő függvényét látjuk.

Az egyenirányított jelet természetesen simíthatjuk a terheléssel sorbakötött induktivitással is. Ebben az esetben mindenképp ügyelnünk kell arra, amit a fejezet elején említettünk, hogy az induktivitás árama hirtelen nem csökkenhet, azaz amennyiben a kapcsolás nem teszi szükségtelessé, az induktivitás mellé mindenképpen alkalmazni kell egy szabadonfutó diódát is.

8. BIPOLÁRIS TRANZISZTOROK

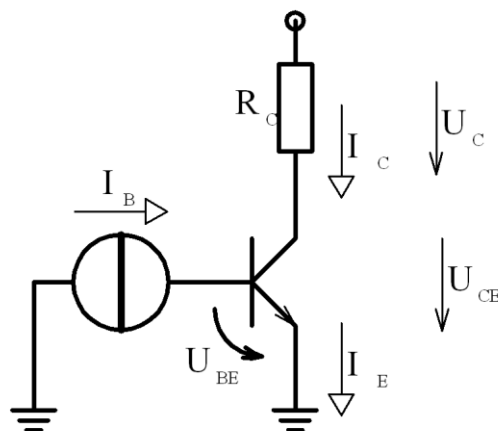
8.1. Felépítés, működési elv

A bipoláris tranzisztorok a diódákhoz hasonlóan szennyezett félvezetőkből kerülnek kialakításra. A diódák két rétegből (egy n és egy p rétegből) épülnek fel, a tranzisztorok három réteget tartalmaznak, ennek megfelelően beszélhetünk npn és pnp tranzisztorról. A három réteghez tartozó kivezetéseket emitternek (E), bázisnak (B) illetve kollektornak (C) hívjuk. Az npn illetve pnp tranzisztor jelölését a következő ábrán mutatjuk meg.



8-1. ábra

A felépítésből egyértelműen következik, hogy a bázis és emitter illetve a bázis és kollektor között egy-egy pn átmenet található. A tranzisztor működésének lényege, hogy ha a bázis-emitter között található p-n átmeneten nyitóirányú áram folyik, akkor a bázis és kollektor közötti p-n átmenet kúrtított rétege csökken és így a tranzisztor kollektor-emitter irányban vezetővé válik. Magyarra lefordítva, ha egy bipoláris tranzisztor bázisa és emitter közé olyan feszültséget kötök, ami a bázis-emitter átmeneten nyitóirányú áramot indít, akkor a tranzisztor kollektora és emittere között áram folyhat. Fontos jellemző tulajdonsága a tranzisztoroknak, hogy a kollektortól az emitter felé folyó áram maximuma arányos a bázisárammal. Nézzük meg a következő ábrán látható kapcsolást, ami talán a legszemléletesebben mutatja be a tranzisztor működését.



8-2. ábra

Az ábrán szereplő áramgenerátor I_b nagyságú áramot hajt át a tranzisztor bázisán. Ez az áramkör a tranzisztor bázis-emitter átmenetén és a földön (\perp) keresztül záródik és egy pn átmenetnek megfelelő feszültséget ejt a tranzisztor bázisa és emittere között. Ennek a bázisáramnak az a hatása, hogy a tranzisztor képes lesz áramot átengedni a kollektora és az emittere között. Rendkívül gyakran találkozom azzal a hibával, hogy azt mondják, a tranzisztor bázisán átfolyó áram hatására a tranzisztor kollektora és emittere között áram folyik. Ez nem igaz. A bázisáram hatása mindösszesen annyi, hogy lehetővé teszi a kollektoráram megindulását. Mindezenáltal a következőkben, az egyszerűbb fogalmazás érdekében feltétezzük, hogy a kollektoron semmi nem korlátozza az áramot, azaz azt csak a bázisáram határozza meg. Ekkor felírható, hogy a tranzisztor kollektorán és a tranzisztor bázisán átfolyó áram egymással egyenesen arányos, azaz

$$B = \frac{I_c}{I_B} \quad (45)$$

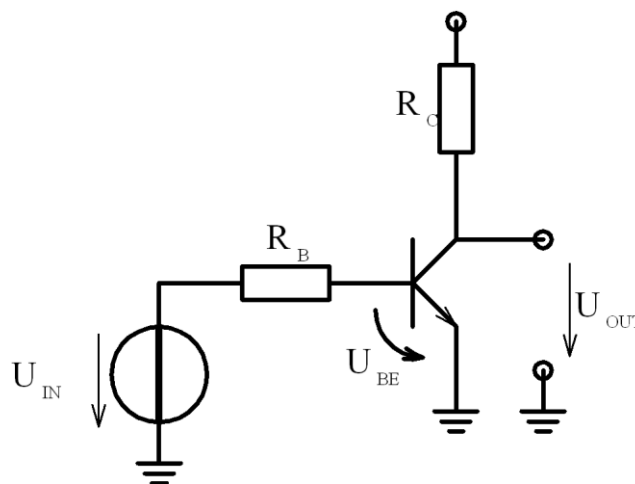
Az összefüggésben B a tranzisztor áramerősítési tényezője, értéke általában 10 és 1000 közé esik.

A tranzisztorok tárgyalásánál fontos tudni, hogy általában az egyszerűbb megközelítés érdekében a kollektoráram és az emitteráram közötti különbséget, (ami éppen a bázisáram) elhanyagoljuk és a kollektoráramot egyenlőnek vesszük a bázisárammal.

Az a tulajdonság, hogy a tranzisztor bázisáramával tudom változtatni a kollektoráramát és ráadásul a bázisáram aránylag kismértékű változása jelentős kollektoráram változást okozhat, azt jelenti, hogy ez az eszköz alkalmas villamos jelek erősítésére.

8.2. Bipoláris tranzisztorok alkalmazása

Rajzoljuk fel újra a 8-2. ábra kapcsolását kicsit más formában.



8-3. ábra

Mielőtt továbblépnénk, egy apró kitérő. A tranzisztorok működésének tárgyalásánál előjöhethet egy, kifejezetten a magyar nyelvvel kapcsolatos sajátosság. A tranzisztorok bázisa és emittere közötti feszültség általánosan elfogadott és világszerte alkalmazott jelölése az U_{BE} ami kísértetiesen hasonlít a magyar nyelven bemeneti feszültségre alkalmazott jelölésre. Az ebből adódó anomáliák elkerülése érdekében a tranzisztorokkal foglalkozó fejezetben az U_{BE} jelölést konzekvensen a tranzisztor bázis-emitter feszültségének jelölésére fogjuk használni. A kap-

csolások bemeneti feszültségét, illetve a jelölések konzekvenciája érdekében a kimeneti feszültséget U_{IN} illetve U_{OUT} fogja jelezni.

Annak ellenére, hogy a bipoláris tranzisztor alapvetően az áramjelet erősíti, és hogy az egyenáramú hálózatokkal foglalkozó részben láttuk, hogy az áram illetve feszültséggenerátor egymással helyettesíthető, a valóságban inkább feszültség jellegű jelekkel számolunk. A 8-3. ábrán ennek megfelelően a kapcsolás bemenetére egy feszültséggenerátort kapcsolunk, és a kimenetén is feszültséjelet figyelünk.

Vizsgáljuk most meg, hogy a 8-3. ábrán látható kapcsolás hogyan viselkedik, ha a bementi feszültséget 0-ról U_{INmax} értékig növeljük.

A vizsgálódás során a tranzisztor bázi-emitter diódájának karakterisztikáját jelentős mértékben idealizáljuk, azaz úgy tekintjük, hogy egy adott $U_{BE_{ny}}$ nyitófeszültség eléréséig a bázison egyáltalán nem folyik áram, az $U_{BE_{ny}}$ feszültség elérése után viszont e bázis-emitter dióda feszültsége nem függ a bázisáramtól, azaz állandó marad. A gyakorlat szempontjából egyébként ez az elhanyagolás megengedhető, a legtöbb esetben nincs is szükség ennél pontosabb számításra. A jellemző nyitási küszöbfeszültség germánium tranzisztorok esetén 0,2V szilícium tranzisztorok esetén 0,6-0,8 V

A bemeneti feszültséggenerátor feszültsége a kezdeti pillanatban 0. Ekkor tranzisztor báziskörében minden feszültség és áramérték 0, a tranzisztor bázisán nem folyik áram. Ha a tranzisztor bázisán nem folyik áram, akkor a kollektoron sem tud, azaz I_C értéke is 0. A Kirchoff csomóponti törvényt mindig szem előtt kell tartani, ami azt jelenti, hogy ha $I_C=0$, a kimenetet szabadon hagytuk, tehát I_{OUT} is 0, akkor a kollektoráram sem lehet más mint 0. A Kirchoff törvény mellett ne felejtkezzünk el az Ohm törvényről sem, így megmondhatjuk, hogy a kollektorellenálláson eső feszültség szintén 0. Ha a kollektorellenálláson nem esik feszültség, akkor a kimeneti feszültség (U_{OUT}) értéke éppen a tápfeszültséggel egyezik meg

Kezdjük el növelni a bemeneti feszültséget. Mindaddig, míg a bemenetet reprezentáló generátor feszültsége nem haladja meg $U_{BE_{ny}}$ értékét, a bázis-emitter dióda nem vezet, azaz I_B értéke 0. Ekkor R_B -n nem esik feszültség, a generátor feszültsége teljes egészében a bázis-emitter átmenetre jut. Bázisáram nem folyik, a kimeneten is minden változatlan, $U_{OUT}=U_T$.

Tovább növelve U_{IN} értékét megváltozik a báziskörben a helyzet. U_{BE} nem képes $U_{BE_{ny}}$ érték fölé nőni, így az R_B ellenállásra $U_{IN}-U_{BE_{ny}}$ feszültség jut. Az Ohm törvény továbbra is igaz,

tehát az R_B ellenálláson $I_B = \frac{U_{IN} - U_{BE_{ny}}}{R_B}$ nagyságú áram fog folyni. Ennek a bázisáramnak a

hatására a kollektoron $I_C=B*I_B$ nagyságú áram folyhat, ami azt eredményezi, hogy a kollektorellenálláson $U_C=R_C*I_C$ feszültség esik. Innen már csak egy lépés a kimeneti feszültség meghatározása, ami $U_{OUT}=U_T-U_C$. Tovább növelve a bemeneti feszültséget, a kollektoráram tovább növekszik, a kapcsolás kimeneti feszültsége, ami éppen a tranzisztor kollektora és emittere közötti feszültséggel egyezik meg, tovább csökken. Egy idő után ez a feszültség eléri azt a minimumot, ami a teljesen nyitott tranzisztor kollektora és emittere között lehetséges. Ez az úgynevezett szatutrációs feszültség, (U_{CEsat}) és innentől kezdve U_{OUT} nem tud tovább csökkenni, azaz a kollektoráram nem tud tovább nőni, bár a bázisáramot még növelhetem.

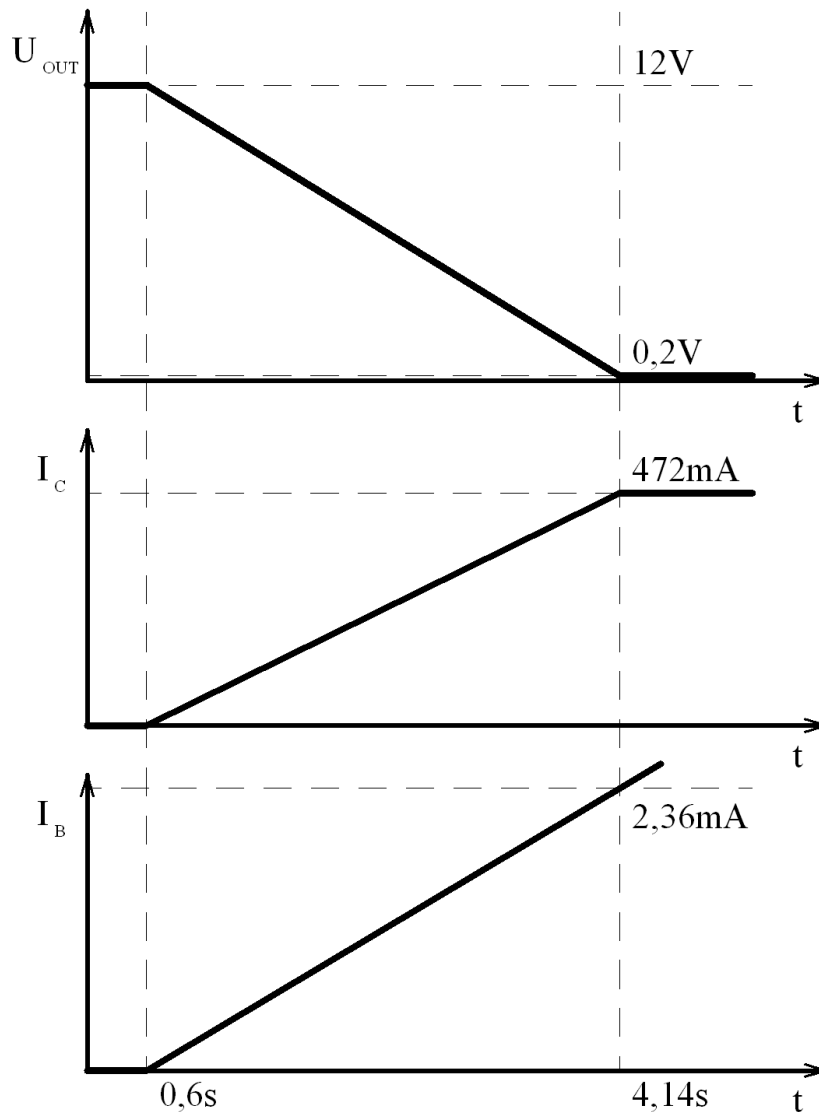
Nézzük meg most az előbb leírtakat konkrét értékekkel. Legyen $R_B=1,5k\Omega$, $U_T=12V$, $B=200$, $R_C=25\Omega$, $U_{BE_{ny}}=0,6V$, $U_{CEsat}=0,2V$. Az első határpont, amikor U_{IN} értéke 0,6V, ekkor a bázisáram még éppen 0, a kollektoráram szintén 0, a kimeneti feszültség pedig éppen megegyezik a tápfeszültséggel, azaz 12V. A második határpont, ahol a kimenő feszültség éppen eléri a

lehetséges minimumot, azaz az $U_{CEsat}=0,2V$ értéket. Ekkor a kollektorellenállásra jutó feszültség $11,8V$ a kollektorellenálláson illetve ezzel együtt a kollektoron folyó áram pedig

$$I_C = \frac{U_C}{R_C} = \frac{11,8V}{25\Omega} = 0,472 A \text{ azaz } 472mA. \text{ Ahhoz, hogy a kollektoron ekkora áram folyjon, a}$$

$$\text{bázison } I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{472 mA}{200} = 2,36 mA. \text{ A bemenetre jutó feszültség ekkor}$$

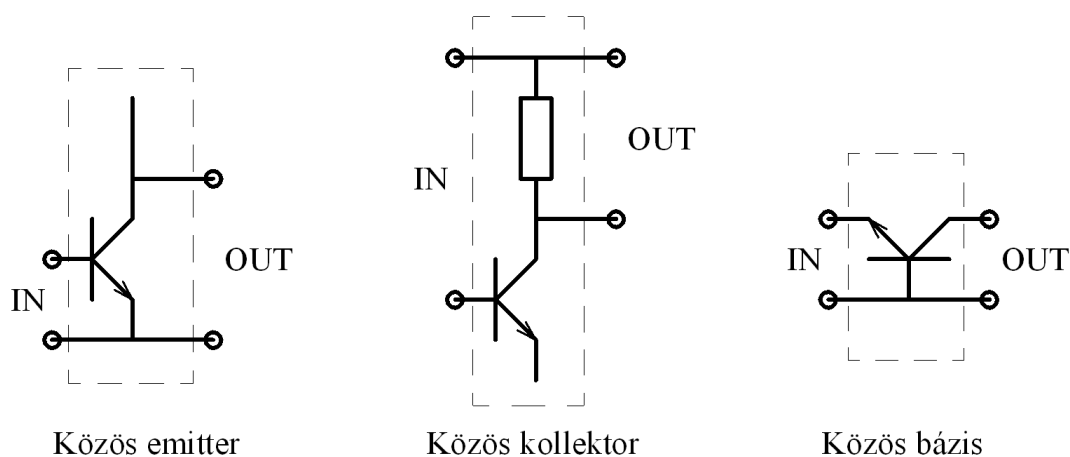
$$U_{IN} = U_{BEny} + I_B * R_B = 0,6V + 2,36 mA * 1,5k\Omega = 4,14V$$



8-4. ábra

Amennyiben a tranzisztort mint erősítőt tekintem, akkor bemeneti illetve kimeneti kapocspárok közötti arányosságot keresek. A tranzisztornak összesen 3 kivezetése van, így a két kapocspár kezelése csak úgy lehetséges, ha a tranzisztor 3 kivezetése közül az egyik mind a be, mind pedig a kimenetben szerepel. Annak megfelelően, hogy a közös pont az emitter, a kollektor vagy a bázis, földelt emitteres, földelt kollektoros vagy földelt bázisú kapcsolásról beszélünk. (Szokásos elnevezés még a közös emitteres, közöe kollektoros illetve közös bázisú alapkapcsolás.

A tranzisztor erősítését alapvetően a kollektoráram és a bázisáram határozza meg, továbbá a fejezet elején tárgyaltuk, hogy a kollektor és az emitteráram megközelítőleg azonos, így cseppet sem meglepő, hogy mind a közös emitteres mind pedig a közös kollektoros kapcsolás esetén a bemenet a bázis és a közös pont, a kimenet pedig a kollektor emitter páros. Kérdés, hogy a földelt bázisú kapcsolás esetén melyik lesz a bemeneti pont. A válasz logikus, ugyanis a bázisáram, ami a tranzisztor erősítését meghatározza, a bázison át az emitter felé folyik. Ez pedig azt jelenti, hogy a közös bázisú kapcsolás esetén a bemenet az emitter-bázis, a kimenet pedig a kollektor-bázis páros.



8-5. ábra

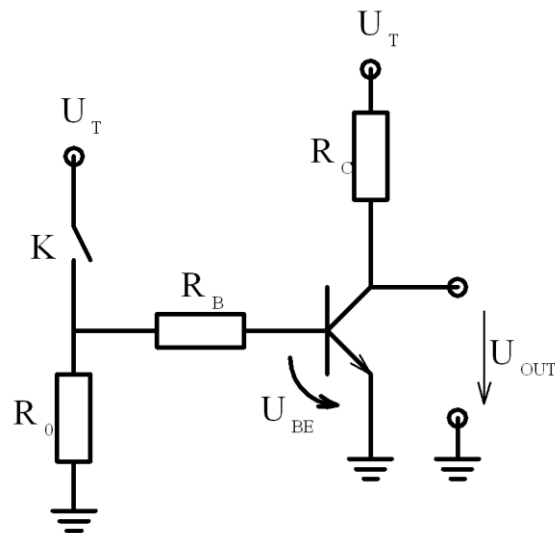
A továbbiakban a tranzisztor közös emitteres kapcsolásáról tárgyalunk. Ebben a kapcsolásban a tranzisztora jellemző bemeneti karakterisztika a tranzisztor bázisáramát mutatja a bázis-emitter feszültség függvényében. Ez a görbe valójában nem más, mint egy nyitóirányban igénybevett dióda jellegű görbe.

A kimeneti karakterisztikában a kimeneti jellemzőket vesszük figyelembe, azaz a kollektoráramot a kollektorfeszültség függvényében. Nyilvánvaló, hogy mind a bemeneti mind pedig a kimeneti karakterisztikát csak úgy vehetjük fel, ha a másik oldal paraméterei nem változnak. Különösen jelentős ez a kérdés a kimeneti oldalon, hiszen a tranzisztor lényege az, hogy a bázisáram hatására hogyan változik a kollektoráram illetve a kollektor-emitter feszültség. Éppenezért a tranzisztor kimeneti karakterisztikájának a felvételénél különböző bázisáramokhoz tartozó görbesereget veszünk fel.

A tranzisztorok alkalmazásánál fontos szempont, hogy miközben a kollektoráramot vezéreljük, értelemszerűen a kollektor és az emitter között feszültség ébred. Márpedig, ha két pont között potenciálkülönbség van, és e között a két pont között áram folyik, akkor ott teljesítmény ébred, azaz a tranzisztor működés közben melegszik, ezért a tranzisztorok fontos jellemzője a megengedhető disszipációs teljesítmény.

8.3. A bipoláris tranzisztorok kapcsolóüzeme

Mint az előző bekezdésben említettük, a bipoláris tranzisztorok egyik meghatározó határparamétere a disszipált teljesítmény. Ez teljesen igaz akkor, ha a tranzisztort, mint erősítő elemet használjuk. Nézzük azonban meg, hogy mi történik akkor, ha a 8-3. ábra kapcsolását kicsit átalakítom.



8-6. ábra

A fenti kapcsolásban a bemenetnek mindösszesen két állapota van. Ha a 'K' kapcsoló nyitva van akkor nincs bázisáram, a tranzisztor bázisát az R_0 - R_B ellenállás földpotenciálán tartja. Ebben az esetben a kollektorárama zérus, azaz a tranzisztor zárt kapcsolóként működik. Ha a 'K' kapcsolót bezárjuk, akkor folyik bázisáram, mégpedig $I_B = \frac{U_T}{R_b}$ értékű, ami azt jelenti,

hogy a tranzisztoron $I_C < B * I_B$ nagyságú kollektoráram szabadon folyhat, tehát a tranzisztor nyitott kapcsolóként üzemel. Könnyű belátni, hogy a kapcsoló nyitott állapotában a kollektoráram zérus volta, a kapcsoló nyitott állapotában pedig a kollektor-emitter feszültség igen alacsony volta miatt a disszipációs teljesítmény lényegesen kisebb szerepet játszik, mint erősítő üzemben.

A tranzisztoros kapcsolók előnye a mechanikus kapcsolókhöz képest a gyorsaságuk illetve, hogy nem tartalmaznak mozgó-kopó alkatrészt.

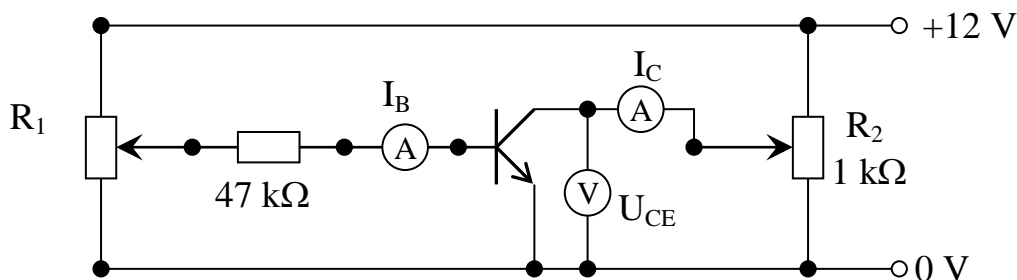
8.4. Tranzisztor $I_C - U_{ce}$ jelleggörbájének mérése

8.4.1.1. A mérési feladat

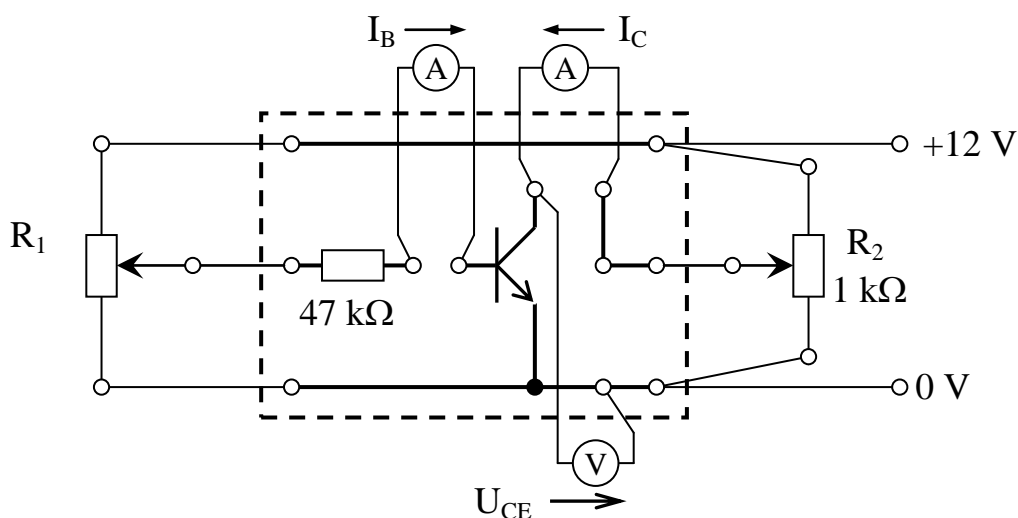
- 1) Méréssel határozza meg egy npn típusú tranzisztor $I_C - U_{ce}$ jelleggörbáját, és a mért adatokból számítsa ki a tranzisztor jellemző paramétereit.

8.4.1.2. A mérés menete

A mérendő npn típusú tranzisztor közös emitteres kapcsolását mutatja a 8-7. ábra, az összeállítandó kapcsolás a 2-7. ábrán látható:



8-7. ábra



8-8. ábra

Példaként bemutatjuk egy tranzisztor katalógus adatait, de a panelen csere folytán, más típus is előfordulhat. A mérést az aktuális típuson végezzük.

A tranzisztor típusa: BC 301

határadatai:

$$U_{CB0}=90\text{V} \quad (I_E=0)$$

$$U_{CE0}=60\text{V} \quad (I_B=0)$$

$$U_{EB0}=7\text{V} \quad (I_C=0)$$

$$I_C=1\text{A}$$

A kisfrekvenciás paraméterek katalógusadatai közös emitteres kapcsolásban, ha $U_{CE}=10\text{V}$, $I_C=0.15\text{A}$, $f=1\text{kHz}$:

$$h_{11e}=2.4\text{k}\Omega$$

$$h_{12e}=3 \cdot 10^{-4}$$

$$h_{21e}=120-240$$

$$h_{22e}=0.7\text{mS}$$

A tranzisztor bázisáramát, és kollektor feszültségét R_1 és R_2 potencióméterrel változtatjuk. ($R_1=10\text{k}\Omega$ és $R_2=1\text{k}\Omega$). Mérje a tranzisztor bázisáramát, kollektoráramát, és kollektor-emitter feszültségét. A potenciómétereket úgy kösse be, hogy a mérendő jelek a gomb jobbra forgatásával növekedjenek.

A tranzisztor bázisáramát R_1 potencióméterrel nulla, majd pedig $50\ \mu\text{A}$ -es lépésekkel állítjuk be. Az $I_B=0$ állapotot a bázisáramkör megszakításával érheti el a legegyszerűbben. Az R_2

potencióméterrel úgy változtassa az $I_c - U_{ce}$ értékeket, hogy az jól ábrázolható legyen ugyan ebben a koordináta rendszerben.

Figyelem!

Először egy majdnem függőleges, majd egy majdnem vízszintes szakaszt mérünk, tehát semmilyen ekvidisztáns (azonos) lépésköz nem választható! A lényeg, hogy elegendő ábrázolható pont adatait vegyük fel! Feltétlenül mérjen az $U_{CE}=6V$ értéknél, mert ez a kiértékelésnél szükséges!

A mért eredményeket írja az alábbi táblázatba!

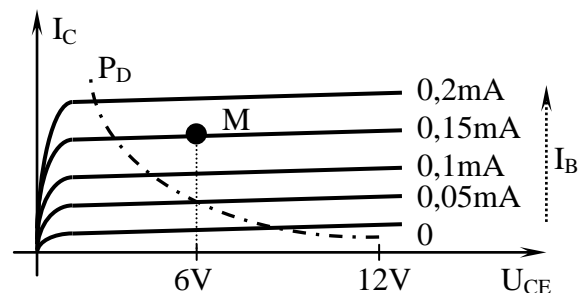
$I_B[\mu A]$	$U_{CE}[V]$	$I_C[mA]$

8.4.1.3. Alkalmazott eszközök:

- Az áram méréshez GANZUNIV 3 mutatós univerzális műszerek
- A feszültség méréshez digitális univerzális műszer vagy GANZUNIV 2 elektronikus univerzális műszer
- Mérőpanel tranzisztorttal és ellenállással.
- Potencióméterek.

8.4.1.4. Értékelés

- 1) A mért adatok alapján ábrázolja a tranzisztor $I_c - U_{ce}$ jelleggörbáját a 8-9. ábra szerint.



8-9. ábra

- 2) Számítsa ki a tranzisztor nagyjelű áramerősítési tényezőjét az $U_{CE}=6V$,

$$I_B=0.15mA \text{ pontban: } B = \frac{I_C}{I_B}$$

- 3) Számítsa ki a tranzisztor kis jelű áramerősítési tényezőjét az $U=6V$,

$$I_B=0.15mA \text{ munkapont környezetében: } h_{21e} \approx \beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

- 4) Számítsa ki a tranzisztor kimenő ellenállását $I_B=0,5 \text{ mA}$ -nál a munkapont környezetében:

$$\frac{1}{h_{22e}} = R_{ki} \approx \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C}$$

- 5) Rajzolja be a diagramba a $P_D=100mW$ állandó teljesítményhez tartozó disszi-pációs hiperbolát!

9. TÉRVEZÉRLÉSŰ TRANZISZTOR FELÉPÍTÉSE, ALKALMAZÁSA

9.1. A tervezérlésű tranzisztor felépítése

A tervezérlésű tranzisztorok felépítése alapvetően eltér a bipoláris tranzisztorokétól. A tervezérlésű tranzisztor kivezetéseit Source-nak (forrás), Drain-nek (nyelő) valamint Gate-nek (kapu) hívjuk. Nagyon leegyszerűsítve ezeknél a tranzisztoroknál nincsen p-n átmenet, a tranzisztor alapja egy p vagy n típusú félvezető lapka, amelyet egy ellentétesen szennyezett hordozóra integrálnak. Ez a lapka a csatorna. Ennek a lapkának a két végére kötik a source és a drain kivezetéseket. A két kivezetés közé kerül a vezérlőelektróda (Gate), amely alatt ellentétesen szennyezett réteg van. Megfelelő polaritású és irányú feszültséget kapcsolva a vezérlőelektródára a csatornában egy kiürített réteg keletkezik a vezérlő elektróda alatt, ami befolyásolja a Source felől a Drain felé folyó áramot.

Alapvetően a tervezérlésű tranzisztoroknak kétszer két fajtáját különböztetjük meg. Léteznek p illetve n csatornás tranzisztorok, itt a csoportosítás alapja a vezetőcsatorna szennyezése, illetve a bipoláris tranzisztorokkal ellentétesen léteznek úgynevezett kiürítéses illetve növekményes tranzisztorok, itt a megkülönböztetés szempontja az, hogy a „szabadon” hagyott vezérlőelektróda esetén a tranzisztor zár vagy vezet, illetve másként megfogalmazva az, hogy a vezérlőfeszültséggel a tranzisztor nyitását illetve zárását vezéreljük.

A tervezérlésű tranzisztorok nyilvánvaló előnye, hogy a vezérlés villamos tér segítségével történik, így ezeknek a kapcsolásoknak mind a disszipált teljesítménye mind pedig a bemenő ellenállása nagyságrendekkel jobb, mint a bipoláris tranzisztoroké. A tervezérlésű tranzisztorok legjelentősebb felhasználási területe a digitális technika.

Elvileg a tervezérlésű tranzisztor is használható lineáris erősítő üzemben, de mivel a feszültség-erősítésük rosszabb, mint a bipoláris tranzisztoroké, így lineáris erősítőként az alkalmazási területük inkább ott jelentős, ahol lényeges a nagy bemeneti impedancia.

10. LOGIKAI KAPUÁRAMKÖRÖK ÉS TÁROLÓ-ÁRAMKÖRÖK

A digitális áramkörök működése logikai kapcsolásokon alapul. Ezeket a logikai kapcsolásokat az áramkörökben tranzisztoros áramkörökként alakítjuk ki. A fizikai megvalósítás szerint a logikai áramköröket mind bipoláris, mind pedig térvezérlésű tranzisztorokkal megvalósíthatjuk.

10.1. Logikai alapkapsolások

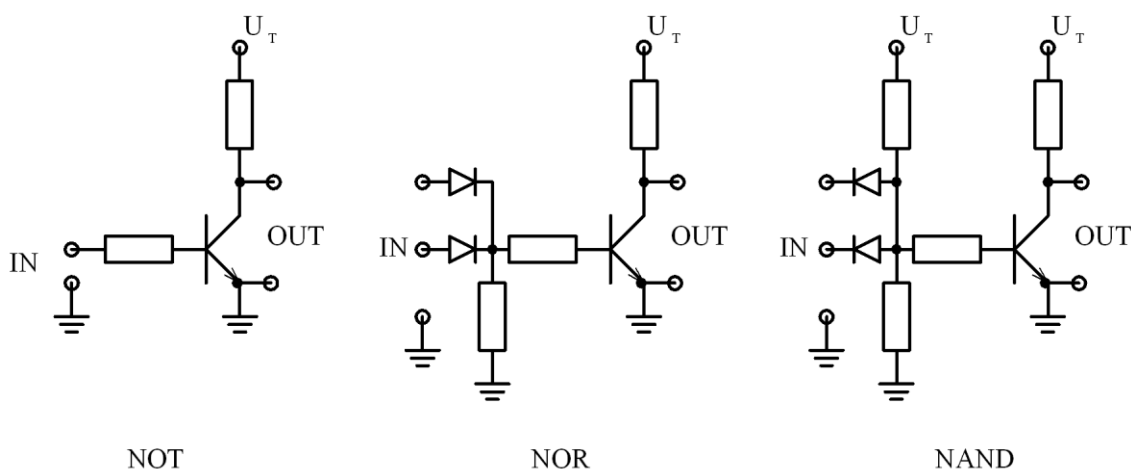
A logikai alapkapsolások az alapvető logikai műveletek áramkörökkel szolgáló megvalósítására szolgálnak. Ezeket az áramköröket széles körben az angol nevükkel illetve az ebből származó rövidítéssel jelzik, ezért erre utalni fogunk a következőkben.

Az alapvető műveletek a negáció (NOT), a logikai összeadás, más néven 'VAGY' (OR), a logikai szorzás, más néven 'ÉS' (AND), a különbözőség, más néven 'KIZÁRÓ VAGY' (XOR) illetve az egyezőség.

A logikai műveletek közé sorolhatjuk az előbb felsorolt műveletek negációját is, így a műveletek a NAND, NOR illetve XNOR művelettel bővülnek. A leírásban az egyezőség műveletéhez, illetve annak negációjához nem rendeltünk jelölést. Ennek az az oka, hogy mint látható az egyezőség (ekvivalencia) illetve a különbözőség (antivalencia) egymásnak éppen az ellentétei, azaz az XNOR kapcsolás éppen egy ekvivalencia kapcsolást valósít meg.

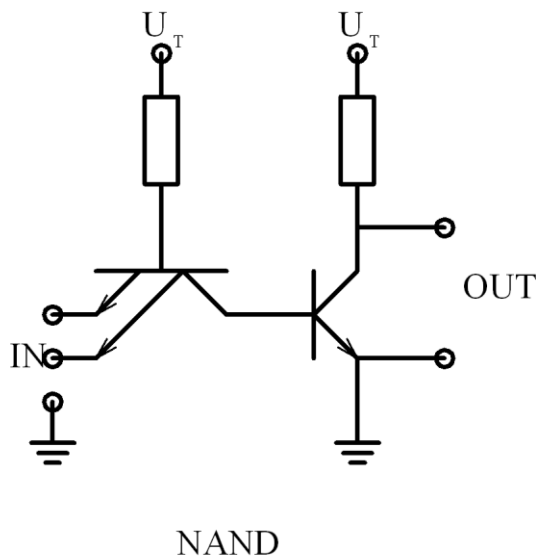
10.2. Alapvető kapcsolások megvalósítása

A logikai kapcsolások alapelemei a NOT, a NOR illetve a NAND kapuk. Matematikai úton bebizonyítható ugyanis, hogy valamennyi kombinációs hálózat visszavezethető ezekből a kapukból kialakított hálózatra. A következőkben ezeknek az alapkapsolásoknak mutatjuk be néhány lehetséges megvalósítását.



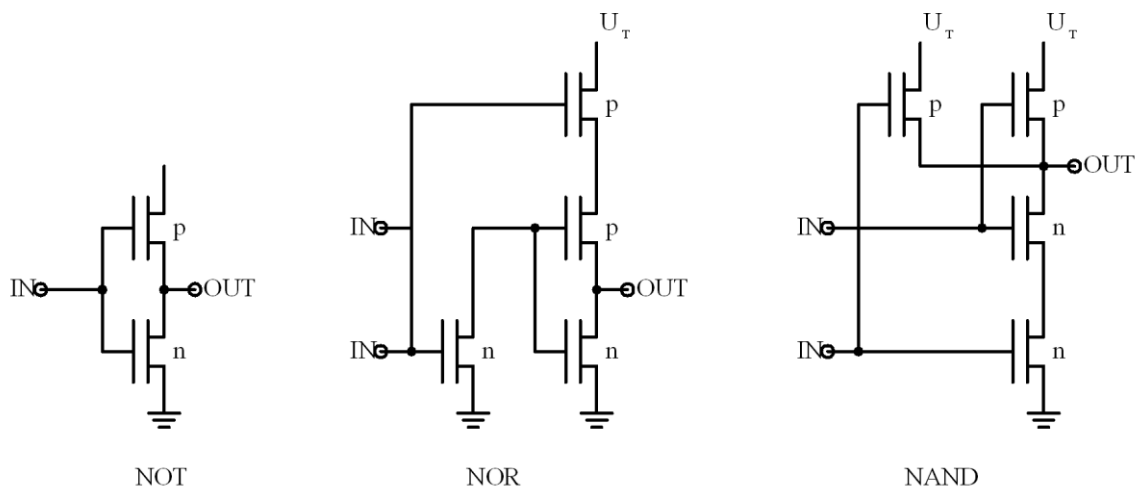
10-1. ábra

A 10-1. ábra az úgynevezett DTL áramköri megvalósítás. Itt az adott műveletet diódákból és tranzisztorokból összeállított áramkör valósítja meg.



10-2. ábra

A 10-2. ábra a TTL megvalósítás, tisztán tranzisztorokból álló kapcsolás, a NOT áramkör megegyezik a 10-1. ábrán láthatóval.



10-3. ábra

Végül a CMOS elemekkel megvalósított kapcsolást mutattuk be (10-3. ábra).

10.3. A kapcsolások kimenete

A logikai kapcsolások bemenetével szemben támasztott követelmény egyértelmű. A bemeneteknek minél kevésbé szabad terhelni az őket 'tápláló' hálózatot, ezért nagy belső ellenállással kell kialakítani. A kimenettel szemben már messze nem ilyen egyértelmű a helyzet, itt nem mindegy, hogy a kimenet például egy következő logikai fokozatot táplál vagy valami egyéb feladatot lát el, például kijelzőt hajt meg, motort kapcsol és így tovább. Ennek megfelelően a

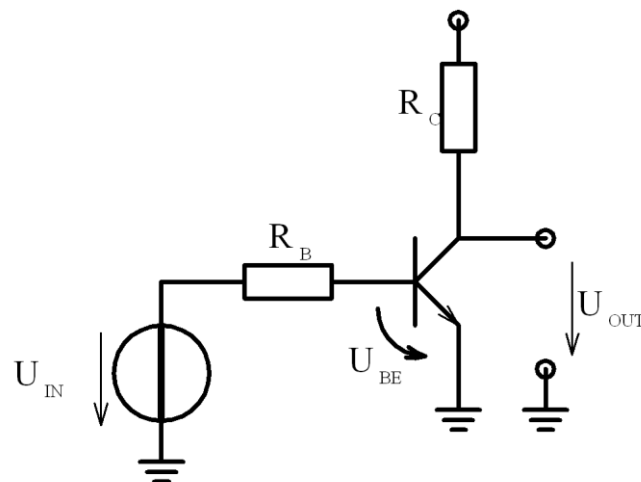
logikai áramkörök kimenetének három válfaját ismerjük. Ebből az egyik, napjainkra kis jelentőséggel bíró változat a 10-1. illetve a 10-4. ábrán látható kimenet, amikor a logikai 1 szinthez tartozó értéket az adja meg, hogy a kimeneti tranzisztor zárt állapotában nem vezet, így a kimenetben szereplő ellenálláson nem esik feszültség. A problémát itt az okozza, hogy ezt a kimenetet bizonyára használni akarjuk, és ekkor a kimeneten folyó áram befolyásolja a kimenet feszültség szintjét.

A kimenetek másik fajtája, amint az a 10-3. ábrán is látható, az úgynevezett 'totem pole' kimenet. Itt a tápfeszültség és a nulla közé két tranzisztor kötünk, térvezérlésű tranzisztorok esetén egy p és egy n csatornást, bipoláris tranzisztorok esetén egy pnp illetve egy npn tranzisztort. Ekkor a logikai 1 szintet a felső (p csatornás illetve pnp) tranzisztor nyitásával és a másik tranzisztor zárásával, míg a 0 szintet pont fordítva az alsó (n csatornás illetve npn) tranzisztor nyitásával és a másik tranzisztor zárásával reprezentáljuk.

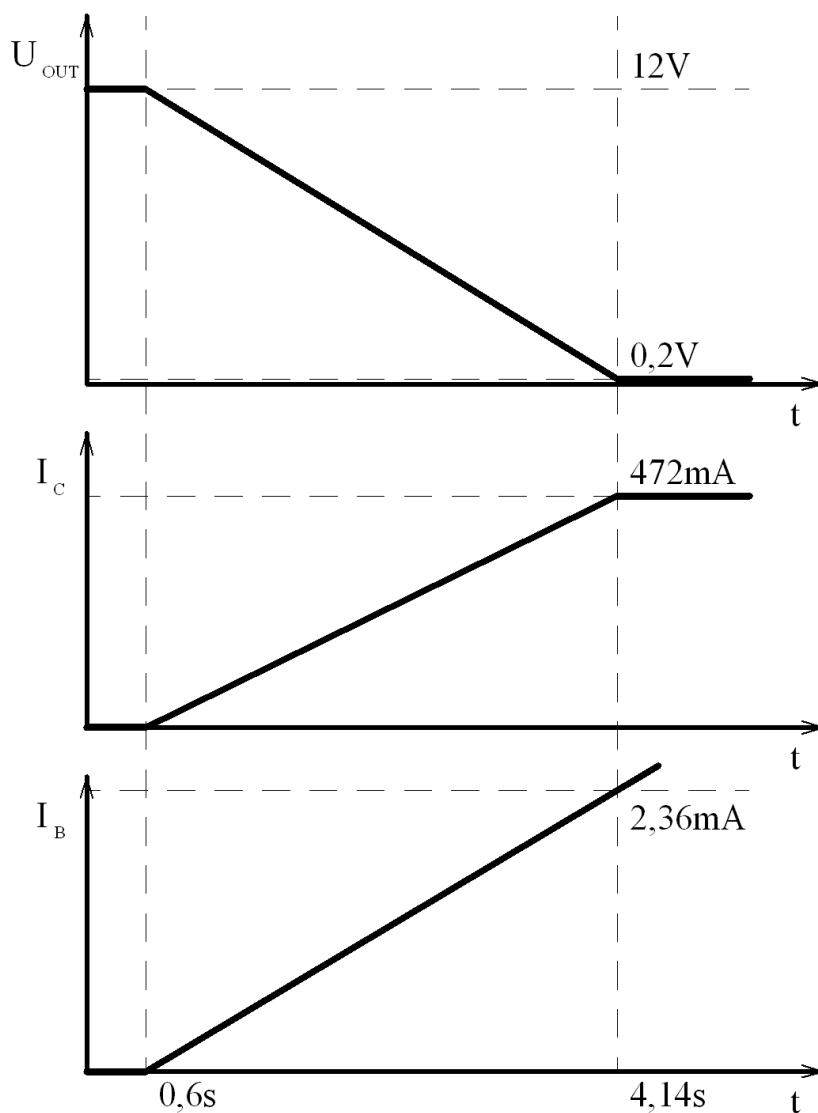
A kimenetek harmadik jellegzetes és a gyakorlat szempontjából rendkívül fontos típusa az úgynevezett 'open collector' azaz szabad kollektoros kimenet. Ebben az esetben a kimenet hasonlít a 10-1. ábrán illetve a 10-4. ábrán látható kimenethez, de a tranzisztor kollektorát tápfeszültséghez húzó ellenállást kihagyjuk. Ez a kimenet tulajdonképpen egy tranzisztoros kapcsolónak felel meg.

10.4. A logikai kapcsolások zavartávolsága

A logikai kapcsolásokat valós áramkörökkel valósítjuk meg, így természetesen az ideális jelszintek nem valósulnak meg. Vegyük például a 10-4. ábrán látható kapcsolást, és a hozzá tartozó jelszinteket



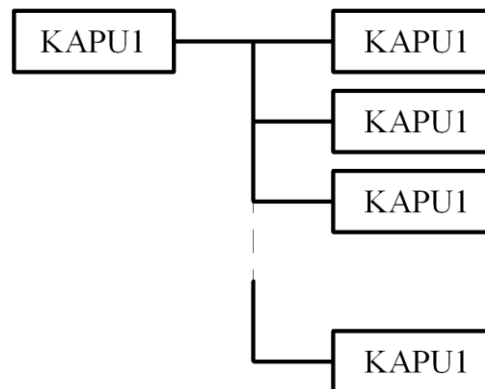
10-4. ábra



10-5. ábra

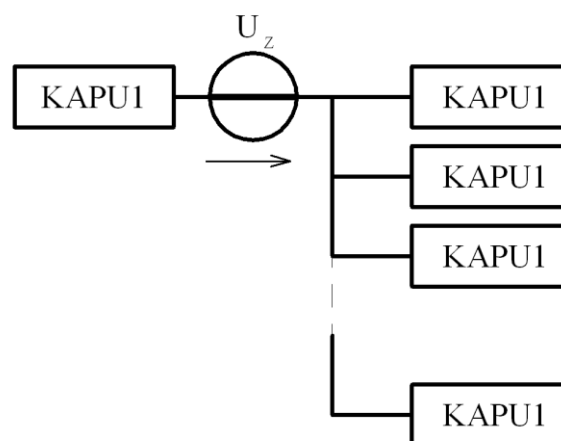
Ha csak a bemeneti oldalt nézem, akkor a logika '0' szinthez 0V feszültségnek kell tartoznia, ezzel szemben a tranzisztor viselkedése 0 és $0,6\text{V}$ között ugyanaz, azaz a tranzisztor még a $0,6\text{V}$ feszültséget is logikai 0 -nak fogja tekinteni. Még durvább a helyzet logikai 1 esetén, amikor a tranzisztor már $4,14\text{V}$ feszültségnél úgy viselkedik, mint a logikai 1 szinthez tartozó 12V -nál.

Ezeket és az ehhez hasonló a kapcsolásokat logikai hálózatok létrehozására használjuk, azaz a kapuáramkörök kimenetére újabb kapuáramköröket kötünk a következő ábra szerint.



10-6. ábra

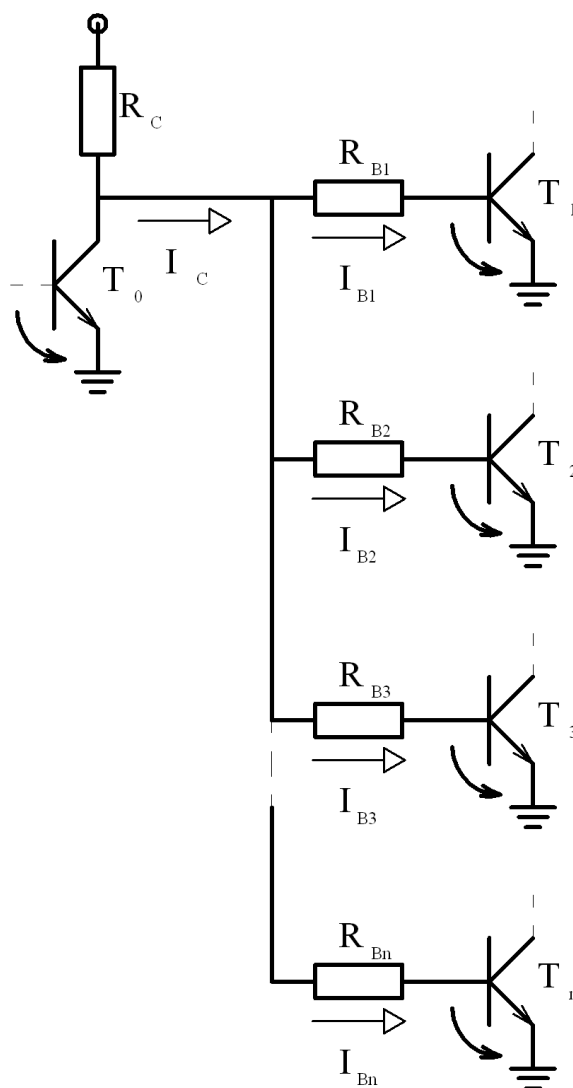
A hálózat mindaddig jól működik ameddig a kimeneten megjelenő jel a következő fokozat bemenetén az elvárt funkciót valósítja meg. Valóságos eszközökről beszélünk, ami azt jelenti, hogy előfordulhatnak az ideális esettől eltérő állapotok, azaz előfordulhat, hogy a kimeneten megjelenő jelszintet valami megzavarja. Jelezzük ezt a zavart egy egyszerű feszültséggenerátorral és rajzoljuk fel ismét a 10-6. ábra kapcsolását.



10-7. ábra

Ha a kapcsolásba azonos típusú kapuáramköröket helyezünk, akkor adott a feszültséggenerátornak az a maximális feszültsége, amely mellett a hálózat még hibátlanul működik, azaz a kimeneten is és a bemeneten is a zavarás szempontjából legrosszabb állapotot feltételezve az áramkör helyesen működik. Ezt a maximális feszültséget hívjuk zavartávolságnak. Értelemszerűen az áramköröknél az alacsony jelszinthez és a magas jelszinthez eltérő zavartávolság tartozik.

Vizsgáljuk meg a zavartávolság alakulását a 10-8 ábrán látható áramkör esetén.



10-8. ábra

Tekintsük először a magas szintű zavartávolságot. A zavartávolság meghatározásához meg kell keresni a kimeneten azt a feszültséget, amit a kapcsolás legrosszabb esetben szolgáltat, (U_{QHmin}) jelöljük, és meg kell keresnünk a bemeneten azt a feszültséget, amit az áramkör még elfogad, (U_{IHmin}).

U_{IHmin} értéke a 10-5. ábráról egyszerűen leolvasható 4,14V, ugyanis ez az a legkisebb bemenő feszültség, amelynél a tranzisztor még biztosan teljesen kinyit.

Vizsgáljuk meg most U_{QHmin} értékét. Ebben az állapotban T_0 tranzisztor zárva van, azaz áram az R_C ellenálláson és a $T_1..T_n$ tranzisztorok bázisán keresztül tud folyni. Írjuk fel a Kirchoff huroktörvényt az R_C - R_{B1} - T_1 ágra. Ekkor $U_T = I_C * R_C + I_{B1} * R_{B1} + U_{BE1}$. Vegyük észre, hogy a $B_1T_1 - B_nT_n$ hálózatrészek azonosak, tehát valamennyi bázisellenálláson ugyanakkora áram folyik, azaz a Kirchoff csomóponti törvény alapján $I_C = n * I_B$. Látható, hogy az alapáramkör kimeneti feszültsége függ a terhelő áramkörök számától, így nyilvánvaló, hogy meg kell határozni a kimenetre kapcsolható áramkörök megengedett maximumát. Ezt a számot hívják fan

out-nak. Legyen az adott áramkör fan out-ja 10, ekkor az eddigiek alapján az R_C - R_{B1} - T_1 ágra az $U_T = I_C * R_C + \frac{I_{B1} * R_{B1}}{10} + U_{BE1}$, azaz az $I_C = \frac{U_T - U_{BE}}{R_C + \frac{R_B}{10}} = \frac{12V - 0,6V}{25\Omega + \frac{1500\Omega}{10}} = 0,065 A$. Így a

kapuáramkör kimenetén $U_{QH\ min} = U_T - I_C * R_C = 12V - 0,065 A * 25\Omega = 10,37V$ jelenik meg, azaz a kapuáramkör magas szintű zavartávolsága

$$Z_H = U_{QH\ min} - U_{QL\ min} = 10,37V - 4,14V = 6,23V$$

Némiképp egyszerűbb a helyzetünk az alacsonyszintű zavartávolság esetén. Először is nyilvánvaló, hogy alacsonyszintű zavartávolság esetén az a legrosszabb helyzet, ha egy kimenet mindössze egy bemenetet táplál. Másodszor, a vizsgált kapcsolás alacsony jelszintjéhez tartozó kimenet feszültség maximuma éppen a tranzisztor szaturációs feszültsége, azaz $U_{QLmax} = 0,2V$. Az alacsony jelszinthez tartozó bemenő feszültség maximuma pedig éppen a tranzisztor bázis-emitter kinyitáshoz szükséges feszültség, azaz $U_{ILmax} = 0,6V$.

A fentiek alapján $Z_L = U_{ILmax} - U_{QLmax} = 0,6V - 0,2V = 0,4V$.

10.5. Tranzisztoros logikai kapcsolások, bistabil multivibrátor

10.5.1.1. A mérési feladat

- 1) Logikai alapkapcsolások összeállítása (a kapcsolóüzem alkalmazása)
 - NEGÁCIÓ;
 - VAGY kapcsolat;
 - ÉS kapcsolat.
- 2) Bistabil multivibrátor (R-S tároló) összeállítása.

A logikai változók csak két diszkrét értéket vehetnek fel, amit általában L-nek (Low, alacsony) vagy logikai 0-nak, illetve H-nak (High, magas) vagy logikai 1-nek nevezünk.

A tranzisztor kapcsolóüzeme közös emitteres kapcsolásában az L állapot $U_{CE} \approx 0$ és $I_C \approx I_{Cmax}$ értéknek felel meg, míg a H az $U_{CE} \approx U_T$ és $I_C \approx 0$ értéknek.

A C) pont alatti megvalósításban, ha kimenetnek egy izzó világítását tekintjük és az izzót nem terhelésként kötjük a tranzisztor kimenetére, hanem kollektor ellenállásként, akkor az izzó árama határozza meg a 0 és 1 értéket. Így miután L állapotban világít, ez felel meg az 1-nek és H a 0-nak.

Tehát a kimenet és ezzel együtt a 0 és 1 értelmezése, megállapodás kérdése.

A logikai változók között három alapvető kapcsolat van:

- Negáció $A = \overline{B}$ (olv. A egyenlő B nem)
- VAGY kapcsolat $A = B \vee C$ (szokásos jelölése B+C is, olv. A egyenlő B vagy C)
- ÉS kapcsolat $A = B \wedge C$ (szokásos jelölése B*C is, olv. A egyenlő B és C)

Az alábbi táblázatokban az alapfüggvények igazságtáblázatait tüntettük fel:

$A = \overline{B}$	
B	A
1	0
0	1

$A = B \vee C$		
B	C	A
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

$A = B \wedge C$		
B	C	A
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

1) Az előadási jegyzetből a multivibrátorok felépítése és működésük.

10.5.1.2. A mérés menete

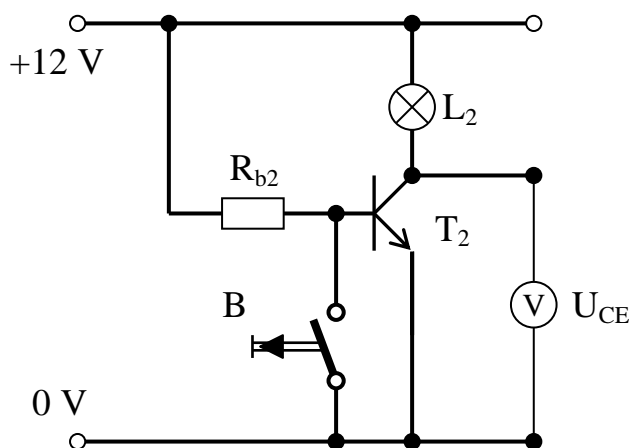
1) Logikai alapkapsolások összeállítása.

A logikai alapkapsolások vizsgálatánál definiáljuk az alábbi eseményeket:

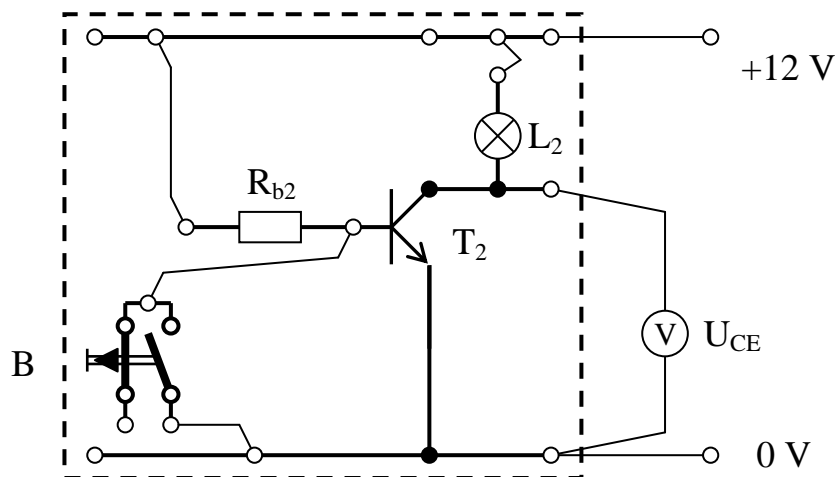
- B, C esemény 1, ha B, C jelű nyomógombokat megnyomjuk, egyébként 0.
- A lámpa vonatkozásában L_i esemény 1, ha az „i” lámpa közel maximális fényerővel világít, 0, ha nem világít.
- A kimenő jelszint vonatkozásában $L_i=1$ esetén $U_{CE}=L$ (közel 0V), $L_i=0$ esetén $U_{CE}=H$ (közel U_T)
- S,R esemény 1 ha az S vagy R jelű nyomógombokat megnyomjuk (S = set (beírás), R = reset (törlés));

NEGÁCIÓ

Az elvi kapcsolás a 10-9 ábra szerinti, az összeállítandó és tanulmányozandó áramkör a 10-10 ábra szerinti.



10-9. ábra

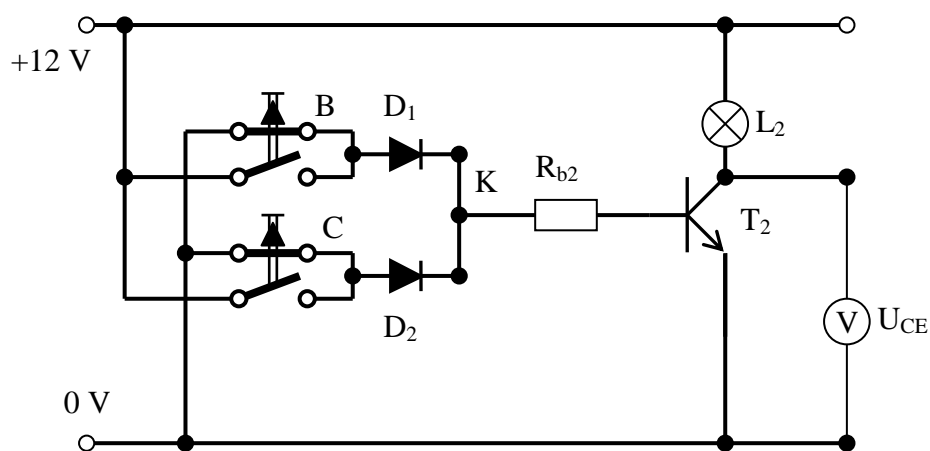


10-10. ábra

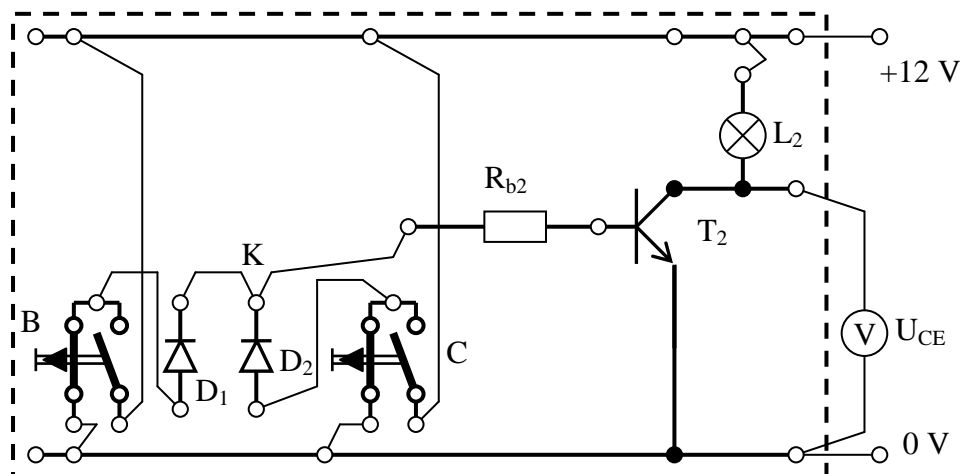
Ha B esemény 0, L_2 világít, $U_{CE} = L$ (jelen esetben közel 0V), mert R_{b2} -n keresztül van bázis áram és így kollektor áram is. Ha B esemény 1, a bázis földpotenciálon van, tehát nem folyik bázis áram, L_2 nem világít, U_{CE} közel tápfeszültségen van.

VAGY kapcsolat

Az elvi kapcsolás a 10-11. ábra szerinti, az összeállítandó és tanulmányozandó áramszolgáltató jellegű kapcsolás a 10-12. ábra szerinti.



10-11. ábra



10-12. ábra

Ha B és C esemény 0, akkor a bázis földpotenciálon van L_2 nem világít, U_{CE} közel tápfeszültségen van.

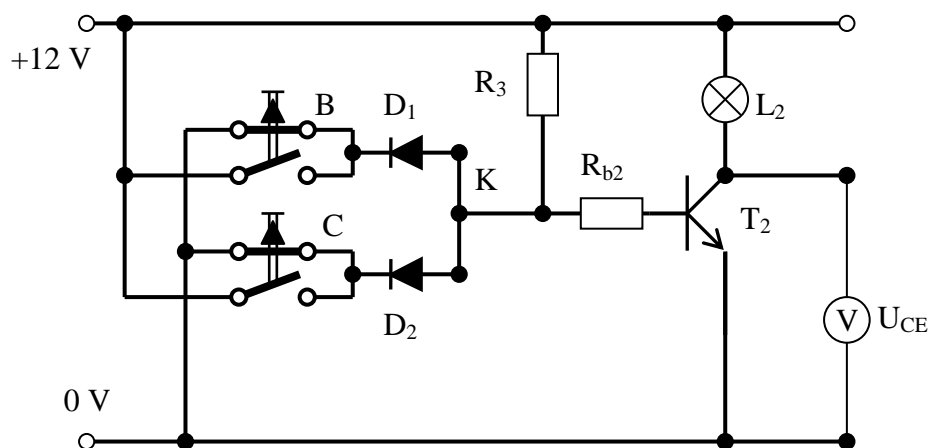
Ha csak B esemény 1, akkor K pont + tápfeszültségre kerül, mert D_1 nyit, D_2 zár, tehát folyik bázis áram, L_2 világít, $U_{CE}=L$, közel 0V.

Ha csak C esemény 1, K pont akkor is + tápfeszültségre kerül, mert D_2 nyit, D_1 zár, tehát folyik bázis áram és L_2 világít, $U_{CE}=L$, közel 0V.

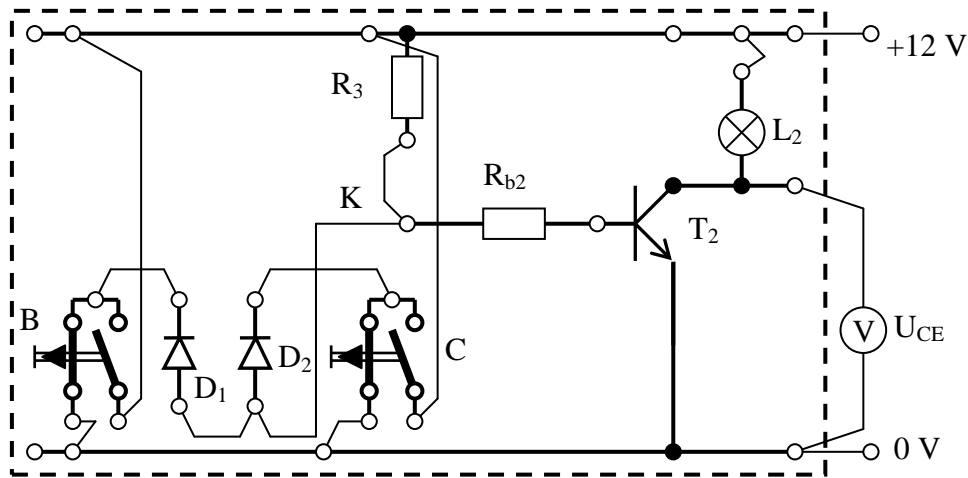
Ha B és C esemény is 1, akkor mindkét dióda nyit, tehát folyik bázis áram és L_2 világít, $U_{CE}=L$, közel 0V.

ÉS kapcsolat

Az elvi kapcsolás a 10-13. ábra szerinti, az összeállítandó és tanulmányozandó áramnyelő jellegű kapcsolás a 10-14. ábra szerinti.



10-13. ábra



10-14. ábra

Ha B és C esemény 0, akkor a bázis csaknem földpotenciálán van, R_3 -on folyik áram a föld felé, mert D_1 és D_2 nyitva van, bázis áram nincs, L_2 nem világít, $U_{CE}=H$, közel tápfeszültségen van.

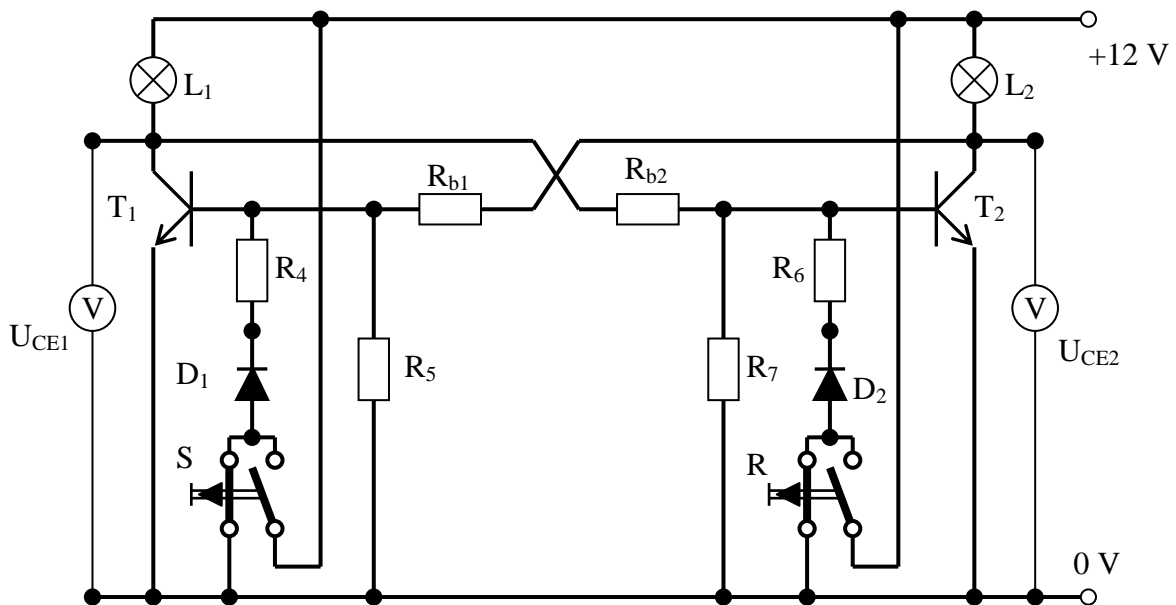
Ha csak B esemény 1, akkor a K pont marad csaknem földpotenciálán, mert D_2 nyitva marad, D_1 zár, tehát nem folyik bázis áram, L_2 nem világít, $U_{CE}=H$, közel tápfeszültségen van.

Ha csak C esemény 1, a K pont akkor is csaknem földpotenciálán van, mert D_1 nyit, D_2 zár, tehát nem folyik bázis áram és L_2 nem világít, $U_{CE}=H$, közel tápfeszültségen van.

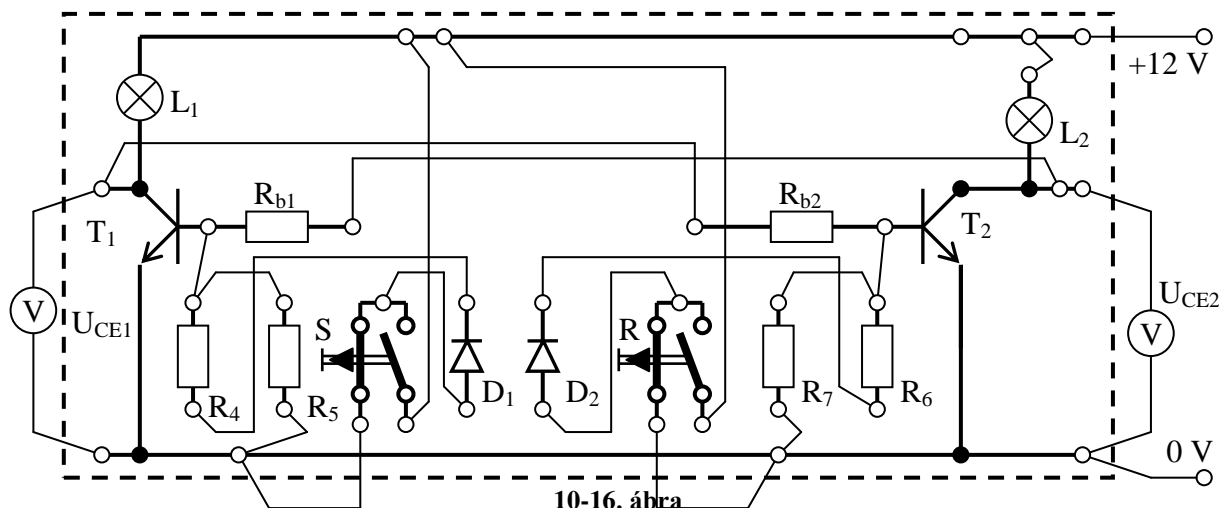
Ha B és C esemény is 1, akkor mindkét dióda zár, K pont potenciálja megemelkedik közel R_3 és R_{b2} arányában, tehát most már folyik bázis áram és L_2 világít, $U_{CE}=L$, közel 0V.

2) Bistabil multivibrátor összeállítása

Az elvi kapcsolás a 10-15. ábra szerinti, az összeállítandó és tanulmányozandó kapcsolás a 10-16. szerinti.



10-15. ábra



Tegyük fel, hogy a tápfeszültség bekapcsolásakor T_1 kinyit és T_2 lezárva marad (a tranzisztorok nem egyformák, de az elvi szimmetria miatt mindegy, hogy melyik tranzisztor billen be). Tehát L_1 világít, U_{CE1} közel $0V$, mert R_5 és R_{b1} meghatározta bázis áram folyik, míg T_2 nem kap bázis áramot, mert R_7 és R_{b2} majdnem földpotenciálra van, D_1 és D_2 zár.

Ha R esemény 1, a + tápfeszültség D_2 -n és R_6 -on keresztül T_2 bázisára kerül, ami miatt T_2 nyit. Ekkor azonban R_{b1} és R_5 majdnem földpotenciálra kerül, így T_1 zár. Ennek megfelelően L_2 világít és L_1 elalszik, U_{CE2} közel tápfeszültségen van. Ha az R kapcsolót elengedjük (R esemény újra 0) nem változik semmi, mert D_2 zár.

Szimmetria okokból, ha az S esemény 1, akkor értelemszerűen hasonló folyamat játszódik le, de L_1 fog világítani, U_{CE1} közel $0V$ és L_2 alszik el.

10.5.1.3. Alkalmazott eszközök:

- A feszültség méréshez digitális univerzális műszer.
- Mérőpanel tranzisztorokkal, diódákkal, kapcsolókkal, izzólámpákkal és ellenállásokkal.

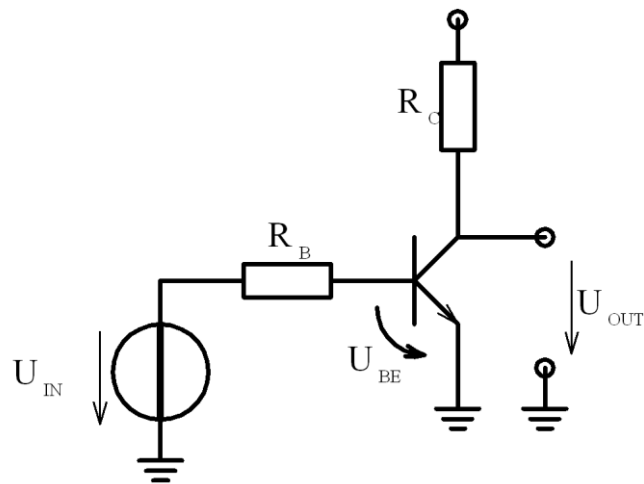
10.5.1.4. Értékelés

- Az igazság táblák alapján ellenőrizze a logikai áramkörök működését!
- Ellenőrizze a bistabil multivibrátor működését!

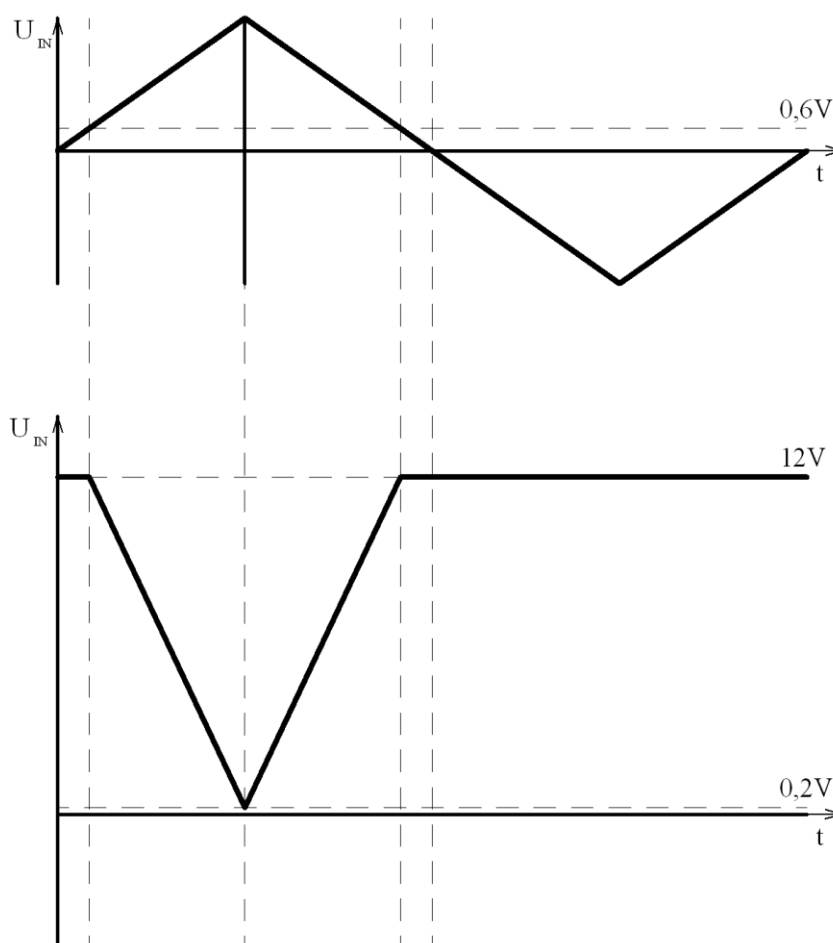
11. BIPOLÁRIS ÉS TÉRVEZÉRLÉSŰ TRANZISZTOROK ERŐSÍTŐ ÜZEMBEN

11.1. Bipoláris tranzisztoros erősítő áramkör

Vegyük fel ismét a 8-3. ábrán látható kapcsolást, de a bemenő feszültséget szolgáltató generátor jele $-U_{IN0}$ és $+U_{IN0}$. között váltakozó háromszög jel legyen.

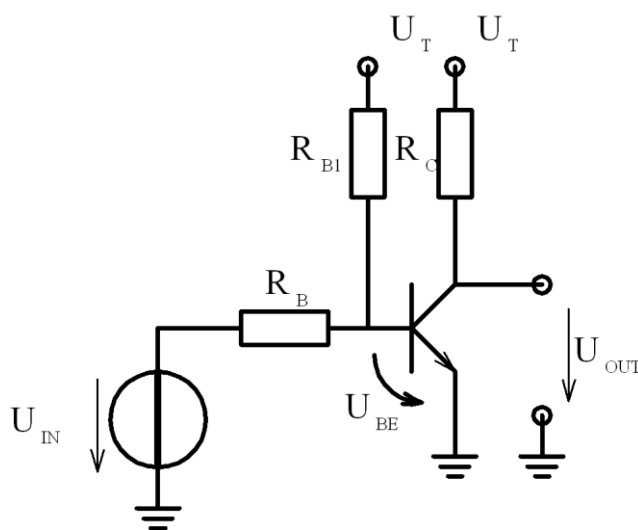


11-1. ábra



11-2. ábra

A be és kimenő jel alakját vizsgálva látjuk, hogy az erősítő kapcsolás csak a jel pozitív félhullámát viszi át. Módosítsuk most a kapcsolást, és kössünk R_{B1} nagyságú ellenállást a tápfeszültség és a tranzisztor bázisa közé.



11-3. ábra

Látható, hogy az $U_T - R_{B1} - U_{BE}$ ág a kapcsolást alkotó tápfeszültség-generátorral együtt zárt kört alkot, azaz R_{B1} ellenálláson mindenképpen $U_T - U_{BE}$ nagyságú feszültség esik. Gondoljunk most a jól ismert Ohm törvényre és a Kirchoff törvényekre, és akkor belátjuk, hogy a tranzisztor bázisán folyó áram

$$I_B = \frac{U_{IN} - U_{BE}}{R_B} + \frac{U_T - U_{BE}}{R_{B1}}$$

értéket vesz fel. Az összefüggés azt mutatja, hogy a bázisáram, ezen keresztül a kollektoráram azon keresztül pedig a kimenő feszültség értéke $U_{IN}=0$ esetén eltér 0-tól. Azt a kimenő jelet, amit a kapcsolás 0 bemenő jel mellett szolgáltat az erősítő munkapontjának nevezzük.

Ha azt a nyilvánvaló célt szeretnénk elérni, hogy mind a bemenő jelet szimmetrikusan tudjuk erősíteni, azaz ugyanakkora pozitív, mint amekkora negatív jelet vigyen át a kapcsolás torzítás nélkül, akkor a tranzisztor munkapontját éppen a tápfeszültség felére kell beállítanunk. Az ilyen munkaponttal rendelkező erősítőket 'A' osztályú erősítőknek hívjuk. A példa kedvéért számoljuk ki erre az esetre R_{B1} értékét. Emlékeztetül $R_B=1,5k\Omega$, $U_T=12V$, $B=200$, $R_C=25\Omega$, $U_{BEny}=0,6V$, $U_{CEsat}=0,2V$.

A munkapontban U_{IN} értéke 0, U_{OUT} pedig 6V ami a tápfeszültség fele. Ha $U_{OUT} = U_{CE} = U_T - I_C * R_C$

$$\text{akkor } I_C = \frac{U_T - U_{OUT}}{R_C} = \frac{12V - 6V}{25\Omega} = 0,24 A = 240 mA . \text{ Ekkor } I_B=1,2mA . \text{ Mivel a bázison fo-}$$

lyik áram, így a tranzisztor bázis-emitter átmenetén esnie kell a nyitófeszültségnek azaz $U_{BE}=0,6V$. Ha $U_{BE}=0,6V$, és $U_{IN}=0V$, akkor az R_B ellenálláson is folyik áram, mégpedig a tranzisztor bázisa felől a bemenő pont felé. Ez azt jelenti, hogy az R_B ellenálláson éppen

$$I_{RB} = \frac{U_{BE} - U_{IN}}{R_B} = \frac{0,6V - 0V}{1,5k\Omega} = 0,4mA \text{ áram folyik. A csomópontra alkalmazva a Kirchoff cso-}$$

móponi törvényt felírható, hogy $I_{RB1} = I_B + I_{RB} = 1,2mA + 0,4mA = 1,6mA$. Láttuk, hogy R_{B1} el-

$$\text{lenálláson éppen } U_T - U_{BE} \text{ nagyságú feszültség esik, így } R_{B1} = \frac{U_T - U_{BE}}{I_{RB1}} = \frac{12V - 0,6V}{1,6mA} = 7,125 k\Omega .$$

Az erősítők vizsgálatánál figyelembe kell még vennünk, hogy ha a kollektoráram és bázisáram hányadosát állandónak tekintem is, a bázis-emitter feszültség és bázisáram aránya a 0 pont és a bázis-emitter küszöbfeszültség között semmiképpen sem állandó. Ez a jelenség azt eredményezi, hogy a 0 bázisáram környékén az erősítő torzítása jelentős. Az előbbieknél tükrében az 'A' osztályú erősítők előnyüül azt is felhozhatjuk, hogy a munkapont viszonylag széles környezetében kicsi a torzításuk. A sok jó után nézzük az 'A' osztályú erősítők gyenge pontját. Ezeknél a kapcsolásoknál $U_{IN}=0$ bemenő jel esetén a kimenő jel $U_{OUT}=U_T/2$ ami, mint már láttuk, azt jelenti, hogy az R_C -ből és

$$\text{tranzisztor kollektor-emitterből álló ágon } I_C = \frac{U_T}{R_C} \text{ áram folyik, azaz mind a tranzisztoron}$$

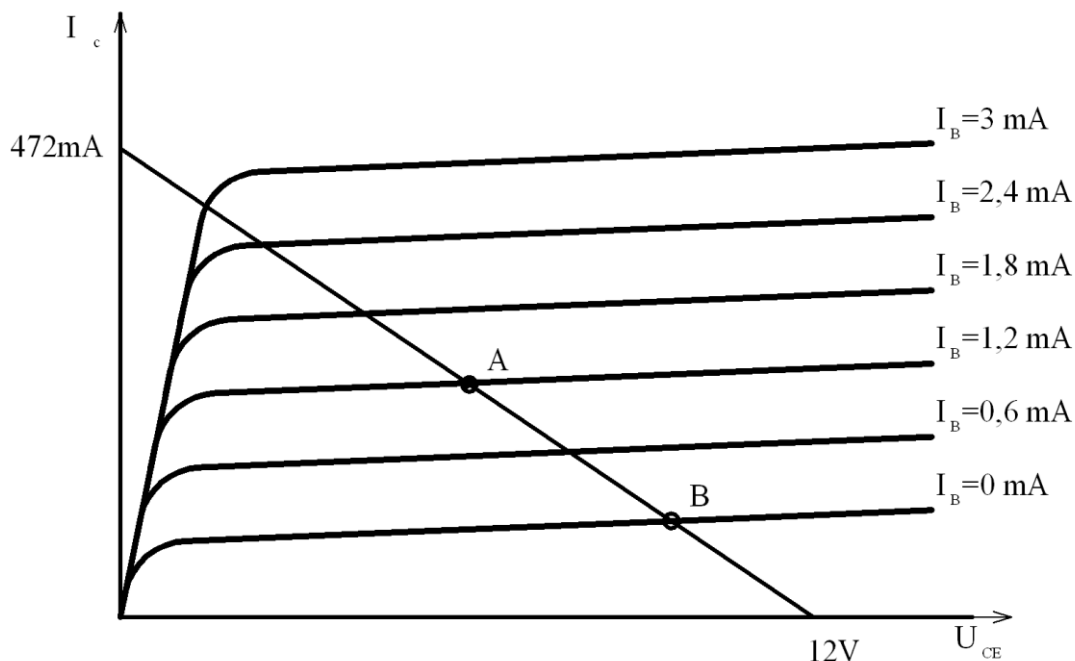
$$\text{mind pedig a kollektorellenálláson } P = \frac{U_T}{2} * I_C = \frac{U_T}{2} * \frac{U_T}{R_C} = \frac{U_T^2}{4 * R_C} \text{ nagyságú teljesítmény}$$

disszipálódik.

Hatásfok szempontjából a 'B' osztályú erősítő az optimális. Itt a munkapontot úgy állítják be, hogy a tranzisztor éppen a küszöbfeszültségre legyen előfeszítve. Ezeknek az erősítőknek előnyei és hátrányai éppen ellentétesek, mint az 'A' osztályú erősítőké, azaz főleg kis bemenő jelek esetén jelentős a torzításuk, a bemenő jelek mindenképpen adott polaritásúak kell legyenek, ezzel szemben a legjobb a hatásfokuk.

Meg kell még említeni az úgynevezett 'AB' osztályú erősítőket, ahol a munkapontot az 'A' és 'B' munkapont közé állítva egy kompromisszumos állapotot tudok beállítani.

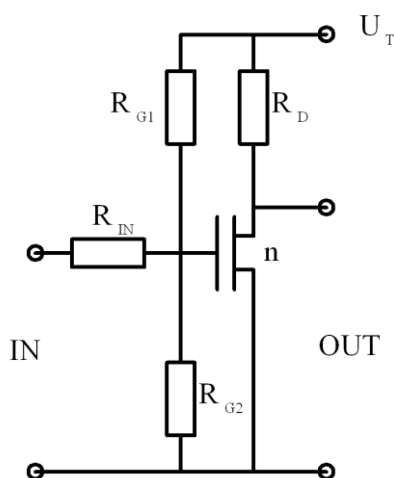
A tranzisztor kimeneti karakterisztikájába berajzolva az adott erősítőn megjelenő lehetséges értékeket megkapjuk a tranzisztor munkaegyenesét. A munkaegyenes a függőleges tengelyt az $I_C = U_T / R_C$, a vízszintes tengelyt pedig az U_T pontban metszi. A következő ábrán az előbbieken számolt tranzisztor kimenő karakterisztikáját és az erősítő munkaegyenesét ábrázoltuk.



11-4. ábra

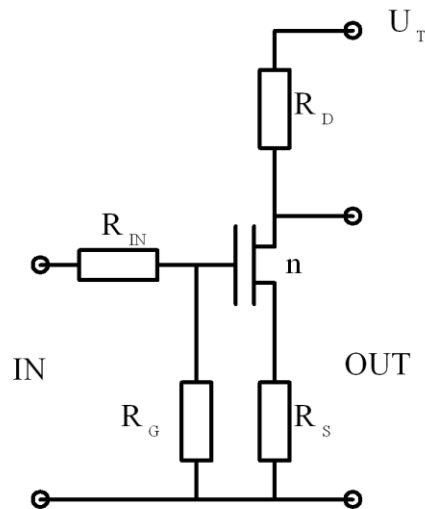
11.2. Térvezérlésű tranzisztoros erősítő áramkör

A térvezérlésű tranzisztorokból felépített lineáris erősítőkapcsolás azoknál a tranzisztoroknál, ahol a táp és a vezérlőfeszültség polaritása azonos lényegében megegyezik a bipoláris tranzisztorral épített áramkörrel.



11-5. ábra

Az erősítőkapcsolás munkapontját a Gate-körben lévő ellenállásosztó szabja meg. Mivel a Gate-en gyakorlatilag nem folyik áram, így a tranzisztor bemenőjel változását az a feszültségváltozás okozza, amit a bemenet felől jövő áram változása okoz a feszültségosztón. Azoknál a tranzisztoroknál, ahol a vezérlőfeszültség ellentétes polaritású, mint a tápfeszültség, a 11-5. ábra szerinti kapcsolás nem alkalmazható, ilyen esetekben a 11-6. ábra szerinti kapcsolást alkalmazzuk.



11-6. ábra

11.3. Tranzisztoros erősítő mérések

11.3.1. Tranzisztor munka-egyenesének felvétele lineáris és nem lineáris kollektor ellenállás (R_C) esetén

11.3.1.1. A mérési feladat

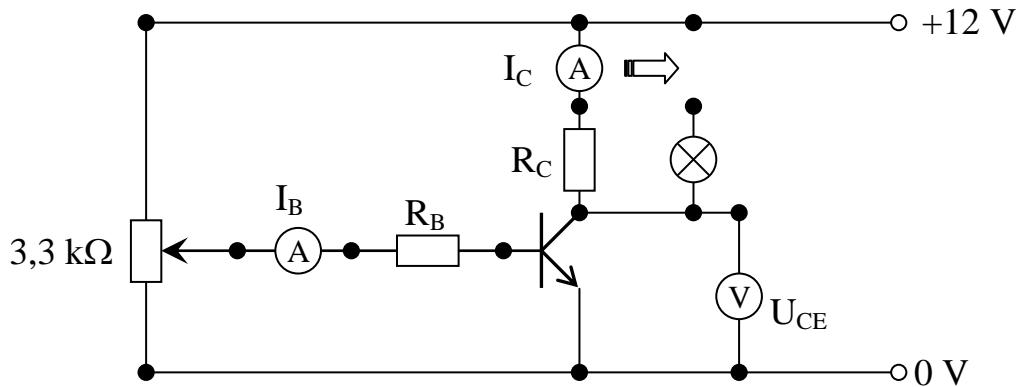
1) A tranzisztor kollektor áram (I_C)– kollektor feszültség (U_{CE}) összefüggésének megállapítása méréssel, ha a munkaellenállás:

- lineáris ellenállás;
- izzólámpa (nem lineáris ellenállás).

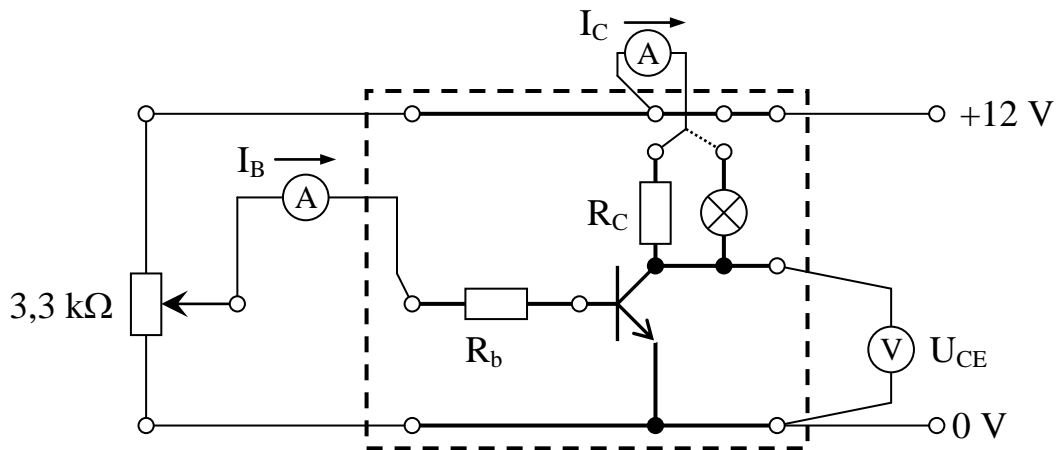
11.3.1.2. A mérés menete

Az elvi kapcsolás a

11-7. ábra szerinti, a mérés összeállítása a 11-8. ábra alapján történik.



11-7. ábra



11-8. ábra

Először mérje meg a tápfeszültséget, majd a potenciométer forgatásával változtassa a tranzisztor bázisáramát. Mérje meg az összetartozó I_b , I_C , U_{CE} , értékeket, úgy, hogy 8-10 pontot kapjon a diagramok felrajzolásához. Írja az alábbi táblázatba a mért értékeket és számítsa ki U_{RC} értékét U_T és U_{CE} különbségeként, valamint $P_D = U_{CE} * I_C$ értékét.

I_b [mA]	I_C [mA]	U_{CE} [V]	U_{RC} [V]	P_D [W]

Végezze el a mérést úgy is, hogy munkaellenállásként a mérőpanelon található izzólámpát kapcsolja az áramkörbe. Ebben az esetben, mint majd az eredményekből látni fogja, az I_C - U_{CE} összefüggés nem lesz egyenes. Ennek oka az, hogy az izzólámpa izzószálának az ellenállása a különböző áramokhoz tartozó szálhőmérséklet miatt nem állandó.

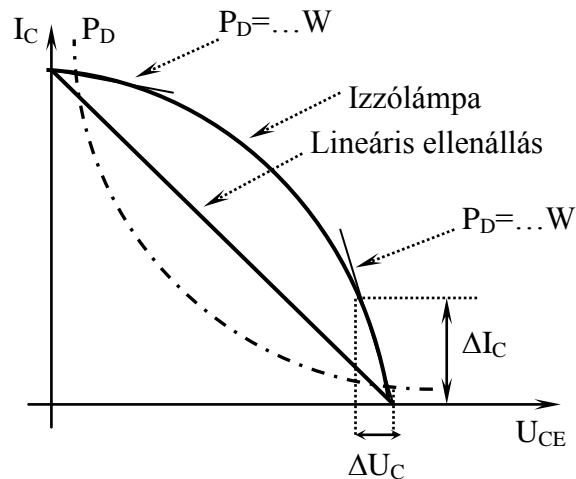
11.3.1.3. Alkalmazott eszközök:

- Az áram méréshez GANZUNIV 3 mutatós univerzális műszerek
- A feszültség méréshez digitális univerzális műszerek vagy GANZUNIV 2 elektronikus univerzális műszer

- Mérőpanel tranzisztorra ellenállásokkal és izzólámpával.
- Potenciométer.

11.3.1.4. Értékelés

A mérési eredmények alapján az alábbiak készítendőek el (11-9. ábra:)



11-9. ábra

- 1) Ábrázolandó az $I_C - U_{CE}$ összefüggés (amely a kapcsolás munka-egyenes), ha a munkaellenállás lineáris ellenállás.
- 2) Ugyanaz, mint 1), de a munkaellenállás izzólámpa.
- 3) Az egyes mérési pontokban a tranzisztor disszipációs teljesítménye az ábrára írandó.
- 4) Berajzolandó a diagramba a tranzisztor $P_D=0,1$ W disszipációs teljesítményhez tartozó hiperbola.
- 5) Számítandó a lineáris munkaellenállás értéke.
- 6) Számítandó nem lineáris munkaellenállás esetén a tengely metszeteknél lévő érintő hajlásszöge ($R_M = \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C}$), ami az izzólámpa hideg és meleg ellenállásának felel meg.

12. ERŐSÍTŐK POZITÍV ÉS NEGATÍV VISSZACSATOLÁSA, MŰVELETI ERŐSÍTŐK

12.1. Erősítők tulajdonságai

Azokat az eszközöket, amelyek egy adott jel nagyságát megváltoztatják, erősítőknek nevezzük. Az erősítő gyakorlatilag egy bemeneti jellel vezérelt energiaforrás. Fontos a definíció szempontjából, hogy a bemenő jel a kimenetet meghajtó energiaforrást csak vezérli, tehát egy transzformátor hiába szolgáltat a kimenetén a bemenettől eltérő feszültséget, semmiképpen nem tekinthető erősítőnek, hiszen a bemenő jel maga a kimenő jel energiaforrása.

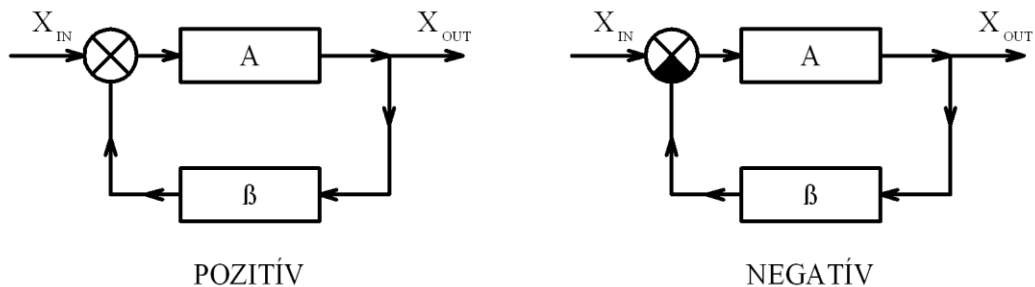
Az erősítők fő jellemzői az erősítés, ami a ki és a bemenő jel közötti arányszám, illetve a fázistolás, ami a bemenő jel adott frekvenciájú összetevőjének és a kimenőjel ugyanolyan frekvenciájú összetevőjének időfüggvénye közötti fázisszög. A gyakorlatban megvalósítható erősítők erősítéséről tudni kell, hogy szintén frekvenciafüggők, azaz a bemenő jel különböző frekvenciájú összetevőjéhez tartozó erősítés frekvenciánként eltérő lehet.

Az erősítők gyakorlati jellemzői között meg kell még említeni a be és kimenő ellenállást, valamint az alsó és felső határfrekvenciát is. Először nézzük a határfrekvenciákat, ez az egyszerűbb eset. A határfrekvenciák azt a két frekvenciát mutatják meg, amelyek között az erősítő a specifikációnak megfelelően működik. Ezek az értékek részben az erősítő kialakításától függenek, de természetesen az alkalmazási terület is befolyásolja az értékeket. Ugyanannak az erősítőnek nyilván más a felső határfrekvenciája, ha a megengedhető torzítás 20% és más lesz ha ez az érték 1%.

A bemenő és kimenő ellenállás kérdése alkalmat ad némi szörszálhasogatásra. Általánosságban elmondhatjuk, hogy az ideális erősítő bemenő ellenállása olyan legyen, hogy ne terhelje a hálózatot, a kimenő ellenállása pedig olyan, hogy bármilyen hálózati terhelést rá köthessünk. Könnyű ilyenkor kimondani, hogy ezek szerint az erősítő bemenő ellenállása legyen végtelen nagy, így amikor azt a bemenetet szolgáltató villamos hálózat bármelyik két pontjára kötjük, ott az erősítő felé nem indul áram, tehát a hálózatot nem terheljük. Hasonló gondolatmenet alapján a kimenő ellenállás legyen nulla, ugyanis így a kimenő jelet szolgáltató generátor belső ellenállásán átfolyó áram nem torzítja a kimenő jelet. A probléma mindösszesen annyi, hogy ez így csak a feszültségerősítőkre igaz, áramerősítők esetén pont a fordítottjáról kell beszélni.

12.2. Erősítők visszacsatolása

Azt a tevékenységet, amikor egy erősítő kimenő jelével arányos jelet az erősítő bemenetére visszavezetünk, az erősítő visszacsatolásának nevezzük. A visszacsatolás lehet pozitív illetve negatív, attól függően, hogy a visszacsatolt jelet a bemenő jelhez hozzáadjuk vagy kivonjuk. Ahogy írtuk a bemenő jelhez egy a kimenő jellel arányos jelet adunk hozzá vagy vonunk ki, ami azt jelenti, hogy az erősítő visszacsatoló ágában szintén egy erősítőt helyezünk el.



12-1. ábra

Az ábrán X_{IN} a visszacsatolt erősítő bemenő X_{OUT} a visszacsatolt erősítő kimenőjele A az alaperősítő β pedig a visszacsatoló ág erősítése.

Vizsgáljuk meg a visszacsatolt erősítő eredő erősítését. A visszacsatolt erősítő bemenő jele X_{IN} , a kimenő jel X_{OUT} . A12-1. ábrán látjuk, hogy ez a jel egyben a visszacsatoló erősítő bemenete is, amiből az következik, hogy a visszacsatolt erősítő kimenetén éppen $\beta * X_{OUT}$ nagyságú jel jelenik meg.

Az alaperősítő bemenetére így pozitív visszacsatolás esetén $X = X_{IN} + \beta * X_{OUT}$. A visszacsatolt erősítést jelöljük A_V -vel. Definíció szerint $A_V = \frac{X_{OUT}}{X_{IN}}$. Mivel az alaperősítő erősítése A , így

írható, hogy $A = \frac{X_{OUT}}{X} = \frac{X_{OUT}}{X_{IN} + \beta * X_{OUT}} = \frac{A_V * X_{IN}}{X_{IN} + A_V * \beta * X_{IN}} = \frac{A_V}{1 + A_V * \beta}$ amiből a visszacsatolt erősítő erősítését kifejezve az

$$A_V = \frac{A}{1 - A * \beta} \quad (46)$$

összefüggésre jutunk. Az összefüggés azt mutatja (amint az várható volt) hogy a pozitív visszacsatolás az eredő erősítést növeli, elvileg akár végtelen nagyságú erősítést is kaphatunk, illetve a pozitívan visszacsatolt erősítő belenghet.

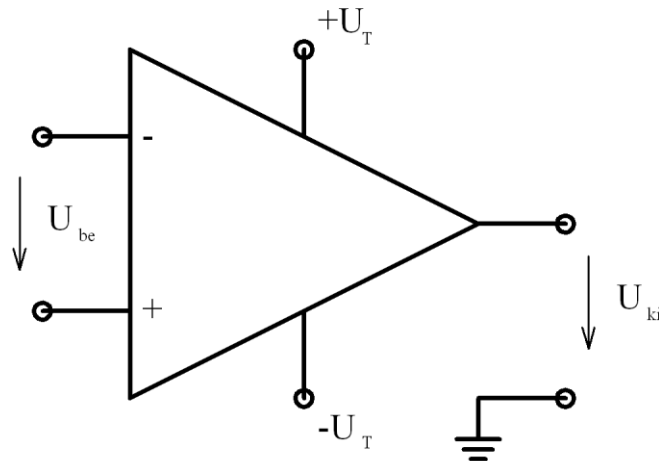
A negatív visszacsatolás hatását hasonlóképpen vizsgálhatjuk. A bemenetre jutó jel nagysága ekkor $X = X_{IN} - \beta * X_{OUT}$ és az előbbieknél megfelelően felírható, hogy

$A = \frac{X_{OUT}}{X} = \frac{X_{OUT}}{X_{IN} - \beta * X_{OUT}} = \frac{A_V * X_{IN}}{X_{IN} - A_V * \beta * X_{IN}} = \frac{A_V}{1 - A_V * \beta}$. Ebből a negatívan visszacsatolt erősítő erősítése

$$A_V = \frac{A}{1 + A * \beta} \quad (47)$$

12.3. Műveleti erősítők

Az erősítők egyik gyakran használt fajtája a műveleti erősítő. A műveleti erősítő működését a következő ábra alapján mutatjuk be.



12-2. ábra

Az ábrából is kitalálható, hogy a műveleti erősítő feszültségerősítő, aminek bemeneti jele az U_{be} , ami az erősítő két bemeneti pontja között mérhető. A kimeneti jel az erősítő kimenete és a tápfeszültség földpontja között mérhető. Az erősítő táplálását a $+U_T$ pontra illetve a $-U_T$ pontra kötött tápfeszültség biztosítja. Az ideális műveleti erősítő, mint a neve is mutatja ideális, tehát bemeneti ellenállása ∞ kimeneti ellenállása 0, de talán a leglényegesebb sajátossága, hogy az erősítése is ∞ . Mielőtt továbbmennénk, gondoljuk végig, hogy ez mit jelent. Ha igaz az amit az erősítéstről mondtunk, akkor $U_{ki}=A \cdot U_{be}$. Ez, ha felületesen szemléljük, azt jelenti, hogy a kimenő feszültség minden esetben ∞ . Ez természetesen nem igaz és bár első ránézésre nem tűnik fontosnak, pedig fontos, hogy akkor, ha a bemenő feszültség 0 értékű, akkor a kimenő feszültség a $0 \cdot \infty$ szorzat eredményeként adódik. Ez a szorzat pedig érdekes, az eredmény ugyanis konkrétan és pontosan bármi lehet.

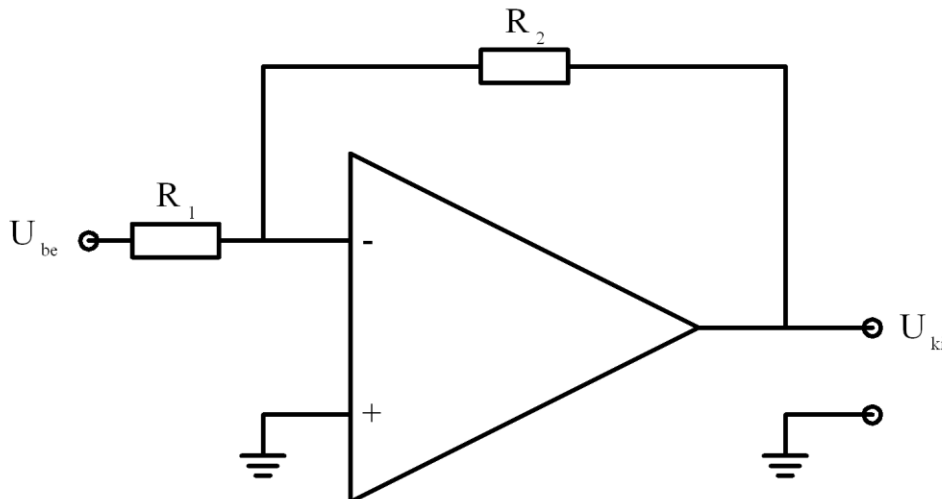
Ennyi elméleti fejtegetés után térjünk vissza egy kicsit a valósághoz. Láttuk, hogy a műveleti erősítő tápfeszültsége $\pm U_T$. Vonjuk le ebből elsőre azt a nyilvánvaló következtetést, hogy a kimeneti feszültség is ezek között a határok között fog mozogni. Ettől még ne legyünk gyakorlatiasak az erősítést továbbra is tartsuk meg ∞ értéken, de az talán kicsit jobban elképzelhető, hogy ha a két bemeneti pont közé a legkisebb feszültséget is kapcsoljuk, a kimeneten pont a tápfeszültség jelenik meg, de ha megvalósítjuk azt a feladatot, hogy a két bemeneti pont között egy kicsinyke feszültség se legyen, akkor a kimeneten bármekkora feszültség elképzelhető.

A további gondolatmenet előtt még egy kis kitérő. A műveleti erősítő erősítése nyilván függ a feszültségek irányától, és az előbb emlegetett erősítés a 12-2. ábra szerinti feszültségirányoknál érvényes. Kicsit másképpen megfogalmazva a dolgot, ha az erősítő egyik bemeneti pontját földre kötök, akkor a bemenetre éppen U_{be} jut. Ha a + jelű pontot kötöm földpotenciálra, akkor

ha U_{be} pozitív akkor U_{ki} negatív lesz és fordítva, ezért ezt a pontot invertáló bemenetnek hívjuk, illetve hasonló megfontolásokból a másik bemenetet nem invertáló bemenetnek.

12.4. Alapkapcsolások

Most nézzük meg egy a gyakorlat (és a magyarázhatóság szempontjából fontos esetet).



12-3. ábra

Az ábrán nem jelöltük a tápfeszültségeket, ugyanis inentől a működés szempontjából indifferensek, azaz magyarul ott vannak és kész. A kapcsolás működésének megértéshez egy tényrt rögzíteni kell. Az erősítő bemeneti ellenállása igen nagy, gyakorlatilag végtelennek tekinthető. Ez még valószínűleg mindenki számára elfogadható, ha R_1 és R_2 értéke néhány k Ω akkor a többszáz M Ω belső ellenállás felé elkóborló néhány elektron nem játszik szerepet.

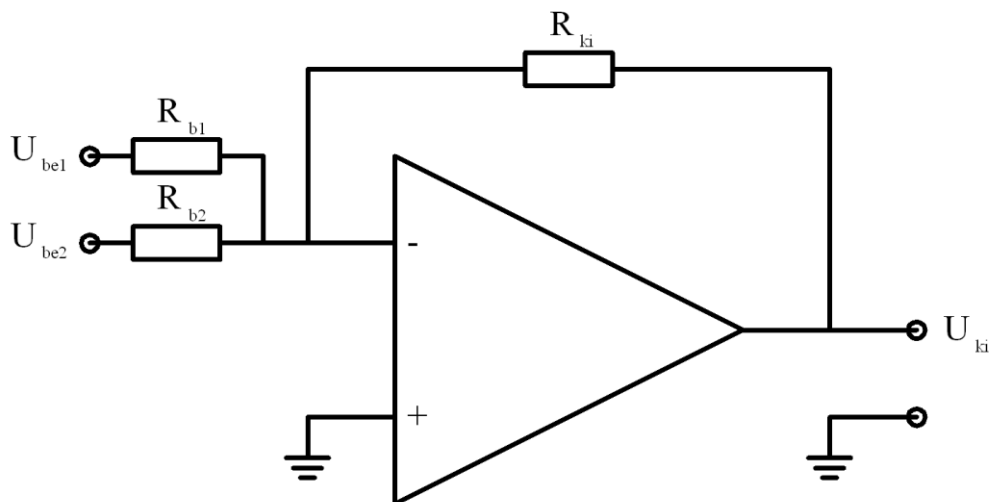
Most nézzük az erősítő működését. Tegyük fel, hogy bekapcsolás után mind a bemeneten, mind a kimeneten 0V feszültség van. Ekkor a kapcsolás bemenetére U_{be} feszültséget kapcsolunk. A kimenet és az erősítő bemenete még nem vett észre semmit 0V-on van mindkettő. Az R_1 - R_2 sorba kötött ellenállásra azonban U_{be} feszültség jut, aminek hatására áram indul a két ellenálláson, mégpedig, mivel a Kirchoff csomóponti törvény valóságtartalma nem megkérdőjelezhető, továbbá, mivel az erősítő felé gyakorlatilag semekkora áram nem folyik el, így R_1 -en és R_2 -n ugyanaz az áram folyik. Könnyen látható, hogy ebben az esetben az R_1 és R_2 közötti ponton, ami az erősítő invertáló bemeneti pontja is, $U^* = \frac{R_2}{R_1 + R_2} * U_{be}$ nagyságú feszültség

alakul ki. Látható, hogy U^* feszültség polaritása megegyezik U_{be} polaritásával, ezért U_{ki} feszültség az erősítés hatására ellenkező irányban kezd el növekedni. Ha azonban U_{ki} változik akkor az R_1 - R_2 ellenállásokra jutó feszültség is változik, és U^* értéke csökkenni fog. U_{ki} értéke mindaddig U_{be} polaritásával ellenkező irányba fog változni, ameddig U^* értéke 0-ra nem csökken, ekkor ugyanis semmi nem indokolja, hogy U_{ki} értéke tovább változzon.

A jobb érthetőség kedvéért vizsgáljuk meg, mi történik a gyakorlatban. Tekintsünk el az erősítő végtelen nagy erősítésétől, legyen $A=10000$. Ez egyébként azt jelenti, hogy ha a bemenet-

re 1mV feszültség jut, az a kimeneten 10V feszültséget generál. Legyen R_1 értéke 10k Ω R_2 értéke 20k Ω . Kapcsoljunk a bemenetre 3V feszültséget. Ekkor, mivel a kezdeti pillanatban vagyunk, U_{ki} értéke 0 tehát U^* a feszültségosztó miatt 2V. Ekkor az erősítőnk $U_{ki} = -A \cdot U^*$ azaz $U_{ki} = -10000 \cdot 2V = -20000V$ feszültséget képzel el a kimenetén. Az elképzelést tett követi U_{ki} elkezd negatív irányban növekedni. Igen hamar eléri – egyszerű számolhatóság érdekében – mondjuk a -1,8V feszültséget. R_1 - R_2 -re ekkor 4,8V jut, így U^* értéke 1,4V-ra adódik ($U_{be} = 3V$, R_1 -en pedig éppen a 4,8V harmada esik). Az erősítő ekkor még mindig 14000V feszültséget képzel el, de látjuk, hogy az elképzelés már a realitás felé tart. Amikor a kimeneti feszültség például 6mV híján eléri a -6V feszültséget, akkor U^* már csak 2mV, azaz az elképzelt kimeneti feszültség 20V, amikor pedig U^* eléri a 0,6mV értéket, U_{ki} elért és elképzelt értéke gyakorlatilag éppen megegyezik.

Jó közelítéssel az előbbi fejtegetés azt mutatja, hogy a 12-3. ábrán látható kapcsolásban az erősítő a kimenetén úgy állítja be a feszültséget, hogy a bemenetén megjelenő U^* feszültség éppen 0 értéket vegyen fel. A műveleti erősítővel való számolásnál ez azt jelenti, hogy az erősítő invertáló bemenete mindig 0 potenciálon van, és az erősítő felé nem folyik áram.



12-4. ábra

Nézzük meg a 12-4. ábrát az előbbi szempontok szerint. Láttuk azt, hogy az erősítő kimenetén akkora feszültség alakul ki, hogy az invertáló bemeneti pont éppen 0 potenciálon legyen. Ek-

kor azonban R_{B1} ellenálláson U_{be1} feszültség esik, és az Ohm törvény értelmében $I_{be1} = \frac{U_{be1}}{R_{B1}}$

áram, R_{B2} ellenálláson $I_{be2} = \frac{U_{be2}}{R_{B2}}$ áram fog folyni. Emlékezzünk vissza arra, hogy a műveleti

erősítő felé nem folyik áram, továbbá, hogy a Kirchoff csomóponti törvény itt is igaz, ezért a

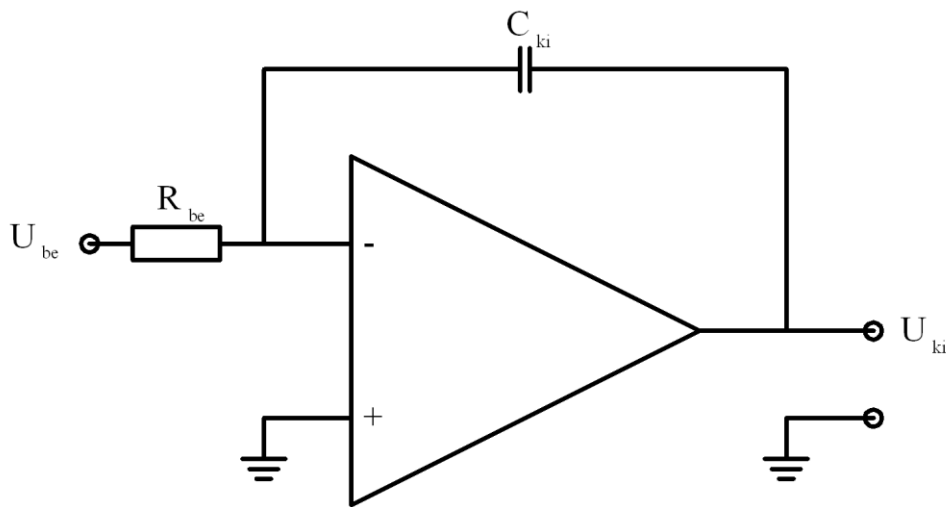
visszacsatoló ellenálláson $I_{ki} = I_{be1} + I_{be2}$. A visszacsatoló ágra felírható még az $I_{ki} = \frac{U_{ki}}{R_{ki}}$ így

$$\frac{U_{ki}}{R_{ki}} = \frac{U_{be1}}{R_{B1}} + \frac{U_{be2}}{R_{B2}} \text{ amiből}$$

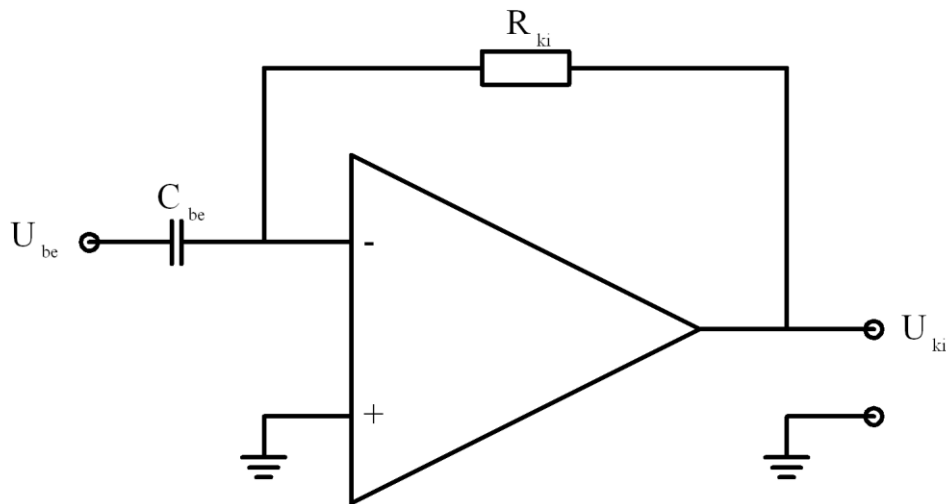
$$U_{ki} = \frac{R_{ki}}{R_{B1}} U_{be1} + \frac{R_{ki}}{R_{B2}} U_{be2} \quad (48)$$

Az előbbi összefüggések alapján a 12-3. ábrán látható kapcsolást invertáló 12-4. ábrán láthatót pedig összegző kapcsolásnak nevezzük.

Rajzoljuk fel a következő két kapcsolást.



12-5. ábra



12-6. ábra

A kapcsolások vizsgálatánál ugyanúgy járjunk el, mint eddig, azaz tekintsük a műveleti erősítő invertáló bemenet pontját 0 potenciálúnak, és tekintsük a ki és bemeneti elemeken folyó áramot azonosnak. A12-5. ábra kapcsolását vizsgálva látható, hogy R_{be} ellenállás árama csak U_{be} feszültségtől és R_{be} ellenállástól függ. Tekintsük U_{be} értékét állandónak, ekkor a bemeneti ellenálláson folyó áram is állandó lesz. Azonban, mivel a bemenő ellenálláson és a visszacsatoló kondenzátoron ugyanaz az áram folyik, azaz

$$I_{Cki} = I_{Rbe} \quad (49)$$

A bemenő áram az

$$I_{be} = \frac{U_{be}}{R_{be}} \quad (50)$$

A visszacsatoló kondenzátor feszültsége, ami egyben a kapcsolat kimenő feszültsége

$$U_{ki} = \frac{1}{C_{ki}} \int_0^t I_{cki} dt + U_0 \quad (51)$$

Az egyenletbe $I_{cki} = I_{Rbe}$ (49)-et és $I_{be} = \frac{U_{be}}{R_{be}}$ (50)-et behelyettesítve, továbbá a kapcsolás kimeneti feszültségét a kezdeti pillanatban ($U_{ki} = \frac{1}{C_{ki}} \int_0^t I_{cki} dt + U_0$ (51) egyenlet U_0) 0-

nek tekintve felírható, hogy

$$U_{ki} = \frac{1}{R_{be} * C_{ki}} \int_0^t U_{be} dt \quad (52)$$

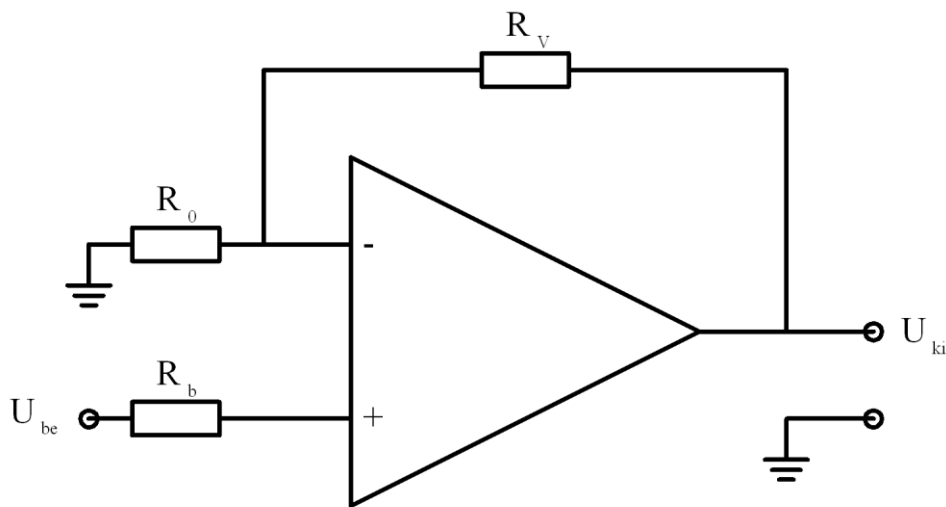
A 12-5. ábrán látható kapcsolás, mint az az előző egyenletből kitalálható az integráló alkapcsolás.

Különösebb magyarázat nélkül is belátható, hogy a 12-6. ábra kapcsolása differenciáló funkciót valósít meg, ahol

$$U_{ki} = R_{be} * C_{ki} \frac{dU_{be}}{dt} \quad (53)$$

Levezetés nélkül megjegyeznénk, hogy a gyakorlatban a differenciáló tag jelentősége kicsi, ugyanis a vizsgált jelre szuperponált zavarjelek erősen befolyásolják a kimenő jel alakját. Differenciáló funkciót ezért inkább egy arányos erősítő visszacsatoló ágában elhelyezett integráló típusú erősítővel célszerű megvalósítani.

Az utolsó tárgyalt műveleti erősítő működése kicsit eltér az eddig tárgyalt esetektől.



12-7. ábra

A 12-7. ábrán látható erősítő esetén a bemenetet nem az invertáló, hanem a nem invertáló bemeneti pontra kötöttem. A kapcsolás stabil működése azonban mindenképpen negatív visszacsatolást igényel, ezért a visszacsatoló ág a kimenet és az invertáló bemenet között található. A visszacsatolt műveleti erősítők tárgyalásának elején beláttuk, hogy az erősítő kimenetén olyan feszültség igyekszik kialakulni, hogy az invertáló és a nem invertáló bemeneti pontok között ne legyen feszültségkülönbség. Esetünkben a nem invertáló bemeneti pontra mindenképp U_{be} érték jut, ami azt jelenti, hogy az invertáló bemeneti pont is ugyanerre a potenciálra kerül. Vegyük észre, hogy az R_0 ellenállás az invertáló bemenet és a földpont között van, tehát

$$I_{R0} = \frac{U_{be}}{R_0} \quad (54)$$

Továbbá a Kirchoff törvény és a műveleti erősítő igen nagy bemenő ellenállása miatt $I_{Rv}=I_{R0}$ így

$$U_{ki} = I_{Rv} * R_v = I_{R0} * R_v = \frac{U_{be}}{R_0} R_v = \frac{R_v}{R_0} U_{be} \quad (55)$$

A fenti összefüggés azt mutatja, hogy ebben a kapcsolásban szintén egy arányos típusú kapcsoláshoz jutunk, csak míg a 12-3. ábra szerinti kapcsolásban a bemeneti és a kimeneti feszültség ellenkező polaritású volt, addig ebben a kapcsolásban a polaritás megegyező.

Még egy lényeges momentumról ejtsünk szót. Az utolsó kapcsolás kivételével az összes alapkapcsolásban a bemeneti pont és az erősítő közé kötött ellenállás játszott szerepet a kimenő jel formálásában. A nem invertáló kapcsolásban vegyük észre, hogy a bemenetre kötött ellenállás egyik végpontja a műveleti erősítő végtelen belső ellenállású bemenete, így ezen az ellenálláson áram nem folyik, és feszültség sem esik. Ennek az ellenállásnak csak a tényleges megvalósításban van szerepe, a tárgyalásnak ezen a szintjén a hatását nem kell figyelembe venni.

12.5. Invertáló műveleti erősítő vizsgálata

12.5.1.1. A mérési feladat

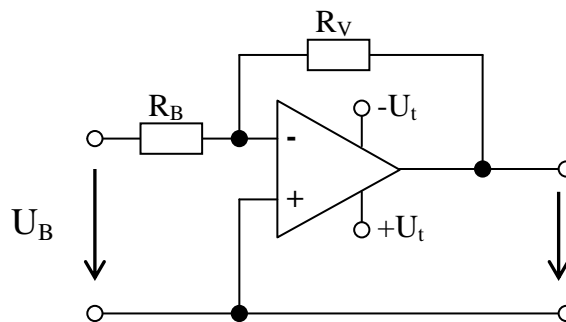
- 1) Ellenállás bemenetű, ellenállással visszacsatolt — arányos típusú — műveleti erősítő vizsgálata.
- 2) Ellenállás bemenetű, kondenzátorral visszacsatolt — integráló típusú — műveleti erősítő vizsgálata.
- 3) Kondenzátor bemenetű, ellenállással visszacsatolt — differenciáló típusú — műveleti erősítő vizsgálata.

Értelemszerűen kezdőbetűjével rövidítjük az indexként használt fogalmakat (B, bemeneti; K, kimeneti; V, visszacsatoló; sz., számított; m, mért; cs-cs, csúcstól-csúcsig)

Az idő függvényében változó mennyiséget kisbetűvel (pl.: u), az állandó mennyiséget nagybetűvel (pl.: U) jelöljük.

- 1) Az arányos típusú invertáló műveleti erősítő (12-8. ábra) erősítése:

$$A_{sz} = \frac{u_K}{u_B} = \frac{U_K}{U_B} = - \frac{R_V}{R_B}$$

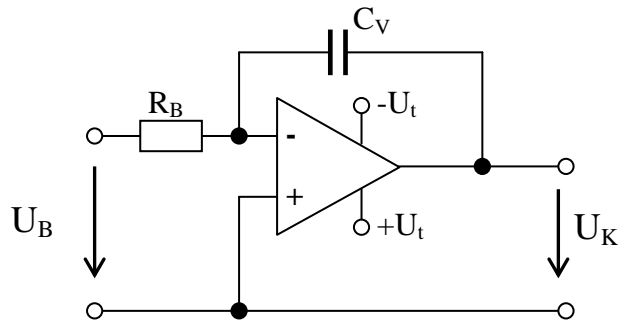


12-8. ábra

A bemenő vezérlőjel céljára bármilyen időfüggvényű feszültséget használhatunk. A mérésnél egyenfeszültséget és négyszögjelet használunk.

2) Az integráló (invertáló) típusú műveleti erősítő (12-9. ábra) alapegyenlete:

$$u_K = -\frac{1}{T_I} \int_0^t u_B dt$$



12-9. ábra

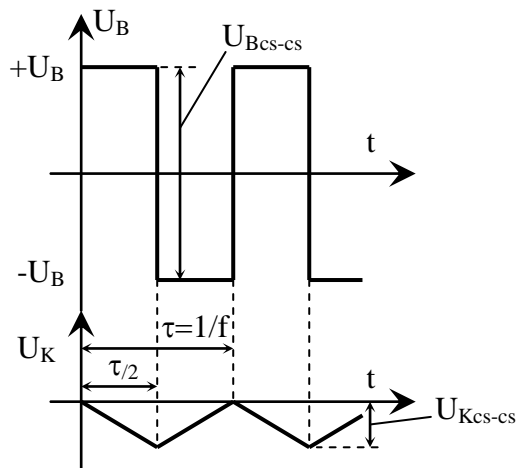
ahol az integrálási időállandó:

$$T_I = R_B * C_V$$

és ha $u_B = U_B$, akkor

$$u_K = -U_B * \frac{t}{T_I}$$

Amennyiben az integráló típusú erősítő bemenő vezérlő jelének négyszög alakú feszültséget használunk, akkor az ehhez tartozó kimenő jel alakja 12-10. ábra szerint:



12-10. ábra

A félperiódus végén az alapegyenlet szerint:

$$U_{Kcs-cs} = -\frac{1}{T_I} * \frac{U_{Bcs-cs}}{2} * \frac{\tau}{2}$$

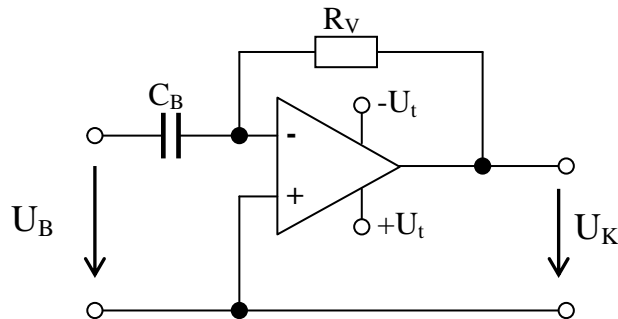
azaz

$$U_{Kcs-cs} = -\frac{\tau}{4T_I} U_{Bcs-cs}$$

3) A differenciáló típusú műveleti erősítő (12-11. ábra) alapegyenlete:

$$u_K = -T_D \frac{du_B}{dt}$$

a

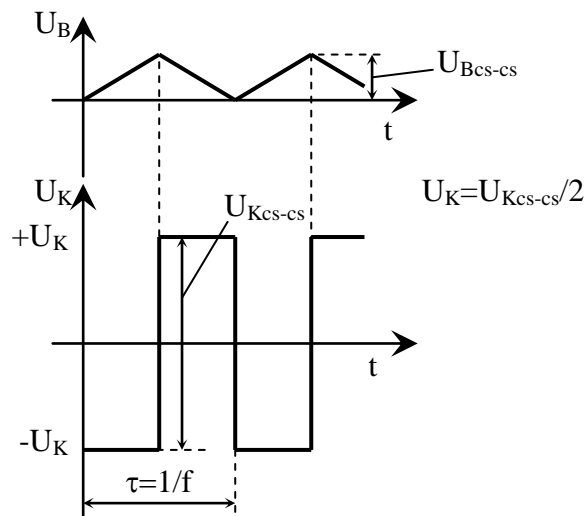


12-11. ábra

ahol a differenciálási időállandó:

$$T_D = C_B * R_V$$

Amennyiben a differenciáló típusú erősítő bemenő vezérlő jelének háromszög alakú feszültséget használunk, akkor az ehhez tartozó kimenő jel alakja a 12-12. ábra szerint:



12-12. ábra

A félperiódus alatt:

$$u_K = U_K = -T_D \frac{U_{Bcs-cs}}{\frac{\tau}{2}}$$

azaz

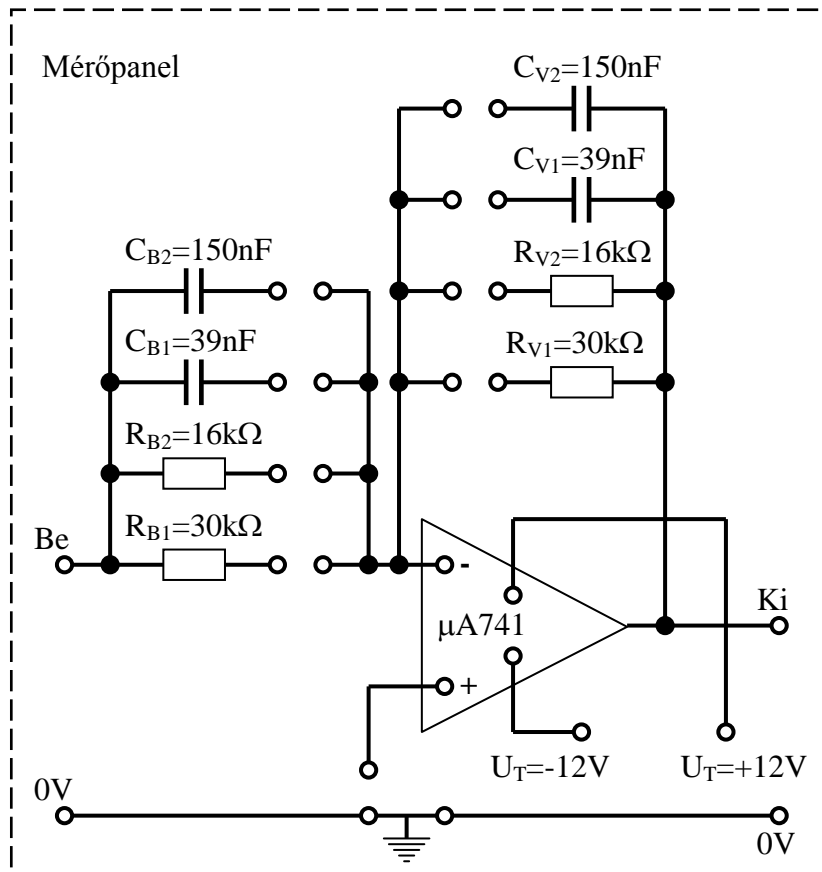
$$U_K = \frac{-2T_D}{\tau} U_{Bcs-cs}$$

így

$$U_{Kcs-cs} = \frac{-4T_D}{\tau} U_{Bcs-cs}$$

12.5.1.2. A mérés menete

A mérőpanel (12-13. ábra) egy $\mu A741$ típusú műveleti erősítőt tartalmaz.

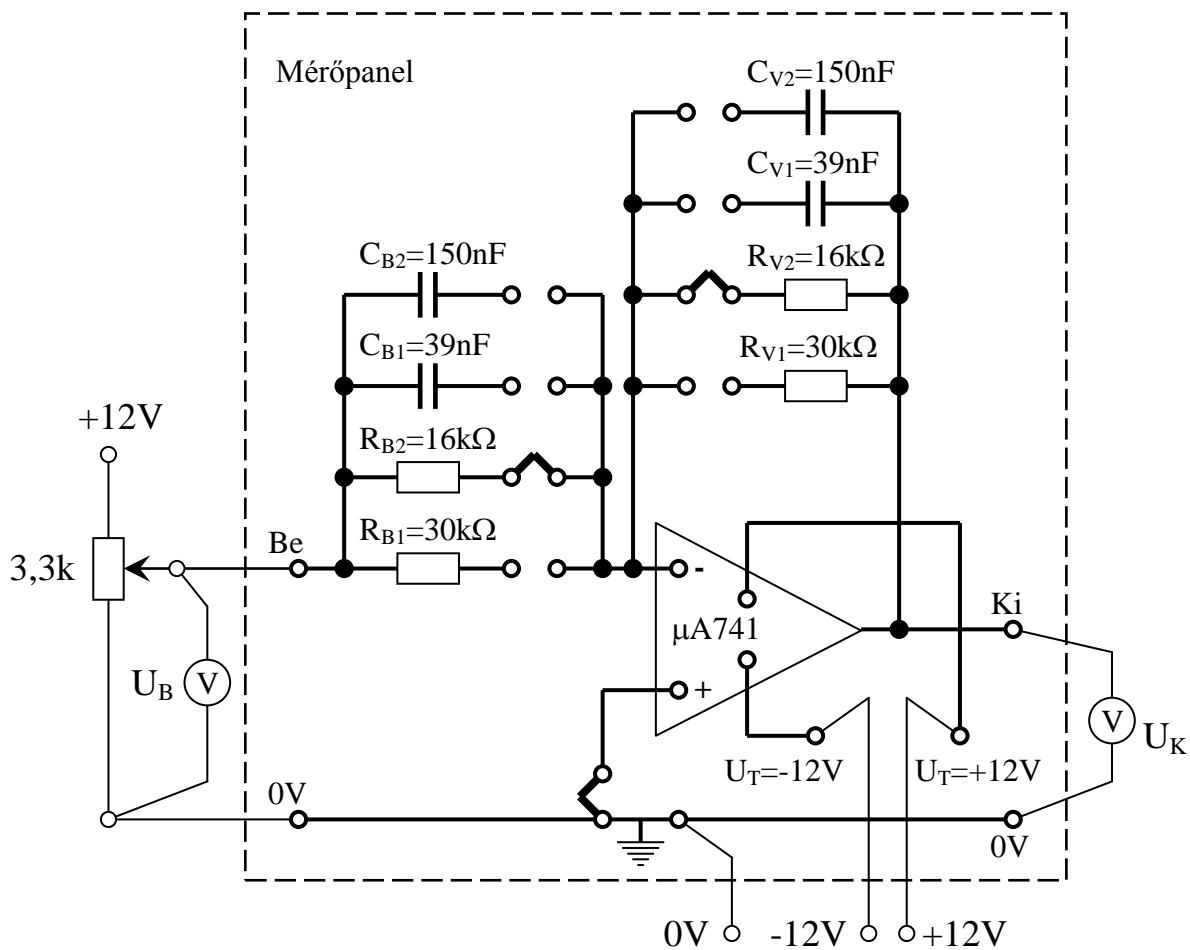


12-13. ábra

A mérések alatt *ügyelni kell* arra, hogy a műveleti erősítő „+” jelű pontja a panel „földelt” jelzésű pontjával állandóan össze legyen kötve és a tápfeszültségek szimmetrikusak, a 12-13. ábra szerintiek legyenek.

Figyelem! A függvény generátor és az oszcilloszkóp 1-es és 2-es csatornájának hideg pontjait (kék vagy fekete, *semmiképpen sem piros*) össze kell kötni egymással és a panel „földelt” jelzésű pontjával!

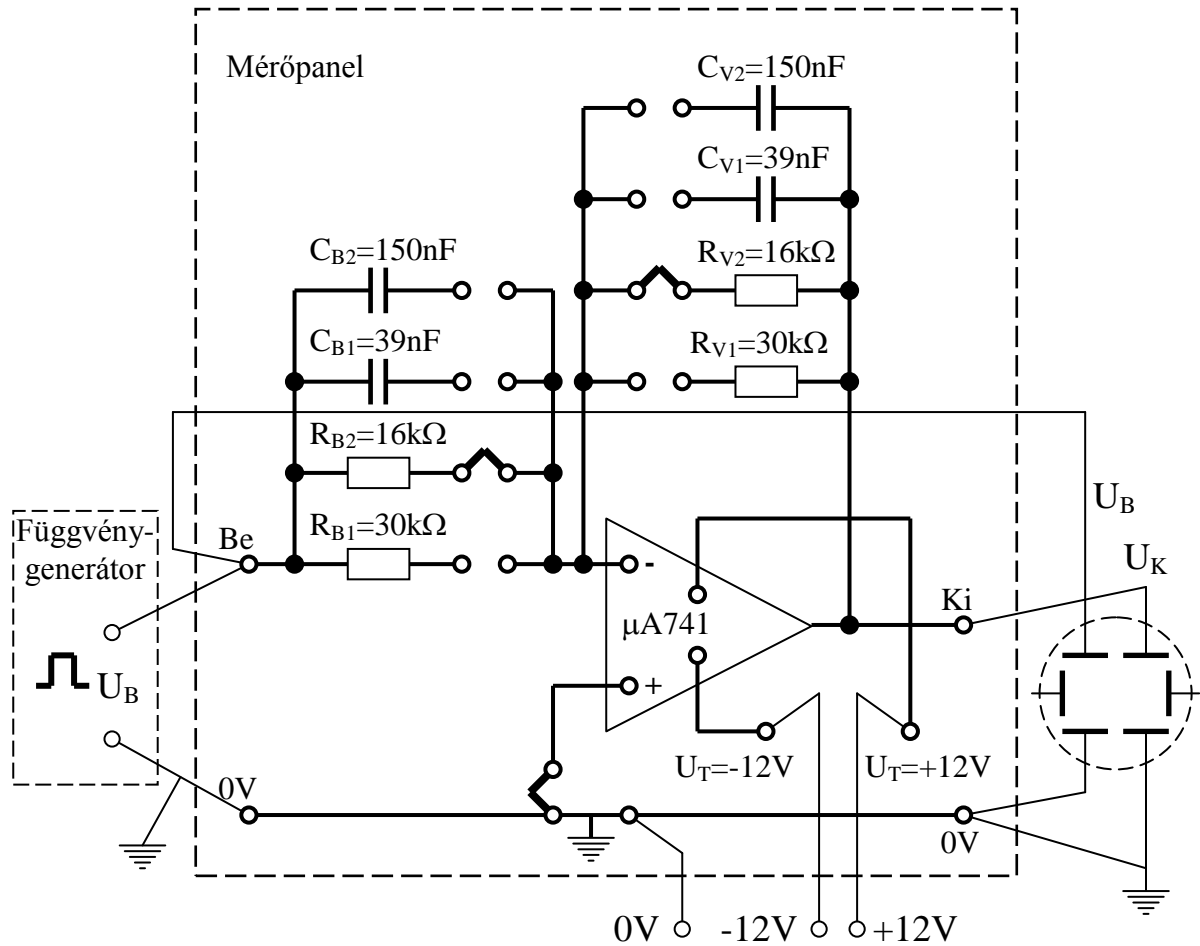
1) Az arányos típusú műveleti erősítő vizsgálatára állítsa össze a rövidre záró dugók, segítségével a 12-14. ábra szerinti kapcsolást:



12-14. ábra

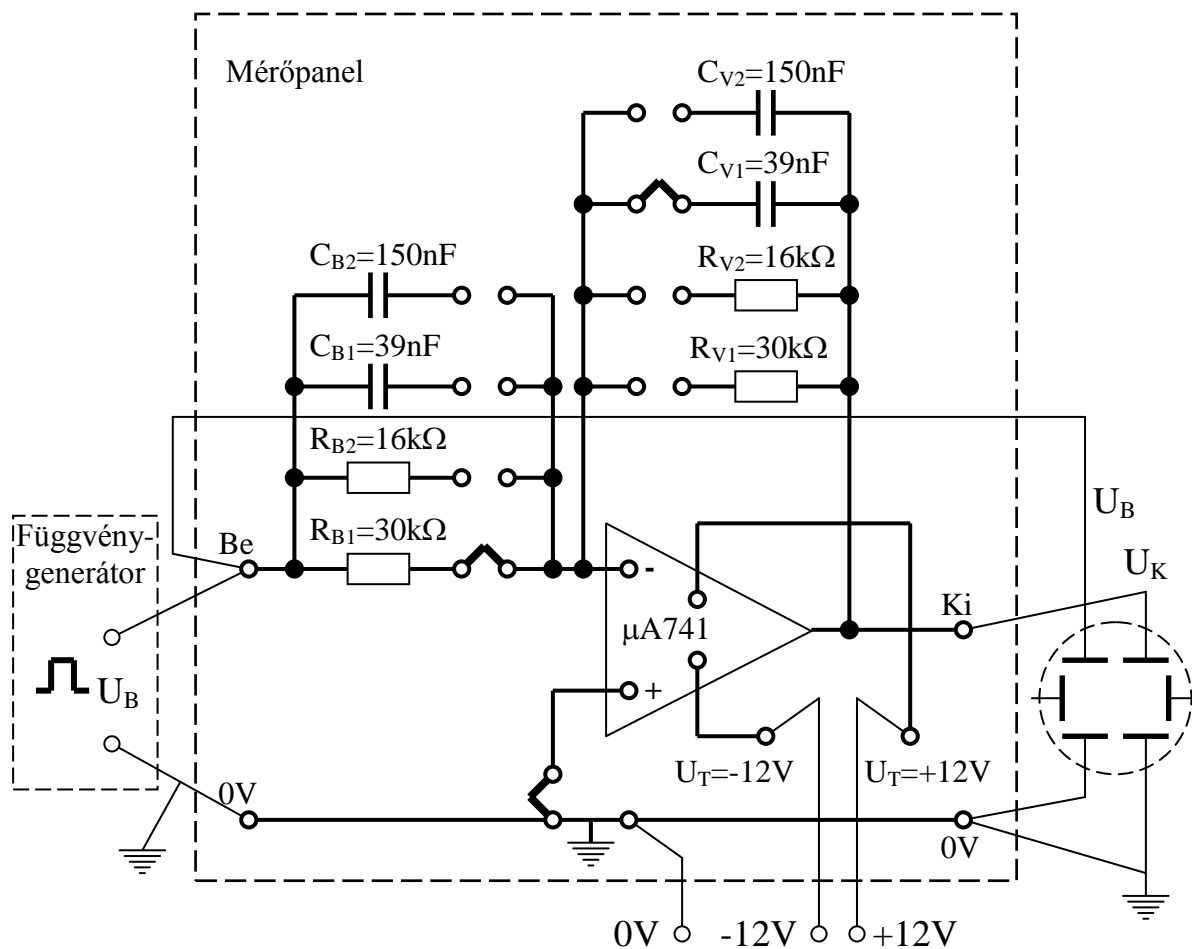
- Változtassa U_B -t ~ 1 V-os lépésekkel, és mérje U_K -t!
- Ismételje meg a mérést R_{B2} és R_{V1} ellenállásokkal!

- Függvény generátorral állítson be $U_{Bcs-cs}=2V$, $f=100Hz$ paraméterekkel jellemzett periodikusan váltakozó négyzetjelet az oszcilloszkóp 1-es csatornája segítségével (12-15. ábra)!
- Mérje az oszcilloszkóp 2-es csatornájával az R_{V1} , majd az R_{V2} ellenállásokkal visszacsatolt műveleti erősítő kimenő jel alakját!



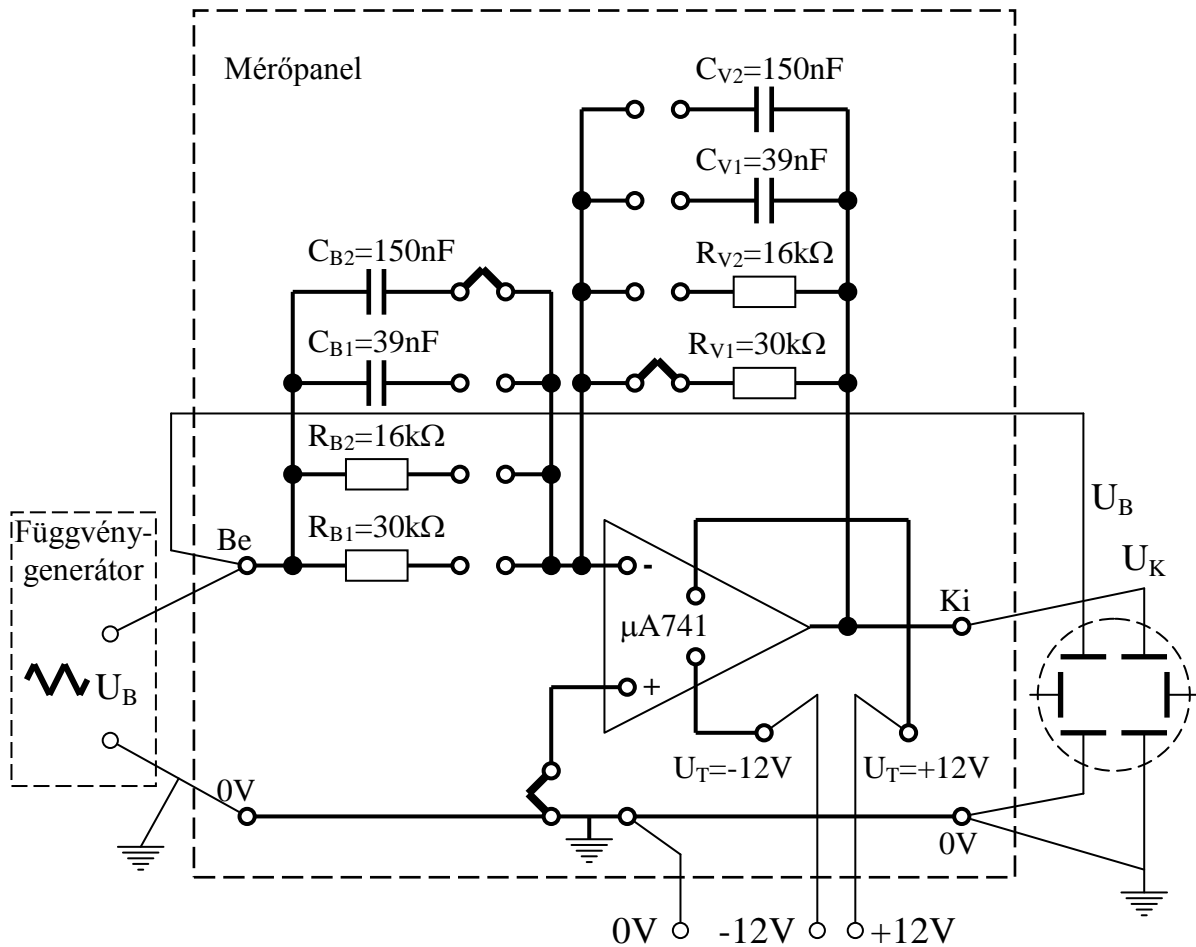
12-15. ábra

- 2) Az integráló típusú műveleti erősítő vizsgálatára állítsa össze a 12-16. ábra szerinti kapcsolást, ahol a négyszögjel induló paramétereit $U_{Bcs-cs}=2V$, $f=40Hz$.
- Változtassa csak a négyszögjel frekvenciáját 40Hz-200Hz tartományban, 20 Hz-es lépésekben, miközben a bemenő jel amplitúdóját állandónak tartja! Ezt az oszcilloszkóp 1. csatornáján ellenőrizheti.
 - Mérje meg az egyes beállított frekvenciákon U_{Kcs-cs} értékét az oszcilloszkóp 2. csatornáján!



12-16. ábra

- 3) A differenciáló típusú műveleti erősítő vizsgálatára állítsa össze a 12-17. ábra szerinti kapcsolást, ahol a háromszögjel induló paraméterei $U_{Bcs-cs}=1V$, $f=100Hz$ (oszilloszkóp 1. csatorna).



12-17. ábra

Növelje a háromszög jel amplitúdóját 1 V lépésenként 5V-ig, miközben frekvenciáját állandónak tartja. Mérje meg az oszcilloszkóp 2. csatornáján az U_{Kcs-cs} nagyságát!

12.5.1.3. Alkalmazott eszközök:

- A feszültség méréshez digitális univerzális műszer.
- Függvény generátor
- Két sugaras oszcilloszkóp.
- Potenciométer
- Mérőpanel műveleti erősítővel, ellenállásokkal, kondenzátorokkal.

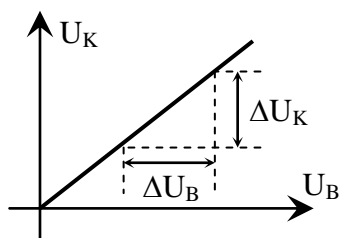
12.5.1.4. Értékelés

Számítsa ki a műveleti erősítő erősítését az R_{V1} és R_{V2} visszacsatoló ellenállások esetén (A_{1sz} , A_{2sz}).

A mérési eredményeket tüntesse fel táblázatban, majd ábrázolja az $U_K(U_B)$ függvényeket. (Célszerű U_B -nek két oszlopot nyitni, mert nem érdemes vesződni a második mérés során, hogy tizedesekre ugyanazt a feszültséget állítsuk be.)

U_B	$U_K(R_{V2})$	U_B	$U_K(R_{V1})$

A diagram alapján ellenőrizze az erősítést a 12-18. ábra szerint!



12-18. ábra

Számítsa ki a kapcsolás integrálási időállandóját (T_I)!

Számítsa ki a mérés során alkalmazott frekvenciákhoz tartozó periódusidőket és U_{Kcs-cs} értékét, majd írja táblázatba a mért és számított értékeket!

f	τ	$U_{Kcs-cs,szám}$	$U_{Kcs-cs,mért}$
---	--------	-------------------	-------------------

Ábrázolja a $U_{Kcs-cs}=f(\tau)$ függvényeket ugyanazon koordináta rendszerben!

Számítsa ki a kapcsolás differenciálási időállandóját (T_D)

Számítsa ki a mérés során alkalmazott amplitúdókhoz tartozó meredekségeket és a mért és számított értékeket írja táblázatba!

$$\frac{\Delta U_B}{\Delta t} = \frac{U_{Bcs-cs}}{2}$$

U_{Bcs-cs}	$\frac{\Delta U_B}{\Delta t}$	$U_{Kcs-cs, szám}$	$U_{Kcs-cs,mért}$
--------------	-------------------------------	--------------------	-------------------

Ábrázolja az $U_{Kcs-cs} = f\left(\frac{\Delta U_B}{\Delta t}\right)$ függvényeket!

13. ELEKTRONIKUS ÁRAM- ÉS FESZÜLT-SÉGGENERÁTOROK, TÁPEGYSÉGEK, MŰSZEREK

13.1. Áram- és feszültségmérők

13.1.1. Lágyvasas árammérő, HLA-2

A műszer négy méréshatárban (0.6A, 1.2A, 3A és 6A) képes egyen és váltakozó áram mérésére. A méréshatár beállítása a műszer jobb felső részén található négyállású kapcsolóval lehetséges, az egyes állásokhoz a mutatós műszeren 0.6-os (tükör felett) és 3-as (tükör alatt) skálák tartoznak, a 0.6-os skála szolgál az 1.2-es méréshatár leolvasására is, míg a 3-as használható a 6-os méréshatár beállításakor is.

A műszeren mérési irányt csak a mérőcsatlakozók felcserélésével lehet váltani. A műszer skálája alatt nullpont-beállító csavar található.



13-1. ábra

13.1.2. Lágyvasas feszültségmérő, HLV-2

A műszer négy méréshatárban (3V, 6V, 12V és 30V) képes egyen és váltakozó feszültség mérésére. A méréshatár beállítása a műszer jobb felső részén található négyállású kapcsolóval lehetséges, az egyes állásokhoz a mutatós műszeren 6-os (tükör felett) és 3-as (tükör alatt) skálák tartoznak, a 6-os skála szolgál a 12-es méréshatár leolvasására is, míg a 3-as használható a 30-as méréshatár beállításakor is.

A műszeren mérési irányt csak a mérőcsatlakozók felcserélésével lehet váltani. A műszer skálája alatt nullpont-beállító csavar található.



13-2. ábra

13.2. Univerzális műszerek

13.2.1. Ganzuniv 3

A műszer egyen- és váltakozó feszültség, egyen- és váltakozó áram, valamint ellenállás (csak egyedi, hálózatról leválasztott ellenállások) mérésére alkalmas. Méréshatárai átfogják a 100mV – 1000V, a 30 μ A – 10 A tartományokat.

A műszer csatlakozópontjai a mutatós műszer felett találhatóak, jelölésük a mutatós műszer számlapjának felső részén található. Mérésnél a \perp (test, referencia pont) (bal felső oldal), valamint a V,A, Ω jelű csatlakozókat használjuk. Nagy áramok (10A-ig) mérésénél a \perp (test, referencia pont), valamint a 10A jelzésű bemenet alkalmazandó.

A műszer mérési módjának, valamint méréstartományának kiválasztására a műszer közepén található fokozatkapcsoló szolgál (a tárcsás kapcsoló nem forgatható teljesen körbe, 1kV-os állásról 3A-es állásra, illetve vissza a váltás közvetlenül nem lehetséges). Az egyen és váltómennyiségek megkülönböztetése a műszer alsó részén található \sim és = nyomógombok közül a megfelelő benyomásával történik (valamelyiknek benyomva kell lennie). Egyenmennyiségek mérésakor a referencia bemenethez képesti polaritást a + és – nyomógombok közül a megfelelő lenyomásával állíthatjuk be (valamelyiknek benyomva kell lennie). Ha a mérés során a mutató nem a skála irányába, hanem balra akar kitérni, a polaritást váltani szükséges.

A mérőskálák közül a felsőt (100 egységes) akkor használjuk, ha feszültséget mérünk és a kiválasztott mérési tartomány 10 hatványaként leírható, ekkor a 100-as végkitéréshez tartozik a tárcsás kapcsolóval beállított érték. Amennyiben feszültségmérésnél a tartomány 3x10 hatványaként írható le, a tükör alatti 30-as skálát használjuk a leolvasáshoz.

Ellenállásmérésre a 30-as skála alatti skála szolgál, az itt leolvasott értéket kell a kiválasztott mérési tartomány értékével szorozni.

A műszer nullapontjának beállítására a mutatós műszer alatt középen egy csavar található. A nullapontot akkor kell beállítani, ha mérendő mennyiség hiányában a mutató nem a 0 értéken

áll. A tárcsás kapcsoló felett jobb oldalon található forgatógombbal ellenállás mérés során lehet a végtelen értéket pontosan beállítani.

A műszer nagy előnye a benne rejlő védelem, amely egy kismegszakító alkalmazását jelenti. A beállított mérési tartományt meghaladó bemeneti mennyiségek esetén a kismegszakító kiold, ezzel megvédve a műszert a maradandó károsodásoktól. A kismegszakító működtető gombja a tárcsás kapcsoló felett bal oldalon található, ennek benyomott állapota a kismegszakító zárt (mérő) állását jelenti. Ha a kismegszakító szakít, ez a négyzet alakú nyomógomb kiugrik. Ne próbáljuk azonnal visszanyomni, előbb szüntessük meg a szakítás okát (pl. megfelelő mérési tartomány vagy polaritás kiválasztása), csak ezután helyezzük a műszert ismét mérésre alkalmas állapotba. Ha a műszer nem mutat semmit, ellenőrizzük, nincs-e ez a kismegszakító szakító helyzetben. A műszer a kismegszakító mellett, a nagy értékű zárlati áramok elleni védelem céljából olvadó biztosítót is tartalmaz, ennek kiolvadása szintén okozhatja a műszer működésképtelenségét.



13-3. ábra

13.2.2. Ganzuniv 2

A műszer egyen- és váltakozó feszültség, egyen- és váltakozó áram, valamint ellenállás mérésére alkalmas. Méréshatárai átfogják a 300mV – 1000V, a 5 μ A – 10 A tartományokat.

A műszer csatlakozópontjai a mutatós műszer felett, a műszerdoboz oldalán találhatóak, jelölésük a mutatós műszer számlapjának felső részén található. Mérésnél a \perp (test, referencia pont) (bal felső oldal), valamint a V,A, Ω jelű csatlakozókat használjuk.

A műszer előlapján egy kisebb, ötállású kapcsoló, valamint egy nagy tárcsás kapcsoló található. A kisebbik üzemmód választásra szolgál az alábbiak szerint:

o: kikapcsolt állás,

-: egyen feszültség- vagy árammérés, a V,A, Ω jelű csatlakozó negatív értéket kap,

+: egyen feszültség- vagy árammérés, a V,A, Ω jelű csatlakozó pozitív értéket kap (telepellenőrzés is),

~: váltakozó feszültség- vagy árammérés,

Ω : ellenállás mérése (csak egyedi, hálózatról leválasztott ellenállások mérésére).

A nagyobbik tárcsás kapcsolóval választható ki a kívánt feszültség- vagy árammérési mód, valamint a méréshatár, illetve az ellenállásmérés aktuális tartománya. Ugyancsak itt lehet kiválasztani a műszer belső telepének ellenőrző üzemmódját, a telep megfelelő, ha ebben az állásban (kis üzemmódválasztó kapcsoló + állásban) a mutató a legalsó, telep szimbólummal ellátott skálarészletet metszi.

Amennyiben az egyenfeszültség vagy egyenáram mérése során a mutató nem az óramutató járásának megfelelően akar kitérni, hanem ellentétes irányba, az üzemmódválasztó kapcsolót + állásból – állásba (vagy fordítva) kell állítani.

A mérőskálák közül a felsőt (100, illetve felette kisebb számokkal 50 egységes) akkor használjuk, ha feszültséget mérünk és a kiválasztott mérési tartomány 10 hatványaként leírható, ekkor a 100-as végkitéréshez tartozik a tárcsás kapcsolóval beállított érték., valamint ha áramot mérünk, ekkor az 50-es skálát használjuk.

Amennyiben feszültségmérésnél a tartomány 3×10 hatványaként írható le, a tükör alatti 30-as skálát használjuk a leolvasáshoz.

Ellenállásmérésre a 30-as skála alatti, fordított beosztású (0 érték a skála végén) skála szolgál, az itt leolvasott értéket kell a kiválasztott mérési tartomány értékével szorozni.

A műszer mechanikai nullapontjának beállítására a mutatós műszer alatt középen egy csavar található. A nullapontot akkor kell beállítani, ha mérendő mennyiség hiányában a mutató nem a 0 értéken áll. a mechanikai nullapontot a műszer kikapcsolt állapotában kell beállítani. A nullapont elektronikusan is beállítandó, erre a műszer bal oldalán elhelyezett forgatógomb szolgál (jelölése a skálap bal alsó sarkában), ezt már bekapcsolt állapotban kell használni. Az ellenállásmérésnél a pontos végkitérés a műszer jobb oldalán található forgatógombbal állítható be (jelölése a skálap jobb alsó sarkában).



13-4. ábra

13.2.3. Digitális multiméter, Metex M3800

A műszer egyen- és váltakozó feszültség, egyen- és váltakozó áram, ellenállás, valamint tranzistor áramerősítési tényező mérésére alkalmas.

Csatlakozási pontjai a műszer alsó részére kerültek, feszültség- és ellenállásmérésnél a V/Ω jelű, valamint a COM feliratú bemeneteket kell használni (a COM bemenet a referencia, ehhez képest kerül megállapításra a másik bemenet pozitív vagy negatív potenciálja). Árammérésre az A, valamint a COM feliratú bemenetek szolgálnak. Speciálisan nagy áramok (20A-ig) mérésénél a 20A, valamint a COM bemeneteket kell használni.

A műszert használat előtt be kell kapcsolni a kijelző alatt bal oldalon található nyomógombbal. Bekapcsolt, üzemképes állapotban a kijelzőn a kiválasztott üzemmódtól függő kijelzés jelenik meg. Ha a kijelzőn egy akkumulátor szimbólum is aktív, a műszerben található telep feszültsége alacsony, cseréje szorul.

A mérendő mennyiség típusát a műszer közepén található tárcsás kapcsolóval állíthatjuk be (a kiválasztott mérési módnak megfelelő bemeneteket használjuk!):

- ACA: Váltakozóáram mérése,
- DCA: Egyenáram mérése,
- ACV: Váltakozófeszültség mérése,
- DCV: Egyenfeszültség mérése,
- OHM: Ellenállásérték mérése (rövidzár mérése is, hangjelzéssel, a hangjelzés szimbólumnál) (csak egyedi, hálózatról leválasztott ellenállások mérésére),

- hFE: Tranzisztor áramerősítési tényező mérése (ennél a mérésnél a mérendő tranzisztort a kijelző alatt jobb oldalon található foglalatba kell illeszteni, ügyelve a lábak megfelelő pontra történő csatlakoztatására /pnp-npn típus, Emitter, Bázis, Kollektor/).

Az egyes mérési módok beállításánál a megfelelő mérési tartományt is ki kell választani. A műszer kijelzőjén a valós, mért érték jelenik meg (tizedespont után a tizedesek), a leolvasás semmilyen konverziót nem igényel. Ha a mért mennyiség a beállított méréshatárnál nagyobb, ezt a műszer egy '1' jelzés megjelenítésével jelzi (kijelző bal oldalán).

Az árammérés a műszerben egy belső olvadóbiztosítóval van védve, az olvadóbiztosító kioldása után, annak cseréjéig árammérés nem lehetséges.



13-5. ábra

13.2.4. Digitális multiméter, Metex M32700

A műszer egyen- és váltakozó feszültség, egyen- és váltakozó áram, frekvencia, ellenállás és kapacitás, valamint tranzisztor áramerősítési tényező mérésére alkalmas. Automatikus méréshatár-beállítással rendelkezik.

Csatlakozási pontjai a műszer alsó részére kerültek, feszültség- és ellenállásmérésnél a V/Ω jelű, valamint a COM feliratú bemeneteket kell használni (a COM bemenet a referencia, ehhez képest kerül megállapításra a másik bemenet pozitív vagy negatív potenciálja). Árammérésre az A, valamint a COM feliratú bemenetek szolgálnak. Speciálisan nagy áramok (20A-ig) mérésénél a 20A, valamint a COM bemeneteket kell használni.

A műszert használat előtt be kell kapcsolni a kijelző alatt bal oldalon található piros színű, ON/OFF feliratú nyomógommbal. Bekapcsolt, üzemképes állapotban a kijelzőn a kiválasztott üzemmódtól függő kijelzés jelenik meg. Ha a kijelzőn egy akkumulátor szimbólum is aktív, a műszerben található telep feszültsége alacsony, cserére szorul.

A mérendő mennyiség típusát a műszer közepén található tárcsás kapcsolóval állíthatjuk be (a kiválasztott mérési módnak megfelelő bemeneteket használjuk!):

- V: Feszültség mérése (egyen és váltó),
- Ω : Ellenállás mérése (rövidzármérés is) (csak egyedi, hálózatról leválasztott ellenállások mérésére),
- μA : Egészen kis áramok mérése (egyen és váltó),
- mA: Kis áramok mérése (egyen és váltó),
- A: Árammérés (egyen és váltó),
- hFE: Tranzisztor áramerősítési tényező mérése (ennél a mérésnél a mérendő tranzisztor a műszer alsó részén található foglalatba kell illeszteni, ügyelve a lábak megfelelő pontra történő csatlakoztatására /pnp-npn típus, Emitter, Bázis, Kollektor/)
- FREQ: Frakvenciamérés,
- 3200P: Kapacitásmérés max. 3200pF (3,2nF) értékig (A mérendő kapacitást a tárcsa bal oldalán található csatlakozópontokra kell csatlakoztatni, elektrolit és tantál kondenzátoroknál ügyelve a megfelelő polarításra),
- 320nF: Kapacitásmérés max. 320nF értékig (A mérendő kapacitást a tárcsa bal oldalán található csatlakozópontokra kell csatlakoztatni, elektrolit és tantál kondenzátoroknál ügyelve a megfelelő polarításra),
- 32 μF : Kapacitásmérés max. 32 μF értékig (A mérendő kapacitást a tárcsa bal oldalán található csatlakozópontokra kell csatlakoztatni, elektrolit és tantál kondenzátoroknál ügyelve a megfelelő polarításra).

A feszültség és árammérés esetén a mérési tartomány automatikusan kerül beállításra, de szándékaink szerint ezt a RANGE-H gomb többszöri lenyomásával megváltoztathatjuk. Ennek a gombnak a hosszabb idejű lenyomásával térhetünk vissza az automata üzemmódba. A kiválasztott tartomány a kijelzőn megjelenik. Ezen méréseknél az egyen- vagy váltómennyiségek mérését is ki kell választani, a DC/AC gomb lenyomásával. **Vigyázat! A műszer automatikusan kikapcsol néhány percnyi inaktív állapot után, és visszakapcsoláskor nem emlékszik a korábbi beállításokra.**

A műszer kijelzőjén a valós, mért érték jelenik meg (tizedespont után a tizedesek), a leolvasás semmilyen konverziót nem igényel. A mérési eredmények kijelzőn való rögzítését teszi lehetővé a DATA-H gomb.

Az árammérés a műszerben egy belső olvadóbiztosítóval van védve, az olvadóbiztosító kioldása után, annak cseréjéig árammérés nem lehetséges.



13-6. ábra

13.3. Teljesítménymérők

13.3.1. Fénymutatós teljesítménymérő, FW

A teljesítménymérő két bemenet-párral rendelkezik, ezek egyikét (jelölése: U) feszültségmérőként kell a hálózatba bekötni, míg a másikat (jelölése: I) árammérőként kell alkalmazni. A bemeneti kapocspárok egyik pontja mindkét párnál *-al jelölt, ennek a két bemenetnek a mérési elrendezésben azonos potenciálra kell kerülnie (fémesen összeköttetésben kell állnia egymással).

Az egyes bemenet-párokhoz tartozó érzékenység a feszültségmérés esetében fokozatkapcsolóval (30V-600V-os méréshatárok között), az árammérés esetén dugaszokkal (0,1A és 0,2A vagy 0,5A és 1A típustól függően) állítható. A teljesítménymérő aktuális skála-végkiterése (a skála 100-as osztásához tartozó teljesítményérték) a mindenkori beállított feszültség- és áram méréshatár szorzata.

A mérés során ügyelni kell arra, hogy a feszültség- vagy áram bemeneteket ne terheljük túl. A teljesítménymérő által mutatott alacsony érték mellett is lehet valamelyik tekercsen túlterhelés (pl. magas feszültség mellett csekély áram alacsony teljesítményértéket eredményez, de a feszültségtekercset tönkretelheti). A bemenetek a beállított méréshatár kb. 1,5 szereséig terhelhetők.

A műszer a leolvasási hibák elkerülése érdekében fénymutatós kivitelű, a fénymutató (illetve az ehhez alkalmazott izzó) üzembe helyezéséhez a 6V feliratú kapcsokra értelemszerűen 6V egyen- vagy váltakozó feszültséget kell kapcsolni. A fénymutató élességének beállítása a 6V bemenetek alatti nagy forgatógombbal lehetséges, a nulla érték a skála alatt jobb oldalon elhelyezkedő csavarral állítható be pontosan.

Amennyiben a teljesítménymérő kitérése negatív irányú, a +/- feliratú váltókapcsoló segítségével polaritást váltva a kitérés a skála irányába történik.



13-7. ábra

13.3.2. Teljesítménymérő, HEWA

A HEWA teljesítménymérő – hasonlóan a korábban bemutatott fénymutatós FW típushoz - két bemenet-párral rendelkezik, ezek egyikét (jelölése: U) feszültségmérőként kell a hálózatba bekötni, míg a másikat (jelölése: egyes típusokon J, másokon 2,5/5A) árammérőként kell alkalmazni. A bemeneti kapocspárok egyik pontja mindkét párnál *-al jelölt, ennek a két bemenetnek a mérési elrendezésben azonos potenciálra kell kerülnie (fémesen összeköttetésben kell állnia egymással).

Az egyes bemenet-párokhoz tartozó érzékenység a feszültségmérés esetében fokozatkapcsolóval (egyes típusokon 48V..480V-os méréshatárok között, másokon 12V...480V között) állítható. Az árammérés érzékenysége egyes típusokon fixen, nem állítható módon 5A, míg más típus esetén fokozatkapcsolóval 2,5A és 5A méréshatárok közül választható. A teljesítménymérő aktuális skála-végkitérése (a skála 120-as osztásához tartozó teljesítményérték) a mindenkori beállított feszültség- és áram méréshatár szorzata.

A mérés során ügyelni kell arra, hogy a feszültség- vagy áram bemeneteket ne terheljük túl. A teljesítménymérő által mutatott alacsony érték mellett is lehet valamelyik tekercsen túlterhelés (pl. magas feszültség mellett csekély áram alacsony teljesítményértéket eredményez, de a feszültségtekercset tönkretelheti). A bemenetek a beállított méréshatár kb. 1,5 szereséig terhelhetőek.

A mutató vezérlés nélküli nulla helyzetének beállítása a skála alatt középen elhelyezkedő csavarral lehetséges.

Amennyiben a teljesítménymérő kitérése negatív irányú, a +/- feliratú váltókapcsoló segítségével polaritást váltva a kitérés a skála irányába történik. Egyes típusok ilyen kapcsolót nem tartalmaznak, ilyenkor a feszültség- vagy az áram bemenet bemenő vezetékét kell felcserélni

(vagy az áram, vagy a feszültség bemenet kapcsait, de nem mindkettőt), ügyelve arra, hogy a csillaggal jelölt pontok az átalakítás után is azonos potenciálon maradjanak.



13-8. ábra

13.4. Ellenállásmérés

Ellenállás mérése lehetséges a korábban már bemutatott univerzális műszerek segítségével is, ezek kezelése a megfelelő alfejezetekben található. A következőekben csak a kifejezetten ellenállás mérésre kifejlesztett célműszereket mutatjuk be. Meg kell jegyeznünk, hogy az ellenállásmérők minden esetben saját feszültségforrást használnak a mérés elvégzéséhez, ezért csak a tápláló hálózatról leválasztott egyedi vagy összekapcsolt ellenállások mérésére alkalmasak, feszültség alatt álló hálózat egyes elemeinek mérése nem lehetséges.

13.4.1. Wheaston híd, XWH

A műszer kizárólag egyedi ellenállások érték meghatározására szolgál. A mérendő ellenállást az Rx jelű kapcsok közé kell kapcsolni, majd a T nyomógomb (műszer jobb alsó része) megnyomása mellett a műszer belső hídkapcsolását ki kell egyenlíteni (a T nyomógomb a felső fehér kupak kb. 45o-os balra forgatásával alsó helyzetben rögzíthető). A kiegyenlített állapotot a mutató műszer 0 állása jelzi.

A kiegyenlítés két beállítási móddal együttesen lehetséges: Egyrészt a hat lehetséges mérőhüvely (0.1, 1, 10, 100, 1000, 10000) valamelyikébe kell helyezni a mérő dugót, másrészt a pontos nullázást a mutató műszer körül található tárcsa forgatásával kell elvégezni. A tárcsát mindig a műszer kitérésével ellentétes irányba kell forgatni. A mutató műszer kinullázása után megállapítható Rx értéke, amely a számtárcsa által mutatott érték és a mérő dugó által kiválasztott érték szorzata.



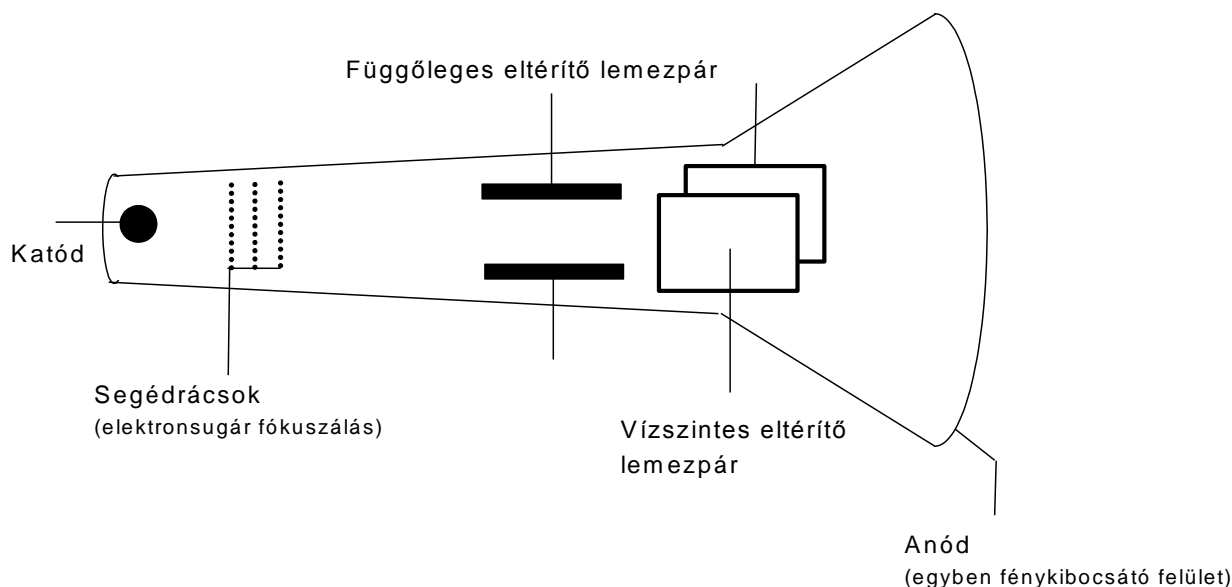
13-9. ábra

13.5. Oszilloszkópok

13.5.1. Az oszcilloszkópokról általában

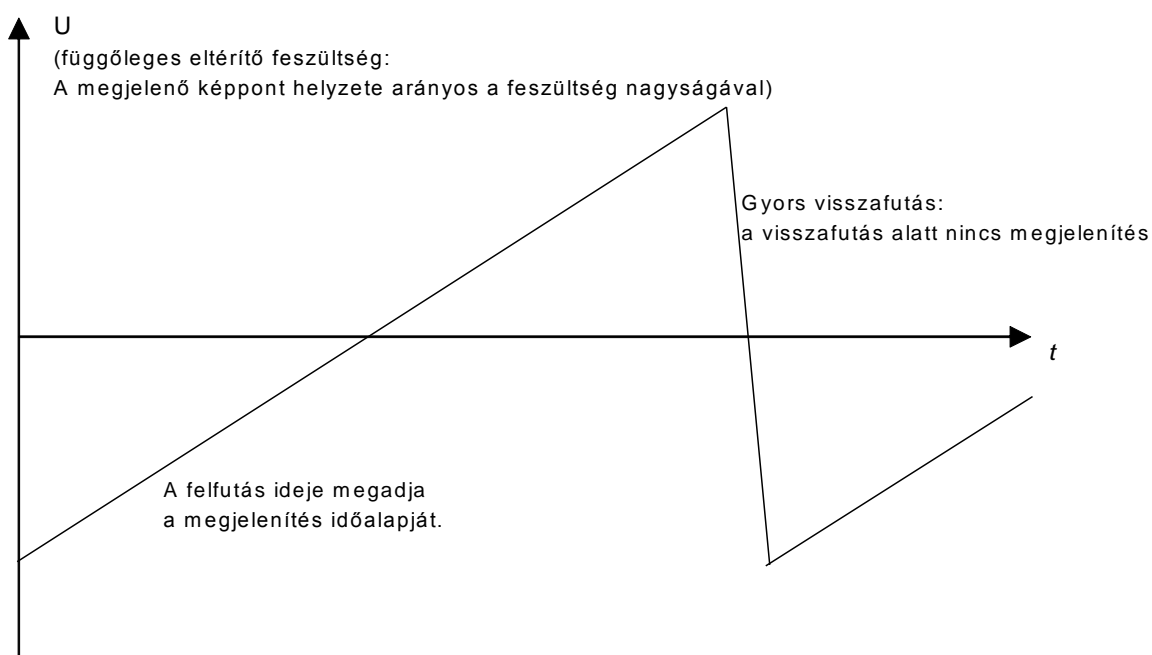
Az oszcilloszkóp a méréstechnika egyik legfontosabb műszere, feladata a feszültségjelek időbeli lefolyásának megjelenítése. A megjelenítés x-y koordináta-rendszerben történik, ahol az y irányú értéket a mérendő feszültség pillanatértéke, az x irányú értéket pedig az idő hordozza.

A megjelenítés gyakorlati alapja egy olyan sugárcső (katódsugárcső, 13-10. ábra), ahol a képernyőbe becsapódó elektronok a képernyő anyagában fénykibocsátást indítanak, és ahol a képernyő középpontja felé haladó elektronsugár nyalábot mind függőleges (y), mind vízszintes (x) irányba eltéríthetjük a függőleges, illetve vízszintes eltérítő lemezpárokra kapcsolt feszültségjellel. Ez a katódsugárcső alkalmas az oszcilloszkóp kijelzési feladatainak megvalósítására, az y irányú eltérítésnél közvetlenül a mérendő jelet alkalmazva. X irányban a problémát az jelenti, hogy az eltérítést feszültséggel vezérelhetjük, a méréshez pedig az időben lineárisan növekvő eltérítésre lenne szükség. Triviális a megoldás: vezéreljük az x irányú eltérítést időben lineárisan növekvő feszültséggel (13-11. ábra). Ezt a feszültséget egy belső generátor állítja elő, a jel felfutási ideje meghatározza, hogy az elektronsugár a katódsugárcső képernyőjének bal oldaláról mennyi idő alatt jut el a jobb oldalra, és ezen keresztül a megjeleníthető jelek kijelzési idejét is. Változtatva a generátor által előállított jel felfutási idejét (frekvenciáját) változik a megjelenítés időalapja.



Katódsugárcső elvi felépítése

13-10. ábra



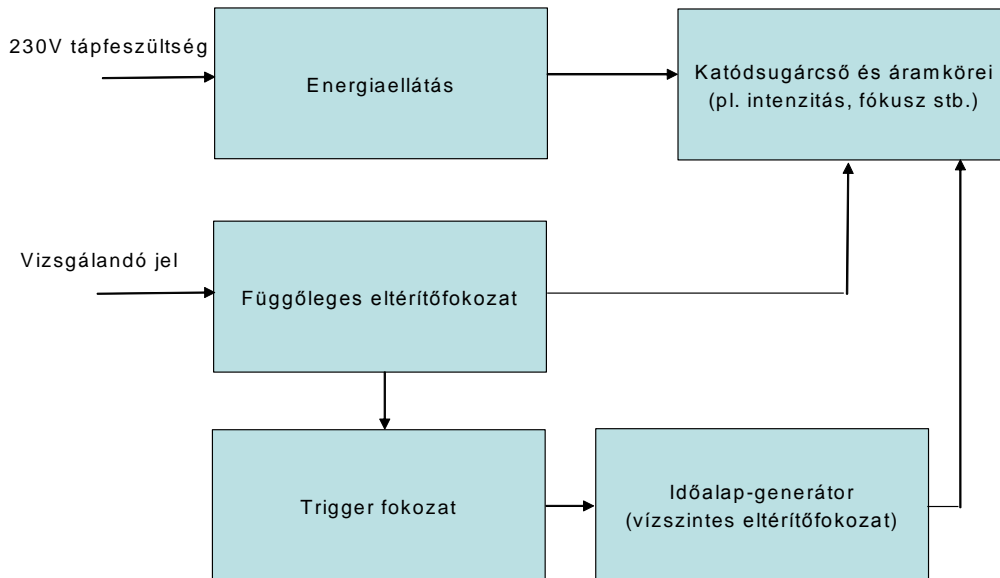
Az eltérítőfeszültség és értelmezése

13-11. ábra

A gyakorlatban vizsgálendő jelek periódusideje olyan kicsi, hogy néhány periódust a képernyőn megjelenítve csak felvillanást látnánk. Ezért az oszcilloszkóp elsődlegesen periodikus jelek megjelenítésére szolgál, a jel sok periódusát rajzolja folyamatosan egymásra, így már az emberi szem számára is stabil, villogásmentes képet alkotva. Itt azonban egy újabb probléma merül fel: az egyes lefutásokban a jelet pontosan a korábbi lefutás rajzolatára kell kiírni. Ezt a feladatot a triggerfokozat valósítja meg: késlelteti a vízszintes eltérítő generátor aktuális fűrészjelének indítását addig, amíg a bemenő jel nem kerül a megfelelő feszültségértékre. (Ha a jel egyszeri lefutású, ún. tároló oszcilloszkópra van szükség. Ez a régebbi időkben nagy utánvilágítási idejű katódsugárcsővet tartalmazott, amelynek fényereje csak nagyon lassan

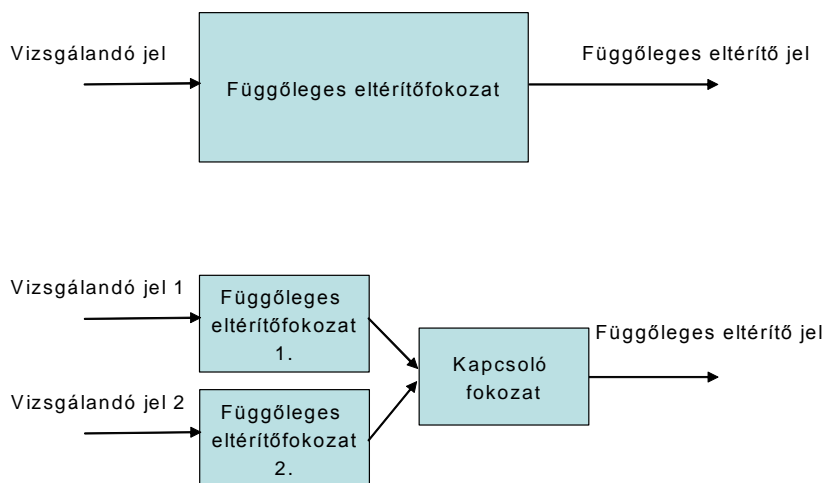
csökkent egy lefutás után – ezt esetleg még le is fényképezték. Ma már digitálisan tárolják el a jelet és jelenítik meg memóriából történő kiolvasással.)

Az oszcilloszkóp blokkvázlatát a 13-12. ábra mutatja.



Az oszcilloszkóp blokkvázlata
13-12. ábra

Az eddig leírt elven működő oszcilloszkóp egy jel vizsgálatára alkalmas, un. egysugaras oszcilloszkóp. Ha két jelet szeretnénk egy időben vizsgálni, két út áll előttünk: vagy teljesen megduplázzuk az oszcilloszkóp egységeit, és a katódsugárcsőbe gyakorlatilag két csövet integrálva két független, függetlenül vezérelhető sugarat hozunk létre (drága megoldás), vagy csak a függőleges eltérítőfokozatot duplázzuk meg, és a két eltérítőfokozat jelét váltakozva kapcsoljuk az elektronsugárcsőre (13-13. ábra). Az első megoldás neve valódi kétsugaras oszcilloszkóp, míg a második megoldás eredményezi az un. kétsugarasított oszcilloszkópot.



A kétsugarasítás elve
13-13. ábra

A hagyományos oszcilloszkópok az előbb bemutatott elveknek megfelelően analóg módon működnek. Az analóg oszcilloszkópok viszonylag kevés kiegészítő szolgáltatást képesek nyújtani, ezért a processzortechnika terjedésével előtérbe kerültek a digitális oszcilloszkópok. Ezek a mérendő jeleket mintavételezik (követelmény a mintavételi tétel értelmében a vizsgált jel legmagasabb frekvenciaösszetevőjénél legalább kétszer nagyobb frekvenciával történő mintavétel), az analóg értékű mintákat digitális értéké alakítják (kvantálás, minél nagyobb bitszámon ábrázolják a digitális reprezentációt, annál kisebb az átalakítás hibája), majd a digitális értékeket dolgozzák fel. A megjelenítés sem hagyományos katódsugárcsőves, hanem általában TFT alapú, de gyakorlatilag azt mondhatjuk, hogy a digitális oszcilloszkóp egy (vagy több) A/D átalakítót és egy, a digitális értéket feldolgozó, az eredményeket megjelenítő számítógépet tartalmaz. Ilyen felfogásban másodlagos az, hogy ezt az együttest önálló műszerként, vagy a saját irodai, esetleg laptop számítógépünkbe integrálva valósítjuk meg.

13.5.2. A Tektronix 2205 típusú oszcilloszkópja

A TEKTRONIX 2205 oszcilloszkóp egysugaras, kétsugarasított műszer. Alkalmas X-Y üzemmódra, ilyenkor mindkét irányú eltérítést külső jel vezérli. A triggerfokozat az indítójelet számtalan forrásból képes előállítani. Lehetőség van fénymodulációra (Z bemenet).

A bemeneti jelek határadatai:

frekvencia: DC - 20 MHz

amplitúdó: max. 400 V

legkisebb feszültség: 50 mV/osztás

A kezelőszerveket a korábban bemutatott fő egységek szerint az előlapon is megkülönböztetik:

A képcső mellett közvetlenül jobbra: energiaellátás és képcsőáramkörök kezelőszervei:

- Intenzitás (Intensity, forgatógomb). Az elektronsugár intenzitását (a kirajzolt kép fényerejét) változtatja. Ne használjuk a maximális értékét, mert hosszútávon az oszcilloszkópot károsíthatja!
- Sugárkereső nyomógomb (Beam Find). Ha a kirajzolt kép kívül esik a képernyő területén, ezzel a gombbal az X és az Y eltérítéseket lecsökkenthetjük, minek eredményeképpen a kép bekerül a látható területre. Természetesen a gombot elengedve az eredeti állapot áll be ismét, de a lekicsinyített képből látni lehet, hogy milyen eltolásokkal (milyen pozicionálással) hozható a kép a látható tartományba.
- Fókusz (Focus). Az elektronsugár fókuszáltságát (a kirajzolt kép vonalvastagságát) változtatja.
- Sugárforgatás beállítószerve (Trace rotation). (Javításkor, első üzembeállításakor használatos beállítószerv.)
- Hálózati kapcsoló (Power On-Off).
- Bekapcsolt állapotot jelző LED (a hálózati kapcsoló alatt).

Az előlap középső részén találhatóak a függőleges eltérítés kezelőszervei (Vertical feliratú körülkerített rész):

- 1-es csatorna (CH1) függőleges pozicionálógombja (Position). Y irányban tolhatjuk el az egyes csatornára kapcsolt jel képét.
- 2-es csatorna (CH2) függőleges pozicionálógombja (Position). Y irányban tolhatjuk el a kettes csatornára kapcsolt jel képét.

- Csatornaválasztó (Mode mező, bal oldali kapcsoló). Választási lehetőségek: csak az egyes csatorna jele jelenik meg (CH1), vagy csak a kettes csatorna jele jelenik meg (CH2), vagy mindkettő egyszerre (BOTH állás).
- Invertáló kapcsoló (Mode mező, középső kapcsoló). A kettes csatorna jelét (pontosabban annak megjelenítését) invertálhatjuk meg.
- Elektronkapcsoló (kétsugarasító kapcsoló) üzemmódválasztó (Mode mező, jobb oldali kapcsoló). Az oszcilloszkóp egysugaras lévén, külön elektronika gondoskodik a két jel egyidőben történő megjelenítéséről. A kapcsolóval azt szabályozhatjuk, mi alapján kapcsolja az elektronika a jeleket az egyetlen elektronsugárra. ALT üzemmódban egy lefutás alatt csak az egyik csatorna jele jelenik meg, míg a következő lefutás alatt a másik jel. Ezt a módot nagyfrekvenciás jelek vizsgálatánál célszerű használni. CHOP üzemmódban fix ideig (kb. 1µs-ig) az egyik, majd ugyanennyi ideig a másik jel vezérli a sugarat. Ezt a módot alacsony frekvenciájú jelek vizsgálatához ajánlhatjuk. Mindkét üzemmódnak közös jellemzője, hogy megfelelően alkalmazva őket nem látjuk, mikor rajzolja az elektronsugár az egyik, és mikor a másik jelet. Ideális esetben mindkét jel kirajzolását folyamatosnak látjuk. A kapcsoló harmadik állásában (ADD) a két csatorna jelének összege jelenik meg.
- Bemeneti feszültségosztó (CH VOLTS/DIV). Azt szabályozhatjuk vele, hogy a képernyőn függőleges irányban egy osztás (egy négyzet) mekkora feszültségnek feleljen meg. A beállított érték a tárcsa bal oldalánál lévő, 1X feliratú ablak mellett olvasható le. A jobb oldali, 10X PROBE feliratú ablakot akkor használjuk, ha olyan mérőkábelünk van, amelybe nagy feszültségű mérésekhez tízes osztót építettek be.
- Kalibráló forgatógomb (CAL, a bemeneti feszültségosztóba építve). A függőleges erősítő erősítését állíthatjuk vele folyamatosan. Vigyázat, ha nem a jobb oldali vég helyzetében áll, a bemeneti osztóval beállított értékek nem használhatók a feszültség szint meghatározására! Nem kalibrált állásban akkor használjuk, ha két feszültség arányára vagyunk csak kíváncsiak. (Pl. azt vizsgáljuk, melyik frekvencián csökken le egy erősítő erősítése 3dB-lel. Ilyenkor használhatjuk a képernyő százalékskáláját, a kalibráló gombbal a jelet 0 és 100% közé állítjuk, majd a frekvenciát növelve megkeressük a -3dB-es pontot.)
- Bemeneti leválasztás (a nagy forgatógomb alatt). DC állásban a bemenetre kapcsolt jel változtatás nélkül kerül megjelenítésre, AC állásban az egyenszint leválasztódik. Vigyázat, a bemeneti kondenzátor (AC állás) az alacsonyfrekvenciás méréseket meghamisíthatja! Harmadik állásában (GND) nem a bemeneti jel, hanem pontosan ÖV kerül kijelzésre. Ez az állás kalibrálásra használható.
- Bemenetek (CH1, CH2 felirattal, legalul): BNC aljzatú bemenetek a vizsgálandó jelek számára. A BMC kábelek egyik végén BNC csatlakozó, a mások végén egy piros és egy fekete banándugó található. A fekete banándugó a kapcsolás nullapontjára csatlakoztatandó, ügyelve arra, hogy az összes BNC kábel fekete csatlakozója azonos potenciálra kerüljön.

Az előlap jobb oldali részén találhatóak a vízszintes eltérítés kezelőszervei (Horizontal feliratú körülkerített rész):

- Vízszintes pozicionálógomb (Position).
- Nyújtás X irányban (Mag). X10-es állásban a kirajzolt képet vízszintesen tízszeresére nyújtjuk.
- Időalap választás (SEC/DIV). Itt állíthatjuk be a vízszintes eltérítés sebességét. (Egy vízszintes négyzet mekkora időtartamot reprezentáljon.)
- Időalap kalibrálás, változtatás (CAL, az időalap választóba építve). A vízszintes eltérítés sebességét itt folyamatosan állíthatjuk (növelhetjük), az időalap választó kapcsol-

lóval beállított értékhez képest, maximum 2,5-szeresére. Méréskor ellenőrizzük, hogy a forgatógomb a jobb oldali végállásban áll-e, mert ekkor az időalap kapcsolóval beállított értékek az irányadóak.

- Próbafeszültség (probe adjust. Nagysága: 500 mV, frekvenciája: 1kHz, jelalak: négy-szög. Használata: csatlakoztassuk a mérőzsinór fekete vagy kék vezetékét (föld) a földelő bemenetre és érintsük a mérőzsinór másik vezetékét a próbafeszültség csatlakozóhoz.
- Földelő bemenet (legalul). A műszer belső földjének kivezetése.

Az előlap jobb oldali szélén találhatóak a trigger fokozat kezelőszervei (Trigger feliratú körülkerített rész):

- Trigger indítás választás (Slope, kapcsoló). Fel-, vagy lefutó élre triggerelhetünk.
- Triggerszint (Level, forgatógomb). Azt állíthatjuk be, hogy a jel milyen feszültségértékénél történjen meg az indítás.
- Triggerjelző LED (ha a LED világít, a triggerfokozat működik és vezérli a vízszintes eltérítést).
- Trigger mód (MODE):
P-P AUTÓ - TV-LINE: Olyan jelekhez, melyek ismétlődési frekvenciája nagyobb, mint 20 Hz. Ha nincs bemeneti jel, nem látunk semmilyen képet.
NORM: Tetszőleges jelhez. Ha nincs bemenő jel, vízszintes vonalat látunk.
TV-FIELD: TV félképekjeleinek vizsgálatához.
SGL SWP: A RESET nyomógomb megnyomása után csak egyszer történik rajzolás (fényképezéshez, egyszeres lefutású jelekhez).
- Egyszeres lefutású trigger RESET kapcsolója (RESET).
- Trigger forrás kiválasztás (SOURCE). Forrás lehet: első (CH1), vagy második (CH2) csatorna, vagy a kettő együtt (VERT MÓDÉ), vagy külső forrás (EXT). Ha külső forrást választottunk, a további lehetőségeink: vehetjük az indítójelet a hálózathoz, (ez akkor célszerű, ha a vizsgált jel kapcsolódik a hálózati frekvenciához, pl egyenirányított és szűrt tápfesz.) vagy az EXT INPUT bemenetre kapcsolt jelet használhatjuk erre a célra (EXT vagy EXT/10, ez tízes osztást is jelent). A kapcsoló negyedik állásában (EXT=Z) az EXT INPUT bemenetre kapcsolt jel a kirajzolás fényerejét változtatja.

28. Trigger (vagy Z) bemenet EXT INPUT

X-Y üzemmód

Ezt a működési módot az időalap-választás kapcsolójával aktivizálhatjuk úgy, hogy a forgatókapcsolót teljesen jobbra csavarjuk (X-Y állás). Ilyenkor a vízszintes eltérítést nem a belső időalap, hanem az 1-es csatorna bemenő jele vezérli. A 2-es csatorna bemenő jele Y irányú eltérítést végez.

A kezelés menete

(Az oszcilloszkóp mérőkábele két eret tartalmaz. A fekete vagy kék színű a test- vagy földvezeték. A piros az un. melegvezeték. Méréskor ügyeljünk a mérőzsinór helyes csatlakoztatására!)

1. Kapcsoljuk be az oszcilloszkópot! Ellenőrizzük a bekapcsolt állapotot a LED-en!
2. Válasszuk ki azt a csatornát, amelyiken mérni szeretnénk (Mode mező, bal oldali kapcsoló).
3. A trigger módot állítsuk norm állásba, a trigger forrást CH1 vagy CH2 vagy VERT MÓD állásba, a beállított csatornának megfelelően.

4. Állítsuk a bemeneti feszültségosztót legnagyobb állásba (5 V/DIV). Ellenőrizzük kalibrált-ságukat (CAL).
5. Keressük meg a csatornák jeleit. (Esetlegesen használjuk a sugárkeresőt.) Ha a jelek nem eléggé láthatóak, vagy fókuszáltak, állítsuk be a kezelőszerveket.
6. Válasszuk ki a megfelelő bemeneti leválasztást (AC vagy DC).
7. Csatlakoztassuk a jelet a bemenetre. Csökkentsük az osztásarányt, hogy értékelhető képet kapjunk. Állítsuk be az időalap értékét úgy, hogy a képernyőn a jel egy vagy két periódusa látszódjék.

Ha nincs jel: (nincs kép, vagy csak vízszintes vonal)

0. Ellenőrizzük, csatlakoztattunk-e jelet a bemenetre.
- I. A sugárkeresővel (BEAM FIND) keressük meg a jelet és hozzuk a látható tartományba a pozicionáló gombokkal.
- II. Ellenőrizzük, a megfelelő csatorna van-e kiválasztva, ill. nem áll-e az elektronkapcsoló ADD állásban.
- III. A csatorna osztója megfelelő állásban áll-e, ill. a bemeneti csatolásválasztó nem áll-e GND állásban.
- IV. Van-e trigger. Ezt a Trigger LED jelzi. A megfelelő mód van-e kiválasztva, ill. a triggerforrás megfelelő-e.



13-14. ábra

13.6. Jelgenerátorok

13.6.1. A jelgenerátorokról általában

A jelgenerátorok feladata adott hullámformájú, változtatható frekvenciájú és amplitúdójú jelek előállítására. Találhatunk csak egy hullámforma előállítására alkalmas generátort (tipikusan szinusz vagy négyszög jelalakokkal), és ún. függvénygenerátorokat, amelyek kiválaszthatóan több hullámforma előállítására is képesek.

A generátorok külön csoportját alkotják az ún. sweep generátorok, amelyek a kimenő jel frekvenciáját két szélsőérték között lineárisan változtatják („végigsöpörnek” a tartományon). Az ilyen generátorok jele átviteltechnikai méréseknél lehet hasznos.

13.6.2. A Tektronix CFG250 jelgenerátora

A műszer előlapi kezelőszervei:

- Hálózati kapcsoló nyomógombja (POWER, bal oldalon)

- Bekapcsolt állapotot jelző LED (A bekapcsoló nyomógomb felett).
- Kimeneti hullámforma választókapcsolója (Function, bal oldalon). Kiválasztható hullámformák: négyszög, háromszög, szinusz.
- Frekvenciasáv-választó kapcsolósor (RANGE, középen)
- Frekvencia beállító tárcsa (FREQUENCY, bal oldalon) (0.2 - 2 értékek közötti változtatás, szorzótényezőként értelmezve.)
(A kimeneti frekvencia értékét a kapcsolósorban benyomott gomb frekvenciasávjának és a frekvencia beállító tárcsa értékének szorzata adja A tárcsát csak a skálázott tartományban használjuk!)
- Kimenőjel amplitúdójának szabályozógombja (Amplitude)
- Kimeneti feszültségosztó kapcsoló (Volts Out, középen alul)
(A kapcsoló benyomott állapotában 0 és 2 V között lehet szabályozni a feszültséget, míg kiengedve 0 és 20 V között.)
- Jelalak invertáló kapcsoló (Invert, középen alul) (Csak olyan jelek esetén van értelme használni, melyek kitöltési tényezője különbözik 50 %-tól.)
- Kitöltési tényező változtatása (DUTY)
(A forgatógombot kihúzva beállíthatjuk a kívánt kitöltési tényezőt. Visszanyomva a kitöltési tényező értéke visszaáll 50 %-ra.)
- DC offset. (DC Offset felirat) (Ezzel a gombbal a kimeneti jelhez egyenkomponenst adhatunk. A forgatógombot kihúzva beállíthatjuk a kívánt egyenfeszültség-szintet. Visszanyomva a DC offset értéke visszaáll 0 V-ra.)
- Sweep (söprési) üzemmód kapcsolója (SWEEP nyomógomb, középen alul). (Ha nem kívánjuk az üzemmódot használni, állítsuk EXT. állásba. /Kapcsoló kiengedve./)
- Sweep jellemzők beállítása (SWEEP Rate, SWEEP Width, forgatógombok)
- Fő kimenet (MAIN). Itt vehető le a kívánt jel.
- Szinkronjel kimenet (SYNC). (TTL szintű jel kimenete.)

A kezelés menete

1. Kapcsoljuk be a generátort.
2. Ellenőrizzük, hogy a hullámforma-választó nyomógombok közül be van-e nyomva valamelyik.
3. Ha nincs, válasszuk ki a kívánt jelalakot. (Ellenőrizzük azt is, nincs-e két kapcsoló benyomva a három közül.)
4. Ellenőrizzük, hogy a frekvencia-választó kapcsolók közül az egyik be van-e nyomva. Ha nincs, válasszuk ki a kívánt frekvenciatartományt. (Ellenőrizzük azt is, nincs-e két kapcsoló benyomva a hét közül.)
5. Ellenőrizzük, hogy a frekvencia beállító tárcsa nincs-e az alsó végállásába terjesen kitekerve. (Ilyenkor előfordulhat, hogy a kimenő jel frekvenciája nullára csökken.)
6. Állítsuk be a kívánt jellemzőket! Ügyeljünk a kimeneti osztó bekapcsolt vagy be nem kapcsolt állapotára!
7. Csatlakoztassuk a kimenetre a mérőszinórt! A kimeneti feszültség pontos értékét oszcilloszkópon ellenőrizhetjük.



13-15. ábra

13.7. Mérési kiegészítők

13.7.1. Tápegységek

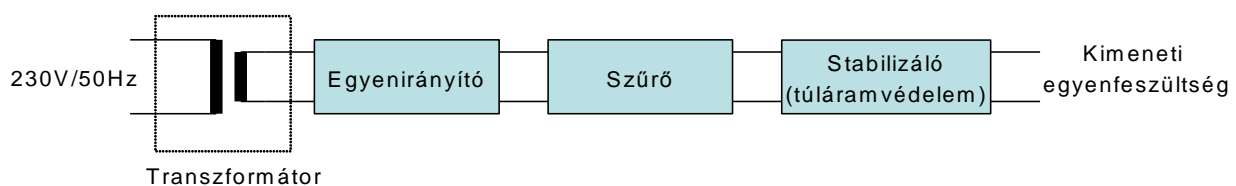
A tápegységek elsődleges feladata megfelelő nagyságú, megfelelően kicsi hullámosságú egyenfeszültség biztosítása a mérések elvégzéséhez. Természetesen léteznek váltakozó feszültségű tápegységek is, de ezek elterjedtsége kisebb, mivel a váltakozóáramú mérések során a legtöbb esetben kielégítő a hálózati 230V letranszformálásával nyert feszültség paraméterei. Ezen ok miatt a továbbiakban csak az egyenáramú tápegységekkel foglalkozunk.

Az egyenfeszültségű tápegységek az esetek jelentős részében zárlatvédelemmel kerülnek kialakításra. A zárlatvédelem feladata a tápegység kimeneteit terhelő, a megengedettnél nagyobb mértékű áram leszabályozása általában a kimeneti feszültség leszabályozása által (un. visszahajló áramkarakterisztika).

A tápegységek fontosabb paraméterei:

- Névleges bemeneti feszültség, illetve bemeneti feszültségtartomány (pl. névleges: 230V, 50Hz, tartomány: 190V-250V, 50Hz),
- Kimeneti feszültségtartomány (pl. 15V, vagy 0-25V. Változtatható feszültségű tápegységnél hasznos, ha a feszültség alsó értéke 0V),
- A kimeneti feszültség hullámossága (megadása az egyenfeszültségre szuperponálódó váltakozókomponensek maximális amplitúdójával történik, pl. 50mV),
- A kimenetek maximális terhelhetősége,
- A kimeneti túláramvédelem beállítható védelmi értékének tartománya (pl. 0-2A).

A tápegységek általános felépítését mutatja a 13-16. ábra.

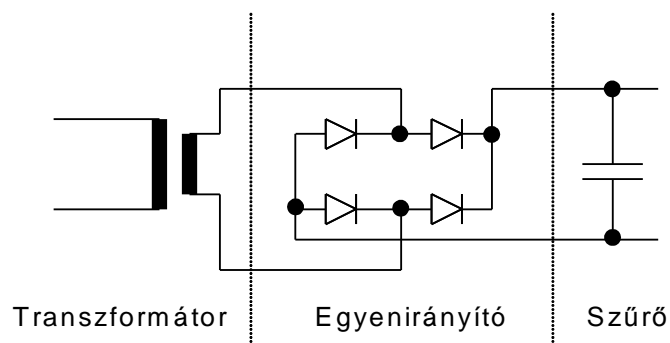


Tápegységek blokkvázlata

13-16. ábra

Az átalakítás a bemeneti feszültség letranszformálásával kezdődik. Ennek a lépésnek az a célja, hogy a stabilizátoron ne keletkezzen túl nagy veszteségi teljesítmény. (Gondoljunk bele: 12V kimeneti feszültség, 1A kimeneti áram mellett, ha a stabilizátor bemeneti feszültsége 112V egyenfeszültség lenne, akkor belső feszültségesése 100V, vesztesége 100W, ez a veszteség hővé alakul, el kell vezetni. Ha azonban bemeneti feszültsége csak 14V, belső feszültségesése 2V, vesztesége csak 2W). Természetesen ez a lépés csak akkor határos, ha a transzformátor magas hatásfokú (de ez általánosságban igaz). Külön problémát jelent a széles kimeneti feszültségtartománnyal rendelkező tápegységek számára történő transzformálás, mivel ilyenkor a legmagasabb kimeneti feszültséget kell tekinteni a stabilizátor bemeneti feszültségének meghatározásakor, és a legalacsonyabb kimeneti feszültség beállításakor a belső feszültségesés ismételt nagy lesz.

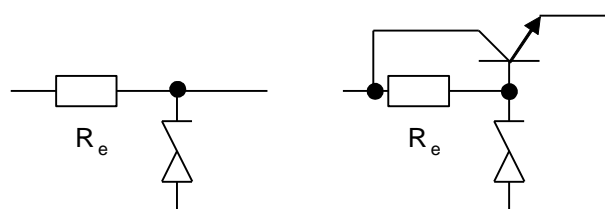
A transzformátor után az egyenirányító következik, ez az esetek jelentős részében Graetz híd részben a transzformátorral szembeni követelmény (nem kell középmegecsapolás), részben a kimeneti jelalak (100Hz-es félhullámú szinusz) miatt (13-17 ábra). Az 1F_xU2Ü egyenirányítás azért fontos, mert a kimeneti feszültség hullámossága nem 50Hz, hanem 100Hz, ezt hatékonyabban lehet szűrni.



Egyenirányítás és szűrés
13-17. ábra

A szűrés sok esetben csak egy párhuzamos (nagy értékű) kondenzátor – minél nagyobb a kondenzátor kapacitása, annál nagyobb mértékű szűrést valósít meg. Hatékony szűrést tesz lehetővé a kimenettel sorba kapcsolt induktivitás (un. fojtótekerces) is, de ezt az induktivitás nehézkes kialakítása miatt ritkán alkalmazzák.

A stabilizáló fokozat állandó kimeneti feszültség esetén megvalósítható egyetlen Zener-dióda és egy előtétellenállás soros kapcsolásával – a stabilizált feszültség a Zener-diódáról vehető le. Ennek a megoldásnak a hátránya, hogy a Zener-záróirányú karakterisztika nem végtelen meredekségű, ezért a terheléssel változik a kimeneti feszültség értéke. Jobb eredményt kapunk, ha a Zener-diódát feszültségkövető tranzisztoros kapcsolással kombináljuk, lásd 13-18. ábra.

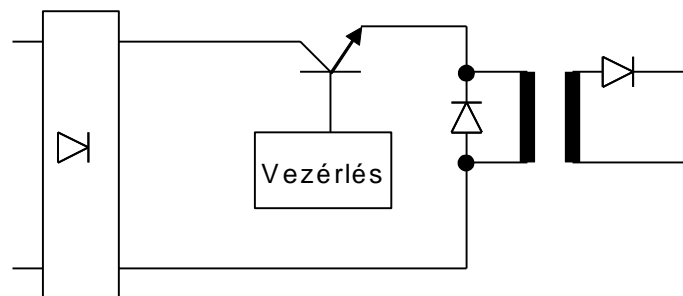


Stabilizálás
13-18. ábra

A túláramvédelem ugyanebben a stabilizátor fokozatban megvalósítható oly módon, hogy a kimeneti áramot egy kis értékű soros ellenállással érzékeljük, és ez a soros ellenállás egy áramkorlátozó tranzisztor nyitófeszültségét biztosítja.

Napjainkban az integrált áramkör gyártó cégek a stabilizálás és túláramvédelmi feladatokat egyetlen áramkörbe sűrítik, ezekkel a stabilizátor IC-kkel lehet a legkényelmesebben, legegyszerűbben dolgozni (pl. 7805, kimeneti feszültség +5V, max. kimeneti áram: 1A, visszahajló túláramvédelmi karakterisztika).

Az energiaellátásban külön kategóriát képviselnek az ún. kapcsolóüzemű tápegységek. Ezeket a berendezéseket azért fejlesztették ki, hogy csökkentsék a hagyományos tápegységek (elsősorban a transzformátor miatti) nagy méretét, valamint növeljék hatásfokát és ezzel csökkenték a disszipált teljesítményt. A működés elve az, hogy egy induktivitást (lehet transzformátor is) energiatárolásra használunk oly módon, hogy a primer oldalát egyenfeszültség nagyfrekvenciás megszagatásával nyert impulzusokkal tápláljuk. Az impulzusok szélességével követhető a felvett kimeneti teljesítmény, a vezérlés magas frekvenciája (20kHz-500kHz között) miatt kisméretű, ferritmagos tekercsek és transzformátorok alkalmazhatóak.



Kapcsolóüzemű tápegység sémája
13-19. ábra

Labortápegységre példaképpen az EMG 18145 típusjelű stabilizált tápegységet mutatjuk be. A tápegység két független kimenettel rendelkezik, mindkét kimenete egyedileg szabályozható 0-30V között, a kimeneti áramkorlátozás 0-2A között állítható be. A kimeneti feszültség az ábrán 1-es számmal jelölt kimeneti kapcsokon (második csatorna kezelőszervei jelöletlenek) vehető le. A kimeneti feszültség a 2-es jelű forgatógombbal állítható be, a külső forgatógomb-rész a durva, a belső rész a finom állítást teszi lehetővé. A forgatógomb felett bal oldalon található vörös LED jelzi a feszültségbeállítás hatását (az áramkorlátozás aktív állapotában a kimeneti feszültség értéke kisebb a beállítottnál, ezt a LED sötét állapota jelzi). Az áramkorlát hasonló módon, a 3-as jelzésű forgatógomb-párossal állítható (durva és finom állítás). A forgatógomb felett bal oldalon található LED világító állapota jelzi azt, hogy a kimeneti áramérték meghaladta a beállított áramkorlátot és az áramkorlátozás aktív. Az aktuális kimeneti feszültséget és a kimenetről felvett áramot a kimenet feletti mutatók jelzik. A tápegység a közepén elhelyezkedő POWER feliratú kapcsolóval kapcsolható be.



13-20. ábra

13.7.2. Áramváltók

Az áramváltók mérési célokra készített transzformátorok, amelyeket kifejezetten átfolyó áram alatti felhasználásra készítettek. Használhatók áramok le- és feltranszformálására is. A laboratóriumban alkalmazott típus primer tekercse megcsapolásos, a szekunder tekercs megcsapolás nélküli kivitelű. A mérőtranszformátor áttétele a kapcsolásba bekötött kapcsok megválasztásával változtatható. A csatlakozók alatti feliratok cirill betűsek, balról jobbra: L1, 15A, 50A, I1, I2. Az I1-I2 csatlakozók az áramváltó szekunder tekercsének kivezetései, az L1, 15A és 50A a primer tekercshez tartoznak, ezek közül az L1 mindig használandó, a 15A és 50A csatlakozók közül a megfelelőt kell használni.

Ha az aktuális áramot az L1 és 50A kapcsok közé csatlakoztatjuk, az I1 és I2 kapcsokon az áram tizedét mérhetjük. Hasonlóan: L1 és 15A kapcsokra csatlakozva a szekunder oldalon az áram harmada mérhető. A 15A és 50A feliratok az áramok maximumát is jelentik!

A transzformátor szekunder tekercsére kapcsolva a mérendő áramot, a primeren annak háromszorosát vagy tízszeresét mérhetjük, a kiválasztott primer csatlakozópontoktól függően.

III. rész

Villamos gépek és berendezések

14. A VILLAMOS GÉPEK

Villamos gépek alatt tárgyalni fogjuk a transzformátort, az aszinkron, a szinkron és az egyenáramú gépet. Azonban mielőtt a konkrét gépeket vizsgálnánk, tekintsük át az elektrotechnika néhány alapvető tényét illetve törvényét.

Az első ilyen az Ohm törvény, ami röviden arról szól, hogy ha egy impedancia két sarkára feszültséget kötök, akkor az impedancián adott áram folyik át. Ennek az áramnak a mértékét pedig csak az adott feszültség és az impedancia értéke szabja meg. Képletben kifejezve

$$\bar{U} = \bar{I} * \bar{Z} \quad (56)$$

Ez azt hiszem annyira nyilvánvaló, hogy nem kell magyarázni. Adott egy erős akarat (ez a feszültség) amelyik áramot akar indítani, és adott egy másik erős akarat, amelyik ezt az áramot legalábbis korlátozni akarja (ez az impedancia). Az, hogy egy adott pillanatban mekkora áram folyik, az a pillanatnyi erőviszonyoktól függ. Egy dologra azért hadd hívjam fel a figyelmet, ami annyira nyilvánvaló, hogy sokszor észre sem vesszük. Nevezetesen az, hogy a fenti összefüggés minden irányban igaz. Azaz ha van egy 25Ω értékű ellenállásom és egy $100V$ nagyságú egyenfeszültségem, akkor természetesen az impedancián $4A$ áram fog folyni. De ezzel együtt, ha egy 25Ω értékű ellenálláson $4A$ áram folyik, akkor az ellenállás sarkain mindenképpen $100V$ feszültség mérhető, illetve ha $100V$ hatására $4A$ áram indul, akkor ott biztos, hogy egy 25Ω ellenállás van az áram útjában. Egyszerű és nyilvánvaló. Ha ezt a fejezetet nem írnám, hanem olvasnám, akkor valószínűleg megbántva érezném magam, hogy ennyire egyszerű dolgokat magyaráznak nekem. De az eddigi tapasztalatom azt mutatja, hogy a tárggyal kapcsolatos problémák alapja szinte mindig az, hogy ilyen alapvető egyszerű dolgok figyelmen kívül maradnak.

Hasonlóan alapvető és egyszerű a két Kirchoff törvény. Minden csomópontra igaz, hogy

$$\sum \bar{I} = 0 \quad (57)$$

Azaz magyarul, hogy ami áram egy csomópontba befolyik, annak onnan abban az időpillanatban távoznia kell. Vörösboros kóla készítése esetén is, ami vörösbor, illetve kóla kifolyik az üvegből, az azonnal megjelenik a pohárban. Sem az nem oldható meg, hogy kiöntöm a bor és a kólát, elmegyek a mosogatóhoz a pohárért, és a pohárba csak később kerül az ital, sem az, hogy öt perccel azelőtt benne van a pohárban a kész termék, hogy az üvegekből kiöntöttem.

A másik Kirchoff törvény szerint minden zárt hurokra igaz, hogy

$$\sum \bar{U} = 0 \quad (58)$$

A mindennapok nyelvére lefordítva a zárt hurok az, amikor az áram el tud indulni egy adott helyről, körbemegy néhány alkatrészen, és végül visszaér a kiindulási helyére. Ebben az esetben az áram által érintett alkatrészekben a potenciálkülönbségek összege 0 kell hogy legyen. Ha Micimackó a saját kuckójából indul el a barátaihoz, hogy összeszedje a vacsorájához feltétlenül szükséges dolgokat, majd visszatér a saját kuckójába, akkor egy zárt hurkot járt be. Nyilvánvalóan nem lehetséges, hogy az útja során végig csak lefelé menjen, bármilyen kényelmes is lenne ez neki, hiszen akkor kiderülne, hogy a kunyhója (amiből csak egy van) saját maga alatt található, ez pedig kimeríti az antagonisztikus ellentmondás fogalmát.

Egyértelmű, hogy amennyit lefelé ment ugyanannyit kell felfelé is mennie, vagyis az általa megtett szintkülönbségek előjeles összege éppen nulla. (A dolgokba mélyebben tekintők itt felhördülhetnek, hogy ez nemcsak a szintkülönbségre, hanem minden irányra igaz, és úgy is van.)

Az itt tárgyalt villamos gépekben közös, hogy működésük alapja a mágneses tér, illetve annak megváltozása. Ennek megfelelően gondoljuk végig azt, amit a mágneses terekről tudnunk kell.

Egy áram által járt tekercs mágneses mezőt hoz létre. Itt nincs példa, ez egyszerűen így van. A mágneses mezőt az indukcióvonalakkal tudom megmutatni. Tényként kell kezelnem, hogy az indukcióvonalak mindig zártak, azaz nincs kezdő és végpontjuk. A biztonság kedvéért eleve-nítsük fel a gerjesztési törvényt, azaz az

$$\sum_{n1} N_i * I_i = \sum_{n2} H_j * l_j \quad (59)$$

összefüggést. Az összefüggésben $n1$ a tekercsek száma N az egyes tekercsek menetszáma, I az adott tekercsen átfolyó áram, $n2$ a mágneses tér szempontjából homogén szakaszok száma, H a mágneses térerősség az adott szakaszon, l pedig az egyes szakaszok hossza. Ez az összefüggés röviden arról szól, hogy a mágneses tér arányos az azt gerjesztő áram nagyságával, valamint a gerjesztő tekercs menetszámával, illetve ami nagyon fontos, hogy több gerjesztő tekercs alkalmazása esetén az eredőt egyszerűen az egyes tekercsek hatásának előjeles összegzésével kapjuk meg. Itt megint arra kell figyelni, hogy az egyes értékek összefüggnek, azaz például ha egy mágneses körben két tekercs van és a térerősség állandó értéken tartása mellett az egyik tekercsen átfolyó áramot növelem, akkor a másik tekercs áramát ennek megfelelően kell változtatnom.

Itt ismét megemlítem, hogy a részletek igen fontosak. Nem véletlen, hogy az előző bekezdésben nem az szerepel, hogy ha az egyik tekercsben növelem az áram erősségét, akkor a másikban csökkentenem kell. Az itt tárgyalt mennyiségek ugyanis mind előjeles illetve vektor mennyiségek, így ha egy adott szakaszon az egyik tekercs adott irányú mágneses mezőt gerjesztett, a másik tekercs pedig ezzel pont ellentétes irányút, akkor mindkét tekercs áramát növelnem kell a gerjesztés egyensúlyához. Ha azonban a két tekercs mágneses mezeje megegyező irányú, akkor az egyik tekercs áramának növelése esetén a másik tekercs áramát csökkenteni kell.

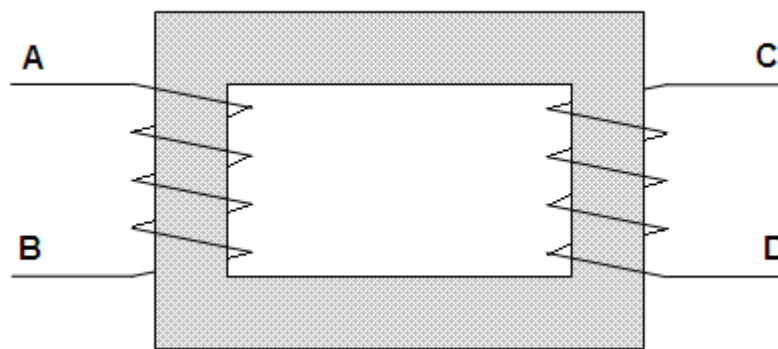
Fontos tudni, hogy a mágneses térbe helyezett tekercs és a mágneses tér között igen szoros kapcsolat van, azaz a tekercs ragaszkodik a mágneses teréhez. Ha valami külső vagy belső hatás változtatni akar a mágneses tér erősségén, a tekercs rögtön felháborodik, és olyan feszültséget indukál a sarkain, ami a mágneses tér fenntartásához szükséges áramot akarja a tekercsen áthajtani.

15. A TRANSZFORMÁTOR

15.1. Az üresen járó transzformátor

A transzformátor az elektromágneses indukció elvén alapul, amelynek törvényeit Michael Faraday írta le 1831-ben. Az első energiaátalakításra alkalmas transzformátort Bláthy Ottó, Zippernowsky Károly és Déry Miksa szabadalmaztatta 1885-ben.

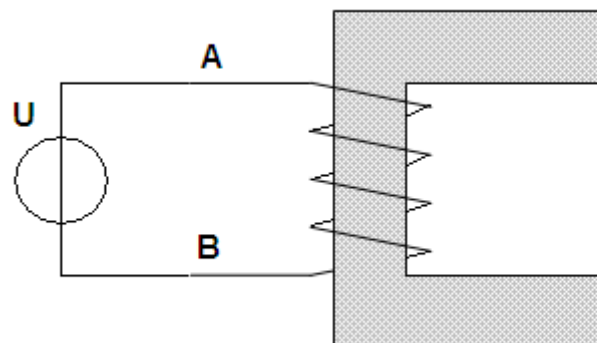
A transzformátor nem más, mint két tekercs, amelyek közös mágneses körben vannak. Ennek legszemléletesebb (ám a gyakorlatban nem használt) formája, amikor egy vasmagra két tekercset tekerünk, ahogyan azt a **15-1. ábra** mutatja



15-1. ábra

Nevezzük a bal oldali, 'A' és 'B' pontokkal jelzett tekercset primer, a jobb oldali, 'C' és 'D' pontokkal jelzett tekercset szekunder tekercsnek.

Vizsgáljuk a berendezés primer oldalát, és kössünk feszültséggenerátort az 'A' és 'B' pontok közé.



15-2. ábra

Mivel a Kirchoff féle huroktörvény mindig igaz, a tekercs és a feszültséggenerátor által alkotott hurokban az egyes összetevőkön eső feszültség előjeles összege nulla kell legyen. Itt összesen két összetevő van (a generátor és a tekercs), így a generátor feszültsége minden pillanatban meg kell, hogy egyezzen a tekercs feszültségével.

Most alkalmazzuk a mérnökök számára nagyon fontos elhanyagolás műveletét, és tekintsük a primer tekercs ohmos ellenállását nullának. Ha most erre a tekercsre egyenfeszültséget kapcsolnánk, az baj lenne, mert akkor végtelen nagy áram indulna a tekercsben, ha azonban a

tekercsre szinuszosan váltakozó feszültséget kapcsolunk, akkor a helyzet egészen más lesz, ugyanis a tekercsen átfolyó áramot a tekercs induktív impedanciája korlátozza.

Az áramkör lényege, hogy a primer tekercs kapcsaira kötött szinuszosan váltakozó feszültségű feszültséggenerátor hatására a tekercsben váltakozó áram indul, amelyik a tekercs belsejében, illetve esetünkben a vasmagban szinuszosan változó fluxust gerjeszt. Számos fizikai törvényünk közül, amelyek mindig igazak, alkalmazzuk a tekercsben indukált feszültségre a Faraday indukciótörvény legegyszerűbb formáját:

$$U = 4,44 * f * N * \Phi \quad (60)$$

Ismét fel kell hívnom a figyelmet arra, hogy „minden mindennel összefügg”. A fenti képletet a transzformátor primer oldalára írtuk fel. Az összefüggésben szereplő U a tekercs sarkain ébredő feszültség, f pedig ennek a feszültségnek a frekvenciája. Mint már említettem, a tekercs és generátor alkotta áramkörben összesen ez a két elem található, ezért a tekercsen ébredő feszültség mind nagyságát mind pedig frekvenciáját tekintve meg kell hogy egyezzen a generátor feszültségének azonos paramétereivel. Mivel a kapcsolásban szereplő generátort én választom teljesen szabadon, és ráadásul nem szeretem túlbonyolítani az életet, ezért az $U = 4,44 * f * N * \Phi$ (60) összefüggésben ($U = 4,44 * f * N * \Phi$) szereplő U és f értéke állandó lesz. A $4,44$ nyilván állandó és egy tekercs menetszáma sem szokott csak úgy megváltozni. Ha pedig az $U = 4,44 * f * N * \Phi$ (60) egyenletben az előbb említett tagok értéke állandó, akkor Φ értéke sem tehet mást, mint hogy állandó lesz.

Ismét fel kell hívnom a figyelmet arra, hogy „minden mindennel összefügg”. A Φ fluxust a tekercsen átfolyó áram gerjeszti, és mivel

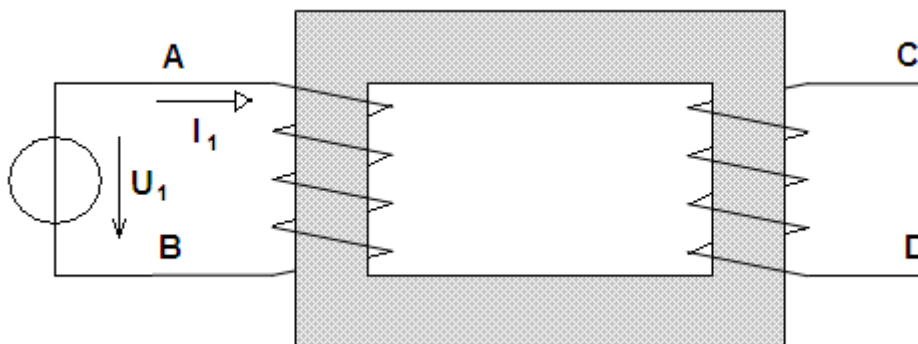
$$\Phi = B * A \quad (61)$$

ahol jelen példánkban 'A' a vasmag keresztmetszete (az egyszerűség kedvéért ezt is tekintjük állandónak, bár később kiderül, hogy ez teljesen lényegtelen), így a Φ fluxus csak akkor lehet állandó, ha a B indukció is állandó. Már régebbi tanulmányokból ismertnek kell lennie annak a ténynek is, hogy

$$B = \mu_0 * \mu_r(B) * H \quad (62)$$

A transzformátor a vas mágnesezési görbéjének lineáris szakaszán működik, azaz μ_r értékét konstansnak tekinthetjük. Az eddigiek szerint tehát a 'H' mágneses térerősség többé-kevésbé egyenesen arányos a vasmagban gerjesztett fluxussal, ami egyébként megítélésem szerint a józan ész alapján is egyértelmű.

A következő lépésben rajzoljuk fel a transzformátort a rákapcsolt feszültséggenerátorral.



15-3. ábra

Összegezve az eddigieket: U feszültségforrás U_1 nagyságú szinuszosan változó feszültséget szolgáltat, ami a primer tekercsen I_1 áramot hajt át. Amennyiben a kapcsolásunkban minden

elemet ideálisnak tekintek (márpedig az alapelvek tárgyalásánál önsanyargatás lenne mást tenni), akkor az I_1 egyetlen hatása, hogy az $U = 4,44 * f * N * \Phi$ (60) összefüggésnek megfelelően

$$\Phi = \frac{U_1}{4,44 * f * N_1} \quad (63)$$

nagyságú fluxust gerjeszt.

Mindeztáig nagyvonalúan nem foglalkoztunk a szekunder tekercssel, úgy tettünk, mintha ott sem lenne. Mindjárt bebizonyosodik, hogy teljesen jogosan cselekedtünk így.

A primer és a szekunder tekercs egymástól villamosan szigetelt, így az említett I_1 áram és U_1 feszültség villamosan teljesen független a szekunder tekercstől. A primer tekercs által gerjesztett szinuszosan változó mágneses mező azonban az ideális vasmag miatt a szekunder tekercs belsején át záródik. Márpedig egy tekercset a belsején áthaladó váltakozó mágneses erővonalak mindig foglalkoztatják, (miként már említettük az $U = 4,44 * f * N * \Phi$ (60) összefüggés ($U = 4,44 * f * N * \Phi$) mindig, tehát most is igaz). Eszerint ha a primer tekercs szinuszosan változó Φ fluxust gerjeszt, akkor ugyanez a fluxus a vasmagban záródva a szekunder tekercsben az (5) összefüggés szerint

$$U_2 = 4,44 * f * N_2 * \Phi \quad (64)$$

feszültséget indukál.

Most már összesen annyi a dolgunk, hogy a $U_2 = 4,44 * f * N_2 * \Phi$ (64) képletbe Φ

helyére behelyettesítsük a $\Phi = \frac{U_1}{4,44 * f * N_1}$ (63) képletben szereplő kifejezést, egysze-

rűsítsünk $4,44*f$ -fel és máris eljutottunk oda, hogy az üresen járó transzformátor (az a transzformátor, amelyiknek a szekunder kapcsaira nem kötünk semmit) szekunder oldali feszültsége a primer oldalára kapcsolt U_1 feszültség esetén az

$$U_2 = \frac{N_2}{N_1} * U_1 \quad (65)$$

összefüggéssel számítható, ahol N_1 illetve N_2 a tekercsek menetszáma

A primer tekercsben folyó áram által gerjesztett váltakozó mágneses mező feszültséget indukál, de kérdés, hogy a szekunder tekercs milyen módon hat a mágneses mezőre. Emlékezzünk

vissza, hogy a mágneses mezőre jellemző H értéket a $\sum_{n1} N_i * I_i = \sum_{n2} H_j * l_j$ (59) össze-

függés ($\sum_{n1} N * I = \sum_{n2} H * l$) segítségével határozhatjuk meg, ami esetünkben

$$\sum H * l = N_1 * I_1 + N_2 * I_2 \quad (66)$$

Ismét utalva arra hogy $B = \mu_0 * \mu_r(B) * H$, és mivel a mágnesezési görbe lineáris szakaszán járunk, azaz μ_r konstansnak tekinthető, így B többé kevésbé egyenesen arányos H -val. Az egyszerűség kedvéért a vasmag keresztmetszetét állandónak tekintettük, tudjuk, hogy $\Phi = B * A$, és ráadásul a $\sum H * l = N_1 * I_1 + N_2 * I_2$ (66) összefüggésben szereplő l értéke kizárólag a kapcsolás mechanikai kialakításától függ, tehát szintén állandó, ezért a fluxusra felírható a

$$\Phi = c * (N_1 * I_1 + N_2 * I_2) \quad (67)$$

összefüggés. A $\Phi = c * (N_1 * I_1 + N_2 * I_2)$ (67) összefüggés azt mutatja, hogy a Φ fluxus csak a két tekercs áramától függ. Mivel eddig üresen járó transzformátorról beszéltünk, ahol a szekunder tekercs 'C' és 'D' pontja szabadon van hagyva, így a szekunder tekercs árama nulla, azaz a szekunder tekercs üresjárásban nem befolyásolja a transzformátor viselkedését (természetesen ideális állapotot feltételezve)

15.2. A terhelt transzformátor

Először tekintsük át néhány, az előző fejezetben tárgyalt összefüggést. Elsőként emlékezzünk arra, hogy a primer tekercs fluxusa és a szekunder tekercs fluxusa azonos (még hozzá nem egyenlő nagyságú, hanem az összes indukcióvonal, ami a primer tekercsen áthalad, az áthalad a szekunder tekercsen is, azaz egy mágneses fluxus van, ami mindkét tekercset átjárja) Most írjuk fel az $U = 4,44 * f * N * \Phi$ (60) összefüggést mindkét tekercsre

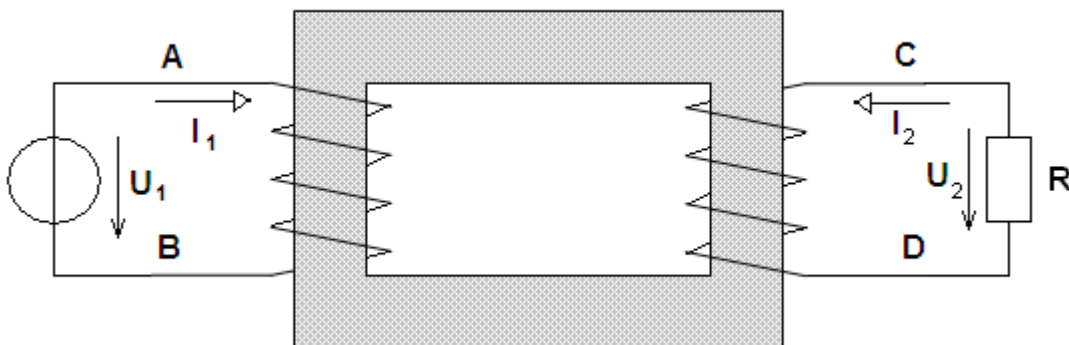
$$U_1 = 4,44 * f * N_1 * \Phi \quad (68)$$

$$U_2 = 4,44 * f * N_2 * \Phi \quad (69)$$

A $U_1 = 4,44 * f * N_1 * \Phi$ (68) összefüggésből az következik, hogy ha a primer tekercsre kapcsolt feszültségforrás feszültsége állandó (márpedig az előző fejezetben megtárgyaltuk, hogy állandó) akkor a Φ fluxus értéke semmitől sem függ, azaz csak állandó lehet.

Kicsit továbblépve, ha a Φ fluxus állandó, akkor a $U_2 = 4,44 * f * N_2 * \Phi$ (69) összefüggés jobb oldalán csak konstans értékek szerepelnek, azaz U_2 értéke is állandó kell legyen, azaz nem függhet attól, hogy mit kötünk a szekunder tekercs sarkaira. Most gondoljuk végig, hogy miben különbözik a terhelt és az üresen járó transzformátor. Az üresen járó transzformátor sarkaira nem kötünk semmit, a terhelt transzformátor sarkaira pedig valamilyen impedanciát kötünk. Első közelítésben legyen ez az impedancia tisztán ohmos ellenállás (a későbbiekben látni fogjuk, hogy erre a megszorításra semmi szükség, de a mi életünket a tárgyalás jelen szakaszában jelentősen megkönnyíti).

A $U_1 = 4,44 * f * N_1 * \Phi$ (68) és $U_2 = 4,44 * f * N_2 * \Phi$ (69) előbbi vizsgálatából az derült ki, hogy a transzformátor U_2 feszültsége csak a hálózat U_1 feszültségétől és a transzformátor áttételétől függ, semmi mástól, így (többek között) sem a primer sem pedig a szekunder áramtól. Terhelt transzformátorról beszélünk, azaz a transzformátor szekunder sarkaira ellenállást kötöttünk,



15-4. ábra

Miként már többször említettük a fizika törvényeinek igaznak kell lenniük, így igaznak kell lennie a Kirchoff hurok illetve csomóponti törvényeknek, továbbá az Ohm törvénynek is. Ezekből pedig az következik, hogy az R ellenálláson ugyanakkora U_2 feszültség esik, mint amekkora a transzformátor szekunder feszültsége (amiről már többször megállapítottuk, hogy

csak a transzformátor primer feszültségétől és a transzformátor áttételétől függ). Az Ohm törvényből viszont az következik, hogy az ellenállásra kapcsolt U_2 feszültség hatására

$$I_2 = \frac{U_2}{R} \quad (70)$$

nagyságú áram folyik az ellenálláson. Mivel az áram csak áramkörben tud folyni, az U_2 szekunder feszültség és R ellenállás értékével egyértelműen megszabott I_2 áram a szekunder tekercsen is át fog folyni.

Nézzük meg, hogy van-e ennek valami jelentősége. Mivel „minden mindennel összefügg” nyilván van. A $\sum H * l = N_1 * I_1 + N_2 * I_2$ (66) összefüggésben

($\sum H * l = N_1 * I_1 + N_2 * I_2$) felírtuk a gerjesztési törvény esetünkre érvényes formáját, amit a $\Phi = c * (N_1 * I_1 + N_2 * I_2)$ (67) összefüggésben ($\Phi = c * (N_1 * I_1 + N_2 * I_2)$) egy számunkra kényelmes formára hoztuk. A $\Phi = c * (N_1 * I_1 + N_2 * I_2)$ (67) összefüggés többé-kevésbé

köznapra fordítva azt jelenti, hogy a transzformátor vasmagjában a tekercsek által gerjesztett Φ fluxus nagysága egyenesen arányos a primer tekercs I_1 és a szekunder tekercs I_2 áramával. Vessük most össze a $\Phi = c * (N_1 * I_1 + N_2 * I_2)$ (67) ($\Phi = c * (N_1 * I_1 + N_2 * I_2)$) és

a $U_1 = 4,44 * f * N_1 * \Phi$ (68) ($U_1 = 4,44 * f * N_1 * \Phi$) összefüggést. A

$\Phi = c * (N_1 * I_1 + N_2 * I_2)$ (67) összefüggés szerint a Φ fluxus nagysága csak a transzformátor U_1 kapocsfeszültségétől függ, azaz állandónak tekinthető, tehát a szekunder tekercs I_2 áramának változása nem befolyásolhatja azt. I_2 értéke azonban egy adott transzformátor esetén az R terhelő ellenállás értékétől függ, így állandónak semmiképpen nem tekinthető. Első látásra a $U_1 = 4,44 * f * N_1 * \Phi$ (68) összefüggés azt mutatja, hogy az I_2 áram növekedése esetén az I_1 áram csökkenni fog. Sajnos ez alapvetően a józan ésszel ellenkezik, tehát érdemes elgondolkodni a dolgon.

Az önindukció lényege, hogy ha egy tekercset váltakozó mágneses térbe helyezünk, akkor a tekercsben feszültség ébred. Ez a feszültség olyan irányú lesz, hogy a feszültség által indított áram a mágneses mező változását csökkenti. Magyarra fordítva ez azt jelenti, hogy az I_2 áram előjele ellentétes lesz az I_1 áram előjelével, pontosabban az I_2 áram által gerjesztett mágneses mező ellentétes irányú lesz, mint az I_1 áram által gerjesztett. Így, ha I_2 abszolút értékét növelem, akkor I_1 abszolút értéke is nőni fog, mégpedig

$$\Delta I_1 = \frac{N_2}{N_1} * \Delta I_2 \quad (71)$$

mértékben. Ha a mérnöki tevékenység során gyakran alkalmazott módon elhanyagolom a Φ fluxus fenntartásához szükséges áramot (a valóságban egy reálisan terhelt transzformátor esetén ezt teljes nyugalommal megtehető) akkor a transzformátor primer és szekunder árama az eddigi összefüggések alapján

$$I_1 = \frac{N_2}{N_1} * I_2 \quad (72)$$

Saját megnyugtatóságunkra nézzük meg a transzformátor teljesítményviszonyait. A transzformátor szekunder teljesítményét a

$$P_2 = U_2 * I_2 \quad (73)$$

összefüggés írja le (ne felejtsük el, hogy az egyszerűség kedvéért tisztán ohmos terhelést kötöttünk a transzformátor szekunder sarkaira). Helyettesítsünk be a $U_2 = \frac{N_2}{N_1} * U_1$ (65)

($U_2 = \frac{N_2}{N_1} * U_1$) és a $I_1 = \frac{N_2}{N_1} * I_2$ (72) egyenletről, ekkor

$$P_2 = \frac{N_2}{N_1} * U_1 * \frac{N_1}{N_2} * I_1 \quad (74)$$

Látható, hogy N_1 és N_2 értékével egyszerűsíthetünk, és ekkor csak U_1 és I_1 marad a

$P_2 = \frac{N_2}{N_1} * U_1 * \frac{N_1}{N_2} * I_1$ (74) egyenlet jobb oldalán, azaz a szekunder oldali teljesítmény

$$P_2 = U_1 * I_1 \quad (75)$$

A $P_2 = U_1 * I_1$ (75) összefüggés alapján a szekunder teljesítmény értéke kiszámítható a primer oldali U_1 és I_1 értékek szorzataként. Ez azonban pontosan a primer oldali teljesítmény, így szerencsére teljesült az energia megmaradás törvénye is. (Ha ez nem így lenne, akkor kezdenénk a hibát keresni).

A teljesség kedvéért gondoljuk végig, hogy mi történik akkor, ha nem ohmos terhelést kötünk a szekunder oldalra. Figyelmesen megnézve sehol nem használtuk ki azt, hogy a szekunder feszültség fázisban van a szekunder árammal, azaz az eddig leírt összefüggések igazak maradnak, és mivel mind az indukált feszültségekre (U_1 és U_2), mind pedig a gerjesztő áramokra (I_1 és I_2) érvényes összefüggéseknek minden időpillanatban érvényesnek kell lennie, a primer és szekunder fázisszög (az U és I által bezárt szög) meg fog egyezni.

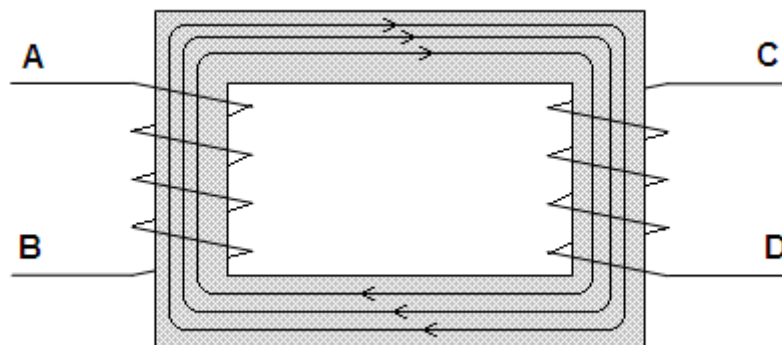
15.3. A transzformátor helyettesítő képe

A mérnöki tevékenységhez mindenképpen szükség van nagy adag rendszerszemléletre. A gyakorlatban soha semmi nem működik a környezetétől függetlenül, így mindig tekintettel kell lennünk bizonyos kölcsönhatásokra. A hatások pontos leírása azonban sok esetben rendkívül elbonyolítja, gyakorlatilag áttekinthetlenné teszi a munkát. Ez az oka annak, hogy a mérnöki munka során gyakran modellt alkotunk, és ezt vizsgáljuk.

Ilyen modell például a transzformátor helyettesítő képe. Ekkor diszkrét áramköri elemekből (konkrétan ellenállásokból és induktivitásokból) felépítünk egy olyan áramkört, amelyik adott szempontok szerint vizsgálva ugyanúgy viselkedik, mint egy transzformátor. Az ilyen áramkörön azután egyszerű Ohm, Kirchoff törvényekkel tudjuk vizsgálni a transzformátor különböző terhelésének hatásait, a transzformátorok veszteségeit és így tovább. Fontos megjegyezni, hogy a helyettesítő kép egy modell, amitől azt várjuk, hogy azon területeken, ahol alkalmazzuk, ugyanúgy viselkedjen, mint az eredeti. Az előző mondatban hangsúlyos az „azon területeken, ahol alkalmazzuk” rész, ugyanis természetesen vannak kérdések, ahol a helyettesítő kép mint modell nem egyezik meg a valósággal.

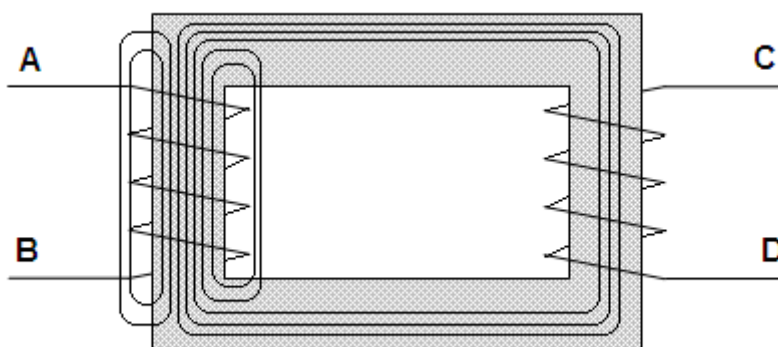
Eddig a transzformátor működési elvével foglalkoztunk, és csak érintőlegesen, az előző fejezet legvégén foglalkoztunk azzal, hogy a feszültség és az áram értékek fázisszöge ténylegesen hogyan alakul. A jelen modell felállításánál azonban már egyáltalán nem mellékes kérdés ez sem, így a továbbiakban már formálisan is a vektoros alakot fogjuk használni.

Ennyi bevezető után nézzük meg, hogyan helyettesíthető a transzformátor diszkrét áramköri elemekkel. Induljunk a primer tekercs felől. Ha a primer tekercset ideális tekercsnek feltételezem, akkor annak egy egyszerű induktivitás felel meg. A primer tekercs szerepe az, hogy a sarkaira kapcsolt váltakozó feszültség által indított áram létrehozza, a szekunder tekercsen keresztül záródó váltakozó mágneses fluxust. Ideális esetben az összes indukcióvonal a vasmagon belül záródik, ahogy ezt a 15-5. ábra mutatja



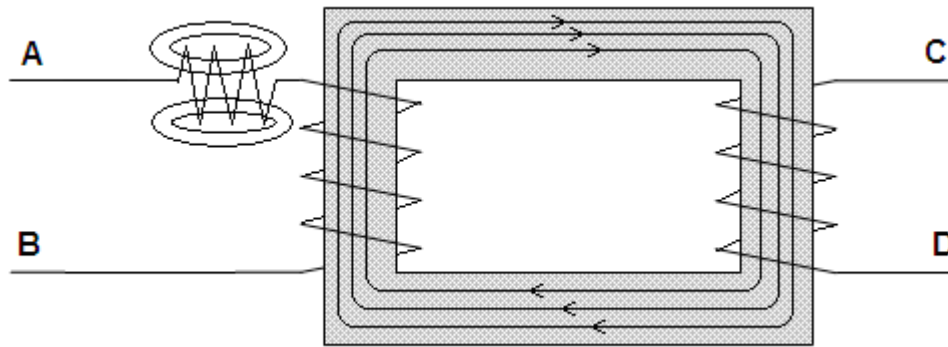
15-5. ábra

A valóság egy kicsit árnyaltabb, ugyanis az erővonalak egy része kilép a vasmagból és úgy záródik.



15-6. ábra

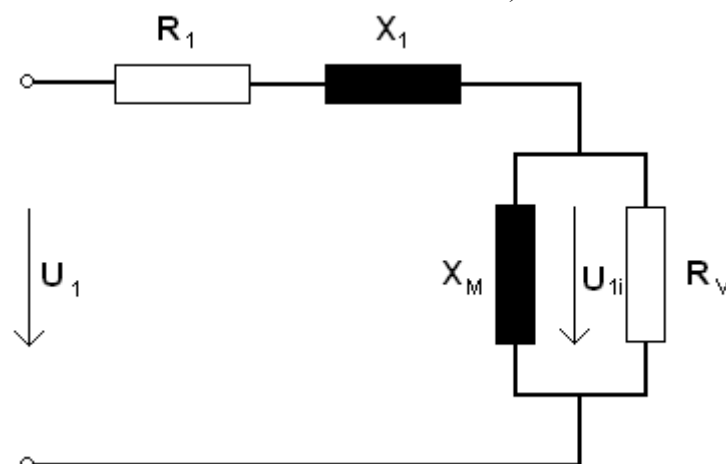
A szekunder tekercssel egyelőre ne foglalkozzunk. (minden bizonyítás nélkül, ha a szekunder tekercsen nem folyik áram, azaz a transzformátor üresen jár, akkor a 15-6. ábra nem tér el a valóságtól) Bontsuk most a primer tekercset két részre, azaz két külön tekercsre. Az egyik tekercs gerjessze a vasmagban záródó indukcióvonalakat, a másik pedig a vasmagon kívül záródókat.



15-7. ábra

Következő lépésben vegyük figyelembe azt, hogy a tekercs anyagának ellenállása van, amit egy, a tekercsekkel sorba kötött ellenállással tudunk modellezni. Vegyük figyelembe azt is, hogy a vasmag a használat során melegszik, és az ehhez szükséges energiát is fedezni kell valamiből. A melegedés oka kettős. Egyrészt a vasmagon belül is indukálódik feszültség, ami úgynevezett örvényáramokat indukál, és mivel a vasnak is van ohmos ellenállása, és az Ohmos ellenálláson átfolyó áram hatásos teljesítményt kelt. Másrészt a vasmagban lévő mágneses dipólusokat a primer feszültség frekvenciájának megfelelően oda-vissza kell forgatni, és az erre fordított energia szintén hővé alakul. Tudjuk azt is, hogy hőenergiává csak a hatásos villamos teljesítmény alakul, a meddő nem, valamint azt is, hogy hatásos teljesítmény csak ohmos ellenálláson ébred, reaktancián nem.

Az eddigiek alapján nézzük meg, hogy milyen elemekkel tudjuk a primer tekercset modellezni. A tekercs ohmos ellenállását az R_1 ellenállás, a tekercsnek azt a részét, amelyik a vasmag kívül záródó erővonalakat gerjeszti az X_1 induktivitás, a tekercsnek azt a részét, amelyik a vasmagon belül záródó erővonalakat gerjeszti az X_M induktivitás, a vasmag hőveszteségét az R_V ellenállás reprezentálja. A továbbiakban hívjuk a vasmagon belül záródó indukcióvonalak együttesét főfluxusnak, a vasmagon kívül záródó indukcióvonalak együttesét szórt fluxusnak. (Valójában itt nem a vasmagon kívüli záródás a lényeg, hanem az, hogy a szórt fluxushoz tartozó indukcióvonalak nem mennek át a másik tekercsen).



15-8. ábra

Az ábrán \bar{U}_1 jelöli a transzformátor primer tekercseire kapcsolt feszültséget, \bar{U}_{1i} pedig azt az elméleti feszültséget, amelyik a vasmagban gerjesztett fluxust létrehozó, önállóan csak elméletileg létező tekercs sarkain ébred.

A következő lépésben foglalkozunk a szekunder tekercssel. A transzformátor felépítéséből következik, hogy az ideális szekunder tekercs sarkain ébredő feszültség a $U_2 = \frac{N_2}{N_1} * U_1$ (65)

($U_2 = \frac{N_2}{N_1} * U_1$) összefüggésnek megfelelően

$$\bar{U}_{2i} = \frac{N_2}{N_i} * \bar{U}_{1i} \quad (76)$$

A $U_2 = \frac{N_2}{N_1} * U_1$ (65) és a $\bar{U}_{2i} = \frac{N_2}{N_i} * \bar{U}_{1i}$ (76) összefüggés annyiban különbözik

egymástól, hogy míg a $U_2 = \frac{N_2}{N_1} * U_1$ (65) összefüggést ideális transzformátor esetén

tudjuk használni, addig a $\bar{U}_{2i} = \frac{N_2}{N_i} * \bar{U}_{1i}$ (76) összefüggés már képes figyelembe venni a

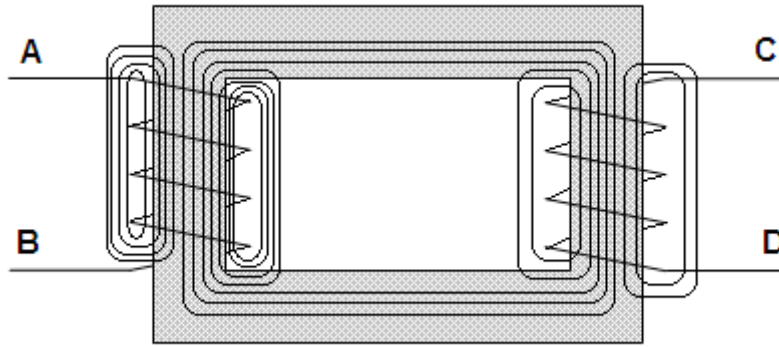
vesztéseket reprezentáló tagokat.

Az eddigiekben már többször láthattuk, hogy a $U_2 = \frac{N_2}{N_1} * U_1$ (65) és így a $\bar{U}_{2i} = \frac{N_2}{N_i} * \bar{U}_{1i}$

(76) összefüggés mindenképpen igaz, akár üresen járó, akár terhelt transzformátorról beszélünk. Nézzük most a számunkra érdekesebb állapotot, amikor a transzformátor sarkaira terhelést, azaz \bar{Z} impedanciát kötünk. Ekkor

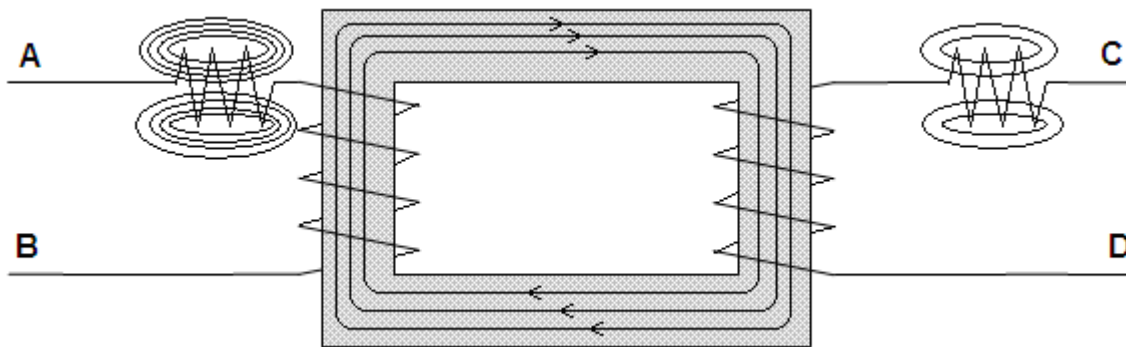
$$\bar{I}_2 = \frac{\bar{U}_2}{\bar{Z}} \quad (77)$$

áram indul a szekunder tekercsben, mert az Ohm törvény továbbra is érvényben van. Az \bar{I}_2 áram számunkra most azért érdekes, mert a szekunder tekercsen átfolyva mágneses fluxust gerjeszt a szekunder tekercsben. Ha azonban egy tekercsben fluxust gerjesztünk, annak mindenképpen lesznek erővonalai, azok mindenképpen záródnak, mégpedig a primer tekercsnél tárgyaltakhoz hasonlóan részben a vasmagban, azaz a másik tekercsen (jelen esetben a primer tekercsen) keresztül, részben pedig másfelé. Így hasonlóan, mint a 15-6. ábra mutatja, felrajzolható az indukcióvonalak alakulása,



15-9. ábra

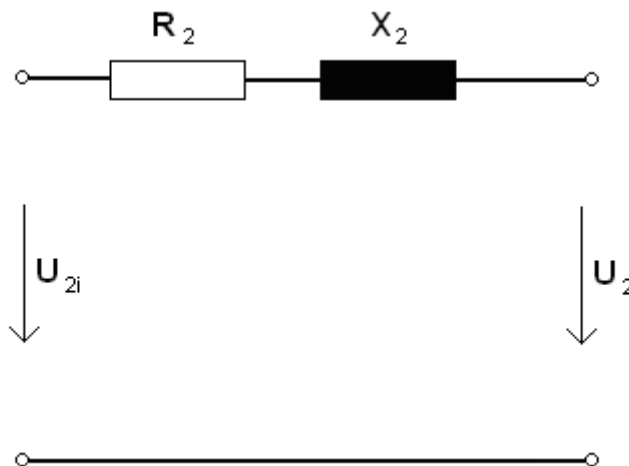
illetve a 15-7. ábra által mutatottakkal hasonlóan elvégezve az átalakításokat



15-10. ábra

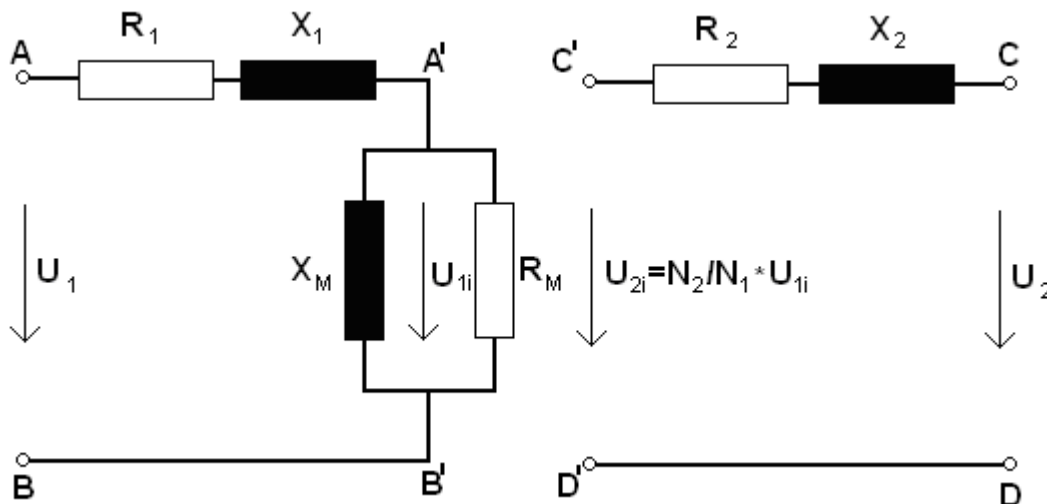
A figyelmes szemlélő láthatja, hogy mind a 15-9. ábra, mind pedig a 15-10. ábra azt mutatja, hogy nagyobb a primer oldalon a szórt fluxusvonalak száma, mint amit a 15-6. ábra illetve a 15-7. ábra mutat, míg a főfluxus erővonalainak száma megegyezik. Ez lehetne a véletlen műve is, de nem az. Az előző fejezetben megtárgyaltuk, hogy a főfluxus nagysága csak a primer oldali feszültségtől függ, ezért a szekunder oldali áramerősség növekedést a primer oldalon is áramerősség növekedéssel kell kompenzálni. Nagyobb áramerősséghez pedig nagyobb szórt fluxus tartozik.

Természetesen a szekunder tekercsnek is van ohmos ellenállása, ezért a szekunder tekercs az alábbi áramkörrel helyettesíthető.



15-11. ábra

A 15-8. ábra és a 15-11. ábra már csak diszkrét elemeket tartalmaz, de van még néhány hibája. A legnagyobb hiba az, hogy egyáltalán nem jól modellezi a valóságot. Nézzük meg a két említett ábrát közösen ábrázolva



15-12. ábra

Az egyik, az elmélet szempontjából kisebb, de a gyakorlat szempontjából igen jelentős probléma az, hogy még mindig két független áramköröm van, aminek a használata igen körülményes. A másik (sajnos elvi) hiba az, hogy bár a C és D pontok közé kötött impedancia hatására csak a szekunder oldalon áram indul, a primer oldalra azonban ez semmilyen hatással nincs.

A fenti problémák miatt emlékezzünk vissza arra, hogy ez az áramkör csak egy modell, és mint ilyen, bizonyos korlátok között, és megfelelő léptékezéssel használható.

Tűzzük ki célként azt, hogy egy olyan kapcsolást hozunk létre, amelyik a primer oldal felől nézve az eredeti transzformátorral azonos módon viselkedik. A 15-12. ábra A' és C' pontja illetve a B' és D pontja szemmel láthatóan arra vár, hogy összekössük őket. Az egyik, például B' és D pont esetén ez nem is okoz semmi problémát, de ha ezt meg tesszük, akkor az A' és C' pont között rögtön

$$\Delta \bar{U} = \bar{U}_{1i} - \bar{U}_{2i} \quad (78)$$

nagyságú feszültség keletkezik, márpedig miután Ohm, Kirchoff és egyéb törvények nehezítik az életünket, ezért ha ezt megpróbáljuk megtenni, akkor a két pont között ez a feszültség elvileg végtelen nagyságú áram indít. Ez pedig még helyettesítő kép esetén sem megoldás, bár a papír sokat elbír. Abban viszont semmi sem akadályoz meg, hogy a szekunder oldalon levő tekercset tulajdonságait megváltoztassuk, csak azt kell szem előtt tartani, hogy a primer oldalra gyakorolt hatás ne változzon meg. Így, ha a szekunder tekercset olyan tekercssel helyettesítjük, amelyiknek a menetszáma megegyezik a primer tekercs menetszámával, akkor felírhatjuk az

$$\bar{U}_{2i}' = a * \bar{U}_{2i} \quad (79)$$

összefüggést ahol \bar{U}_{2i}' a modellként használt tekercs redukált feszültsége és

$$a = \frac{N_1}{N_2} \quad (80)$$

a transzformátor áttétele.

Most egy rövid időre térjünk vissza az „eredeti” tekercsekkel felépített transzformátorunkhoz.

A $\Delta I_1 = \frac{N_2}{N_1} * \Delta I_2$ (71) összefüggés ($\Delta I_1 = \frac{N_2}{N_1} * \Delta I_2$) szerint, ha a főfluxus állandó (már-

pedig néhányszor már megtárgyaltuk, hogy állandó, hiszen csak a primer feszültségtől függ) akkor a szekunder oldali áram változása a primer oldali áram alábbi mértékű változását idézi elő

$$\Delta \bar{I}_1 = \frac{N_2}{N_1} * \Delta \bar{I}_2 \quad (81)$$

A modellként használt szekunder tekercs redukált áramától azt várjuk, hogy ugyanolyan hatással legyen a primer áramra, mint az eredeti szekunder áram azaz

$$\Delta \bar{I}_1 = \frac{N_1}{N_1} * \Delta \bar{I}_2' \quad (82)$$

Mivel $\frac{N_1}{N_1} = 1$ és $\frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{a}$ ezért a $\Delta \bar{I}_1 = \frac{N_2}{N_1} * \Delta \bar{I}_2$ (81) és $\Delta \bar{I}_1 = \frac{N_1}{N_1} * \Delta \bar{I}_2'$ (82) összefüggések alapján felírható, hogy

$$\bar{I}_2' = \frac{1}{a} * \bar{I}_2 \quad (83)$$

A $\bar{U}_{2i}' = a * \bar{U}_{2i}$ (79) és $\bar{I}_2' = \frac{1}{a} * \bar{I}_2$ (83) összefüggésekre az indukált feszültségek és a gerjesztések egyensúlyából jutottunk, úgyhogy az, hogy az eredet szekunder tekercsen és a redukált szekunder tekercsen megjelenő teljesítmények egyensúlya, amely az

$$\bar{U}_2 * \bar{I}_2 = a * \bar{U}_2' * \frac{1}{a} * \bar{I}_2' \quad (84)$$

összefüggéssel, illetve a -val történt egyszerűsítés után az

$$\bar{U}_2 * \bar{I}_2 = \bar{U}_2' * \bar{I}_2' \quad (85)$$

összefüggéssel írható le, kifejezetten az eddigi levezetésünk helyességére utal.

Az előző lépésekben a 15-10. ábra ideális szekunder tekercsével foglalkoztunk, és nem törődünk a szórt fluxust reprezentáló tekercsel és a szekunder tekercs ohmos ellenállásával. A 15-11. ábra szerint a szekunder tekercs ohmos ellenállását az R_2 a szórt fluxusok hatását az X_2 impedancia reprezentálja. A $\bar{U}_2 * \bar{I}_2 = \bar{U}_2' * \bar{I}_2'$ (85) összefüggés felírásakor örömmel vettük tudomásul, hogy az eredeti és a redukált tekercsen azonos villamos teljesítmény jelenik meg. Ennek tükrében a szekunder tekercs összetevőit úgy változtatjuk meg, hogy a veszteségteljesítményekre is igaz legyen ez a teljesítményegyensúly. Az eredeti tekercs ohmos veszteségének az értéke

$$P_{R_2} = (I_2)^2 * R_2 \quad (86)$$

a redukált tekercs azonos jellemzője

$$P_{R_2'} = (I_2')^2 * R_2' \quad (87)$$

Ha I_2' helyére behelyettesítjük a $\bar{I}_2' = \frac{1}{a} * \bar{I}_2$ (83) összefüggésnek megfelelő értéket, és figyelembe vesszük, hogy a két teljesítményértéknek azonosnak kell lennie, akkor $P_{R_2} = (I_2)^2 * R_2$ (86) és $P_{R_2'} = (I_2')^2 * R_2'$ (87) alapján

$$\left(\frac{1}{a} I_2\right)^2 * R_2' = I_2^2 * R_2 \quad (88)$$

amiből a redukált ohmos ellenállás értéke

$$R_2' = a^2 * R_2 \quad (89)$$

Az X_2 impedancia redukált értékének meghatározásához kétféle megközelítéssel juthatunk. Egyfelől az eredeti és a redukált tekercsen ébredő meddő teljesítmények egyensúlyából a 32,33,34 és 35 összefüggésekkel teljesen azonos lépésekkel eljutunk az

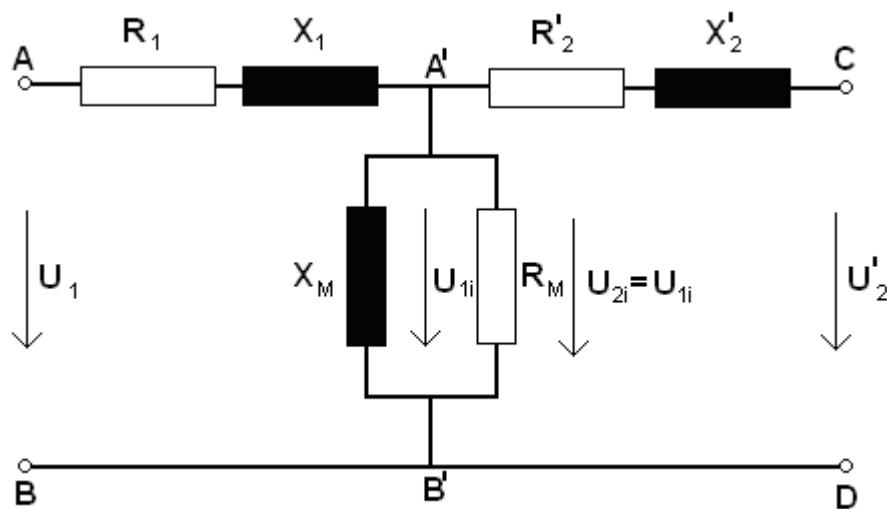
$$X_2' = a^2 * X_2 \quad (90)$$

összefüggésig. Másfelől az ohmos ellenállás és az induktivitás aránya az eredeti és a redukált tekercs esetében meg kell, hogy egyezzen, különben a két elem a feszültség és az áram közötti fázisszög nem lesz azonos az eredeti és a redukált tekercs esetében. Eszerint a második esetre felírhatjuk a

$$\frac{R_2}{X_2} = \frac{R_2'}{X_2'} \quad (91)$$

összefüggést, amibe R_2' helyére $R_2' = a^2 * R_2$ (89)-t helyettesítve pont a $X_2' = a^2 * X_2$ (90) összefüggésre jutunk, amint azt el is vártuk.

Mostanra minden értéket ismerünk, ami ahhoz szükséges, hogy a 15-12. ábra alapján felrajzoljunk egy jól kezelhető hagyományos négyfázist, amelyik ráadásul csak passzív elemeket tartalmaz.



15-13. ábra

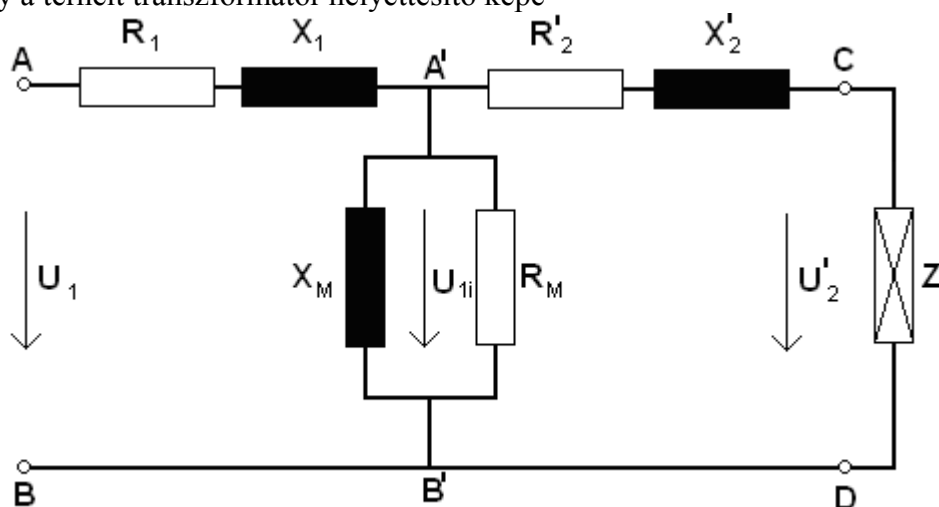
Szeretném még egyszer megismételni, hogy a fenti kapcsolás nem azonos az eredeti transzformátorral, de a legtöbb szempontból alkalmas arra, hogy vizsgáljuk annak viselkedését, természetesen a megfelelő korlátok között.

A helyettesítő kép alkalmazásánál két lényeges korlátot kell kiemelni. Ezek az eddigiek alapján egyértelműek, mégis érdemes megemlíteni őket. Az első fontos különbség, hogy az eredeti transzformátornál a primer és a szekunder oldala ('A'-'B' illetve 'C'-'D' pontja) között csak a mágneses fluxus létesít kapcsolatot, addig a helyettesítő kép primer és szekunder oldala galvanikusan össze van kötve. A gyakorlatban ez azt jelenti, hogy a 15-5. ábra által mutatott transzformátor 'B' és 'D' pontja között tetszőleges potenciálkülönbség lehet, addig a 15-13. ábra 'B' illetve 'D' pontja mindenképp azonos potenciálon lesz. A másik lényeges különbség, hogy az eredeti transzformátornál az U_1 és U_2 feszültség arányát a két tekercs menetszámának aránya határozza meg, addig a helyettesítő kép esetén U_1 és U_2 jó közelítéssel megegyezik.

Nézzük most meg a terhelt transzformátor (15-4. ábra) feszültség és áramviszonyait a terhelés függvényében, a helyettesítő kép alapján. A $R_2' = a^2 * R_2$ (89) és $X_2' = a^2 * X_2$ (90) összefüggésekben láttuk, hogy a szekunder oldalon mind az R_2 mind pedig az X_2 impedanciát szoroznunk kellett az áttétel négyzetével. Az ottaniakhoz hasonlóan a terhelő impedanciára is igaz, hogy a helyettesítő kép esetén redukált impedanciával kell számolni, ami

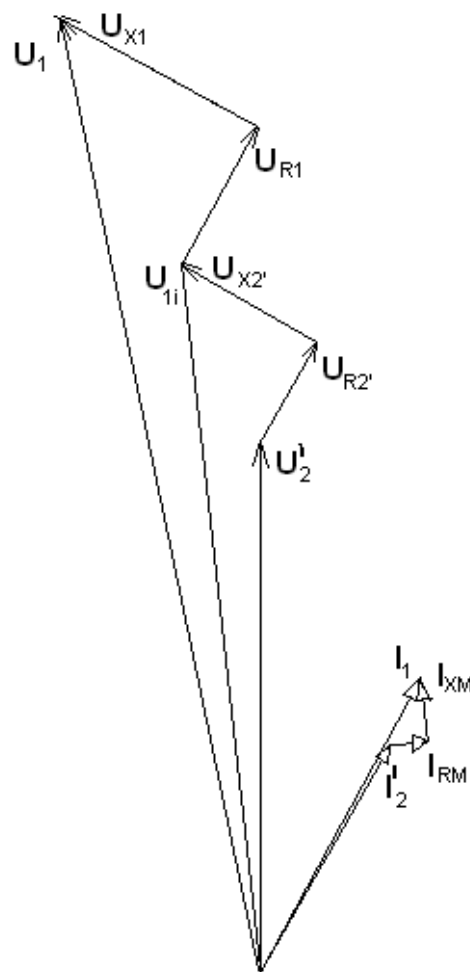
$$R' = a^2 * R \quad (92)$$

értékű. Így a terhelt transzformátor helyettesítő képe



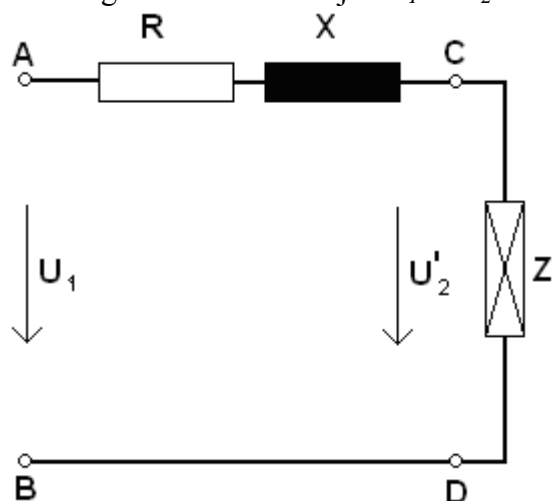
15-14. ábra

Most rajzoljuk fel a 15-14. ábra vektorábráját. Mielőtt azonban ezt megtennénk, meg kell említeni, hogy egy elfogadható kivitelű transzformátor hatásfoka jóval 80% felett van, ami azt jelenti hogy a veszteségeket reprezentáló elemeken (R_1 , X_1 , R_2 , X_2 , R_M , X_M) eső feszültség lényegesen kisebb mint az U_2' illetve U_1 . A vektorábra felrajzolásánál a jelleg érzékeltetése érdekében éppen ezért nem ragaszkodunk a helyes feszültségarányokhoz, a valóságban U_1 és U_2' értéke sokkal közelebb van egymáshoz, mint ábrázoljuk



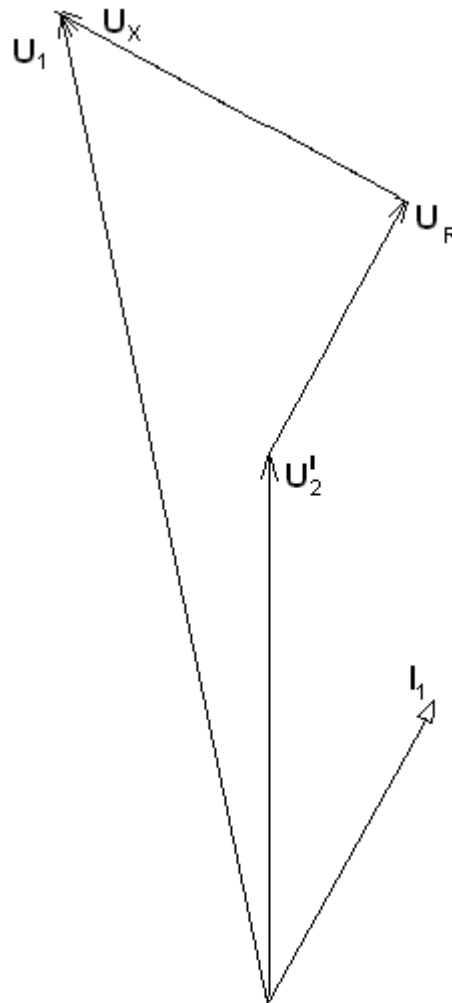
15-15. ábra

A következő lépésben használjuk ki azt, hogy a terhelte transzformátor esetén az 15-14. ábra A' B' pontja közötti áram, azaz a 15-15. ábra I_{XM} és I_{RM} áramának nagysága elhanyagolható az I_2' szekunder áram mértékéhez képest. Ekkor a transzformátor helyettesítő képéből elhanyagolhatjuk az említett keresztágat és összevonhatjuk R_1 és R_2' valamint X_1 és X_2' értékét.



15-16. ábra

Ezzel az egyszerűsítéssel a 15-15. ábra vektorábrája lényegesen egyszerűbbé válik.



15-17. ábra

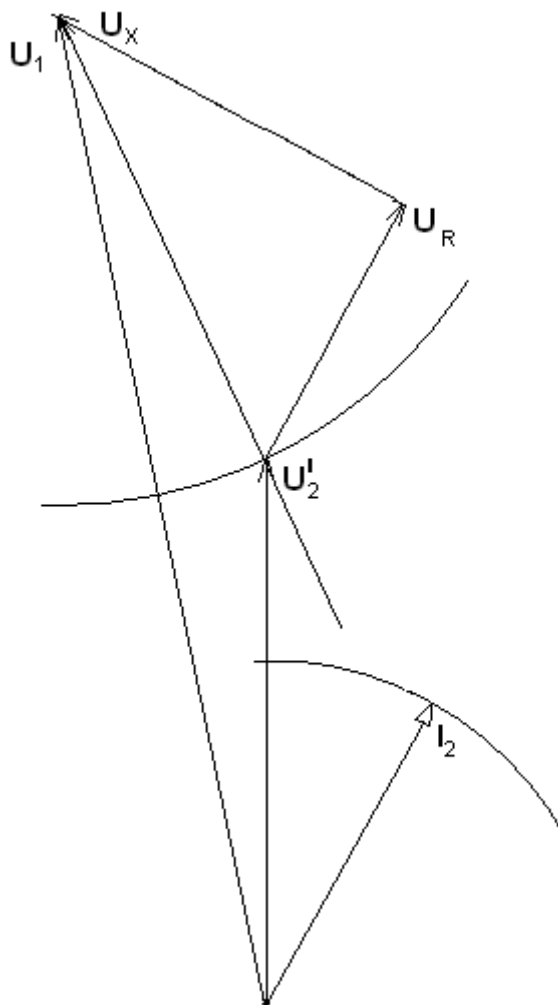
Miután ismét hangsúlyoztuk, hogy az U_R és U_X feszültségek a valóságban lényegesen kisebbek, itt csak a szemléltetés valamint a 15-15. ábra és 15-17. ábra kompatibilitása kedvéért torzítottuk el a valóságot, vizsgáljuk meg, hogy a terhelő impedancia változása hogyan változtatja meg a primer és a szekunder feszültség viszonyát. A vizsgálathoz kihasználjuk azt a tényt, hogy a valóságban U_1 és U_2' értéke csak nagyon kis mértékben tér el egymástól. Ha ez igaz, akkor jó közelítéssel igaz, hogy amennyiben a 15-16. ábra Z impedanciája abszolút értékét tekintve állandó, de a fázisszöge változik, akkor az I_2 áramvektor végpontja egy körív mentén mozdul el. Figyelembe véve azt, hogy U_1 a hálózati feszültség, amelyik állandó, valamint azt, hogy

$$\overline{U_R} + \overline{U_X} = \overline{I_2} * (R + j\omega X) \quad (93)$$

az U_2 vektor végpontja is egy köríven mozdul el.

Ismételten szeretném megjegyezni, hogy az itt leírtak csak közelítések. Abból indultunk ugyanis ki, hogy U_2 értéke nem változik, ami nyilvánvalóan nem igaz, hiszen pont U_2 változását vizsgáljuk, azonban a szekunder feszültség tényleges változása olyan kis mértékben befolyásolja a $\overline{U_R} + \overline{U_X} = \overline{I_2} * (R + j\omega X)$ (93) összefüggésben vizsgált értékeket, hogy ennek a hatásától nyugodtan eltekinthetünk.

Az előzőekhez hasonlóan belátható, hogy amennyiben a terhelő impedancia fázisszöge állandó, de az abszolút értéke változik, akkor az U_2' vektor végpontja az U_1 és az U_2' vektor végpontjait összekötő egyenes mentén mozdul el.



15-18. ábra

15.4. A transzformátor hatásfoka és annak mérése.

A későbbiekben tárgyaljuk, hogy a transzformátorok jelentős szerepet játszanak a villamos energia szállításában. Ez többek között azért lehetséges, mert a transzformátorok hatásfoka 90% fölött van. Tanulságos dolog végiggondolni azt, hogy hogyan tudjuk egy transzformátor hatásfokát megmérni.

Elvileg a megoldás egyszerű, mindössze a meg kell mérni a szekunder és a primer oldali teljesítményeket, és a kettő hányadosa megadja a hatásfokot. A valóságban a helyzet sokkal bonyolultabb. A villamos teljesítményt ugyanis mindenképpen csak közvetetten lehet mérni, azaz mérni kell a feszültséget és az áramot, és minden mérésnek van valamekkora hibája. Az eddigiek alapján felírható, hogy

$$\eta_{\text{mért}} = \frac{P_{2\text{mért}}}{P_{1\text{mért}}} = \frac{(1 + h_2) * P_2}{(1 + h_1) * P_1} \quad (94)$$

Ahol h_1 illetve h_2 a primer illetve szekunder oldali mérési hiba, P_1 illetve P_2 a tényleges, $P_{1\text{mért}}$ illetve $P_{2\text{mért}}$ pedig a mért teljesítmények. Figyelembe véve, hogy P_1 és P_2 a transzformátor jó hatásfoka miatt igen közel áll egymáshoz, továbbá figyelembe véve azt, hogy pont a transz-

formátor jó hatásfoka miatt inkább arra vagyunk kíváncsiak, hogy a tényleges hatásfok mennyiben tér el a 100% tól, a mérési hiba megengedhetetlen mértékben torzíthatja az eredményt. Az egyszerűség kedvéért az eddigieket számpéldával bemutatva:

Ha a transzformátor hatásfoka 96% a mérési hiba legnagyobb értéke pedig $\pm 2,5\%$ akkor határhelyzetben $\eta_{mért} = \frac{(1 + 0,025) * 0,96 * P_1}{(1 - 0,025) P_1} = 1,009$ ami azt jelenti, hogy sikerült megvalósítanunk az örökmozgót, pedig sajnos nem, csak elvi hibát ejtettünk a mérés során.

A következő lépésben nézzük meg, hogyan tudjuk mégis meghatározni a transzformátor hatásfokát.

A feladat megoldásához először tekintsük át a transzformátor energiamérlegét. Ez cseppet sem meglepő módon a legegyszerűbb formában a

$$P_1 = P_2 + P_v \quad (95)$$

alakban írható fel, és mindössze azt a nyilvánvaló tényt írja le, hogy a transzformátor primer oldalán betáplált teljesítmény (P_1) fedezi a szekunder oldalon kinyert teljesítményt (P_2) és a veszteségteljesítményeket (P_v). Ha a $P_1 = P_2 + P_v$ (95) szerinti összefüggés alapján írjuk fel a hatásfokot, akkor

$$\eta = \frac{P_1 - P_v}{P_1} \quad (96)$$

Mielőtt továbblépnénk gondoljuk végig, miért volt fontos ez a lépés. Amikor a hatásfokot

$$\eta_{mért} = \frac{P_{2mért}}{P_{1mért}} = \frac{(1 + h_2) * P_2}{(1 + h_1) * P_1} \quad (94)$$

számlálóként a szekunder oldali teljesítményeket, így minkét mérésnek saját mérési hibája volt, amik határhelyzetben összeadódhattak. Amikor a mérést $\eta = \frac{P_1 - P_v}{P_1}$ (96) szerint végezzük, akkor

mind a számlálóban, mind pedig a nevezőben a P_1 teljesítmény szerepel, így, (különösen, ha figyelembe vesszük, hogy P_1 és P_2 milyen közel áll egymáshoz, illetve ami ebből következik, hogy P_v lényegesen kisebb mint P_1 illetve P_2) ezt a mérési hibát tulajdonképpen kiküszöböljük.

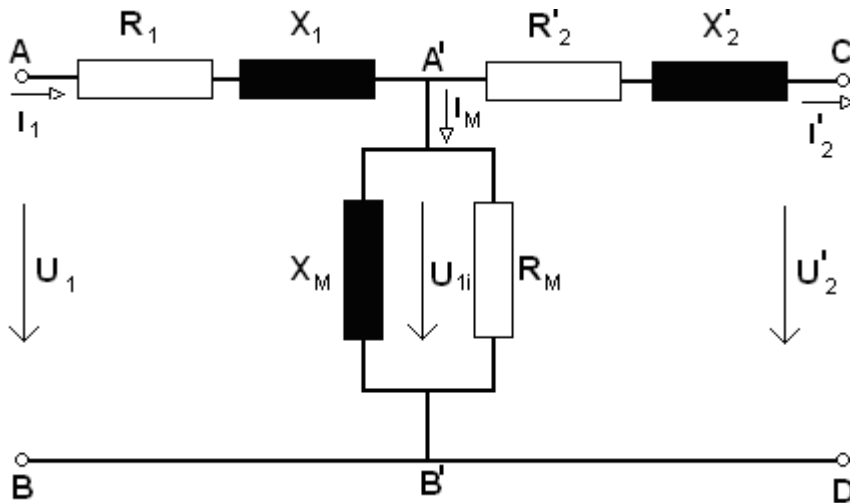
Feladatunk, a transzformátor hatásfokának meghatározása, a veszteségteljesítmények mérésére egyszerűsödött.

Elevenítsünk fel néhány alapvető ismeretet. Tudjuk, hogy a hatásfok a bemenő és a kimenő teljesítmény hányadosa. Tudjuk azt is, hogy villamos szempontból megkülönböztetjük a látzólagos, a hatásos és a meddő teljesítményt. Tudjuk azt, hogy minket a hatásos teljesítmény érdekel.

$$\eta = \frac{P_1 - P_v}{P_1} \quad (96)$$

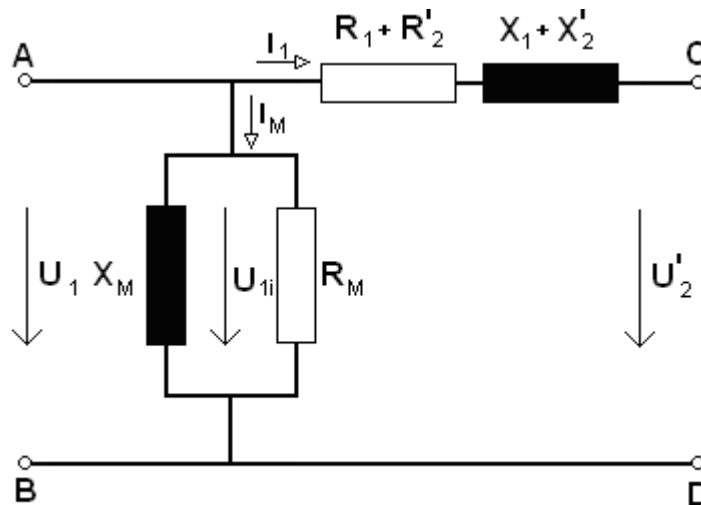
szerinti egyenletben a P_1 teljesítményt a primer oldali feszültség, áram és azok fázisszöge ismeretében meg tudjuk határozni, illetve meg tudjuk mérni. Más a helyzet a P_v veszteségteljesítménnyel.

Amikor a transzformátor helyettesítő képét felrajzoltuk, ellenőriztük, hogy az energetikai szempontból valóban helyettesíti a transzformátort. Ha ez így van, akkor a hatásfok meghatározásához vegyük elő a transzformátor helyettesítő képét.



15-19. ábra

Emlékezzünk vissza a helyettesítő kép szerepére. A helyettesítő kép szerinti áramkör nem pontos mása a transzformátornak, csak egy olyan modell, ami segíti a transzformátor működésének megértését. Ezenkívül emlékezzünk arra is, hogy a helyettesítő kép felrajzolásánál több közelítéssel is éltünk. Ilyen volt például, hogy szétválasztottuk a különböző veszteségeket reprezentáló impedanciákat, és önkényesen állapítottuk meg az áramkörön belüli elhelyezkedésüket. Emlékezzünk vissza arra is, hogy a 15-19. ábra szerint U_1 és az U_{1i} értéke valamint az I_1 és I_2 értéke közelítőleg megegyezik, így nem követünk el nagy hibát, ha a helyettesítő képet a következő alakba rajzoljuk át:



15-20. ábra

Mivel a transzformátor hatásfokának meghatározásakor a hatásos teljesítmények arányát számoljuk, ezért a veszteségteljesítmény meghatározásánál is a hatásos teljesítményt kell figyelembe vennünk. Hatásos teljesítmény csak az ohmos ellenálláson ébred, az induktivitáson nem, ezért itt is csak az ellenállásokkal kell törődnünk.

A 15-20. ábra összesen két ellenállást tartalmaz, ezek közül az $R_1 + R_2$ reprezentálja a primer és a szekunder tekercs ellenállását, az R_M pedig a vasmag örvényáramú illetve hiszterézis-veszteségét, azaz a vasveszteséget. Látható, hogy a vasveszteség állandó primer kapocsfeszültség esetén állandó

$$P_{\text{vas}} = \frac{U_1^2}{R_M} \quad (97)$$

míg a tekercsveszteség a transzformátor terhelő áramának négyzetével arányosan ($P_{\text{tekercs}} = I_2'^2 * (R_1 + R_2')$) változik.

$$P_{\text{teker cs}} = I_2'^2 * (R_1 + R_2') \quad (98)$$

Könnyű belátni, hogy amennyiben a transzformátor üresjárásban van, akkor a terhelő árama 0, azaz a tekercsveszteség szintén 0. A valóságban természetesen a primer tekercsen üresjárásban is folyik áram, hiszen a főfluxust fenn kell tartani, ez az áram azonban a névlegeshez képest elhanyagolható, így a vele járó veszteség is elhanyagolható. Röviden ha a transzformátor névleges feszültségen üresen jár, akkor a primer oldalon éppen a vasveszteséget tudom megmérni.

Azt is láttuk, hogy a tekercsveszteség a terhelő árammal négyzetesen arányos, így egyértelmű, hogy a névleges tekercsveszteség transzformátor névleges áramánál jelentkezik. Nyilvánvaló, hogy tekercsveszteséget akkor tudunk mérni, ha a transzformátor sarkaira valamilyen terhelést kötünk, ugyanis mint az előzőekben láttuk, üresen járó transzformátor esetén a névlegeshez képest elhanyagolható áram folyik át a tekercseken. (a 15-20. ábra szerinti helyettesítő kapcsolásban ezt az elhanyagolást már a kapcsolat felrajzolásánál megtettük) Terhelt transzformátor esetén azonban a veszteségteljesítmény a primer oldali és a szekunder oldali teljesítmény különbségéből adódik, így visszajutottunk ahhoz a problémához, ami miatt egyáltalán a veszteségteljesítményekkel foglalkozunk.

Szerencsére van megoldás. Mivel $P_1 = P_2 + P_v$ (95)-ből mindenképpen következik a

$$P_v = P_1 - P_2 \quad (99)$$

Így ha akár P_1 akár P_2 értéke 0, a másik teljesítmény pont a veszteségteljesítményt adja. A veszteségteljesítményt nyilvánvalóan a táplálás oldaláról fedezzük, így egyértelmű, hogy $P_1 \neq 0$. A szekunder oldali teljesítmény írjuk fel

$$P_2 = (I_2')^2 * R_T \quad (100)$$

Ahol R_T a terhelő impedancia ohmos része. A $P_2 = (I_2')^2 * R_T$ (100) egyenlet alapján a szekunder oldali teljesítmény két esetben lehet 0. Az egyik lehetőség, hogy I_2' értéke 0, ez egyszerűen megoldható, a transzformátor üresjárásának hívják, és mint a fejezet elején látható volt, így tudjuk megmérni a vasveszteséget, mivel ekkor a tekercsveszteség elhanyagolható. A másik lehetőség ha az R_T értéke 0. A helyettesítő kép esetén ezt egy vonallal el tudjuk intézni, de a valóságban kicsit más a helyzet. Ha rövidre zárjuk a transzformátor szekunder oldalát, miközben a primer oldalra a névleges feszültséget kapcsoljuk, akkor a transzformátoron a megengedhető áram sokszorosa folyik át, így a transzformátor igen rövid idő alatt leég.

Most foglaljuk össze az előzőekben felírt információkat.

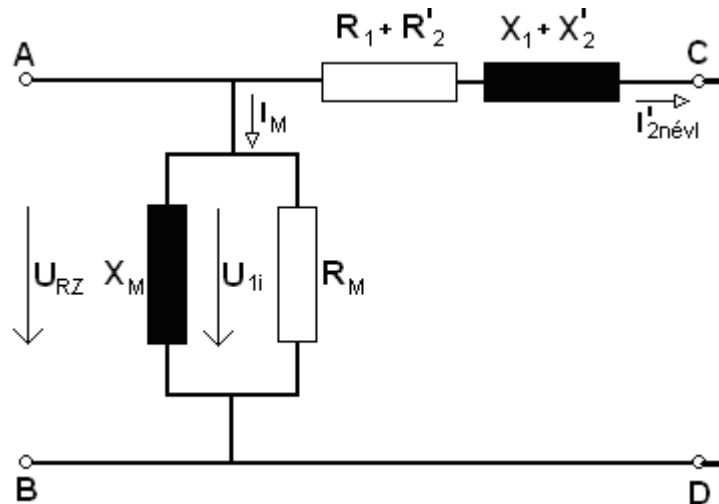
Ha a transzformátor szekunder oldalát rövidre zárjuk, akkor a primer oldalon mért teljesítmény teljes egészében veszteségteljesítményt fedez.

A vasveszteség csak a primer oldali feszültségtől függ.

A maximális tekercsveszteség a transzformátor névleges áramánál lép fel.

Rajzoljuk fel a 15-20. ábra a fentieknek megfelelően. Mivel az Ohm és a Kirchoff törvények igazak, így ha a tekercseken az I_2' nével áram folyik, az egyértelműen meghatározza a primer

oldalra kötött feszültséget. Ezt a feszültséget hívjuk a transzformátor rövidzárási feszültségének.



15-21. ábra

Mivel a 15-21. ábra szerinti kapcsolásban a transzformátor szekunder feszültsége 0, üzemi állapotban pedig U_2 így könnyen belátható, hogy U_{RZ} a névleges primer feszültségnek néhány százaléka. A rövidzárási és a névleges feszültség hányadosa a transzformátor egyik fontos jellemzője, drop-nak nevezzük

$$\varepsilon = \frac{U_{RZ}}{U_1} \quad (101)$$

Visszatérve a transzformátor tekercsveszteségére, rövidzárási mérésben a 15-21. ábra vasvesztéséget reprezentáló R_M ellenállásra jutó feszültség lényegesen kisebb, mint a névleges esetben lenne, így rövidzárási mérésben a vasvesztéséget hanyagolhatjuk el.

Összefoglalva, ha a transzformátor primer oldali teljesítményét üresjárásban mérjük, akkor pont a tekercsveszteség értéket kapjuk, míg rövidzárási mérés esetén a primer oldalon mért teljesítmény a névleges terhelés melletti tekercsveszteséggel egyezik meg.

Most vizsgáljuk meg a transzformátor hatásfokát a terhelés függvényében.

Ha $P_{vas} = \frac{U_1^2}{R_M}$ (97)-t és $P_{tekeres} = I_2'^2 * (R_1 + R_2')$ (98)-t értelemszerűen behelyettesítjük

$\eta = \frac{P_1 - P_v}{P_1}$ (96)-ba, akkor a

$$\eta = \frac{P_1 - \left(\frac{U_1^2}{R_M} + I_2'^2 * (R_1 + R_2') \right)}{P_1} \quad (102)$$

összefüggésre jutunk. Ismét kihasználva azt, hogy a transzformátor hatásfoka nincs messze a 100%-tól, azaz $I_2'/I_{2névl} \approx I_1/I_{1névl}$ továbbá miután U_1 állandó, írható, hogy

$$a = \frac{I_2'}{I_{2névl}} = \frac{I_1}{I_{1névl}} * \frac{U_1 * \cos(\phi)}{U_1 * \cos(\phi)} = \frac{P_1}{P_{1névl}} \quad (103)$$

ahol P_1 illetve $P_{1névl}$ a transzformátor hatásos teljesítménye.

Az eddigiekben láttuk, hogy üresjárási méréssel meg tudjuk határozni a vasvesztéséget, a rövidzárási méréssel meg tudjuk határozni a névleges áramhoz, így a névleges teljesítményhez

$$\text{tartozó tekercsvesztéséget, és } \eta = \frac{P_1 - \left(\frac{U_1^2}{R_M} + I_2'^2 * (R_1 + R_2') \right)}{P_1} \quad (102) \quad \text{valamint} \quad a$$

$$a = \frac{I_2'}{I_{1n\acute{e}vl}} = \frac{I_1}{I_{1n\acute{e}vl}} * \frac{U_1 * \cos(\phi)}{U_1 * \cos(\phi)} = \frac{P_1}{P_{1n\acute{e}vl}} \quad (103) \text{ alapján felírható, hogy}$$

$$\eta = \frac{a * P_{1n\acute{e}vl} - (P_{vas} + a^2 * P_{te\ ker\ csn\acute{e}vl})}{a * P_{1n\acute{e}vl}} \quad (104)$$

Az egyenlet átrendezésével eljutunk az

$$\eta = 1 - \frac{(P_{vas} + a^2 * P_{te\ ker\ csn\acute{e}vl})}{a * P_{1n\acute{e}vl}} \quad (105)$$

összefüggéshez, amelyet deriválva az

$$\eta' = \frac{(2 * a * P_{te\ ker\ csn\acute{e}vl})(a * P_{1n\acute{e}vl}) - P_{1n\acute{e}vl} * (P_{vas} + a^2 * P_{te\ ker\ csn\acute{e}vl})}{a^2 * P_{1n\acute{e}vl}} \quad (106)$$

Egyenlethez jutunk. A hatásfok szélsőértéke η' zérushelyén lesz, azaz a

$$(2 * a * P_{te\ ker\ csn\acute{e}vl})(a * P_{1n\acute{e}vl}) - P_{1n\acute{e}vl} * (P_{vas} + a^2 * P_{te\ ker\ csn\acute{e}vl}) = 0 \quad (107)$$

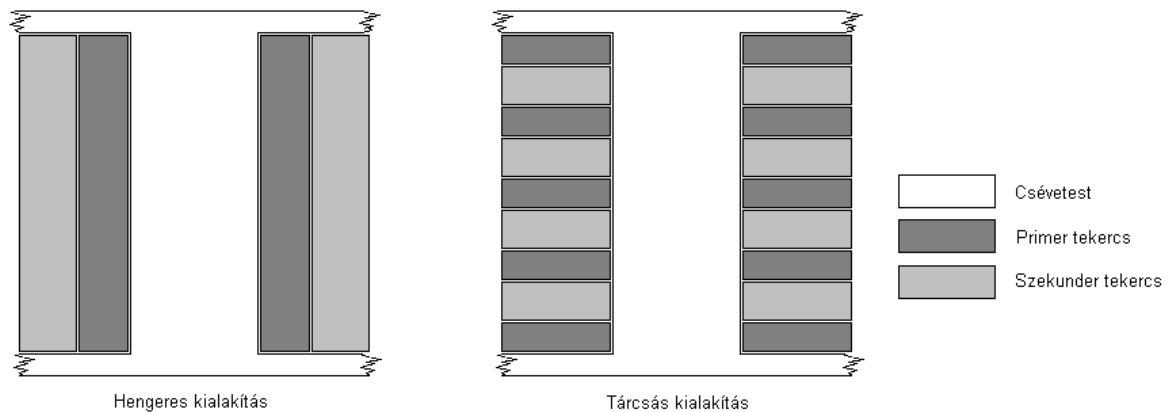
egyenlet teljesülésekor. Az egyenletet rendezve a

$$a^2 * P_{te\ ker\ csn\acute{e}vl} = P_{vas} \quad (108)$$

összefüggésre jutunk, ahol $a^2 * P_{te\ ker\ csn\acute{e}vl}$ éppen az adott teljesítményhez tartozó tekercsvesztés. Az $a^2 * P_{te\ ker\ csn\acute{e}vl} = P_{vas}$ (108) alapján belátható, hogy a transzformátor hatásfoka ott maximális, ahol a tekercsvesztés és a vasvesztés megegyezik.

15.5. Az egyfázisú transzformátorok felépítése

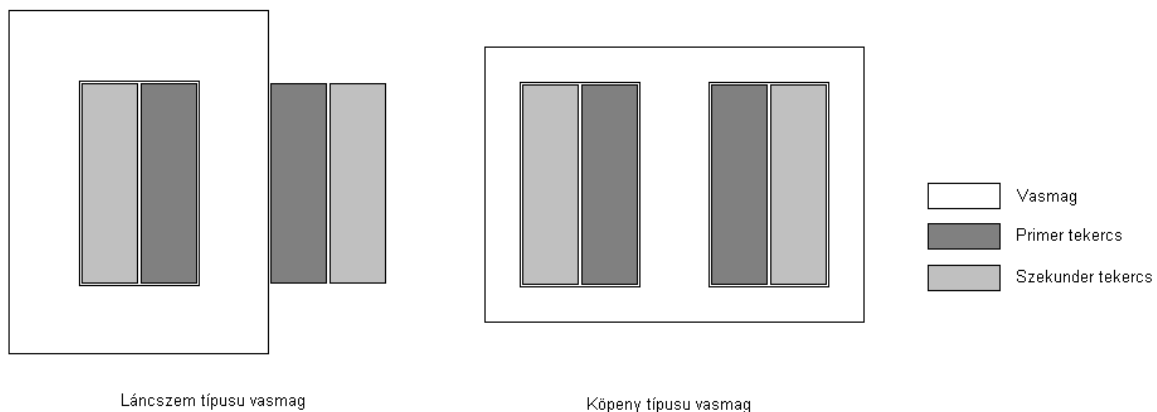
A transzformátorok tárgyalásának elején említettük, hogy a 15-1. ábra szerinti elrendezés a legszemléletesebb, ám a gyakorlatban nem használt. Ennek elsődleges oka, hogy ebben az elrendezésben a szórt fluxusok mértéke lényegesen nagyobb, mintha a primer és a szekunder tekercseket azonos oszlopra építjük. Maga a tekercselés kétféleképpen alakítható ki, lehet hengeres vagy tárcsás, ahogyan azt a 15-22. ábra mutatja.



15-22. ábra

Magát a tekercselést sohasem közvetlenül a vasmagon helyezük el, és az egyes tekercsek között külön szigetelés helyezünk el.

A vasmag kialakítását a 15-23. ábra mutatja.



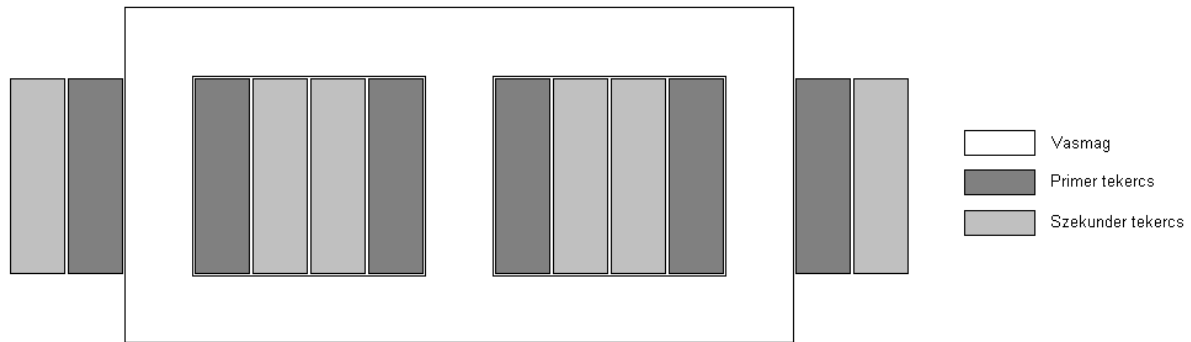
15-23. ábra

A vasmagnak azt a részét, amelyen a tekercs található, oszlopnak hívjuk, a többi részét pedig járomnak. Látható, hogy láncszem típusú vasmag esetén a járom és az oszlop keresztmetszete megegyezik, míg a köpeny típus esetén a járom keresztmetszete fele az oszlop keresztmetszetének. Ez a kialakítás biztosítja, hogy a teljes vasmagban a fluxus állandó legyen.

15.6. Háromfázisú transzformátorok

15.6.1. A háromfázisú transzformátorok felépítése

A gyakorlatban a villamos energia előállítása és továbbítása háromfázisú rendszerben történik. Háromfázisú transzformátor leggyakoribb kialakítása a háromoszlopos kivétel, .



Háromoszlopos háromfázisú transzformátor

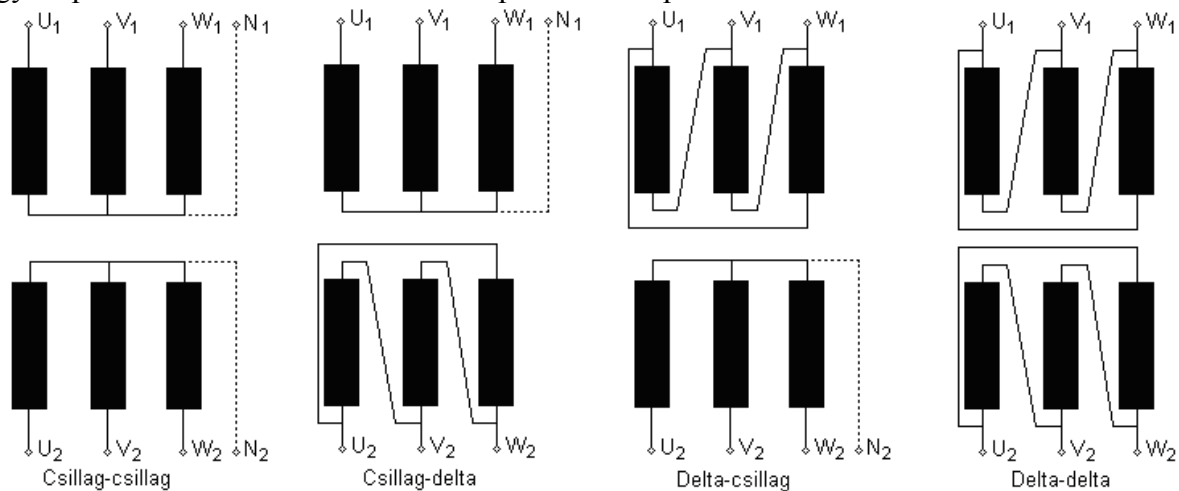
15-24. ábra

A 15-24. ábra látható transzformátort érdemes egy kicsit alaposabban megvizsgálni. A transzformátorok működési elvének tárgyalásakor láttuk, hogy a működés alapja a gerjesztések egyensúlya. Ennek lényege, hogy a primer tekercs által gerjesztett mágneses mező fluxusvonalai a szekunder tekercsen keresztül záródnak, és a primer és a szekunder tekercs gerjesztése egyensúlyban vannak. Ha a 15-24. ábra esetén, ha bármelyik tekercspárt vizsgáljuk, annak fluxusa valamelyik másik tekercspáron keresztül záródnak. Háromfázisú táplálás esetén a gerjesztések egyensúlya csak úgy lehetséges, ha a terhelés szimmetrikus.

Aszimmetrikus fogyasztás esetén a vasmagban járulékos fluxus keletkezik, ami a vasmag melegedését, illetve járulékos veszteséget okoz. A valóságban a fogyasztás sok esetben egyfázisú, így a terhelések elosztásával kell gondoskodni a megfelelő szimmetriáról.

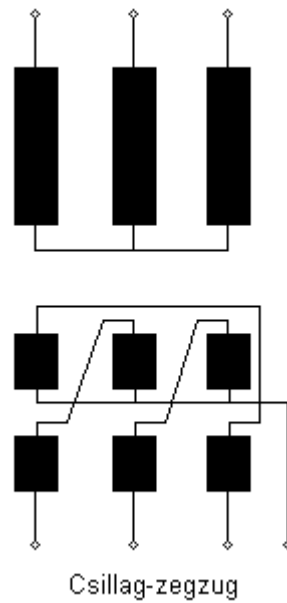
15.6.2. Háromfázisú transzformátorok kapcsolása

Mind a primer mind pedig a szekunder tekercs beköthető csillag illetve delta kapcsolásban, így alapvetően a 15-25. ábrán látható kapcsolások képzelhetők el.



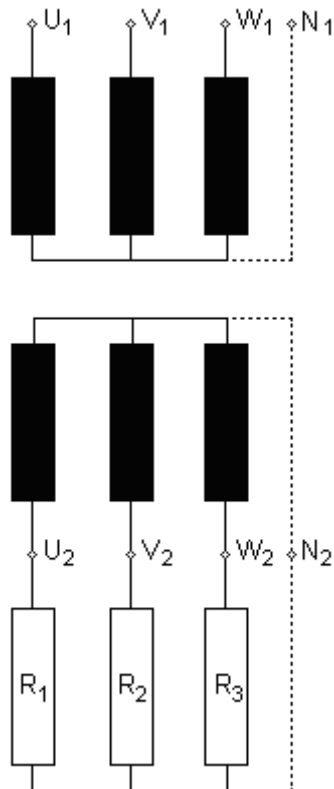
15-25. ábra

A 15-25. ábra kapcsolásai közül a gyakorlatban a delta-delta kapcsolást nem használjuk. A csillag kapcsolások esetén a csillagpont (0 pont) kivezetése opcionális, a felhasználástól függ. Az aszimmetrikus terhelés káros hatásának csökkentése érdekében alkalmaznak egy az előzőektől elérő, az úgynevezett „zegzug” kapcsolást. Itt mindhárom primer tekercshez két szekunder tekercs tartozik, és mindhárom szekunder kivezetés két külön oszlopon levő tekercshez kapcsolódik, mint az a következő ábrán látható



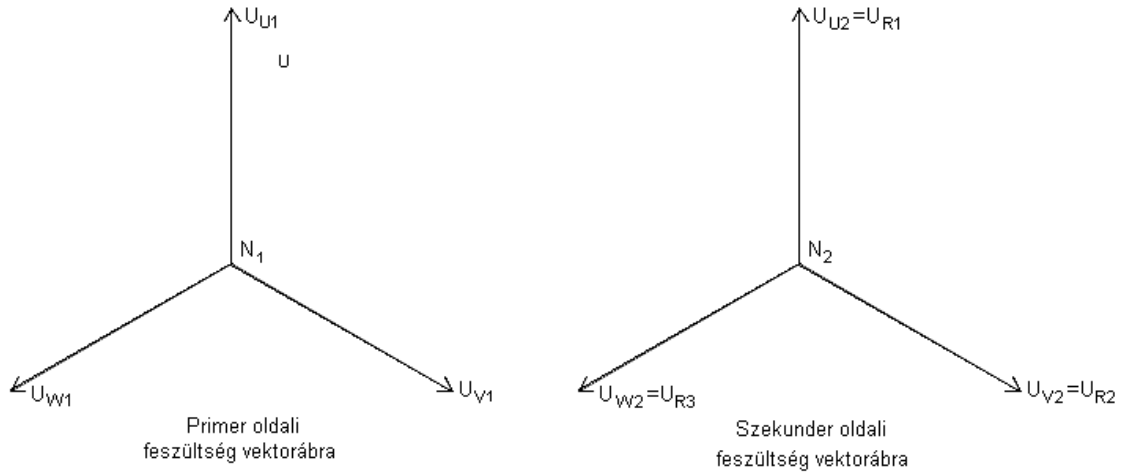
15-26. ábra

A háromfázisú transzformátorok jellemzője a fázistolás. Mint azt az egyfázisú transzformátoroknál láttuk, a primer tekercs és a szekunder tekercs feszültsége időben jó közelítéssel fázisban vannak egymással. A 15-25. ábra jelöléseit alkalmazva rajzoljuk fel a tisztán ohmos ellenállással szimmetrikusan terhelt csillag-csillag kapcsolást



15-27. ábra

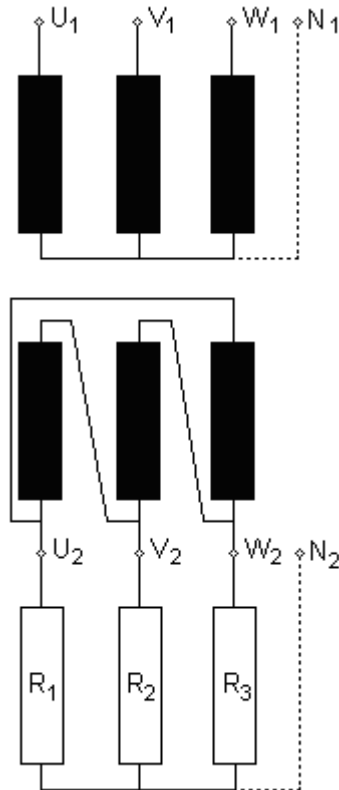
A kapcsoláshoz tartozó feszültség vektorábra az alábbi lesz



15-28. ábra

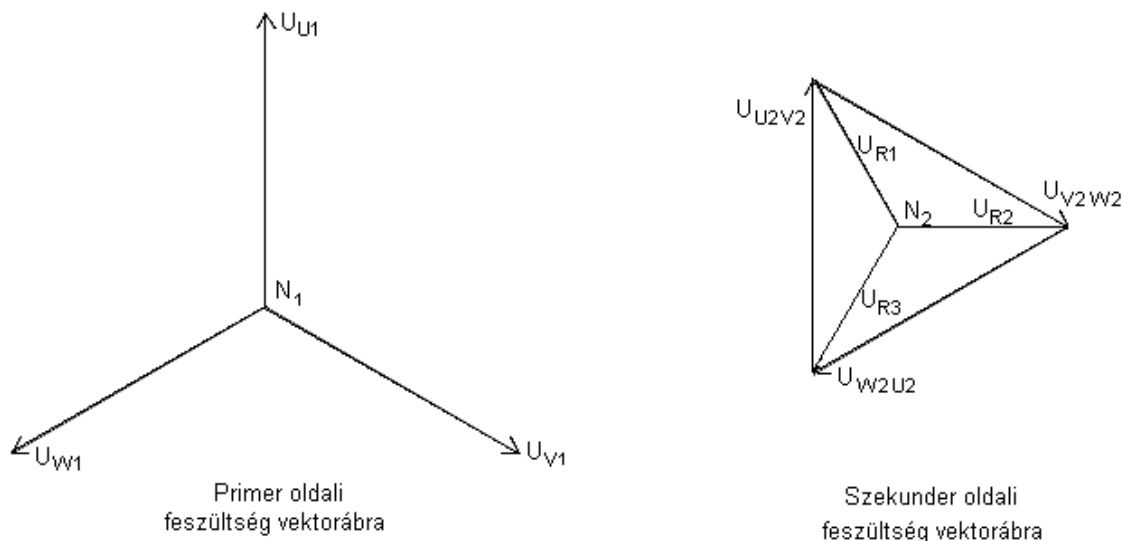
Mint a vektorábrán látható, az egyes ellenállásokon eső feszültség fázisban van a hozzá tartozó primer oldali kapocsfeszültséggel.

Most rajzoljuk fel a tisztán ohmos ellenállással szimmetrikusan terhelt csillag-delta kapcsolást



15-29. ábra

Mint látható, ebben a kapcsolásban a transzformátor szekunder oldalán nincs nullpont kivezetés, csak a terhelő ellenállások csillagpontját jelöljük. Az ábrához tartozó feszültség vektorábrára valamivel bonyolultabb, mint az előző volt.



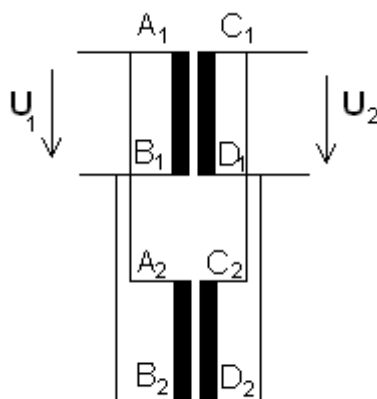
15-30. ábra

Látható, hogy az R_l ellenálláson eső U_{Rl} feszültség és a hozzá tartozó U_{Ul} primer feszültség egymással 330° szöget zárnak be. Belátható, hogy bármely kialakítás esetén a fázistolás 30° egész számú többszöröse lesz, továbbá, hogy a fázistolás mértéke csak a primer és szekunder tekercselés kialakításától függ.

Ahogy említettem a fázistolás mértéke mindig a 30° egész számú többszöröse, így azt jelölhetjük óra értékekkel is, például a 15-30. ábra 330° fázistolásának a 11 óra felel meg. A primer tekercs kialakítását nagy, a szekunder tekercs kialakítását kisbetűvel a fázistolást pedig az óraértéknek megfelelő számmal jelölve a 15-29. ábra szerinti transzformátor Yd11 jelölést kap. A jelölésnél 'y' jelenti a csillag, 'd' jelenti a delta 'z' pedig a zezug kapcsolást.

15.7. Transzformátorok párhuzamos üzeme

Transzformátorok párhuzamos üzeménél a transzformátoroknak mind a primer mind pedig a szekunder oldalát párhuzamosan kötjük, azt várva ettől, hogy a két párhuzamosan kapcsolt transzformátor teljesítménye összeadódik.

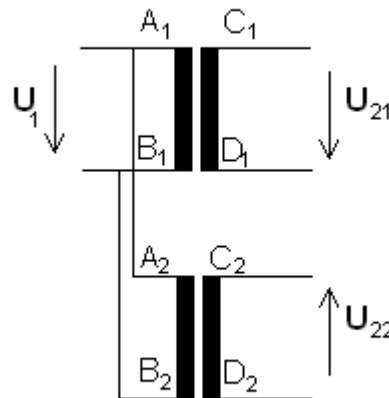


15-31. ábra

Ahhoz hogy ezt elérjük, néhány feltételnek teljesülnie kell. Az első feltétel talán a legnyilvánvalóbb, a transzformátorok áttételének meg kell egyeznie. Ha ugyanis az A_1 és A_2 valamint a

B_1 és B_2 pontokat összekötjük és U_1 feszültséget kapcsolunk rá, akkor a C_1 és D_1 pontok között $a_1 * U_1$, C_2 és D_2 pontok között pedig $a_2 * U_1$ feszültség jelenik meg, ahol a_1 és a_2 a két transzformátor áttétele. Ahhoz, hogy a C_1 és C_2 illetve D_1 és D_2 pontokat összeköthessük, nyilvánvalóan feltétele, hogy $a_1 * U_1$ és $a_2 * U_1$ értéke megegyezzen ez pedig csak akkor lehetséges, ha $a_1 = a_2$.

A második feltétel tulajdonképpen az első feltétel továbbgondolása. Nézzünk meg két transzformátort, amelyeknek azonos az áttétele. Ekkor adott primer feszültség esetén a szekunder feszültség alakulása a tekercselések irányától függően az alábbi lehet



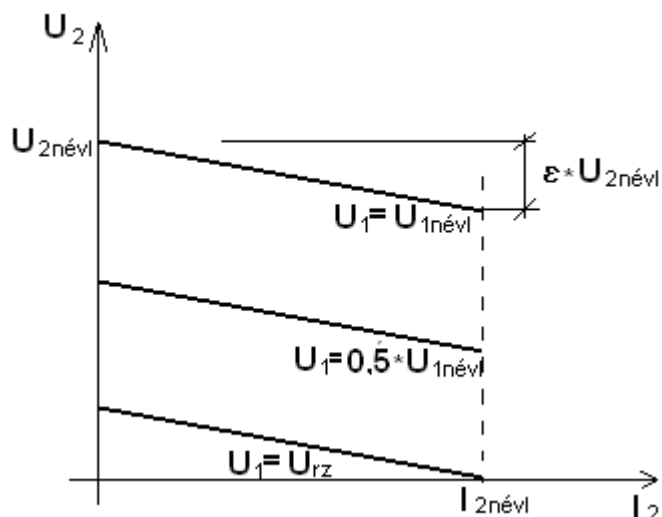
15-32. ábra

Miként látható, ha például a D_1 és D_2 pontokat összekötjük, akkor a C_1 és C_2 pontok között az U_{21} és U_{22} feszültség összege, azaz az U_2 feszültség kétszerese jelenik meg, ami nyilvánvalóan nem engedhető meg. Ebből következően a második feltétel, hogy az áttételen túl a szekunder feszültségek fázishelyzetének is meg kell egyeznie. Háromfázisú transzformátoroknál értelemszerűen a transzformátor kialakításából adódó fázistolásnak is meg kell egyeznie, továbbá a párhuzamosan kapcsolt tekercsek fázissorrendjének is egyeznie kell.

A harmadik és egyben utolsó feltétel vizsgálatához kicsit tovább kell néznünk a transzformátorok viselkedését. A 15-21. ábra alapján határoztuk meg a transzformátor rövidzárási feszültségét. Emlékezzünk vissza, hogy a rövidzárási mérésnél a transzformátor szekunder kapcsait rövidre zártuk és a primer kapcsokra akkora feszültséget kötöttünk, hogy a szekunder oldalon éppen a névleges áram folyjon. Ez az állapot a 15-33. ábra $U_1 = U_{rz}$ paraméterű egyenesének $I_{2n\acute{e}vl}$ értékéhez tartozó pontja. A 15-20. ábra látható helyettesítő képet figyelembe véve felírható az

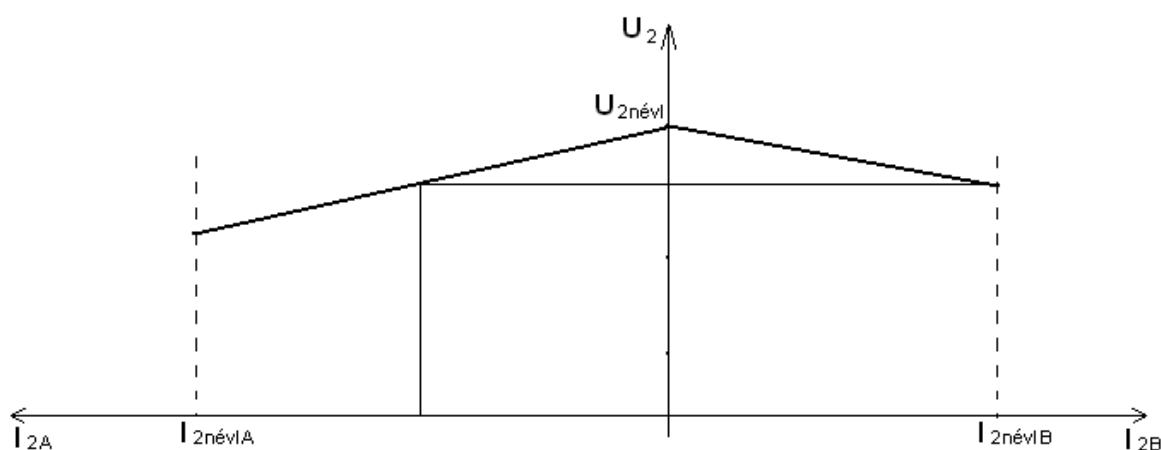
$$\overline{U}'_2 = \overline{U}'_{20} - \overline{I}'_2 * \overline{Z} \quad (109)$$

összefüggés. Az összefüggés alapján belátható, hogy U'_2 értéke I'_2 értékével lineárisan változik, és a változás meredeksége független U_1 értékétől. Ennek megfelelően U_2 értékének alakulása a következő ábrán látható



15-33. ábra

Miért érdekes ez a transzformátorok párhuzamos kapcsolásánál? A kérdés megválaszolásához rajzoljuk fel egy közös diagramba két különböző droppal rendelkező transzformátor jelleg-görbéjét



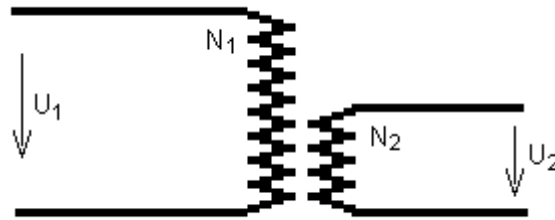
15-34. ábra

Az ábrán az 'A' jelű transzformátor névleges árama is és dropja is nagyobb mint a 'B' jelű transzformátoré. Mivel a két transzformátor párhuzamosan van kapcsolva, így mind a primer, mind pedig a szekunder feszültségek azonos. A 15-34. ábra mutatja, hogy azon a szekunder feszültségen, ahol a 'B' jelű transzformátor eléri a névleges áramát, az 'A' jelű transzformátor még vidáman a terhelhetősége derekán jár. Könnyen belátható, hogy létezik olyan helyzet, amikor két párhuzamosan kapcsolt transzformátorral kisebb teljesítményt tudok elérni, mint amire a nagyobb teljesítményű transzformátor magában képes volna. Összegezve a transzformátorok párhuzamos kapcsolásának harmadik feltétele az, hogy a két transzformátor dropja azonos legyen. (Ez utóbbi - ellentétben a korábbi feltételekkel - csak "puha" feltétel: ha nem teljesül, attól még a két transzformátor járhat párhuzamos üzemben, de nem tudom belőlük kivenni a két egyéni teljesítmény összegét.)

15.8. Speciális transzformátorok

15.8.1. Takarékkapcsolású transzformátor

Tekintsünk egy egyfázisú transzformátort csak két tekercsével, a vasmagot ne ábrázoljuk.



15-35. ábra

Az egy menetre jutó feszültség ekkor primer oldalon

$$U_{\text{menet } 1} = \frac{U_1}{N_1} \quad (110)$$

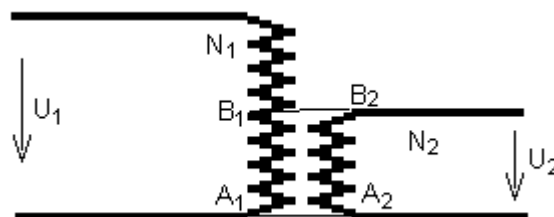
Szekunder oldalon pedig

$$U_{\text{menet } 2} = \frac{U_2}{N_2} \quad (111)$$

A $U_2 = \frac{N_2}{N_1} * U_1$ (65) egyenletet az $U_{\text{menet } 2} = \frac{U_2}{N_2}$ (111)-be helyettesítve az

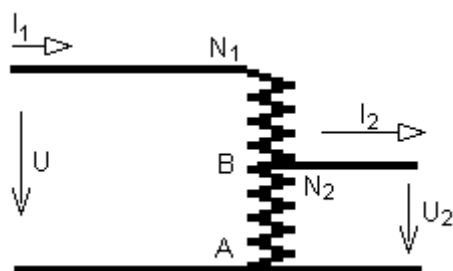
$$U_{\text{menet } 2} = \frac{\frac{N_2}{N_1} * U_1}{N_2} = \frac{U_1}{N_1} \quad (112)$$

összefüggésre jutunk, azaz az egy menetre jutó feszültség mind a primer mind pedig a szekunder oldalon megegyezik. Ez azt jelenti, hogy a 15-35. ábra szerinti kapcsolásban az összeköthetjük az azonos potenciálon levő pontokat.



15-36. ábra

Könnyen belátható, hogy az A₁-B₁ pontok közötti tekercsrész és az A₂-B₂ pontok közötti tekercs meneteinek minden pontja rendre azonos potenciálon van, így a két tekercs összevonható. Ekkor a transzformátor kialakítása



15-37. ábra

A takarékkapcsolású transzformátor jelentősége, hogy az 'A' és 'B' jelű pontok közötti tekercsrészen csak $I_2 - I_1$ nagyságú áram folyik, ennek megfelelően kisebb keresztmetszetű vezeték elegendő.

A takarékkapcsolású transzformátor primer és szekunder oldala - valamennyi transzformátornak megfelelően - felcserélhető, mivel a mágneses tér erővonalai a vasmagban záródnak, így ha az alacsonyabb menetszámú tekercsrészt kapcsolom a primer oldalra, a szekunder oldali tekercsen az áttételnek megfelelő feszültség jelenik meg

A kapcsolás jelentős hátránya ugyanakkor, hogy a két tekercs egymástól galvanikusan nem független.

15.8.2. Toroid transzformátor

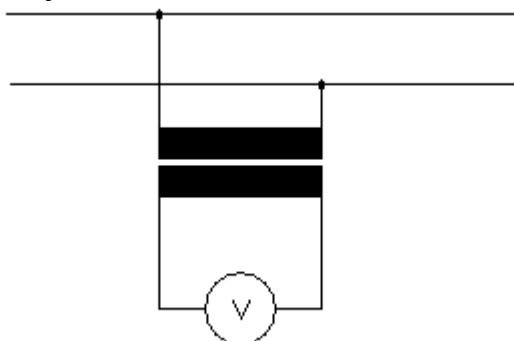
A toroid transzformátor valójában egy speciális takarékkapcsolású transzformátor. A transzformátort egy gyűrű alakú vasmagra tekersek, A tekercs két végpontját valamint egy mozgó csúszka segítségével egy változtatható középső pontot vezetik ki, így a toroid transzformátorral változtatható szekunder feszültséget tudok előállítani.

15.8.3. Mérőtranszformátorok

A mérőtranszformátorok szerepe kettős, egyfelől feladatuk a nagy feszültségek és áramok mérőműszerek által mérhető értékűre való alakítása, másrészt feladatuk az életvédelmi szempontból túl nagy feszültségek elszigetelése a mérőműszerektől

Feszültségváltó

Bekötését az alábbi ábra mutatja



15-38. ábra

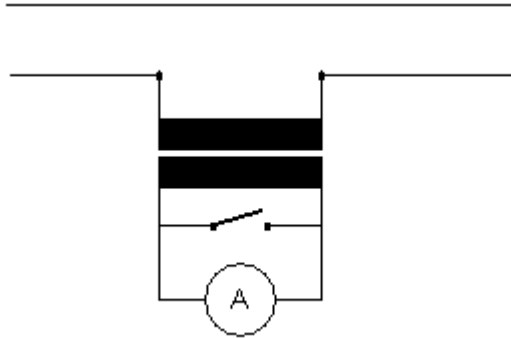
A feszültségmérő belső ellenállása nagy, így a feszültségváltó egy a áttételű üresen járó transzformátor. A feszültségváltók mérési hibája az

$$h = \frac{A \cdot U_2 - U_1}{U_1} \quad (113)$$

Összefüggéssel határozható meg, jellemző értéke 0,1% és 3% között mozog

Áramváltó

Sorosan építjük be a mérendő áramkörbe



15-39. ábra

Az árammérők belső ellenállása igen kicsi, így az áramváltó egy rövidre zárt transzformátornak felel meg, abban különbözik egy normál transzformátortól, hogy erre a rövidzárási állapotról méretezzük.

Az áramváltó működési elvéből következik, hogy a primer tekercse igen alacsony menetszámú, a szekunder tekercs pedig nagyobb. Az áramváltó szekunder tekercsét nem szabad megszakítani, mert a gerjesztések egyensúlyának hirtelen megváltozása következtében fellépő járulékos feszültség illetve áramlökés a transzformátort tönkretelheti.

15.8.4. Ívhegesztő transzformátor

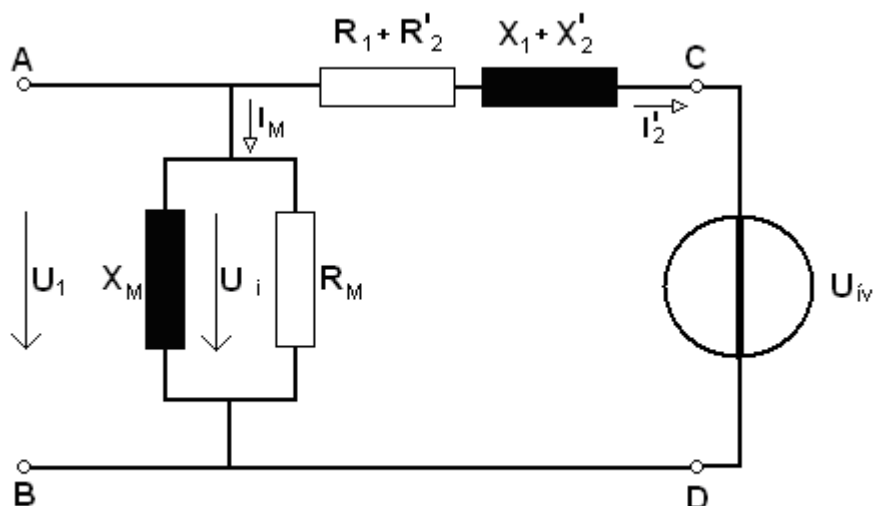
Bár a félvezetős hegesztő inverterek mellett az ívhegesztő transzformátorok egyre inkább háttérbe szorúlnak, azért a működési elv érdekessége miatt szóljunk néhány szót erről az eszközről.

A hegesztési folyamat során kettős feladatot kell megoldani. Először meg kell gyújtani az ívet, majd a hegesztési folyamat alatt fenn kell tartani azt.

Az ívgyújtásnál a hegesztőpálcát rövid ideig hozzáérintjük a hegesztendő alkatrészekhez. Ekkor a transzformátoron rövidzárási áram indul meg. Ezután az elektródát kis mértékben eltávolítva a hegesztendő alkatrészekről az ívet a hegesztés folyamata alatt folyamatosan fenntartjuk.

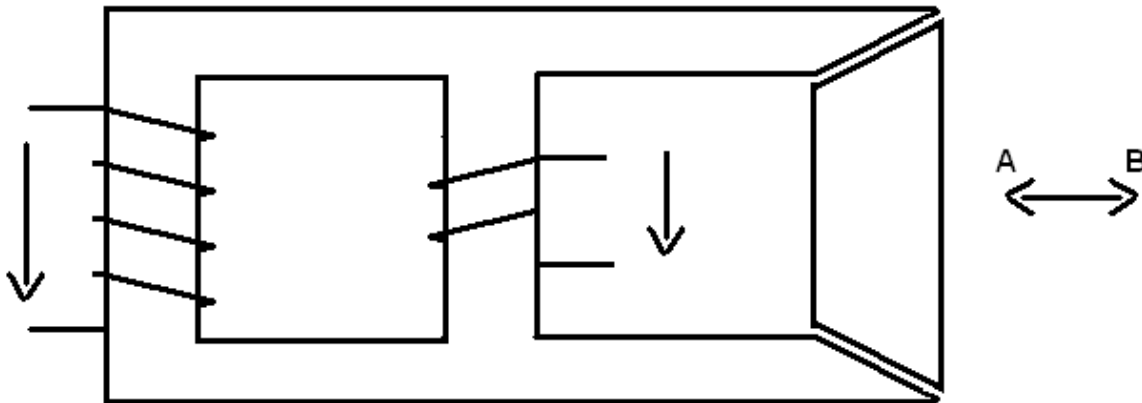
Ebben a folyamatban gondot okoz, hogy a hegesztési folyamat alatt az ívhossz nem tartható tökéletesen azonos értéken, márpedig az ívhossz változása jelentősen befolyásolja az ív fenntartásához szükséges feszültséget. A transzformátor rövidzárási mérésénél pedig azt láthattuk, hogy az transzformátor szekunder oldalán már a feszültség kismértékű változása is jelentősen befolyásolja a transzformátor szekunder áramát, jelen esetben hegesztőáramot.

Ez a nagymértékű áramváltozás technológiai szempontból nem megengedhető, a megoldás érdekében gondoljuk át miből vezettük le a rövidrezárt transzformátor szekunder oldali jelleggörbét. Rajzoljuk fel a 15-21. ábrának megfelelő helyettesítő képet annyi különbséggel, hogy a rövidzár helyére egy feszültséggenerátort kötünk.



15-40. ábra

Némi magyarázatra szorul, hogy a szekunder körbe miért feszültséggenerátort kötöttünk. Ívhegesztő transzformátorról beszélünk, így a 'C' és 'D' kapcsok között egy villamos ívet kell modelleznünk. A villamos ív feszültsége a villamos ív hosszával arányos, az íváramot a tápoldal kimeneti impedanciája korlátozza. Egy általános használatú transzformátornál az a lényeg, hogy az áramerősség megváltozása ne változtassa nagy mértékben a szekunder feszültséget. Ezt értelemszerűen azzal érjük el, hogy a 15-40. ábra szerinti kapcsolásban az $(R_1 + R'_2) + (X_1 + X'_2)$ impedancia értéket alacsonyan tartjuk. Láttuk, hogy az ívhegesztő transzformátornál más a cél, itt a szekunderoldali feszültségingadozás ellenére jó közelítéssel állandó értéken akarjuk tartani az áram értékét. Ennek eléréséhez az előbb említett $(R_1 + R'_2) + (X_1 + X'_2)$ értéket nagyra kell választani. Az $(R_1 + R'_2)$ érték növelését, mint lehetőséget rendkívül rövid idő alatt elvetjük. Már a hegesztőáram 100A nagyságrendű értékéhez tartozó változtatható ellenállás sem egyszerű eset, de a nagyobb gond az, hogy az ohmos ellenállás értékével lineárisan nő a transzformátor hatásos veszteségteljesítménye, ami teljes egészében hőenergiává alakul. Ez a hőenergia melegíti a vasmagot, a tekercset, márpedig a melegedés minden villamos eszköz élettartamának a csökkenését (adott esetben jelentős mértékű csökkenését eredményezi). A megoldás az eddigiek tükrében egyszerű. Ha az $(R_1 + R'_2) + (X_1 + X'_2)$ értéket akarjuk növelni, de az $(R_1 + R'_2)$ -t nem akkor a szórásreaktanciákat kell növelnem, azaz olyan módon kell kialakítanom a vasmagot, hogy lehetővé tegyem azt, hogy a tekercsek fluxusvonalainak egy része ne a másik tekercsen keresztül záródjon. Az elvi kialakítás a következő ábrán látható.



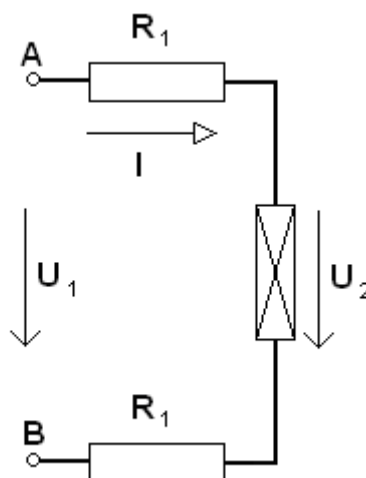
15-41. ábra

A vasmag harmadik oszlopának A - B irányú elmozdításával tudom a légrés illetve a keresztmetszet értékét, ezen keresztül az elkerülő ág mágneses ellenállását változtatni, A mágneses ellenállásának változtatásával a szórt fluxus aránya, és ezzel együtt $(X_1+X'_2)$ értéke is azonos irányban változik, lehetővé téve a hegesztőáram szabályozását.

15.9. A transzformátorok gyakorlati szerepe

15.9.1. Villamos energia szállítása

Az előző fejezet alapján a transzformátor arra alkalmas, hogy egy adott értékű váltakozó feszültséget más értékre transzformáljon. Ezt használjuk ki a villamos energia szállításánál. A villamos energia előállítása jellemzően erőművekben történik, és az erőművektől a fogyasztóig vezetékrendszereken keresztül jut el. Említsük még meg, hogy a fogyasztó számára az összes villamos jellemző közül a teljesítmény az igazán fontos, és tulajdonképpen lényegtelen a feszültség illetve az áram nagysága. Mivel a vezetékrendszerek nem ideális vezetők, azaz ohmos ellenállásuk van, nyilvánvaló, hogy hatásos teljesítmény ébred rajtuk, azaz veszteségük lesz. A veszteség pedig nem jó senkinek, így ezt lehetőleg csökkenteni kell. A végletekig leegyszerűsítve a dolgot, az erőművet egy feszültséggenerátorral, a fogyasztót pedig egy impedanciával, a távvezetékét pedig R_l ellenállással jellemezve a villamos hálózat a következőképp modellezhető



15-42. ábra

A fogyasztó számára az impedancián megjelenő hatásos teljesítmény nagysága a fontos, ezt pedig a már régről ismert

$$P = U * I * \cos(\phi) \quad (114)$$

összefüggés alapján számolhatjuk ki. A 15-42. ábra szerint a távvezeték vesztesége pedig az

$$P_v = I^2 R_1 \quad (115)$$

összefüggéssel számítható. Az előző két összefüggés alapján könnyen belátható, hogy a távvezeték, és természetesen ezzel együtt az energiatovábbítás vesztesége annál kisebb, minél nagyobb a villamos fogyasztó oldalán (és ezzel együtt természetesen az erőmű illetve egyéb áramtermelő oldalán) a feszültség. Sajnos szigetelési és egyéb műszaki okok miatt sem erőművi oldalon nem tudunk elég nagy feszültséget előállítani, sem pedig fogyasztói oldalon nem tudunk olyan berendezéseket gyártani, amelyek közvetlenül csatlakozhatnak a szállítás szempontjainak megfelelő feszültségű hálózathoz, így a gyakorlatban az erőművekben előállított feszültséget magasabb értékre transzformáljuk, majd a fogyasztás helyén számunkra megfelelő értékűre transzformáljuk vissza.

A villamos energia elosztása több szinten történik, és természetesen ennek megfelelően különböző feszültség szinteken. A háztartásokban használt feszültség effektív értéke 230 V. Ez elegendően nagy ahhoz, hogy kisméretű hálózatokban elfogadható veszteséggel lehessen szállítani, ugyanakkor már közvetlenül felhasználható.

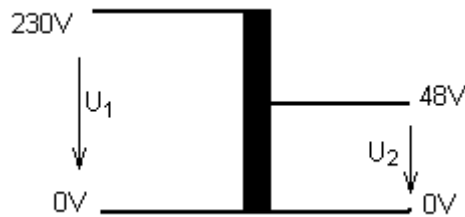
15.9.2. Leválasztó (biztonsági) transzformátorok

A gyakorlati életben több esetben szükség van arra, hogy áramköröket galvanikusan elválasszunk egymástól, azaz biztosítsuk azt, hogy ne legyen az áramkör két része között közvetlen fémes kapcsolat. Ilyen például az törpefeszültség előállítására szolgáló biztonsági transzformátor.

Mielőtt ezt a kérdést tárgyalnánk, röviden tekintsük át a villamos áramütés kialakulását és veszélyét. Az emberi testnek van mérhető ellenállása, így ha a test két pontjára valamilyen feszültség kerül - például megérintjük egy feszültség alatt levő vezeték két vezetőjét - akkor az emberi testen keresztül áram fog folyni. Az átfolyó villamos áram a szervezetben visszafordíthatatlan folyamatokat indít meg, ami akár halálhoz is vezethet. Ezek idáig közismert tények, most próbáljuk meg kicsit részletesebben végiggondolni azt, hogy ez mit is takar.

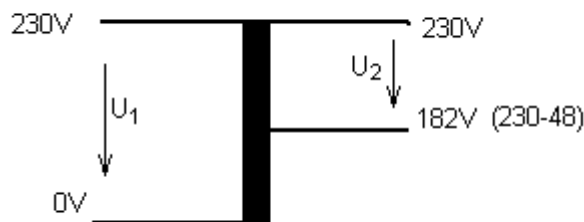
A fogyasztói villamos hálózat két vezetője között a hálózati feszültség mérhető, ez is közismert. A vezetékek közül az egyiket nullvezetőnek hívjuk, a nullvezetőt úgy alakítják ki, hogy annak potenciálja a környezeti potenciállal egyezzen meg, az épített környezet fém részeit szintén a környezeti potenciálra kell hozni. Hétköznapi nyelvre lefordítva ez azt jelenti, hogy a fogyasztói hálózat nullvezetője és például a központi fűtés csővezetője vagy a lépcsőház korlátja azonos potenciálon vannak. A fogyasztói hálózat másik vezetője a fázisvezető. Mivel a fázisvezető és a nullvezető között a 230V effektív értékű szinuszosan változó feszültség mérhető, és a nullvezető a környezettel azonos potenciálon van, ezért a fázisvezető és a környezet között is a 230V effektív értékű feszültség mérhető.

Az eddigieken kívül tudjuk azt, hogy a 48V effektív értékű feszültség veszélytelen az emberi szervezetre. Nézzük, mi történik, ha a 48V feszültséget takarékkapcsolású transzformátorral állítjuk elő:



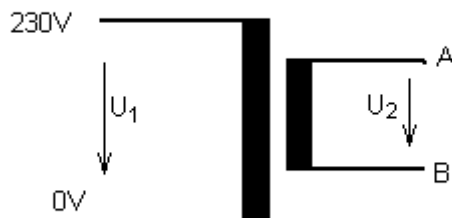
15-43. ábra

Az ábrán jelöltük az egyes pontok potenciálját. Látható, hogy a szekunder oldalon nincs semmi probléma, bármelyik pont potenciálja a megengedett értékén belül van. Más lesz a helyzet, ha a transzformátort „fordítva” kötöm be. Ekkor a potenciálok a ábra szerint alakulnak, és látható, hogy a szekunder oldal mindkét pontjának megérintése veszélyes mértékű áramütést okozhat.



15-44. ábra

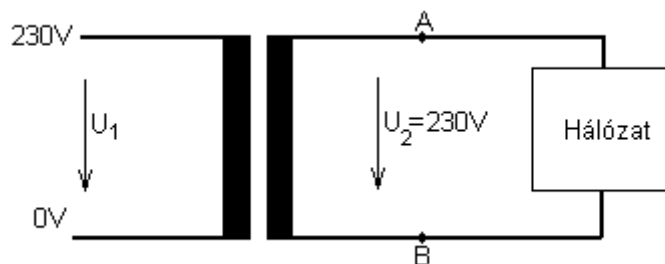
A következő lépésben rajzoljunk fel egy hagyományos 230/48V transzformátort.



15-45. ábra

A primer és a szekunder oldal között nincs galvanikus kapcsolat, azaz a primer és a szekunder áramkörök nincsenek vezetékkel összekötve, így nem tudjuk a szekunder oldal kapocsponyjainak potenciálját felírni. A szekunder oldal egyik pontjának a potenciálját ugyanis szabadon választhatom meg, a másik pontjának a potenciálja ehhez képest adódik.

A fentiek tükrében az is belátható, hogy amennyiben az alábbi ábrán szereplő "hálózat" bármely pontját (értelemszerűen egyszerre csak egyet) megérintem, áramütés nem alakul ki, hiszen az adott hálózat adott pontja velem azonos potenciálra kerül.

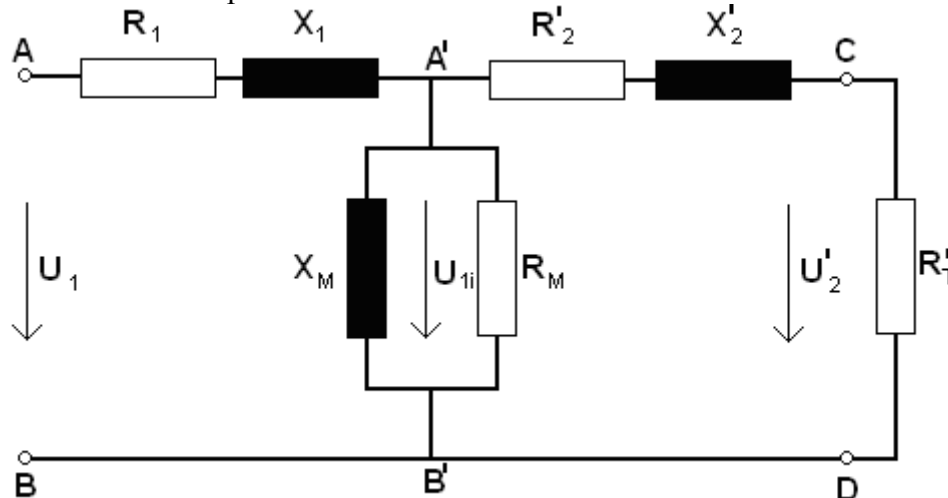


15-46. ábra

15.9.3. Adatátviteli transzformátor

A leválasztó transzformátoroknak fontos szerepe van az adatátvitelben illetve a távközlésben is. A különböző helyeken elhelyezett eszközök földpontjai között adott esetben jelentős potenciálkülönbség lép fel, ami az adatátvitel során komoly problémát okozhat, ezért az adatátviteli vonal két végén a berendezésekben leválasztó transzformátorokat alkalmazunk. Ugyanígy audio berendezések (hangerősítő) kimenetén is szükség lehet a jel potenciálszintjének leválasztására.

Adat illetve hangátvitelre használt transzformátorok esetén az eddig tárgyaltakon túl fontos figyelembe venni a transzformátor átviteli karakterisztikáját. Ennek fontosságának szemléltetésére rajzoljuk fel ismét a terhelte transzformátor egyszerűsített helyettesítő képét. Az egyszerűség kedvéért a terhelő impedanciát tekintjük tisztán ohmos ellenállásnak



15-47. ábra

A 15-47. ábra jelöléseivel felírhatjuk, hogy

$$U'_2 = U'_{1i} - I_2 * (R'_2 + X'_2) \quad (116)$$

azaz

$$U'_2 = U'_{1i} - \frac{U'_2}{R_T} * (R'_2 + X'_2) \quad (117)$$

továbbá

$$U'_{1i} = U_1 - I_1 * (R_1 + X_1) \quad (118)$$

ahol

$$I_1 = \frac{U'_2}{R_T} + \frac{U_{1i}}{R_M \times X_M} \quad (119)$$

$$U'_2 = U_{1i} - \frac{U'_2}{R_T} * (R'_2 + X'_2) \quad (117)\text{-ből}$$

$$U_{1i} = U'_2 * \left(1 + \frac{R'_2 + X'_2}{R_t} \right) \quad (120)$$

$$U_{1i} = U_1 - I_1 * (R_1 + X_1) \quad (118)\text{-ből és } I_1 = \frac{U'_2}{R_T} + \frac{U_{1i}}{R_M \times X_M} \quad (119)\text{-ből pedig}$$

$$U_{1i} = U_1 - \left(\frac{U'_2}{R_T} + \frac{U_{1i}}{R_M \times X_M} \right) * (R_1 + X_1) \quad (121)$$

átrendezve

$$U_{1i} = \frac{U_1 - \frac{U'_2}{R_T} * (R_1 + X_1)}{\left(1 - \frac{(R_1 + X_1)}{R_M \times X_M} \right)} \quad (122)$$

$$\text{A } U_{1i} = U'_2 * \left(1 + \frac{R'_2 + X'_2}{R_t} \right) \quad (120) \text{ és } U_{1i} = \frac{U_1 - \frac{U'_2}{R_T} * (R_1 + X_1)}{\left(1 - \frac{(R_1 + X_1)}{R_M \times X_M} \right)} \quad (122) \text{ alapján}$$

$$\frac{U'_2}{U_1} = \frac{1}{\left(1 - \frac{(R_1 + X_1)}{R_M \times X_M} \right) * \left[\left(1 + \frac{R'_2 + X'_2}{R_t} \right) + \frac{\frac{1}{R_T} * (R_1 + X_1)}{\left(1 - \frac{(R_1 + X_1)}{R_M \times X_M} \right)} \right]} \quad (123)$$

A fenti összefüggés kielégítően jellemzi a transzformátort, mindaddig, amíg U_1 feszültség állandó frekvenciájú, szinuszosan változó feszültség. Hangátvitelnél ez a feltétel egyáltalán nem tartható, adatátvitel esetén a legtöbb esetben szintén nem teljesül. Ennek megfelelően a

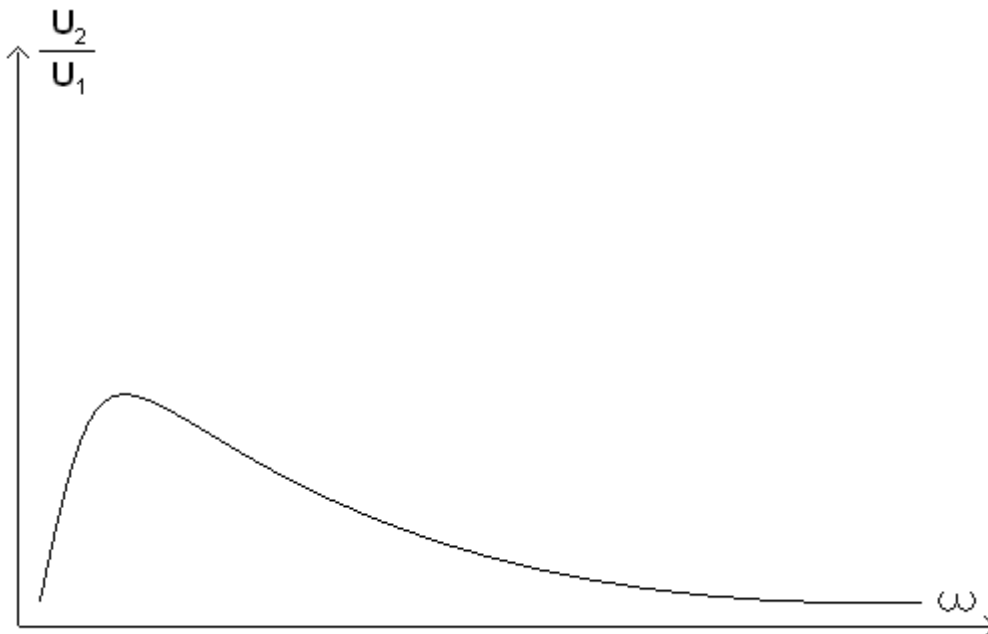
$$\frac{U'_2}{U_1} = \frac{1}{\left(1 - \frac{(R_1 + X_1)}{R_M \times X_M} \right) * \left[\left(1 + \frac{R'_2 + X'_2}{R_t} \right) + \frac{\frac{1}{R_T} * (R_1 + X_1)}{\left(1 - \frac{(R_1 + X_1)}{R_M \times X_M} \right)} \right]} \quad (123) \text{ egyenletbe valameny-}$$

nyi induktív reaktancia helyére annak frekvenciafüggő megfelelőjét kell helyettesítenünk és az amúgy sem túl egyszerű összefüggésünk

$$\frac{U'_2}{U_1} = \frac{1}{\left(1 - \frac{(R_1 + j\omega L_1)}{R_M \times j\omega L_M}\right) * \left(1 + \frac{R'_2 + j\omega L'_2}{R_t}\right) + \frac{\frac{1}{R_t} * (R_1 + j\omega L_1)}{\left(1 - \frac{(R_1 + j\omega L_1)}{R_M \times j\omega L_M}\right)}} \quad (124)$$

függvényként írható fel. A függvény különösebb elemzése nélkül, a helyettesítő kép alapján is látható, hogy $\omega=0$ esetén X_M értéke 0, azaz U_{li} és ezzel együtt U_2 is 0, $\omega=\infty$ esetén pedig X_l illetve X'_2 értéke is ∞ , azaz U_2 szintén 0.

Az eddigiek tükrében a transzformátor átviteli karakterisztikája, azaz a szekunder oldali feszültség és a primer oldali feszültség hányadosa konstans terhelés mellett a következő ábrán látható.



15-48. ábra

16. VILLAMOS FORGÓGÉPEK

A villamos forgógépeket egyrészt üzemmódjuk szerint másrészt pedig a felépítésük szerint különböztetjük meg. Használat módja szerint a gépek lehetnek motorok, ekkor a gép villamos energiából mechanikai energiát állít elő, illetve lehetnek generátorok, amikor a gép mechanikai energiát vesz fel és villamos energiát ad le. Alapvetően az, hogy egy villamos gép motor vagy generátor, a használatától függ, felépítésüket tekintve a motorok és a generátorok gyakorlatilag nem különböznek.

Felépítésük szerint a villamos gépeket két nagy csoportra osztjuk, az egyenáramú gépek csoportjára illetve a váltakozó áramú gépek csoportjára. A két csoporton belüli bontásokat a következő fejezetekben tesszük meg.

Valamennyi villamos forgógép alapelve az, hogy a mágneses térben mozgó vezetőn feszültség indukálódik, illetve az áramjárta vezetőre a mágneses térben erő hat.

16.1. Egyenáramú gépek

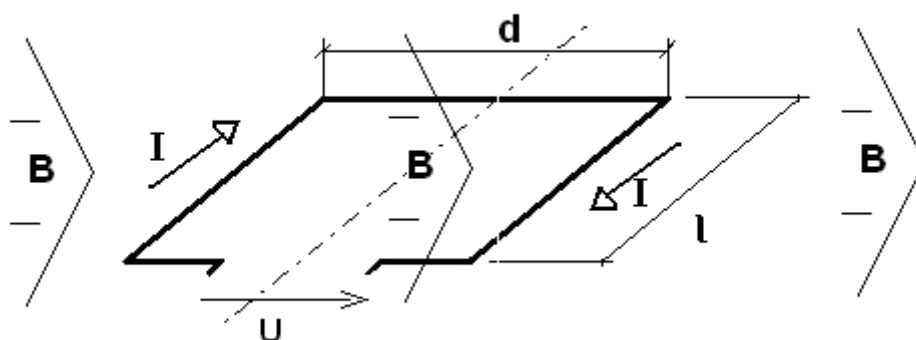
16.1.1. Motorok

Állandó mágneses térbe helyezett áramjárta vezetőre

$$F = B * I * l \quad (125)$$

nagyságú erő hat ahol B a mágneses indukció, I az áramerősség értéke, l pedig a vezető hossza. Az erő iránya merőleges mind B mind pedig I (azaz a vezető) irányára.

Helyezzünk el az alábbi ábra szerint egy B indukcióval rendelkező mágneses mezőben egy, a mágneses mező erővonalaira merőlegesen elhelyezett tengely körül elforduló vezetőkeretet az alábbi ábra szerint



16-1. ábra

Ahol B a mágneses indukció, I a vezetőkeretben folyó áram, l a vezetőkeret tengelyével párhuzamos irányú vezeték hossza d pedig a tengelyekkel párhuzamos vezetők távolsága. Az egyszerűség kedvéért a vezetőkeret tengelyére merőleges irányú rész hatásától tekintünk el. A 16-1. ábra szerinti helyzetben a vezetőkeretre

$$M = B * I * l * d \quad (126)$$

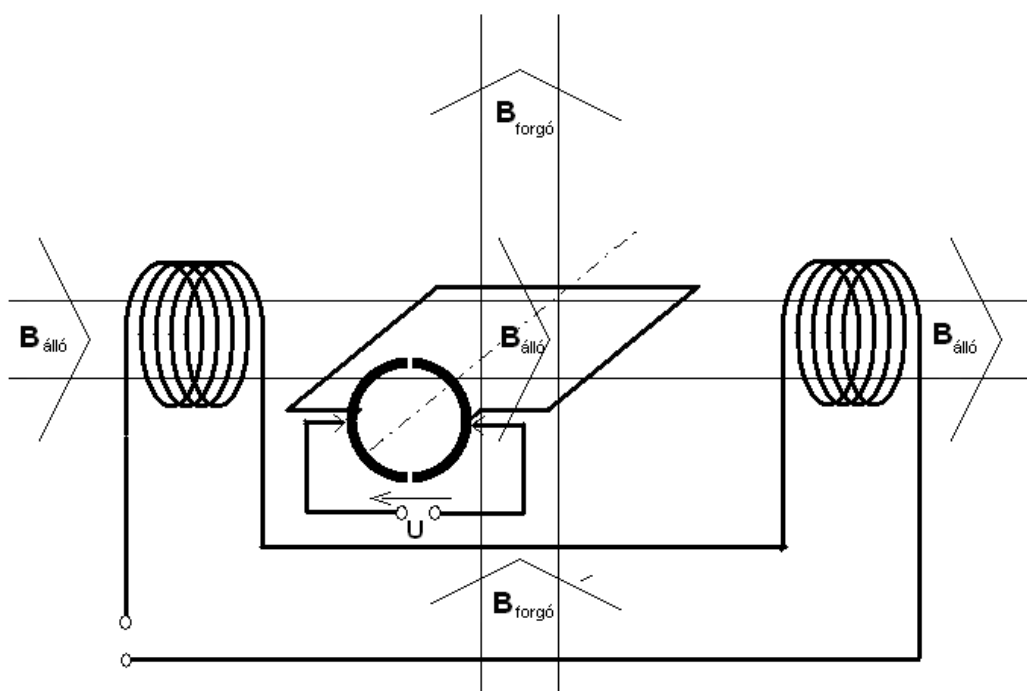
ha pedig a keret a 16-1. ábrához képest α szöggel elfordul, akkor

$$M = B * I * l * d * \cos(\alpha) \quad (127)$$

nagyságú nyomaték hat.

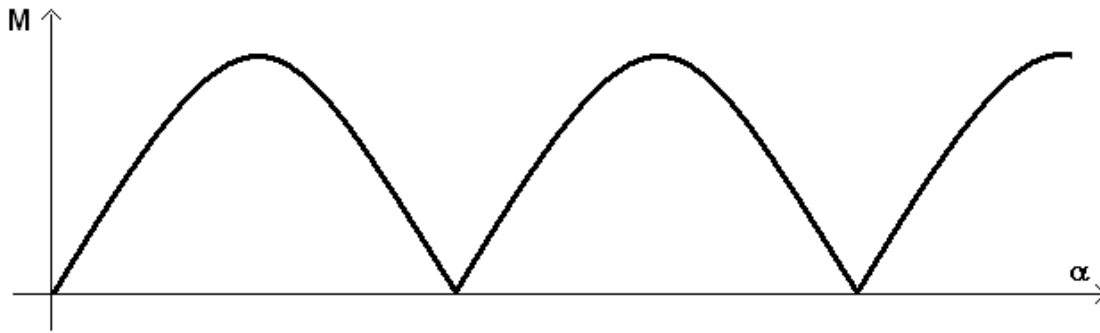
Ez azt jelenti, hogy a magára hagyott vezetőkeret addig fordul, ameddig síkja a mágneses indukcióvonalak irányába nem áll. Más módon megfogalmazva, ha egy áramjárta vezetőkeretet helyezünk el egy mágneses térben, akkor a vezetőkeret is létrehoz egy, a síkjára merőleges mágneses teret, és mint közismert két mágnes kölcsönhatása olyan, hogy az azonos pólusai taszítják, az ellentétes pólusai pedig vonzzák egymást, és ennek hatására a vezetőkeret elfordul.

A továbbiakban legyünk egy kicsit gyakorlatiasabbak. A villamos forgógépek két alapvető részből állnak, az álló és a forgórészből. Ha a 16-1. ábrát tekintjük, a vezetőkeret nyilvánvalóan a forgórészt reprezentálja. A B -vel jelölt mágneses mező térben és időben állandó. Ezt a mágneses mezőt egy tekercssel tudjuk gerjeszteni. Ezt a tekercset tekintjük a forgógép állórészének. Most rajzoljuk fel a 16-1. ábrát kicsit átalakítva.



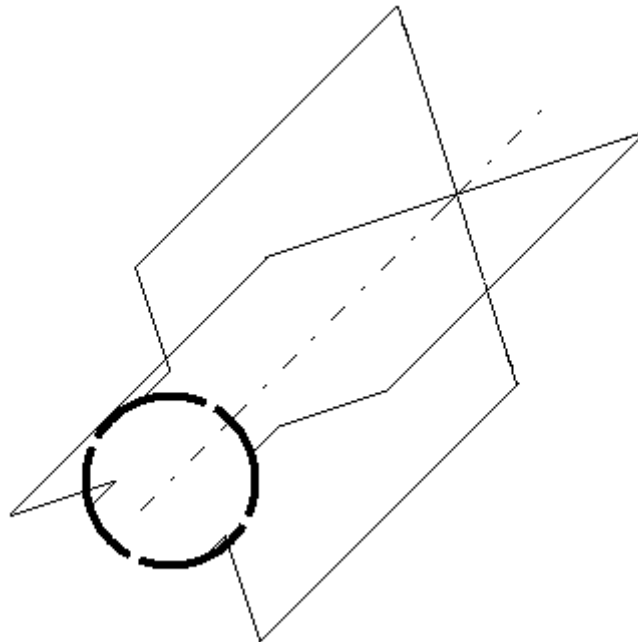
16-2. ábra

A 16-2. ábrán a forgórészbe az áramot két félgűrűn keresztül vezetjük, amely félgűrű a forgórészsel együtt forog. Ennek eredményeképpen, amikor a forgórészt reprezentáló vezetőkeret olyan irányba fordul, hogy az állórész és a forgórész mágneses mezeje ellentétes irányú lenne, akkor a vezetőkereten a feszültség iránya és ezzel együtt az áram iránya megfordul. Az áram irányának megfordulása azt eredményezi, hogy a forgórészen ébredő nyomaték továbbra is az eddigivel megegyező lesz, azaz a forgórész tovább forog, az állórész által gerjesztett mágneses mező és a forgórész által gerjesztett mágneses mező által bezárt szög pedig 0° és 180° között változik. Ebben az összeállításban a villamos gép nyomatéka a tengely elfordulásának függvényében a 16-3. ábra szerint szinuszos függvény lesz.



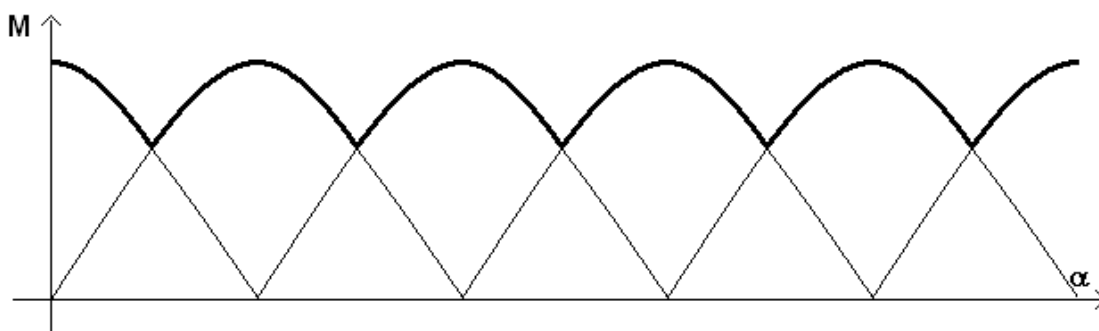
16-3. ábra

Ha a forgórészre az ábrázolt vezetőkeret helyett két, egymásra merőleges vezetőkeretet építünk a következő ábra szerint,



16-4. ábra

akkor a nyomaték-elfordulás diagram az alábbiak szerint alakul.



16-5. ábra

Könnyű belátni, hogy minél több vezetőkeretre bontjuk a forgórészt, annál egyenletesebb görbét kapunk.

A valóságban a forgórész tekercselését nem önálló, egymástól független vezetőkeretekkel hanem összefüggő tekercseléssel alakítjuk ki. A forgórész kivezetéseit kommutátor-szeleteknek hívjuk, az áramot pedig szénkeféken keresztül juttatjuk a forgórészre. A forgórész tekercselése lehet úgynevezett hullámos illetve hurkos kivitelű (16-7. ábra). Figyeljük meg mind a hullámos, mind pedig a hurkos elrendezésű tekercselésnél, hogy az egyik szénkefétől két azonos hosszúságú, szimmetrikus elrendezésű tekercselésen lehet eljutni a másikhoz, továbbá, hogy mindkét esetben valamennyi vezető részt vesz az áram útjában.

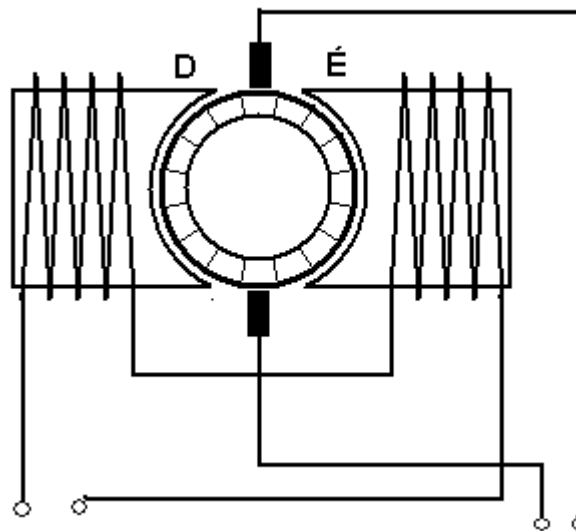
Említsük még meg azt az eddigiek tükrében nyilvánvaló, de fontos tényt, hogy a forgórész minden egyes vezetője egy adott, a vezetővel párhuzamos tengely körül forog. Az egyes vezetőkön eső feszültséget

$$U_k = B * l * v_k * \cos(\alpha) \quad (128)$$

ahol v_k a vizsgált vezető kerületi sebessége, α pedig a mágneses erővonalak és az adott vezetőt tartalmazó hurok által bezárt szög. A sorba kötött vezetők és ezzel együtt a gép kapocsfeszültsége:

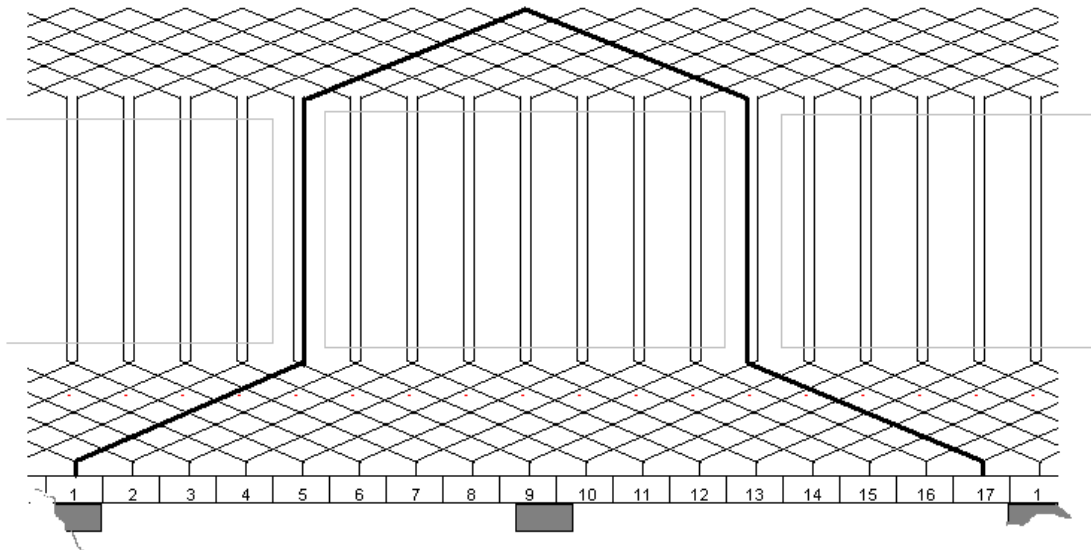
$$U_k = \sum_{i=1}^{\frac{n}{2}} B * l * \frac{d}{2} * \omega * \cos\left(\frac{i}{n/2} * \pi\right) \quad (129)$$

Ha az egyenáramú gépünk az alábbi elrendezésű

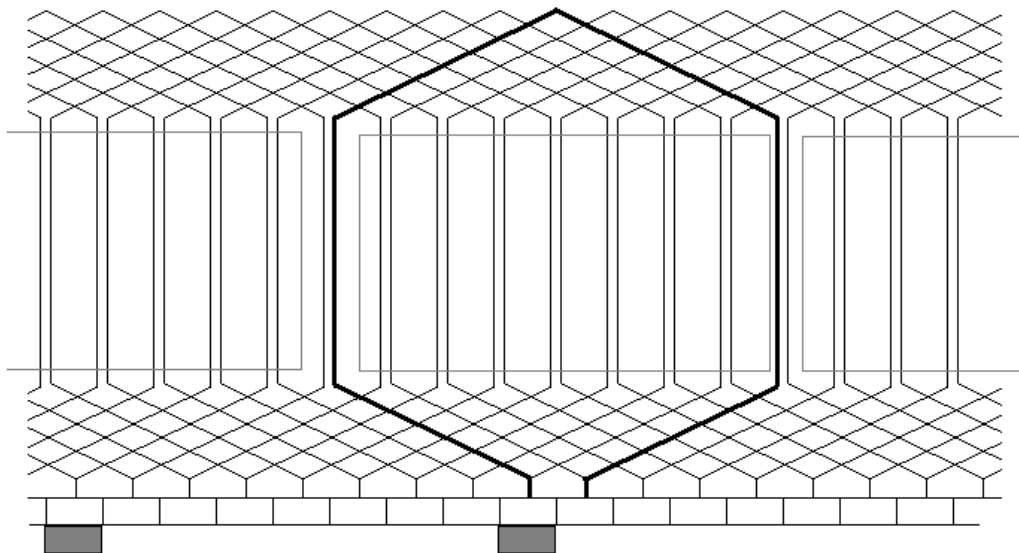


16-6. ábra

akkor tekercselések kiterített rajza a következő ábrán látható.



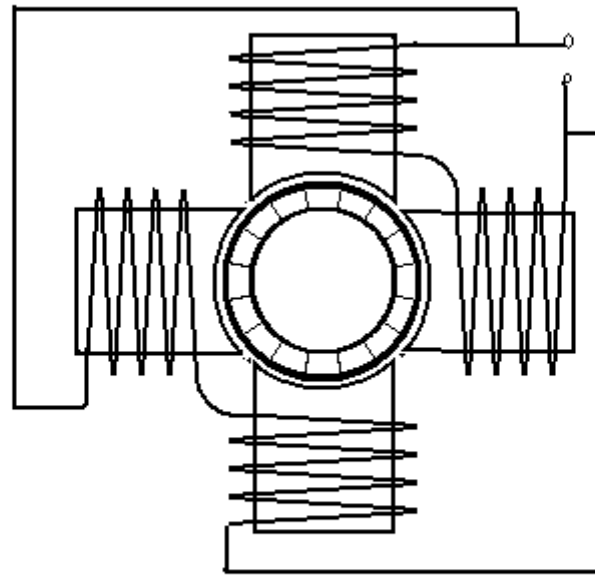
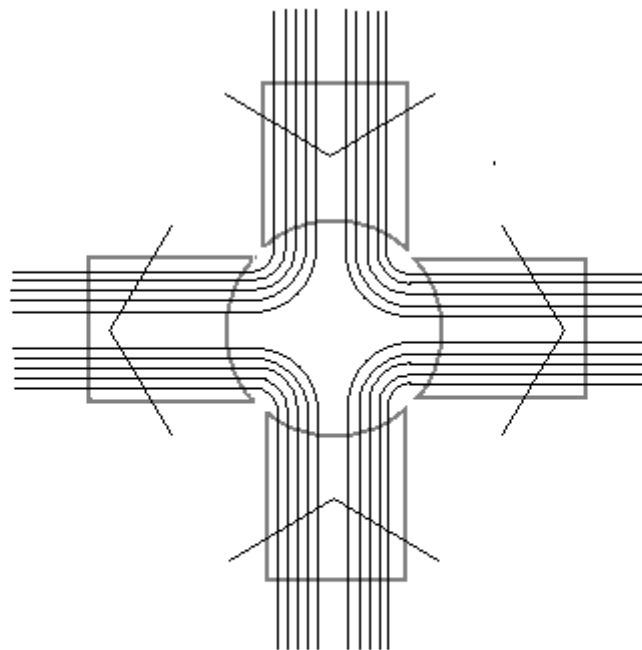
Hullámos tekercselés



Hurkos tekercselés

16-7. ábra

Az egyenáramú gépünk állórészén a 16-6. ábrán látottnál több tekercselést is elhelyezhetünk az egyenletesebb indukcióeloszlás illetve jobb hatásfok érdekében. A 16-6. ábra kétpólusú tekercseléséhez képest egy négy-pólusú tekercselés és annak indukcióvonalai az alábbi módon néznek ki.

**Tekerceselés****A mágneses erővonalak****16-8. ábra**

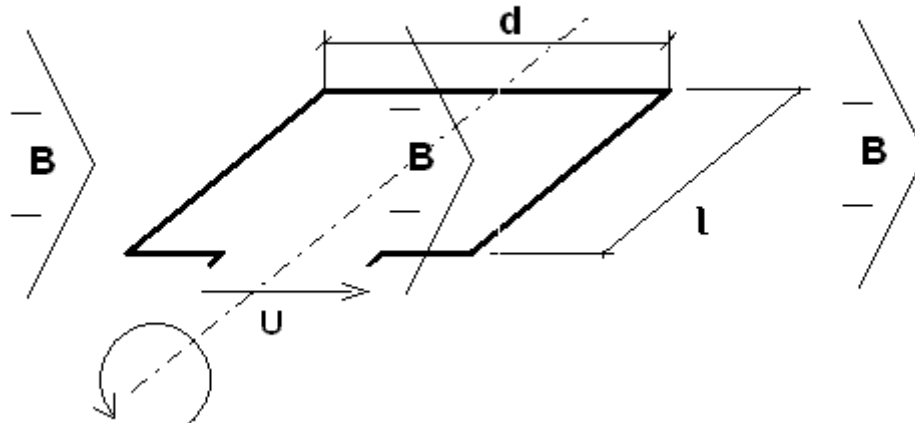
A négypólusú tekerceselés esetén a forgórész tekerceselése sem lehet olyan, mint a kétpólusú esetben. A forgórész tekercesében az áram iránya ellentétes az északi illetve a déli pólus alatt, így míg a kétpólusú tekerceselés esetén a forgórész palást egyik felén adott irányú az áram, a

másik felén pedig ezzel ellentétes. Négyfólusú tekercselés esetén ugyanez a palást negyedeire igaz, és az átellenes negyedeken az áramirány megegyező.

Szemlélet alapján belátható, hogy a működés szempontjából azonos a két illetve a többfólusú gép, ezért a továbbiakban a modelljeinket kétfólusú gépek alapján tárgyaljuk

16.1.2. Generátorok

Mint azt említettük, a villamos gépek esetén a motorok és a generátorok felépítésüket tekintve nem különböznek, csak üzemmódjukban. Rajzoljuk fel a 16-1. ábra kicsit más jelölésekkel



16-9. ábra

Az előző fejezetben tárgyaltakhoz képest a különbség az, hogy a vezetőkeretre nem kötünk feszültséget, hanem a keretet külső energia befektetésével megforgatjuk.

Ekkor a $F = B * I * l$ (125) illetve a $M = B * I * l * d$ (126) helyett az

$$U = B * l * v \quad (130)$$

összefüggést írhatjuk fel, ahol v a vezetőkeret mágneses erővonalakra merőleges irányú sebessége. A d átmérőjű vezetőkeret tengelyirányú vezetőjének kerületi sebessége

$$v_{\text{tan}} = \frac{d}{2} * \omega \quad (131)$$

ahol ω a vezetőkeret szögsebessége. A $M = B * I * l * d * \cos(\alpha)$ (127) nek megfelelően itt is felírhatjuk, hogy

$$U = B * l * \frac{d}{2} * \omega * \cos(\alpha) \quad (132)$$

A $M = B * I * l * d * \cos(\alpha)$ (127) és a $U = B * l * \frac{d}{2} * \omega * \cos(\alpha)$ (132) egyenletek formai

hasonlósága alapján belátható, hogy mindaz, amit a 16-4. ábra szerinti vezetőkeret esetén a motor nyomatékára felírtunk, igaz a generátor kapcsolásfeszültségére is, azaz minél több vezetőkeretet helyezünk el a forgórészen annál simább feszültség-idő függvényt kapunk.

16.1.3. Az egyenáramú gép jellemzői

Ha feltételezzük, hogy a gépünk forgórésze „ n ” darab vezetőkeretet tartalmaz és ezek közül az egyiknek a síkja az állórész mágneses mezejének irányába mutat, akkor az egyes vezetőkeretek összességére felírható az

$$M = \sum_{i=0}^{n-1} B * I * l * d * \cos\left(\frac{i}{n} * \frac{360}{n}\right) \quad (133)$$

illetve az

$$U = \sum_{i=0}^{n-1} B * l * \frac{d}{2} * \omega \cdot \cos\left(\frac{i}{n} * \frac{360}{n}\right) \quad (134)$$

összefüggés.

$$A \quad M = \sum_{i=0}^{n-1} B * I * l * d * \cos\left(\frac{i}{n} * \frac{360}{n}\right) \quad (133) \quad \text{és} \quad U = \sum_{i=0}^{n-1} B * l * \frac{d}{2} * \omega \cdot \cos\left(\frac{i}{n} * \frac{360}{n}\right)$$

(134) egyenletekben használjuk ki azt, hogy B, I, l, d, ω konstans értékek, továbbá azt, hogy

$$\Phi = B * A = B * l * d \quad (135)$$

így

$$M = I * \Phi * \sum_{i=0}^{n-1} \cos\left(\frac{i}{n} * \frac{360}{n}\right) \quad (136)$$

illetve

$$U = \omega * \Phi * \sum_{i=0}^{n-1} \frac{1}{2} \cdot \cos\left(\frac{i}{n} * \frac{360}{n}\right) \quad (137)$$

Az általánosan használt formához vegyük figyelembe, hogy

$$\omega = 2 * \pi * n \quad (138)$$

$$\text{továbbá, hogy a } M = I * \Phi * \sum_{i=0}^{n-1} \cos\left(\frac{i}{n} * \frac{360}{n}\right) \quad (136) \quad \text{és} \quad U = \omega * \Phi * \sum_{i=0}^{n-1} \frac{1}{2} \cdot \cos\left(\frac{i}{n} * \frac{360}{n}\right)$$

(137) kifejezésben a Σ utáni rész jó közelítéssel konstansnak tekinthető, így az ideális egyenáramú gépekre felírható, hogy

$$U = c * n * \Phi \quad (139)$$

illetve

$$M = k * I * \Phi \quad (140)$$

ahol U a gép kapcsolófeszültsége, M a gép nyomatéka, I a forgórész árama, Φ az állórész által gerjesztett fluxus, n a gép fordulatszáma, k és c pedig a gépre jellemző konstansok.

Mielőtt továbblépnénk, egy lényeges dologra fel kell hívni a figyelmet.

Azt, hogy az áramjárta vezetőre erő hat, a motorok tárgyalásánál vettük figyelembe, azt pedig, hogy a mágneses térben mozgó vezetőn feszültség indukálódik, a generátoroknál. Ez a valóság teljes mértékű elferdítése, ugyanis mindkét esetben ébred erő és indukálódik feszültség. Ha ugyanis egy l hosszúságú vezetőt B indukciójú mágneses térbe helyezünk, és ráadásul I áramot hajtok rajta keresztül, akkor valóban $F = B * I * l$ (125) szerint F erő fog rá hatni. Ugyanez azonban fordítva is igaz, ha B indukciójú mágneses térben egy l hosszúságú vezetőt

F erővel mozgatok az I áramot indít a vezetőkben. Ugyanígy, egy B indukciójú mágneses térben egy l hosszúságú vezetőt v sebességgel mozgatok, akkor a vezető két végpontján U feszültség jelenik meg, de ez fordítva is igaz, ha egy B indukciójú mágneses térben egy l hosszúságú vezetőt két végpontjára U feszültséget kötök, akkor a vezető v sebességgel fog mozogni.

Az előzőek tükrében az ideális egyenáramú motor fordulatszáma csak az állórész által gerjesztett fluxustól a motort jellemző állandótól és a kapcsolófeszültségtől függ, míg az ideális generátor kapcsolófeszültsége csak az állórész által gerjesztett fluxustól, forgórész fordulatszámától és a gépre jellemző állandótól függ.

A helyzet még egyszerűbb a nyomaték esetén, az ideális motor nyomatéka egyenesen arányos az állórész által gerjesztett fluxussal, a forgórészen átfolyó árammal és a gépre jellemző állandóval, míg generátor esetén az áram erőssége egyenesen arányos az állórész által gerjesztett fluxussal, a gépre jellemző állandóval és a forgatónyomatékkal.

A valóságban nem tekinthetünk el attól a tényről, hogy a gépünket valóságos anyagokból gyártják, így ahol áram folyik, ott veszteség lép fel. A gépünk kapcsolófeszültsége az egyenáramú gép forgórészen indukálódik, amelynek belső ellenállását R_b -nek véve a valóságban az egyenáramú motort az

$$U_k = c * n * \Phi + I_a * R_b \quad (141)$$

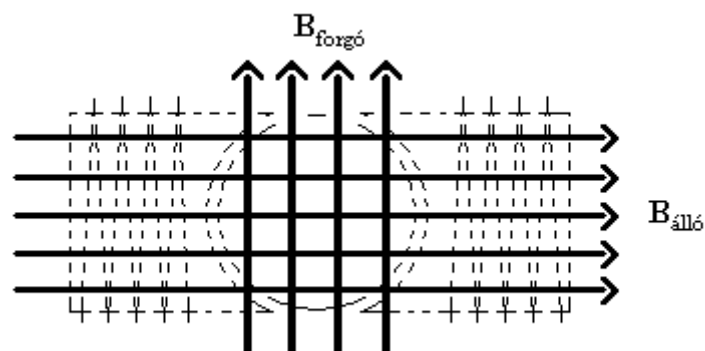
Az egyenáramú generátort pedig az

$$U_k = c * n * \Phi - I_a * R_b \quad (142)$$

Összefüggés jellemzi, ahol I_a az úgynevezett armatúraáram, Armatúrának a villamos gépek azon részét nevezzük, amelyen a gép működése során a feszültség indukálódik, azaz jelen esetben a forgórészt, így I_a alatt a forgórész áramát értjük.

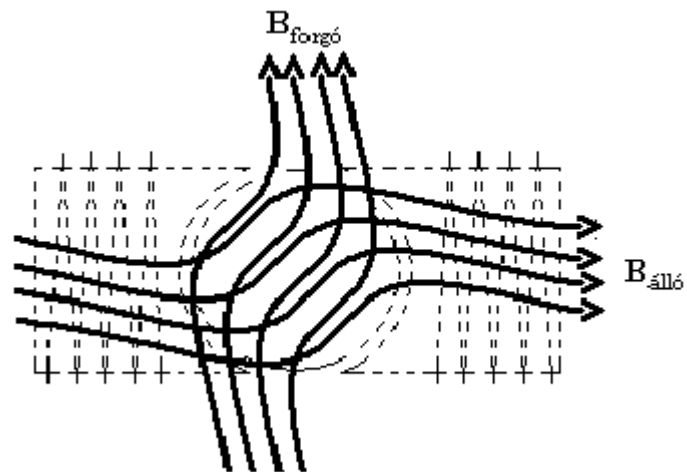
16.1.4. Az armatúra visszahatás

Idáig ideálisnak és önállóan tekintettük az állórész mágneses mezejét is és a forgórész mágneses mezejét is, ahogy ezt a következő ábra mutatja.



16-10. ábra

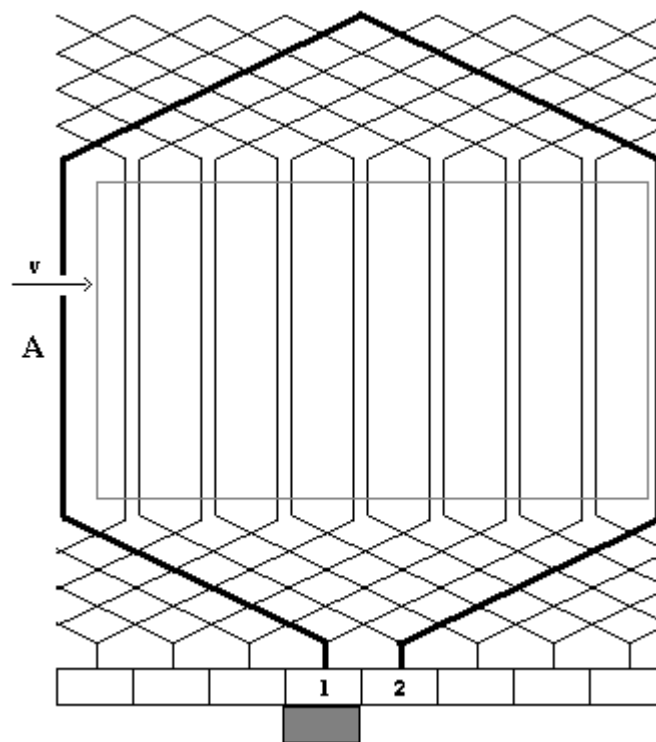
A valóságban a forgórész környékén a két mező eredője jelenik meg, ahogy ez a következő ábrán látszik.



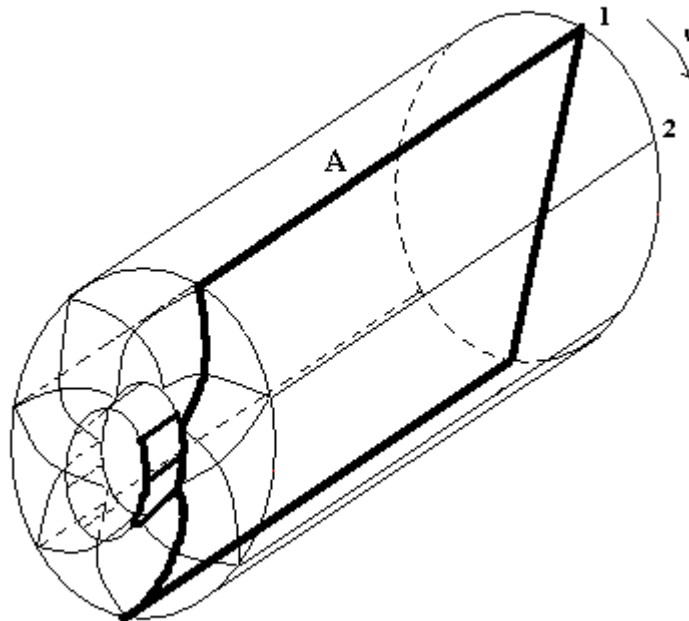
16-11. ábra

Ez a mezőtorzulás két szempontból káros. Egyik, többé-kevésbé evidens dolog az, hogy az erővonalak eloszlása nem egyenletes, és emiatt a gép hatásfoka romlik.

A másik probléma megéréséhez rajzoljuk fel a 16-7. ábrán látható hurkos tekercselés egy vezetőhurokát, és jelöljük az egyes vezetőket a gép sematikus ábráján.



16-12. ábra



16-13. ábra

A forgórész forgása során a szénkefe először az '1' jelű kommutátorszelethez csatlakozik (16-12. ábra), majd a forgórész elfordulásával először rövidre zárja az '1' és '2' jelű kommutátorszeleteket, végül csak a '2' jelű kommutátorszelethez kapcsolódik. Ezalatt a 16-12. ábra, illetve 16-13. ábra 'A'-val jelölt vezető 'v' kerületi sebességgel a 16-13. ábra '1'-gyel jelölt pontból a '2' jelű pontba jut. Írjuk fel most a $U = B * l * v$ (130) egyenletet a vizsgált vezetőkeretre

$$U_{12} = B * l * v_k * \sin(\alpha) \quad (143)$$

ahol l a vezetőkeret forgástengellyel megegyező irányú hossza, v_k a tengellyel párhuzamos vezető kerületi sebessége, α pedig az a szög, amit a vezető mozgásának iránya és a mágneses tér erővonalainak iránya bezár. Ideális esetben az '1'-'2' pontok között a kerületi sebesség iránya éppen megegyezik a mágneses mező erővonalainak irányával, azaz α és ezen keresztül $\sin(\alpha)$ értéke 0 . Ekkor a vezetőkeret két végpontja (16-12. ábra '1'-'2' kommutátorszelet) között nincs potenciálkülönbség, azaz a forgás során a szénkefe hiába zárja rövidre a két kommutátorszeletet, nem '1' és '2' között nem indul áram. (Fontos megjegyezni, hogy csak arról van szó, hogy a kommutátorszeletek között nem folyik áram, a szénkefe felől a tekercs felé folyik az armatúraáram). A folyamat lényege, hogy amikor A éppen elhagyja az '1' jelű kommutátorszeletet, akkor nem szakít meg áramot.

Az ideális eset után nézzük meg a valóságot. Ha 16-11. ábra erővonalait rajzoljuk a 16-13. ábrára, akkor látjuk, hogy az említett v_k kerületi sebesség és a mágneses erővonalak iránya eltér. Ekkor azonban a $U_{12} = B * l * v_k * \sin(\alpha)$ (143) szerinti U_{12} feszültség értéke 0 -tól eltér, így amikor a szénkefe az '1' és '2' kommutátorszeleteket rövidre zárja, járulékos áram indul a két kommutátorszelet között, a szénkefén át. Ez már önmagában káros jelenség, hiszen akármilyen kicsi az említett U_{12} feszültség, az igen kicsiny ellenállású szénkefén át jelentős áramot indíthat. A jelentősebb probléma azonban akkor jelentkezik, mikor a szénkefe elhagyja az '1' jelű kommutátorszeletet. Ekkor ugyanis egy erősen induktív elem áramát megpróbál-

juk hirtelen megszakítani, és ez az, ami lehetetlen. Ebben a helyzetben az '1' és '2' kommutátorszeletek között villamos ív alakul ki, ami káros. Ezt a jelenséget hívjuk kefeszik-rázásnak. Az igazán káros helyzet akkor alakul ki, ha ez a villamos ív nem alszik ki.

Ahogy a forgórész tovább fordul, a kommutátorszeletek közötti feszültségkülönbség növekszi, így az ív a teljes körülfordulás alatt és valamennyi kommutátor szelet között megmarad. Ezt a jelenséget hívjuk körtűznek.

Az említett hibák kiküszöbölésére több módszert is alkalmaznak. A lehető legegyszerűbb, ha a szénkeféket az elméletileg ideális síkjukhoz képest eltolva helyezzük el. Ekkor a torzult mező erővonalainak iránya megegyezik szénkefével érintkező vezető kerületi sebességének irányával. Előnye ennek a megoldásnak az egyszerűsége, hátránya, hogy csak egy adott terhelés mellett működik, és az erővonalak egyenlőtlen eloszlásával nem kezd semmit.

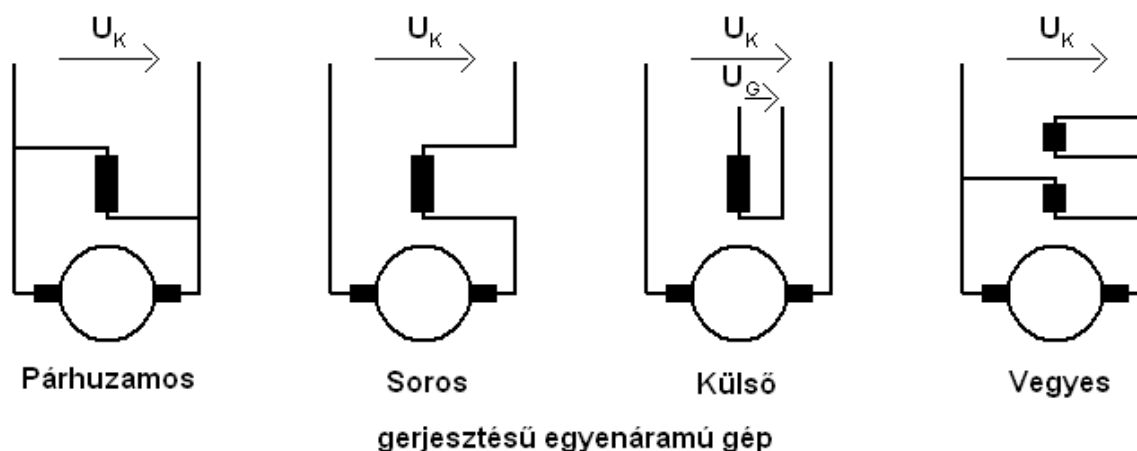
A következő lehetőség a segédpólus alkalmazása. Ekkor a szénkefék környékére egy kiegészítő tekercselést készítenek. Az armatúraáramot a segédpólus tekercsén átvezetve elérhetjük, a kerületi sebesség és a mágneses erővonalainak irányának azonosságát. Ez a megoldás valamivel jobb mint az előző, de még mindig nem segít az erővonalak egyenlőtlen eloszlásán.

A legjobb megoldás a kompenzáló tekercs. Ekkor a villamos gép állórészére egy, az állórész tekercseire merőleges tekercselést készítünk, és ezt megfelelően gerjesztve, a teljes forgórész körben helyre tudom állítani a fluxusvonalakat.

16.1.5. Egyenáramú gépek felépítése

Az egyenáramú gépek tárgyalásánál mindeközéig a B mágneses indukciójú térben lehelyezett forgórészről beszéltünk, de nem foglalkoztunk azzal, hogy ez a B indukció honnan ered. Emelítésre került ugyan, hogy az állórész mágneses mezejét is tekercs hozza létre, de hogy ez a tekercs honnan kapja az áramot, mekkora feszültséget kapcsolok a sarkaira, az jótékony homályba merült. Most foglalkozzunk egy kicsit ezzel a kérdéssel.

Az egyenáramú gépek állórész tekercselését köthetjük a forgórész tekercsével párhuzamosan, a forgórész tekercsével sorba, kapcsolhatunk rá külső, a forgórésztől független feszültségforrást illetve alkalmazhatjuk az eddig említett három megoldás tetszőleges kombinációját. Cseppet sem meglepő módon a felsorolt módon bekötött egyenáramú gépeket rendre párhuzamos, soros, külső illetve vegyes gerjesztésű gépeknek hívjuk.



16-14. ábra

Valamennyi kapcsolásra igaz, hogy a viselkedésük vizsgálatát illetve leírását a nyomatékra felírt $M = k * I * \Phi$ (140) és a kapocsfeszültségre felírt $U_k = c * n * \Phi + I_a * R_b$ (141) illetve $U_k = c * n * \Phi - I_a * R_b$ (142) egyenletek alapján végezzük el. A következőkben vizsgáljuk meg a gépeket gerjesztésük szerinti csoportokban.

16.1.6. Külső gerjesztésű gép

16.1.6.1. Külső gerjesztésű motor

Nézzük először a külső gerjesztésű motort. Az üzemeltető szempontjából legfontosabb a motor nyomaték fordulatszám görbéje. A görbe meghatározásához írjuk fel ismét a $M = k * I * \Phi$ (140) és a $U_k = c * n * \Phi + I_a * R_b$ (141) egyenleteket olyan módon átrendezve, hogy mindkét egyenletből I_a értékét fejezzük ki. Ekkor

$$I_a = \frac{M}{k * \Phi} \quad (144)$$

illetve

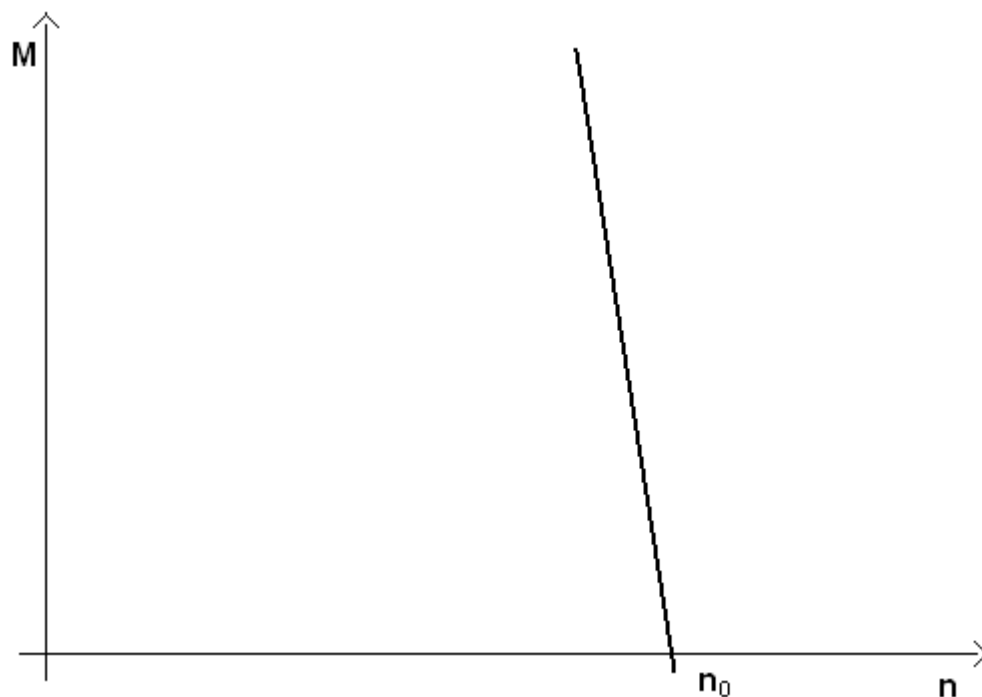
$$I_a = \frac{U_k - c * n * \Phi}{R_b} \quad (145)$$

Mivel a két egyenlet bal oldala megegyezik, így felírható, hogy

$$M = k * \Phi * \frac{U_k - c * n * \Phi}{R_b} \quad (146)$$

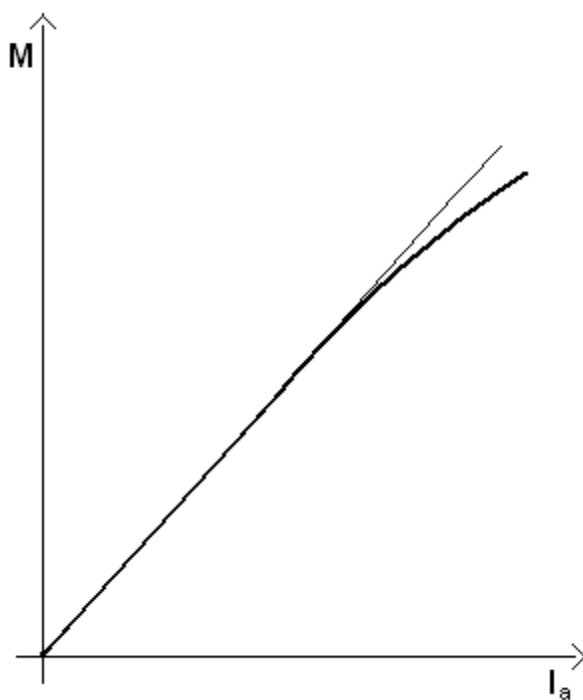
A $M = k * \Phi * \frac{U_k - c * n * \Phi}{R_b}$ (146) egyenletben n és M kivételével valamennyi érték

állandó, k és c ugyanis a gépre jellemző érték, U_k a gép kapocsfeszültsége, R_b a forgórész körüli ellenállás, Φ pedig a független külső forrásból táplált állórész-tekercs fluxusa. Az összefüggés egy egyenest ír le, amelynek meredeksége az állórész fluxusával négyzetesen, az armatúra-ellenállással pedig fordítottan arányos. A veszteségteljesítmény alacsonyan tartása érdekében az R_b értéknek kicsinek kell lennie, az állórész fluxus konstans, azaz Φ értékét célszerű a lehető legmagasabb értéken tartani, így mivel $M = k * I * \Phi$ (140) alapján a nyomaték $M = k * I * \Phi$, a nyomaték-fordulatszám görbe az alábbi lesz

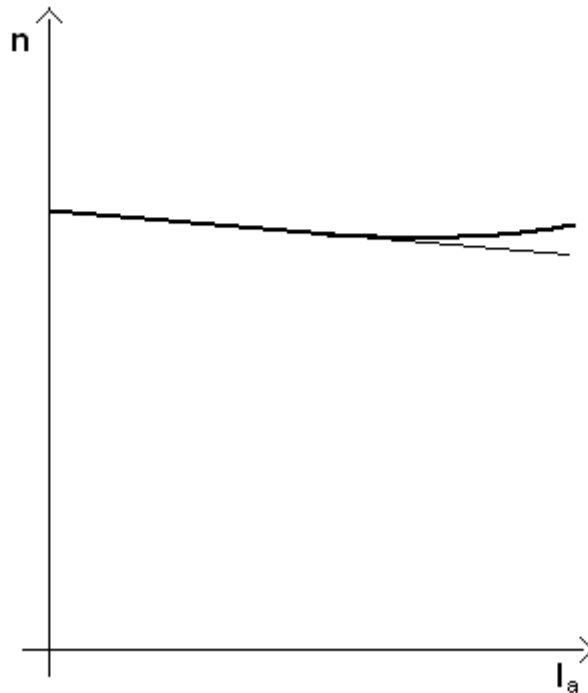


16-15. ábra

Látható, hogy a nyomaték változásának hatására a fordulatszám alig változik, azaz a külső gerjesztésű motor fordulatszám-tartó jellegű. A használat szempontjából fontosak lehetnek még a motorok úgynevezett terhelési jelleggörbéi.

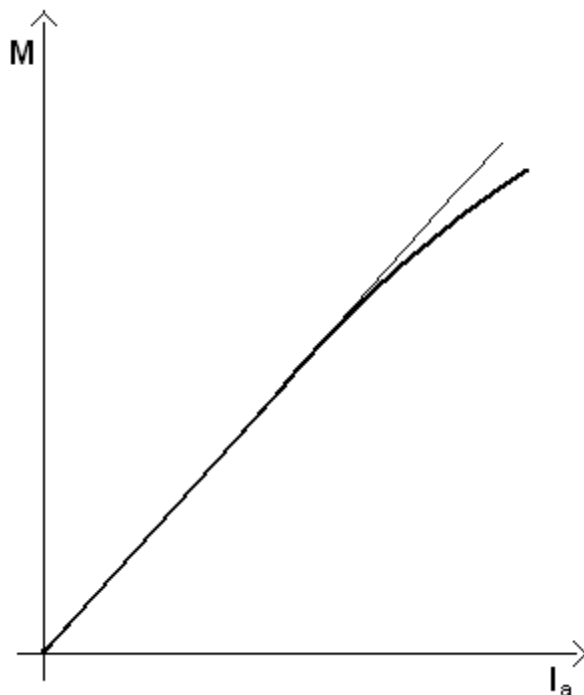


16-16. ábra



16-17. ábra

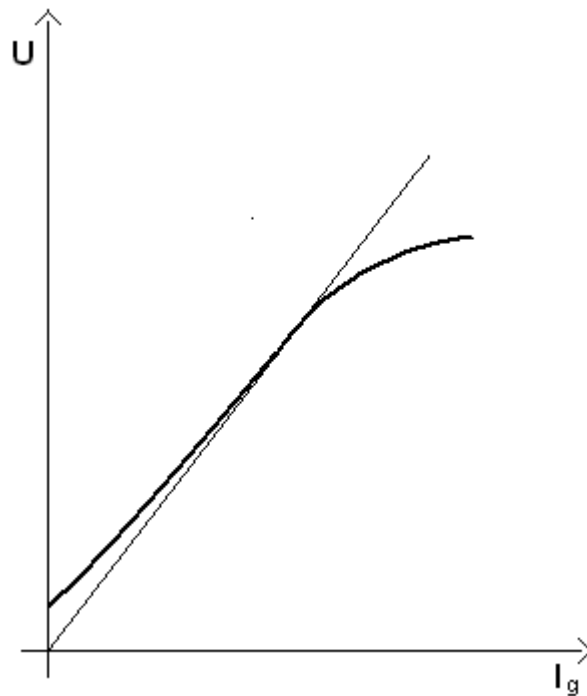
A jelleggörbe elvileg egyenes amit a



16-16. ábra és 16-17. ábra vékony vonallal jelöltünk. A valóságban a forgórész mágneses mezeje torzítja az állórész által gerjesztett mágneses mezőt, és ha ezt a torzítást nem kompenzáljuk akkor az ábrán rajzolt terhelési jelleggörbét kapjuk.

16.1.6.2. Külső gerjesztésű generátor

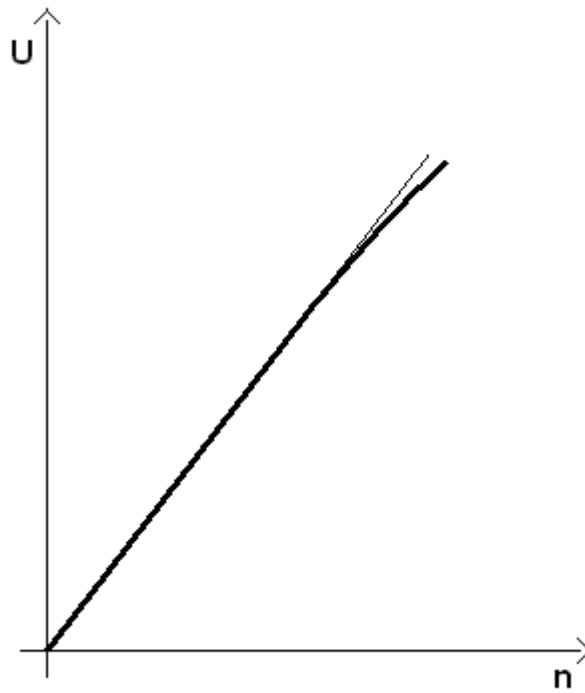
A következő lépésben a külső gerjesztésű generátort vizsgáljuk. A generátorok vizsgálatánál általában az üresjárási jelleggörbét ($U-I_g$), a külső más néven terhelési jelleggörbét vizsgáljuk ($U-I_a$) vizsgáljuk.



16-18. ábra

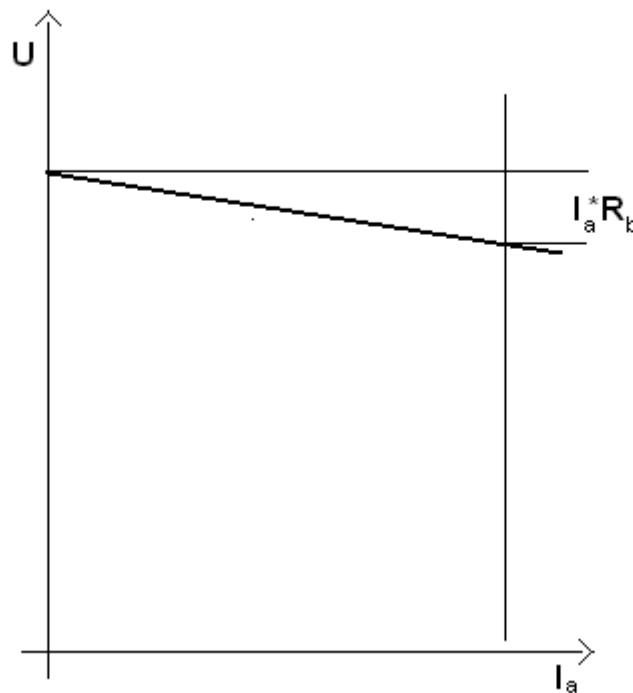
A 16-18. ábrán a vékony vonal az elvi üresjárási feszültséget mutatja a generátor konstans fordulatszáma mellett. A vastag vonal a valódi jelleggörbe, amely az $I_g=0$ és az $I_g=I_{gnévl}$ értéknél eltér az ideálistól. $I_g=0$ értéknél a gép kapocsfeszültsége elméletileg 0 kellene, hogy legyen, mivel az állórész fluxusa 0. A valóságban azonban az állórész vasteste valamennyire mágneses marad, így az üresjárási feszültség nem 0 értékű lesz. Az üresjárási jelleggörbe felső szakaszán a vas mágnesezési görbéjének nemlinearitása okozza az eltérést.

Ha az üresjárási feszültséget állandó gerjesztő áram mellett a fordulatszám függvényében nézzük, jó közelítéssel lineáris összefüggésre jutunk



16-19. ábra

A külső gerjesztésű generátor úgynevezett külső jelleggörbéje (azaz az $U-I_a$ görbe) nem tér el a várttól, a generátor kapcsolófeszültsége az üresjárási feszültségtől csak a belső ellenálláson eső feszültség értékével tér el.



16-20. ábra

16.1.7. A párhuzamos gerjesztésű egyenáramú gép

16.1.7.1. A párhuzamos gerjesztésű motor

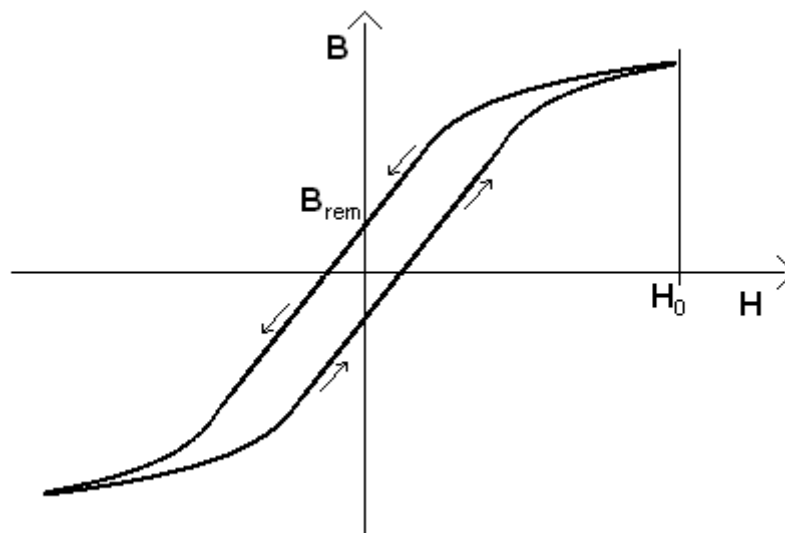
Motorüzemben a párhuzamos gerjesztésű gép ugyanúgy működik, mint a külső gerjesztésű, hiszen motorüzemben a gerjesztőtekercs az állandó feszültségű hálózatra kapcsolódik ezért a gerjesztőtekercs kapocsfeszültsége ugyanúgy állandó, mint a külső gerjesztésű gép esetén.

16.1.7.2. A párhuzamos gerjesztésű generátor

Párhuzamos gerjesztés esetén a gerjesztőtekercsre jutó feszültség pont a generátor kapocsfeszültsége. Ennek megfelelően a generátor gerjesztőárama a generátor kapocsfeszültségével arányos, így az U_k-I_g görbét az állandósult állapotra nem érdemes felvenni. Azt azonban mindenképp érdemes megvizsgálni, hogy ez az állandósult állapot egyáltalán létrejön-e, és ha igen, milyen feltételek mellett.

A következőkben nézzük meg, hogy egy párhuzamos gerjesztésű generátor indításakor mi történik. Az egyszerűség kedvéért térjünk el egy kicsit a valóságtól, és vegyük úgy, hogy a generátorunk fordulatszáma ugrásszerűen változik 0-ról n -re. Az indítás pillanatában a Φ fluxus értéke 0, hiszen a gép nem forog, így a gerjesztőtekercsen nem esik feszültség, azaz a gerjesztőtekercsen nem folyik áram. Változtassuk most a fordulatszámot n -re. A gerjesztő fluxus értéke az előzőek alapján 0, így $U = c * n * \Phi$ (139) alapján a kapocsfeszültség $U = c * n * \Phi$, és ezzel együtt a gerjesztőtekercsre jutó feszültség 0, azaz nem történik semmi.

Az előző okfejtéssel csak az a baj, hogy ideális állapotra igaz. Nagyon sok esetben nem követünk el jelentős hibát azzal, hogy elhanyagoljuk a valóságos és az ideális állapot közötti különbséget, de ez nem az a helyzet. A vasanyagok mágnesezési görbéje hiszterézises, ahogy az 16-21. ábrán látszik.



16-21. ábra

Emlékezzünk vissza a gerjesztési törvényre $\sum_{n1} N_i * I_i = \sum_{n2} H_j * l_j$ (59) és írjuk fel annak egyszerű alakját

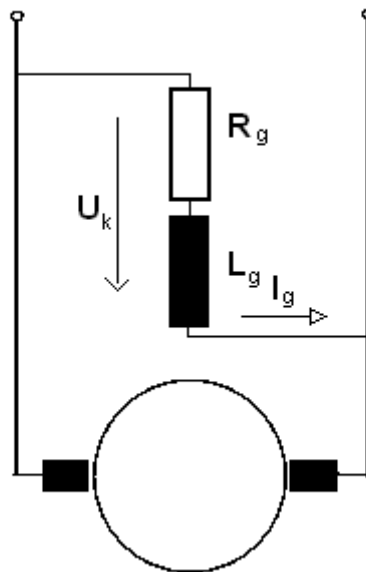
$$H = \frac{N * I}{l} \quad (147)$$

Az állórész tekercs mechanikai méretei és menetszáma adott, így generátorunk esetén H értéke egyenesen arányos a gerjesztőárammal, tehát ha a gerjesztőáram 0 akkor a mágneses térerősség is 0. Ez azonban nem igaz a mágneses indukcióra, hiszen, ha a mágneses térerősség bármikor eléri H_0 értéket majd 0-ra csökken, az indukció értéke B_{rem} marad. (B_{rem} az úgynevezett remanens indukció, azaz a megmaradó indukció) Így azonban, ha a generátort megfelelő irányban n_0 fordulattal megforgatjuk, akkor, a remanens fluxus hatására

$$U_k = c * n_0 * \Phi_{rem} \quad (148)$$

nagyságú kapocsfeszültség ébred a generátor sarkain. Ez a kapocsfeszültség azonban áramot indít a gerjesztőtekercsen, ami az állórész fluxusát növeli. Az állórész fluxusának növelése azonban $U = c * n * \Phi$ (139) alapján a kapocsfeszültségnek ($U = c * n * \Phi$), és így a gerjesztőtekercs feszültségének, illetve ezzel együtt a gerjesztőtekercs áramának növekedését okozza. A gerjesztőáram növekedése a kapocsfeszültséget növeli, ami ismét növeli a gerjesztőáramot.

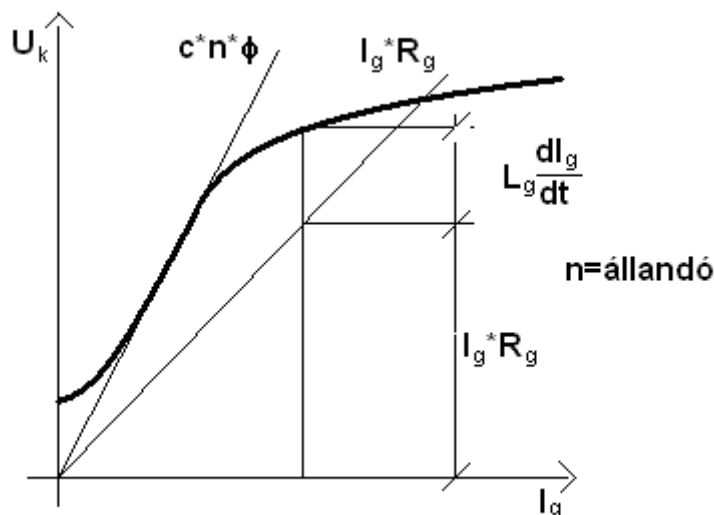
A következő lépésben nézzük meg, hogy milyen feltételek mellett alakul ki stabil állapot. Emlékezzünk vissza a külső gerjesztésű generátor üresjárású jelleggörbéjére, ami a 16-18. ábra mutat. Ez a diagram azt mutatja meg, hogy egy egyenáramú gép kapocsfeszültsége hogy függ a gerjesztőáramtól, ha a fordulatszám adott. Figyeljük meg, hogy az előző mondatban szó sem volt arról, hogy milyen kapcsolással van dolgunk. Ez viszont azt jelenti, hogy a 16-18. ábrán szereplő görbe itt is igaz. Egészítsük ki ezt a görbét, de előtte rajzoljuk fel a párhuzamos gerjesztésű generátort úgy, hogy külön figyelembe vesszük a gerjesztő tekercs induktivitását és külön az ohmos ellenállását. Ekkor a következő ábrát kapjuk:



16-22. ábra

ahol U_k a gép kapocsfeszültsége és egyben a gerjesztőtekercs feszültsége, I_g a gerjesztőtekercs árama, L_g és R_g pedig a gerjesztőtekercs induktivitása illetve ellenállása.

Most rajzoljuk fel 16-18. ábrát úgy, hogy jelöljük a gerjesztőtekercs ohmos és induktív elemén eső feszültséget ($I_g * R_g + L_g * dI_g/dt$) és az ideális kapocsfeszültséget ($c * n * \Phi$) is.



16-23. ábra

Vizsgálatunk tárgya a generátor felgerjedése, ez nyilván tranzienst folyamat. Ennek megfelelően felírható a folyamat differenciálegyenlete

$$U_k = I_g * R_g + L_g * \frac{dI_g}{dt} \quad (149)$$

A $U_k = I_g * R_g + L_g * \frac{dI_g}{dt}$ (149)-t átrendezve azt kapjuk, hogy

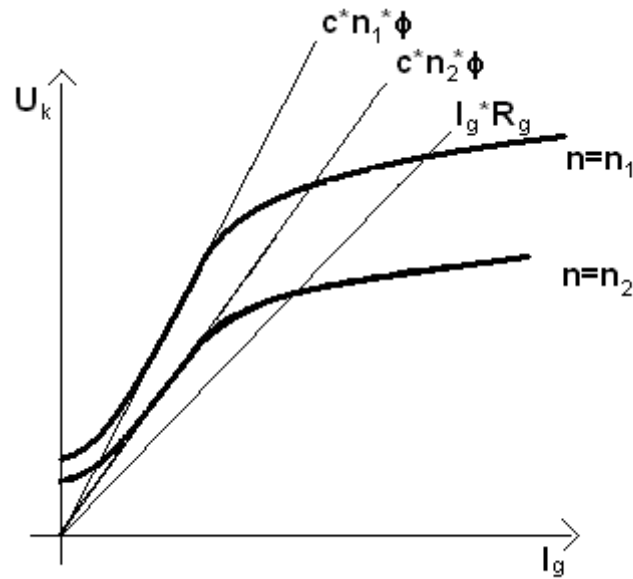
$$\frac{dI_g}{dt} = \frac{U_k - I_g * R_g}{L_g} \quad (150)$$

A $\frac{dI_g}{dt} = \frac{U_k - I_g * R_g}{L_g}$ (150) egyenlet azt mutatja, hogy ha a gerjesztőáram által a gerjesztőtekerces ohmos ellenállásán ejtett feszültség kisebb, mint a kapocsfeszültség, ($I_g * R_g < U_k$) akkor a gerjesztőáram növekszik, ellenkező esetben pedig csökken, azaz a generátor munkapontja az $U_k(I_g)$ görbe és az $I_g * R_g$ egyenes metszéspontjára esik

Vizsgáljuk meg, hogy mi történik, ha megváltoztatjuk a generátor fordulatszámát. Írjuk fel a generátor kapocsfeszültségét a

$$U_k = c * n * \Phi(I_g) \quad (151)$$

alakban, jelezve, hogy a gerjesztőtekerces fluxusa és a gerjesztőtekerces árama egyértelműen összerendelhető. Az eddigiek alapján n_1 illetve n_2 fordulatra felrajzolva a 16-23. ábrát, a

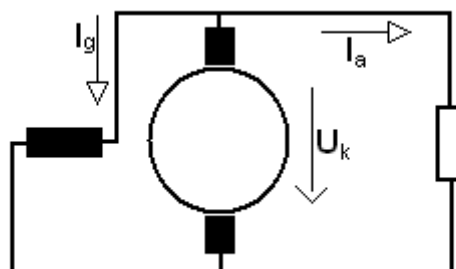


16-24. ábra

16-24. ábra szerinti görbét kapjuk, ami azt mutatja, hogy a kapocsfeszültség a fordulatszám változtatása esetén az $I_g \cdot R_g$ egyenes mentén mozdul el.

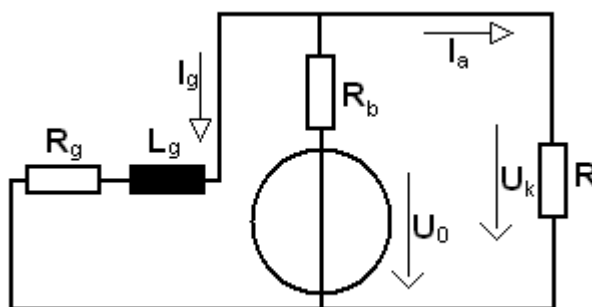
Az eddigiek során feltételeztük, hogy a generátor forgatása során a kapocsfeszültség hatására induló áram a remanens fluxus irányával egyező irányú fluxust gerjeszt, és így a generátor a 16-23. ábrának megfelelő munkapontban fog működni. A generátor kapocsfeszültségének iránya azonban a gerjesztőfluxus irányától **és** a forgórész forgásirányától függ. Ha a generátort úgy forgatjuk meg, hogy a gerjesztőáram által létrehozott mágneses mező ellentétes a remanens mágneses mezővel, akkor a gerjesztőáram addig változik, míg a két mező ki nem oltja egymást, ugyanis ettől kezdve a kapocsfeszültség értéke 0, azaz a generátor legerjed. Az eddigiek tükrében, ha egy párhuzamos gerjesztésű generátort egyik irányba megforgatunk, és az U_k kapocsfeszültséget szolgáltat, majd a forgásirányát megfordítjuk, akkor a generátor legerjed, és nem szolgáltat feszültséget. Ebből következik, hogy amennyiben a párhuzamos gerjesztésű generátoron a remanens fluxus iránya nem megfelelő, akkor valamilyen külső forrás segítségével megfelelő irányú és nagyságú áramot kell a gerjesztőtekercsen áthajtani, hogy a remanens fluxus irányát beállítsuk.

Eddig az üresen járó generátorral foglalkoztunk. Most nézzük meg, hogyan viselkedik generátorunk akkor, ha a sarkaira terhelést kötünk



16-25. ábra

Rajzoljuk fel a 16-25. ábrát kicsit más formában!



16-26. ábra

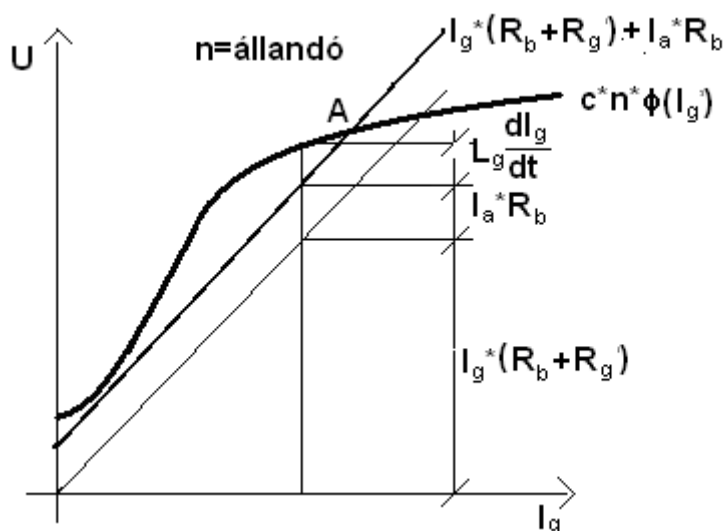
A 16-26. ábrát U_0 - R_b - L_g - R_g körére alkalmazva a Kirchoff huroktörvényt

$$U_0 = (I_a + I_g) * R_b + I_g * R_g + L * \frac{dI_g}{dt} \quad (152)$$

azaz a számunkra lényeges I_a illetve I_g szerint szétválasztva

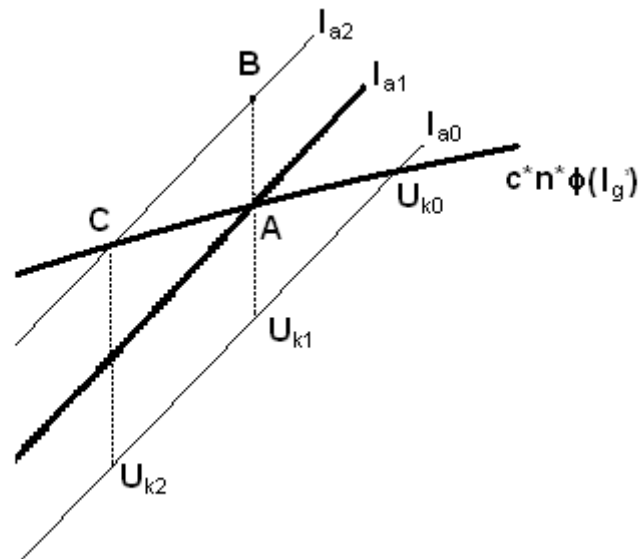
$$U_0 = I_a * R_b + I_g * (R_b + R_g) + L * \frac{dI_g}{dt} \quad (153)$$

Most rajzoljuk fel a 16-23. ábrához hasonlóan a generátor gerjesztőkörének feszültség-áram viszonyát



16-27. ábra

A terhelt generátor munkapontja az $I_g * (R_b + R_g) + I_a * R_b$ egyenes és a $c * n * \Phi(I_g)$ görbe metszéspontjában lesz, amelyet a 16-27. ábrán 'A'-val jelöltünk. A terhelés változásának vizsgálatához nagyítsuk ki az 'A' pont környékét, és rajzoljuk be az $I_{a0} = 0$ valamint az I_{a1} és I_{a2} terhelőáramhoz tartozó munkaegyeneseket ($I_{a0} < I_{a1} < I_{a2}$).



16-28. ábra

Tegyük fel, hogy a generátort a kezdető időpontban I_{a1} árammal terheljük, majd a terhelőáramot I_{a2} -re növeljük. A gerjesztőtekerecs árama nem tud ugrásszerűen megváltozni, így a munkapont 'A' pontból 'B' pontba kerül. Az 'A' és 'B' pont közötti feszültség

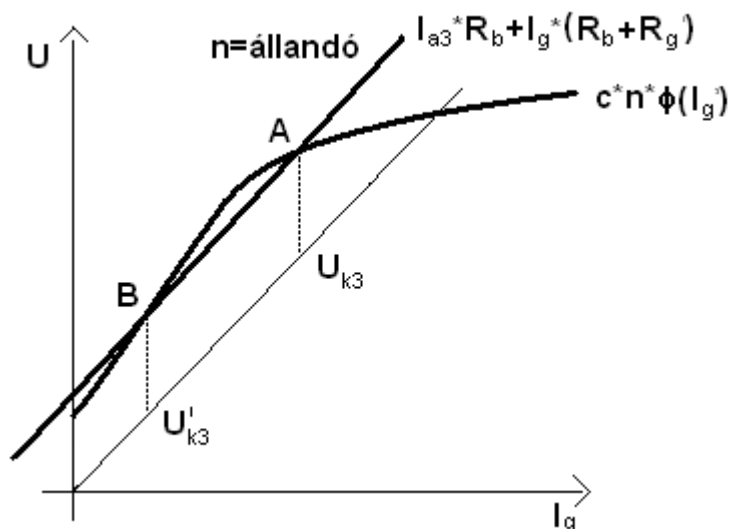
$$U_0 = I_a * R_b + I_g * (R_b + R_g) + L * \frac{dI_g}{dt} \quad (153) \text{ alapján felírva}$$

$$L * \frac{dI_g}{dt} = c * n * \Phi(I_g) - (I_a * R_a + I_g * (R_a + R_g)) \quad (154)$$

A 16-27. ábra alapján belátható hogy $L * dI_g/dt$ értéke, azaz dI_g/dt értéke negatív, ami azt jelenti, hogy a gerjesztőáram csökkenni fog mindaddig, amíg a munkapont a 'C' pontba nem kerül. A terhelőáram csökkentésénél ez a folyamat fordítva játszódik le, ekkor a gerjesztőáram addig növekszik, míg ismét stabil munkapontba nem kerül.

A 16-27. ábra és a 16-28. ábra összevetéséből belátható, hogy a 16-28. ábrán az $I_{a1} - I_{a0}$ illetve az $I_{a2} - I_{a0}$ közötti függőleges metszék pontosan az $I_{a1} * R_b$ illetve az $I_{a2} * R_b$ értékével egyezik meg, azaz az I_{a0} , I_{a1} illetve I_{a2} áramokhoz tartozó kapcsolófeszültség értéke rendre U_{k0} , U_{k1} illetve U_{k2}

Ha a terhelő áramot tovább növeljük, akkor az $I_g * (R_b + R_g) + I_a * R_b$ egyenes tovább tolódik felfelé és eléri a következő ábrán látható állapotot.

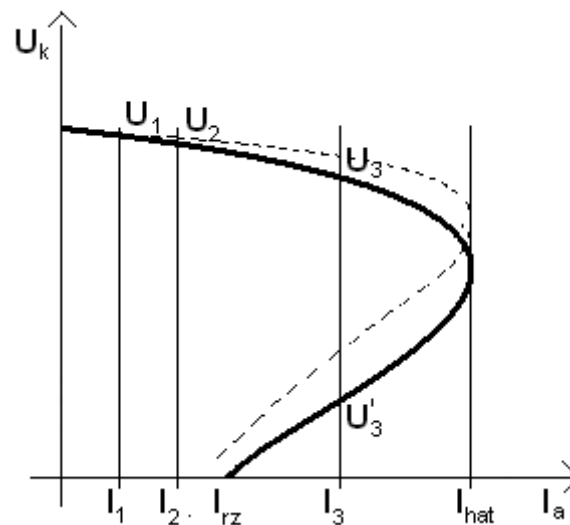


16-29. ábra

A generátornak itt elvileg két munkapontja van, az ábrán 'A'-val illetve 'B'-vel jelöltük. Ez azt jelenti, hogy I_{a3} terhelőáram mellett a generátor kapcsolófeszültsége vagy U_{k3} vagy U'_{k3} . Elvileg így is van, gyakorlatilag azonban a 'B' munkapont nem stabil U'_{k3} - I_{a3} értékekkel tartósan nem tud a generátor üzemelni. A 'B' munkapontban ugyanis ha bármi zavar miatt az I_a terhelőáram megnő avagy az I_g gerjesztőáram lecsökken akkor az induktivitáson ébredő $L * dI_g/dt$ tranziens feszültség értéke negatív lesz. Ez csökkenti I_g értékét, és ezzel együtt tovább változtatja negatív irányba az $L * dI_g/dt$ tranziens feszültséget. A folyamat végeredménye, hogy a Φ mágneses fluxus értéke 0 lesz, azaz a generátor legerjed. Másik lehetőség, ha a terhelőáram valami miatt lecsökken vagy a gerjesztőáram megnő. Ebben az esetben dI_g/dt tranziens feszültség értéke pozitív lesz és I_g értéke mindaddig nő, ameddig el nem érjük az 'A' munkapontot.

A terhelő áram további növelésével elérjük azt, hogy az $I_g * (R_B + R_g) + I_a * R_b$ csak érinti a $c * n * \Phi(I_g)$ görbét, illetve hogy a két görbének nem lesz metszéspontja. Abban az esetben, ha $I_g * (R_B + R_g) + I_a * R_b$ csak érinti a $c * n * \Phi(I_g)$ -t, akkor a generátornak még lesz egy labilis munkapontja, utána viszont már mindenképpen legerjed, hiszen $I_g * (R_B + R_g) + I_a * R_b$ állandóan nagyobb mint $c * n * \Phi(I_g)$

Az eddigiek alapján a generátor terhelési jelleggörbéje



16-30. ábra

A 16-30. ábrán vékony szaggatott vonallal jelöltük az ideális generátor kapocsfeszültségét. Látható, hogy ha a terhelőáramot növelem, azaz a terhelő ellenállás értékét csökkentem akkor egy határ után a generátorom legerjed. Az ábrán I_{rz} jelöli a rövidrezárt generátor ármának értékét. Az, hogy ez az érték lényegesen kisebb, mint a generátor határárama, azt mutatja, hogy a párhuzamos gerjesztésű generátor érzéketlen a rövidzárakra.

16.1.8. A soros gerjesztésű egyenáramú gép

A soros gerjesztésű gép üzemállapotainak tárgyalása előtt meg kell említeni, hogy a soros gerjesztésű egyenáramú gép nemcsak a tekercsek kapcsolásának, hanem a gép tényleges kialakítását tekintve is eltér a párhuzamos illetve a külső gerjesztésű géptől. A párhuzamos illetve a külső gerjesztésű gépek esetén az armatúraáramhoz képest elhanyagolható nagyságú áramot vezetünk át egy nagy menetszámú tekercsen és így állítjuk elő a szükséges gerjesztőfluxust. Soros gerjesztésű gép esetén erre nyilvánvalóan nincsen mód, itt a teljes armatúraáram áthalad a gerjesztőtekercsen, így a soros gerjesztésű egyenáramú gép gerjesztőtekercse kis menetszámú, nagy vezetékkeresztmetsztű. Mivel soros egyenáramú gép esetén az armatúraáram egyben a gerjesztőáram is, ezért ebben a fejezetben általában csak motoráramról illetve generátoráramról fogunk beszélni.

16.1.8.1. Soros gerjesztésű egyenáramú motor

Természetesen itt is a $M = k * I * \Phi$ (140) és a $U_k = c * n * \Phi + I_a * R_b$ (141) egyenletekből indulunk ki. A $M = k * I * \Phi$ (140) egyenlet alapján az egyenáramú gép nyomatéka egyenesen arányos az állórész fluxusával és az armatúraárammal. Tudjuk, hogy az állórész fluxusa a gerjesztőáram függvényében a 16-21. ábrán is látható $B-H$ görbének megfelelően alakul. Nem követünk el jelentős hibát, ha a telítési szakaszt nem vesszük figyelembe, és

$$\Phi = k_2 * I_a \quad (155)$$

értékkel vesszük figyelembe. Ekkor a soros motor nyomatéka

$$M = k * I_a * k_2 * I_a = k' I_a^2 \quad (156)$$

A $U_k = c * n * \Phi + I_a * R_b$ (141) és $\Phi = k_2 * I_a$ (155) alapján

$$U_k = c * n * k_2 * I_a + I_a * R_b = c' * n * I_a + I_a * R_b \quad (157)$$

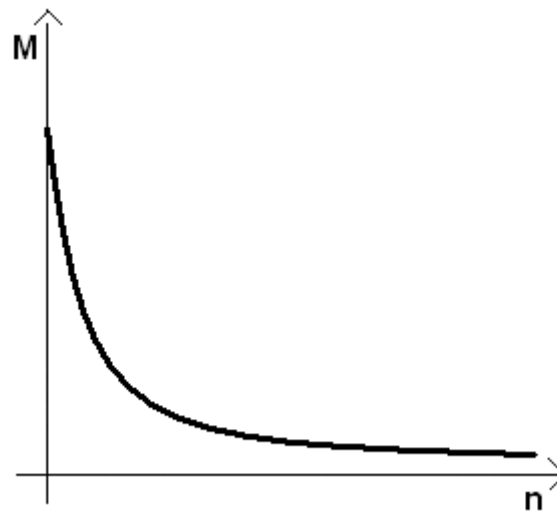
Ha $U_k = c * n * k_2 * I_a + I_a * R_b = c' * n * I_a + I_a * R_b$ (157)-ből kifejezzük I_a -t

$$I_a = \frac{U_k}{c' * n + R_b} \quad (158)$$

és behelyettesítjük $M = k * I_a * k_2 * I_a = k'I_a^2$ (156)-ba akkor

$$M = k' * \left(\frac{U_k}{c' * n + R_b} \right)^2 \quad (159)$$

A soros gép nyomaték-fordulatszám görbéje $M = k' * \left(\frac{U_k}{c' * n + R_b} \right)^2$ (159) alapján



16-31. ábra

Ahogy a 16-31. ábra mutatja, a $M = k' * \left(\frac{U_k}{c' * n + R_b} \right)^2$ (159) egyenlet alapján a soros gerjesztésű egyenáramú gép indítónyomatéka

$$M = \frac{k' * U_k^2}{R_b^2} \quad (160)$$

A forgógépek fontos jellemző értéke az üresjárási fordulatszám. Soros motoroknál ez a jellemző nem értelmezhető, ugyanis üresjárásban a motor nyomatéka zérus.

Az $M = k' * \left(\frac{U_k}{c' * n + R_b} \right)^2$ (159) összefüggés alapján M értéke két esetben lehet 0. Az

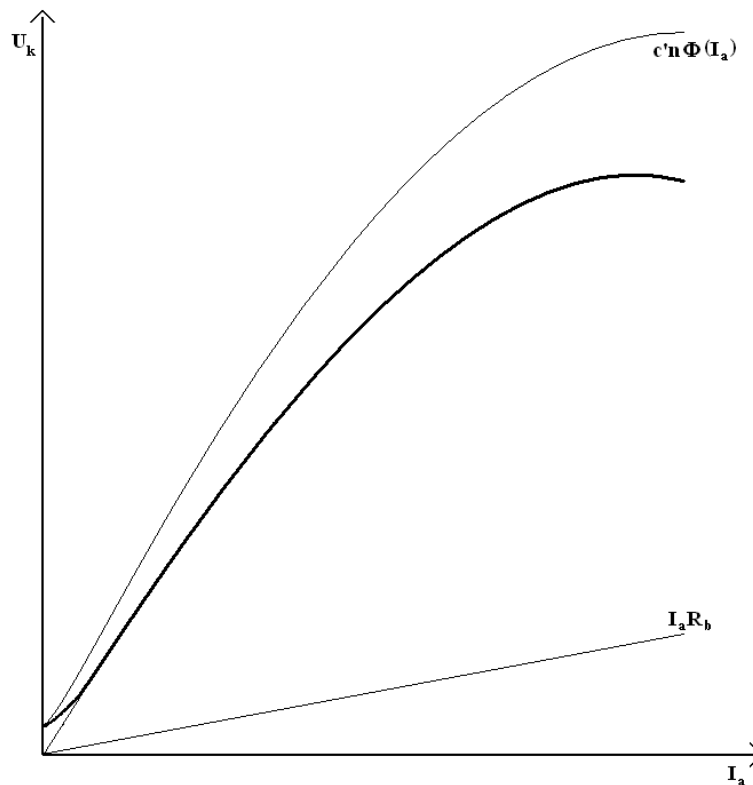
egyik, ha a $k' * U_k^2$ értéke 0, a másik, ha $c' * n + R_b$ értéke végtelen. Az első eset akkor teljesül, ha nincs kapcsolófeszültség ($U_k=0$) ekkor azonban csak egy darab rézzel kombinált vasról beszélünk, semmiképpen sem motorüzemben használt soros gépről. A másik eset teljesülésének a feltétele az $n=\infty$, ami mint állapot a valóságban nem képzelhető el, gyakorlatilag viszont azt jelenti, hogy a soros egyenáramú motor terhelés nélkül megszabadhat, azaz a megengedhetőnél lényegesen nagyobb fordulatot érhet el. Határesetben a terhelés nélküli soros egyenáramú gép akkora fordulatra pöröghet fel, hogy a forgórésze szétszakad.

A soros motor M - n görbéjének hiperbola jellege azt mutatja, hogy ez a gép teljesítménytartó.

16.1.8.2. A soros gerjesztésű generátor

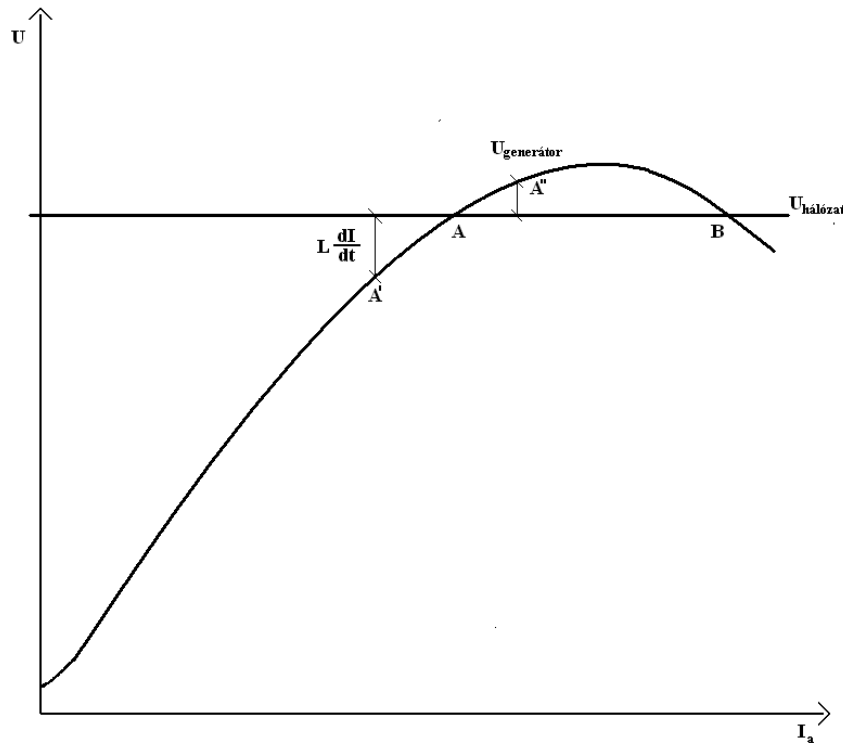
Természetesen a soros gerjesztésű generátorra is a $M = k * I * \Phi$ (140) és a $U_k = c * n * \Phi - I_a * R_b$ (142) egyenlet vonatkozik. Ennek alapján nem lehet csodálkozni azon, hogy a soros gerjesztésű generátor kapcsolófeszültsége a gerjesztőáram függvényében hasonló, mint a külső vagy a párhuzamos gerjesztésű generátoroké. A lényegi különbség itt is az, hogy a gerjesztőáram és a terhelőáram ugyanaz. Emiatt a soros gerjesztésű egyenáramú gép esetén üresjárási jelleggörbéről nem beszélhetünk, hiszen üresjárásban nincs gerjesztőáram, a kapcsolófeszültség a remanens fluxusból eredő érték.

A gép terhelési jelleggörbéje a következő ábrán látható.



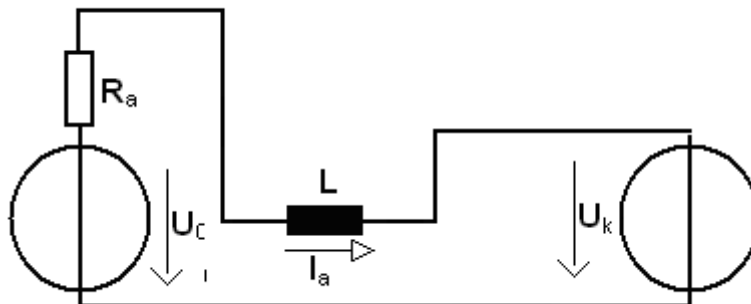
16-32. ábra

Az ábrán vékony vonallal jelöltük a gép elméleti üresjárási feszültségét ($c'n\Phi(I_a)$), és a belső ellenálláson eső feszültséget ($I_a R_b$). Vastag vonallal jelöltük a kettő különbségét, ami éppen a terhelési jelleggörbe. Figyelembe véve, hogy gyakorlatilag valamennyi fogyasztó a terheléstől függetlenül közel állandó kapcsolófeszültséget igényel, így a soros generátort nem tudjuk autonóm generátorként használni. Ugyanígy nem lehet soros generátorként az állandó kapcsolófeszültségű hálózatra kapcsolni, de ennek magyarázatához húzzuk be a 16-32. ábrába a hálózati kapcsolófeszültséget jellemző egyenest!



16-33. ábra

Rajzoljuk még fel a soros generátor helyettesítő képét ugyanúgy, mint a 16-26. ábrán ábrázoltuk a párhuzamos generátorét,



16-34. ábra

A kapcsolatban közös R_a ellenállásként ábrázoltuk a gerjesztőtekercs és az armatúra ellenállását, valamint egy közös L reprezentálja a gerjesztőtekercs és a forgórész kör inductívitasát.

A 16-33. ábrán jelöltük az $U_0 - I_a * R_a$ görbét ($U_{\text{generátor}}$) valamint az $U_k = \text{állandó}$ ($U_{\text{hálózat}}$) egyenest. A Kirchoff féle huroktörvény itt is igaz, azaz a 16-34. ábra elemein eső feszültség előjeles összege mindig 0. Vegyük még figyelembe azt, hogy a hálózatra termelő generátortól stabilitást várunk el. Ez a 16-33. ábra szerint két pontban lehetséges, az 'A' jelű illetve a 'B' jelű pontokban. Mielőtt az eredménnyel elégedetten befejeznénk a gondolkodást, nézzük meg, hogy mi történik a valóságban.

Rögtön az elején gondot jelent, hogy adott paraméterek (U_k, n) mellett lehet I_A és lehet I_B . Már ez a kettősség is gondot tudna okozni, de a későbbiekben látni fogjuk, hogy ez a legkisebb probléma.

Először tekintsük azt az esetet, amikor a generátor az 'A' munkapontban van. Ha bármi megzavarja a generátort például a generátort és a hálózatot összekötő csatlakozót valaki megmoz-

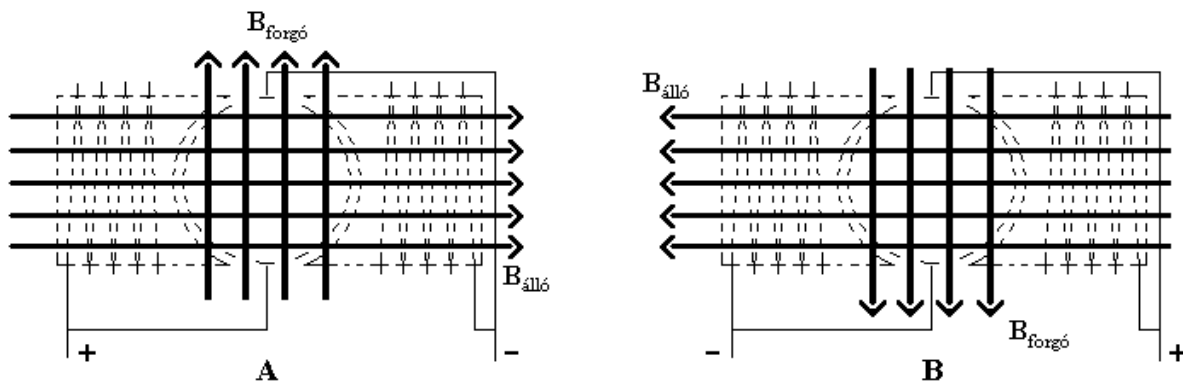
dította, a generátor az adott munkapontból kimozdul. Ha a 16-33. ábra görbéit és a 16-34. ábra jelöléseit nézzük, akkor az U_0 és U_k görbék közötti feszültség éppen az L induktivitáson esik. Tegyük fel, hogy a generátor az 'A' pontból az 'A'' pontba mozdul el. Az A' pontban $L \cdot di/dt$ értéke negatív, így a gerjesztőáram csökken. Vegyük észre, hogy a gerjesztőáram csökkenése U_0 csökkenését, és ezen keresztül a negatív $L \cdot di/dt$ abszolút értékének növekedését vonja maga után. Az előbb említett gerjesztőáram változás eredménye, hogy a gerjesztőáram (ami egyben az armatúra áram is) 0 értékre csökken, majd az ellenkező irányban növekedni fog, és előbb-utóbb (de inkább előbb) a generátor tönkremeneteléhez vezet. Ez a labilitás teljesen alkalmatlanná teszi a soros gépet hálózatra termelő generátornak.

Legyünk egy kicsit optimistábbak. Tegyük fel, hogy az 'A' munkapontból kimozdulva a gerjesztőáram nem csökken, hanem nő. Ekkor az előzőekben említett $L \cdot di/dt$ pozitív értéket vesz fel, azaz a gerjesztőáram tovább nő. Az említett növekedés mindaddig nem áll meg, amíg $L \cdot di/dt$ értéke 0 nem lesz. Megnézve a 16-33. ábrát, látszik, hogy a 'B' pontban ez a feltétel teljesül. Amennyiben valami zavar folytán a gerjesztőáram tovább nő, akkor $L \cdot di/dt$ értéke negatív lesz, azaz a rendszer a 'B' munkapontba áll be. Következtetesként megállapítható, hogy az állandó kapocsfeszültségre kapcsolt soros gerjesztésű generátor vagy legerjed, vagy a 16-34. ábra szerinti 'B' munkapontban üzemel. Mint láttuk, a legerjedés a generátor tönkremenetelét okozza, de mivel a 'B' munkapontban üzemelő áram lényegesen a gép üzemi tartományán kívül esik, így a gyakorlat szempontjából ez az eset is a nemkívánatos értékelést kapja.

Az eddigiek alapján a soros generátor teljesen alkalmatlan arra, hogy generátorként alkalmazzuk, ennek ellenére az eddig tárgyaltak nem lesznek haszontalanok. Járművek esetén ugyanis a vontatómotorok terén igen hosszú időn keresztül a soros egyenáramú gép egyeduralgó volt, és a későbbiek során látni fogjuk, hogy a soros gép generátorüzemben alkalmas lehet fékezésre.

16.1.8.3. Univerzális motorok

Mielőtt az úgynevezett univerzális motorokat tárgyalnánk, nézzük meg, mi történik, ha egy egyenáramú motor kapcsain megfordítjuk a feszültség polaritását. Triviálisnak tűnik a válasz, megfordul a motor forgásiránya. Ezzel a válasszal az egyetlen gond, hogy nem igaz. Tegyük félre a külső gerjesztésű motort, ugyanis ez az egyetlen motor, ahol a gerjesztőtekercs és az armatúra feszültsége külön változtatható. Nézzük csak a párhuzamos illetve a soros gerjesztésű gépet. A következő ábrán egy párhuzamos gerjesztésű motor álló, illetve forgó részének mágneses mezőit és forgásirányát rajzoltuk fel. 'A' és 'B' eset ellentétes polaritásra vonatkozik.



16-35. ábra

Látható, hogy a kapcsok polaritásának megváltoztatása azt eredményezi, hogy megfordul az állórész mágneses mezejének iránya valamint a forgórész áramának iránya, és ez utóbbival

együtt a forgórész mágneses mezeje. Teljesen mindegy, hogy a motor nyomatékát úgy tekintjük, mint az állórész mágneses mező és a forgórész áramjárta vezetőjének, vagy az álló és forgórész által gerjesztett mágneses mezők egymásra hatása, ha mindkettő változik, a nyomaték iránya marad.

A fentiek tükrében a soros és párhuzamos gerjesztésű egyenáramú gépek váltakozó áramú hálózatról is használhatók. Itt ismét arra a pontra jutottunk, hogy sajnós ez így nem igaz. Generátorüzemben értelmetlen vizsgálódunk. Itt a felgerjedés feltétele a remanens fluxus és a gerjesztett fluxus irányának azonossága volt. Ez az azonosság váltakozó polaritás mellett lehetetlen.

Motorüzemben ilyen elvi probléma nincsen. Gyakorlati annál inkább. Nem szabad elfelejteni, hogy mind az állórészen, mind pedig a forgórészen tekercselést helyeztünk el. Ha erre a tekercselésre egyenfeszültséget kapcsolok, a tekercsen egyenáram folyik át, akkor a tekercs áramát annak ohmos ellenállása korlátozza, azaz

$$I = \frac{U_k}{R} \quad (161)$$

míg ha a tekercselésre váltakozó feszültség jut akkor

$$I = \frac{U_k}{R + X_L} \quad (162)$$

A fentiek alapján, ha egy egyenfeszültségre tervezett párhuzamos vagy soros motort váltakozó feszültségről üzemeltetünk, a motor a névlegesnél kisebb árammal, ennek megfelelően kisebb nyomatékkal illetve teljesítménnyel fog működni. Elvileg a kapocsfeszültség emelésével a motoráram kompenzálható, gyakorlatilag azonban a tekercsek szigetelését a névleges feszültség alapján méretezik, ezért a névlegesnél nagyobb feszültség nem alkalmazható. Fordított esetben hasonló módon kell gondolkodni. Ha váltakozó feszültségre tervezett motort egyenfeszültségről üzemeltetünk, akkor a gép árama nagyobb lesz a névlegesnél, ami szintén káros lehet.

16.1.8.4. Egyenáramú motorok fordulatszám változtatása

Ha az $U_k = c * n * \Phi + I_a * R_b$ (141) egyenletről kifejezzük n értékét, az

$$n = \frac{U_k - I_a * R_b}{c * \Phi} \quad (163)$$

(egyébként már ismert) összefüggésre jutunk. Az összefüggés alapján jól látszik, hogy a motor fordulatszáma változik, ha akár a kapocsfeszültséget, akár a motor belső ellenállását, akár pedig a gerjesztőfluxust változtatjuk. Elvileg fel kellett volna sorolni az armatúraáram változtatását is, de mivel ezt a gyakorlatban vagy a kapocsfeszültség vagy a belső ellenállás megváltoztatásával tudjuk elérni, így az armatúraáram megváltoztatásával közvetlenül nem foglalkozunk.

A következőkben vizsgáljuk meg, miként tudjuk az említett változtatásokat előidézni. Először nézzük meg, a belső ellenállás megváltoztatásának lehetőségét. Nyilvánvaló, hogy a motor belső ellenállását nem tudjuk valóban megváltoztatni, de ugyanazt a hatást érvük el, ha a motor armatúrájával sorba kötünk egy ellenállást. Ekkor $U_k = c * n * \Phi + I_a * R_b$ (141)-et

$$U_k = c * n * \Phi + I_a * (R_a + R_e) \quad (164)$$

alakban írhatjuk fel, ahol R_e az armatúrával sorba kapcsolt előtét-ellenállás értéke. A $U_k = c * n * \Phi + I_a * (R_a + R_e)$ (164) összefüggés mellett figyelembe kell vennünk az egyenáramú gép $M = k * I * \Phi$ (140) nyomatékegyenletét ($M = k * I * \Phi$) is, hiszen motorüzemben a motor adott terhelés mellett adott fordulatszámra kell, hogy forogjon. Ennek megfelelően, ha a gerjesztést állandónak tekintjük (tehát külső vagy párhuzamos gerjesztés esetén), akkor

$$I_a = \frac{M}{k * \Phi} \quad (165)$$

Amit $U_k = c * n * \Phi + I_a * (R_a + R_e)$ (164)-be helyettesítve

$$R_e = \frac{c * n * \Phi - \frac{M}{k * \Phi} * R_a}{\frac{M}{k * \Phi}} \quad (166)$$

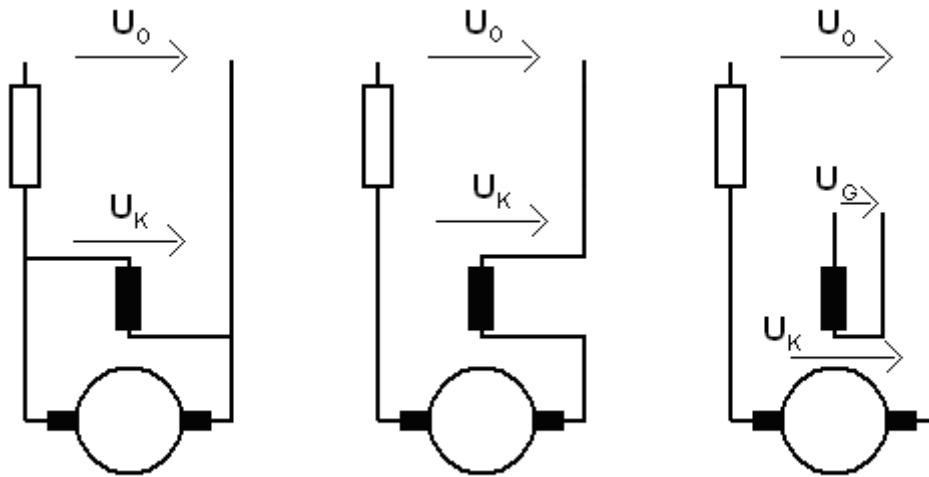
Soros motor esetén Φ függvénye az I_a áramnak, itt a soros motorokra jellemző $M = k * I_a * k_2 * I_a = k' I_a^2$ (156) és $U_k = c * n * k_2 * I_a + I_a * R_b = c' * n * I_a + I_a * R_b$ (157) összefüggéseket használjuk, így

$$I_a = \sqrt{\frac{M}{k}} \quad (167)$$

És ezzel a kívánt fordulatszámot a következő értékű előtét-ellenállással tudjuk elérni:

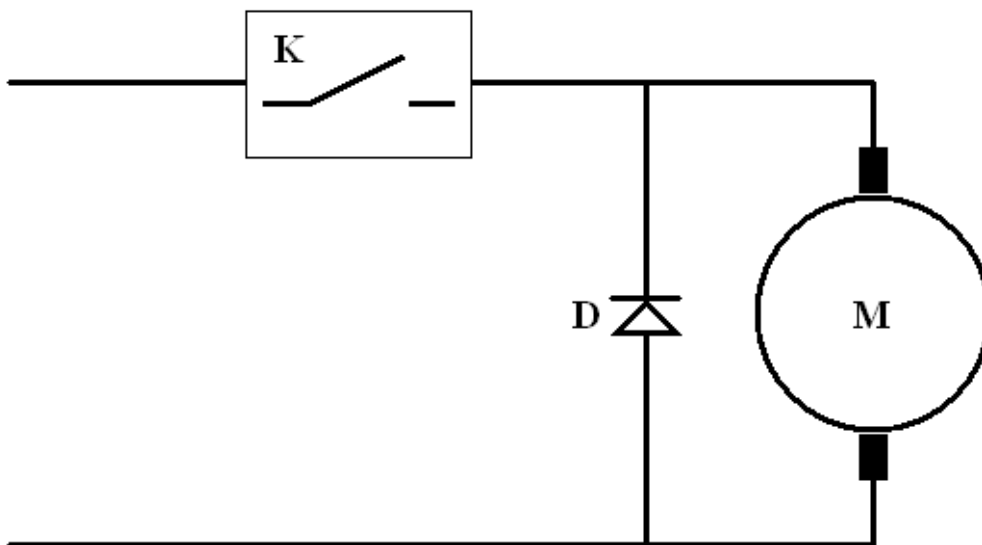
$$R_e = \frac{U_k - \sqrt{\frac{M}{k}} * (c' * n + R_b)}{\sqrt{\frac{M}{k}}} \quad (168)$$

Most vizsgáljuk meg a kapocsfeszültség megváltoztatásának az esetét. A gyakorlatban a motorokat általában villamos hálózatról, vagy akkumulátorról tápláljuk, így magának a tápfeszültségnek a változtatása nem megoldható. Ha azonban a következő ábra szerint a motor és a tápfeszültség közé R_e értékű ellenállást kötünk, az ellenálláson $I_a * R_e$ nagyságú feszültség esik, azaz a motorra $U_k - I_a * R_e$ feszültség jut. Külső és soros gerjesztésű motor esetén ugyanarra az eredményre jutunk, mint amikor a belső ellenállást növeltük. Párhuzamos gerjesztésű motor esetén is hasonló a helyzet, csak ekkor a gerjesztőtekerces is az előtétellenállás mögé kerül, így a motor gerjesztőfluxusa is csökken. Az eddigiek alapján a kapocsfeszültség ellenállással való csökkentését nem tárgyaljuk külön.

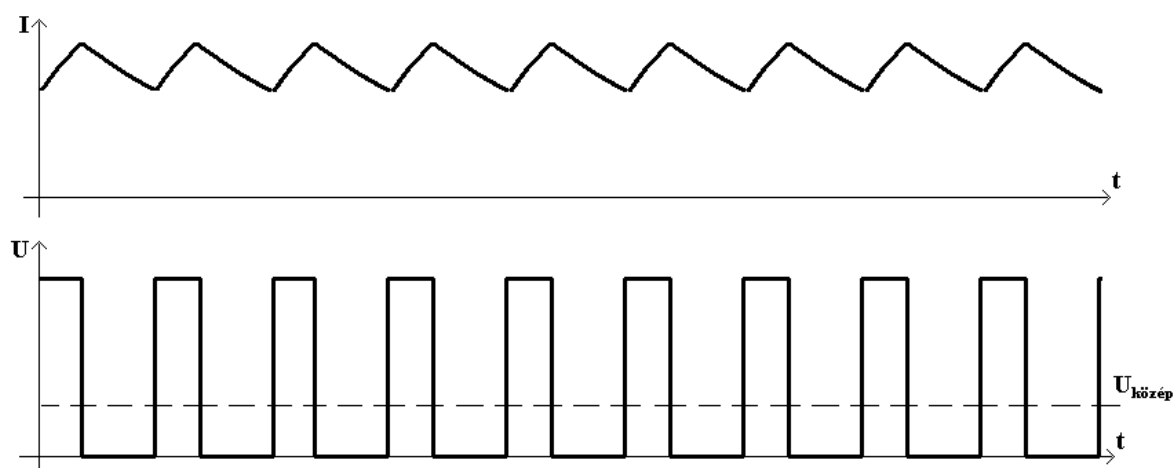


16-36. ábra

Másik lehetőség a motor kapocsfeszültségének szabályozására, ha a motor és a tápfeszültség közé egy gyors működésű kapcsolót építünk a 16-37. ábra szerint, és ezzel motort gyors ütemben ki- illetve bekapcsoljuk. A motor kapcsaira ekkor a 16-38. ábra szerinti feszültség jut.

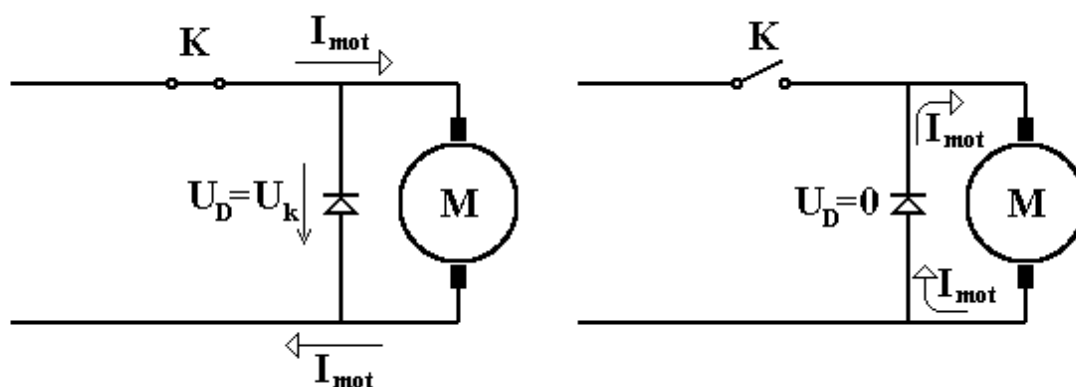


16-37. ábra



16-38. ábra

A 16-38. ábra feszültség-idő függvénye alapján a motor kapcsaira t_{be} idő alatt U_k feszültség jut. Emlékezzünk vissza arra, hogy a motor jelentős induktivitást képvisel, így a K kapcsoló bekapcsolása sem eredményez ugrásszerű feszültségnövekedést. A motor induktivitása kikapcsoláskor még jelentősebb szerephez jut. A K kapcsoló kikapcsolásakor ugyanis a motor árama nem tud a motor-tápláló hálózat körön folyni, ugyanakkor a motor árama nem tud hirtelen 0-ra csökkenni, ezért gondoskodni kell az áram útjának biztosításáról. A 16-37. ábrán ezt a célt szolgálja a D (úgynevezett szabadonfutó) dióda. A dióda K kapcsoló zárt állapotában záróirányban van igénybe véve, ezért nem vezet, a kapcsoló nyitott állapotában pedig nyitóirányban átengedi a motoráramot.



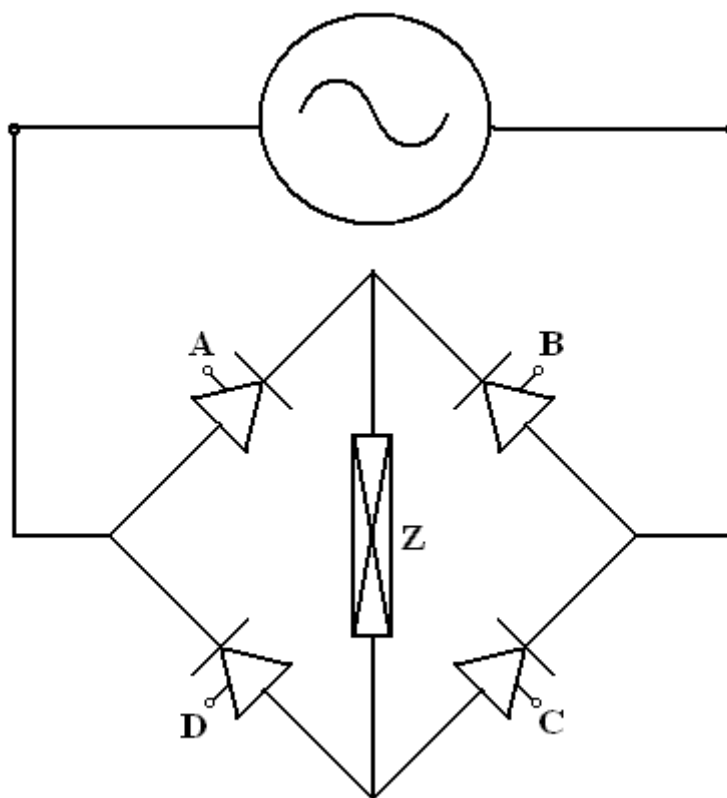
16-39. ábra

A 16-38. ábrán a motor feszültség-idő összefüggése mellett feltüntettük az armatúraáram-idő függvényt is. A motor fordulatszáma a motorra jutó feszültség egyenáramú középértékével arányos. A középérték nagysága a négyszögjel kitöltési tényezőjével (t_{be}/T) arányos. A motoráram hullámosságát az ábra alapján a négyszögjel frekvenciájának növelésével lehet csökkenteni. Elfogadható hullámosságú áramot mechanikus kapcsolóval nem csak félvezetőeszköz segítségével lehet elérni.

A tárgyalt kapcsoló eszközt egyenáramú szaggatónak hívják, és tirisztor alkalmazásával építik fel. A szaggató részletes tárgyalása nélkül nézzük meg, mért nem lehet egyszerű tirisztor alkalmazásával a feszültség adott frekvenciával történő ki-be kapcsolását megvalósítani.

A tirisztor alapvetően nem vezet, mindaddig, míg nyitóirányú előfeszítés mellett a vezérlő lábra gyújtóimpulzust nem adunk. Ha azonban a tirisztort begyújtottuk, csak záróirányú árammal lehet kioltani. Esetünkben a motor induktivitása is és a kapocsfeszültség is a tirisztor áramát fenntartani igyekszik, így a tirisztor kioltásáról külön áramkörrel kell gondoskodni.

Most nézzük azt, a gyakorlat szempontjából is fontos kapcsolást amikor az egyenáramú gépet váltakozó áramú hálózatról egyenirányítón keresztül tápláljuk. Ekkor a motorra jutó kapocsfeszültség változtatása vezérelt egyenirányítókkal aránylag egyszerűen megoldható. Rajzoljuk fel először magát a kétutas kétütemű vezérelt egyenirányítót és ismételjük át a működését.

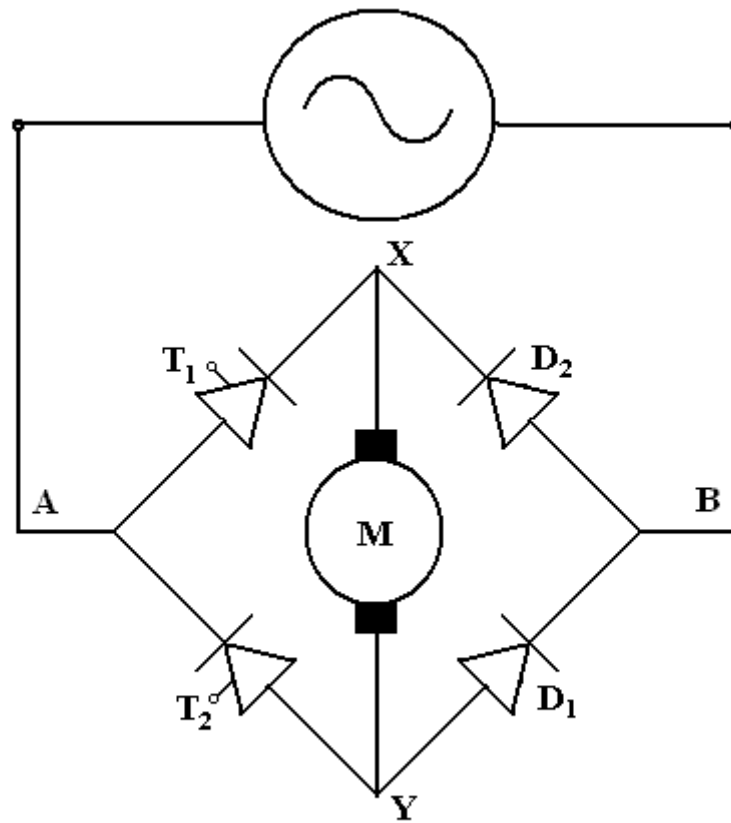


16-40. ábra

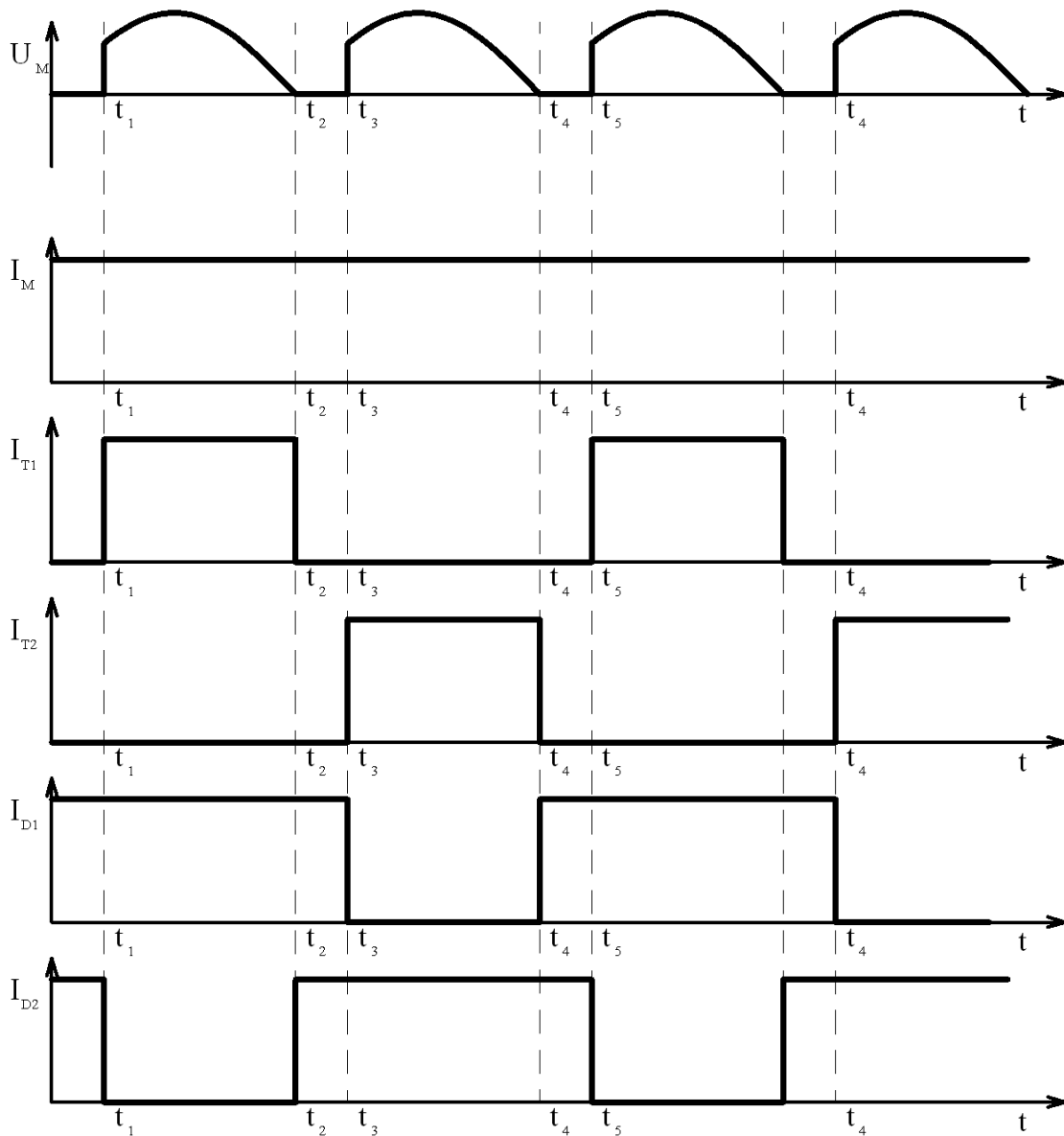
A tápfeszültség egyik félperiódusában az 'A' és 'C' tirisztor van nyitóirányban igénybe véve, a másik félperiódusban pedig a 'B' és a 'D'. A motort reprezentáló impedancián mindaddig nem folyik áram, míg az adott félperiódushoz tartozó tirisztorpár nem nyit. Gyakorlatilag ez azt jelenti, hogy az impedancián csak akkor folyik áram, amikor a második tirisztor is nyit. Az eddigiek alapján a kapcsolás működésén nem változtat, ha a kapcsolásban két tirisztort diódával helyettesítünk.

Az egyenáramú motorok táplálásánál lényeges különbség van a kétféle hídkapcsolással (két tirisztor és két dióda vagy négy tirisztor) megvalósított áramkör működésében. Magát a kétféle hídkapcsolást is kétféleképpen hívjuk. A négy tirisztorral megvalósított hídkapcsolást teljesen vezérelt, míg a két tirisztorral és két diódával megvalósított hidat félig vezérelt hídkapcsolásnak nevezik.

Nézzük meg először a félig vezérelt hídkapcsolás működését. A kapcsolást a 16-41. ábra, a motort reprezentáló impedancia feszültség időfüggvényét pedig a 16-42. ábra mutatja



16-41. ábra



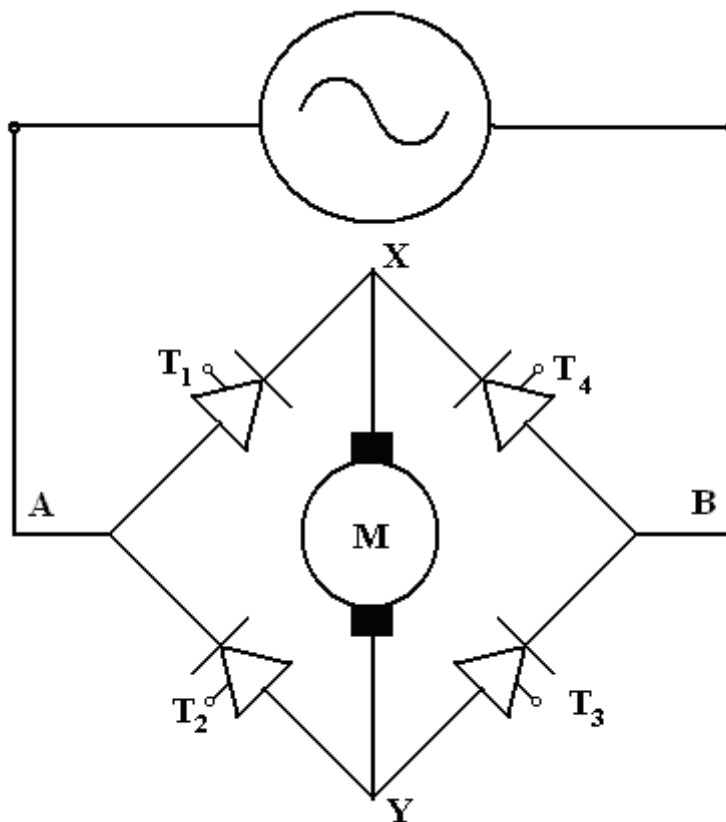
16-42. ábra

Tekintsük ideálisnak mindkét tirisztort illetve diódát. A vizsgálódás előtt jegyezzük meg, hogy a motor inductivitása elegendően nagy ahhoz, hogy néhány periódus alatt az áramerősség csak elhanyagolható mértékben változik. Az áramkör működésének a vizsgálatát kezdjük a t_1 időpontban. Ekkor az A pont pozitív, a B pont negatív polaritású, a T_1 tirisztor nyitva van, az I áram az A- T_1 -M- D_1 -B útvonalon folyik. Ez az állapot fennáll egészen t_2 időpontig. t_2 időpontban az feszültség polaritása megfordul, és ettől kezdve B pont lesz a pozitívabb. Ekkor egy igen rövid ideig érdekes helyzet alakul ki. D_1 diódán nyitóirányú áram folyik, mert az inductivitás áramának valamire folynia kell és T_2 -t még nem nyitottuk ki. T_1 tirisztor vezet, mert még nem fordult meg rajta az áramirány, ezért az X és az A pont potenciálja megegyezik. A D_2 diódára nyitóirányú feszültség jut, mivel a B pont potenciálja pozitívabb, mint az A és ezzel együtt az X pont potenciálja. Most jutottunk el egy lényeges pontig. A T_1 tirisztor még nyitva van, D_2 dióda pedig éppen most nyitott ki. Ez azt jelenti, hogy a pozitívabb potenciálú B pontot gyakorlatilag összekötöttem a negatívabb potenciálú A ponttal. Természetes, hogy ekkor B-ből A-ba azonnal áram akar indulni. Ezt azonban T_1 nem hagyhatja, így azonnal lezár. Az M árama, mint az elején említettük nem változik számottevően. X pontból M felé fo-

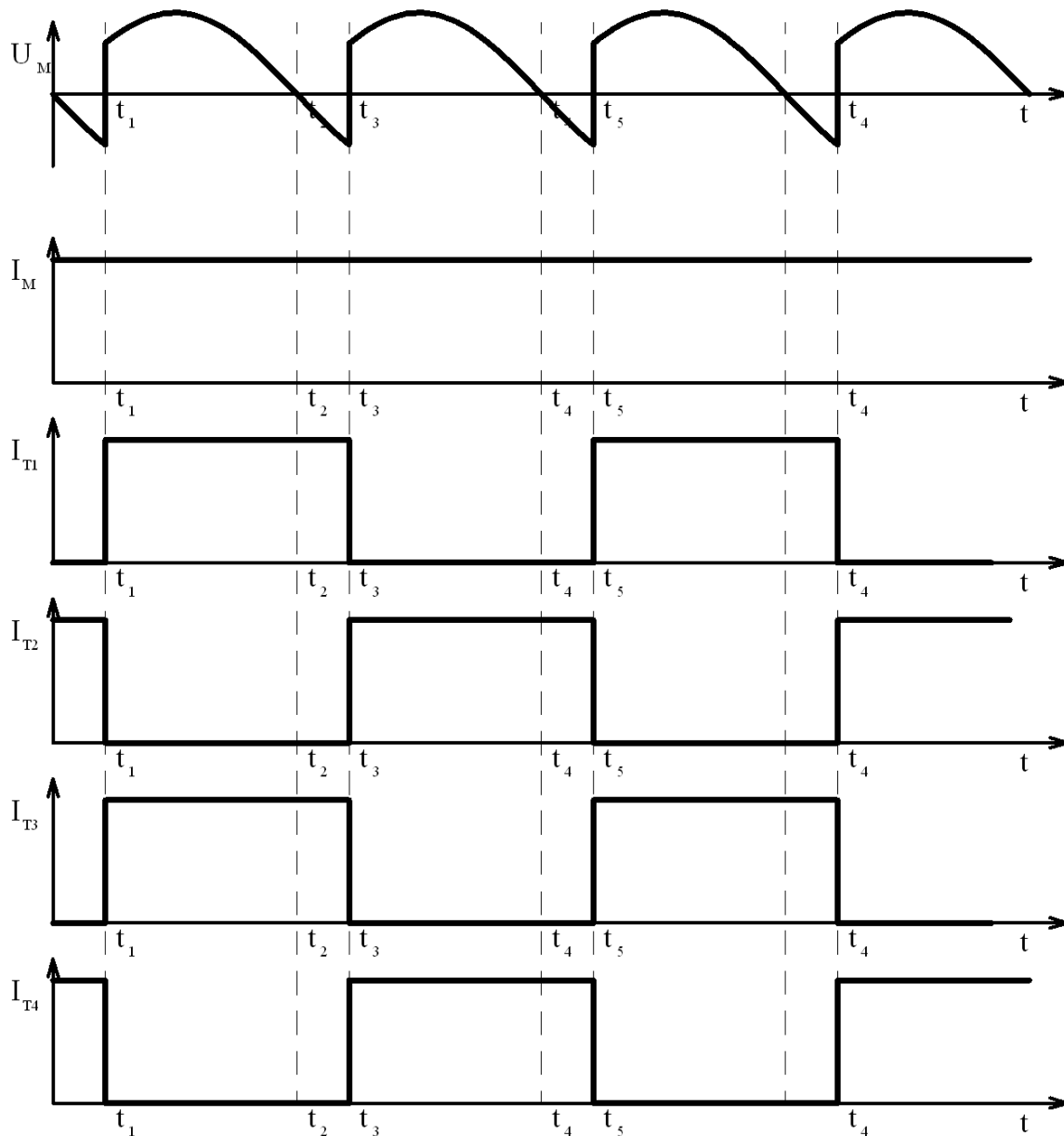
lyik az I áram, így az X jelű pontba is folytania kell ugyanekkora áramnak. Ez az áram T_1 felől nem tud folyni, hiszen a T_1 tirisztor éppen most zárt le, így ebben az állapotban az I áram a D_1 - M - D_2 vonalon folyik t_3 időpontig. Ekkor mind a D_1 , mind pedig D_2 vezet, azaz a rajtuk eső feszültség 0. Ez a Kirchoff féle huroktörvény értelmében azt jelenti, hogy ebben a szakaszban a motorra jutó feszültség is 0 értékű, miközben a motoráram természetesen változatlan.

A t_2 ponthoz hasonló jelenség játszódik le a t_3 időpontban. t_3 -hoz jutva D_1 dióda nyitva van, így D_1 -en nem esik feszültség, azaz az U_{BA3} feszültség T_2 tirisztoron esik. t_3 időpontban nyitjuk a T_2 tirisztort.. Mivel a B pont potenciálja magasabb, a B pont felől az A pont felé áram indul, ami azonnal lezárja D_1 diódát, így az I áram ettől kezdve a B - D_2 - M - T_2 - A útvonalon folyik, a motorra a hálózati feszültség jut. Ez az állapot gyakorlatilag ugyanaz, mint a t_1 időpontban volt, így innen a folyamat ismétlődik.

Most vizsgáljuk meg, mi történik, ha a motort teljesen vezérelt hídkapcsolásban üzemeltetjük.



16-43. ábra

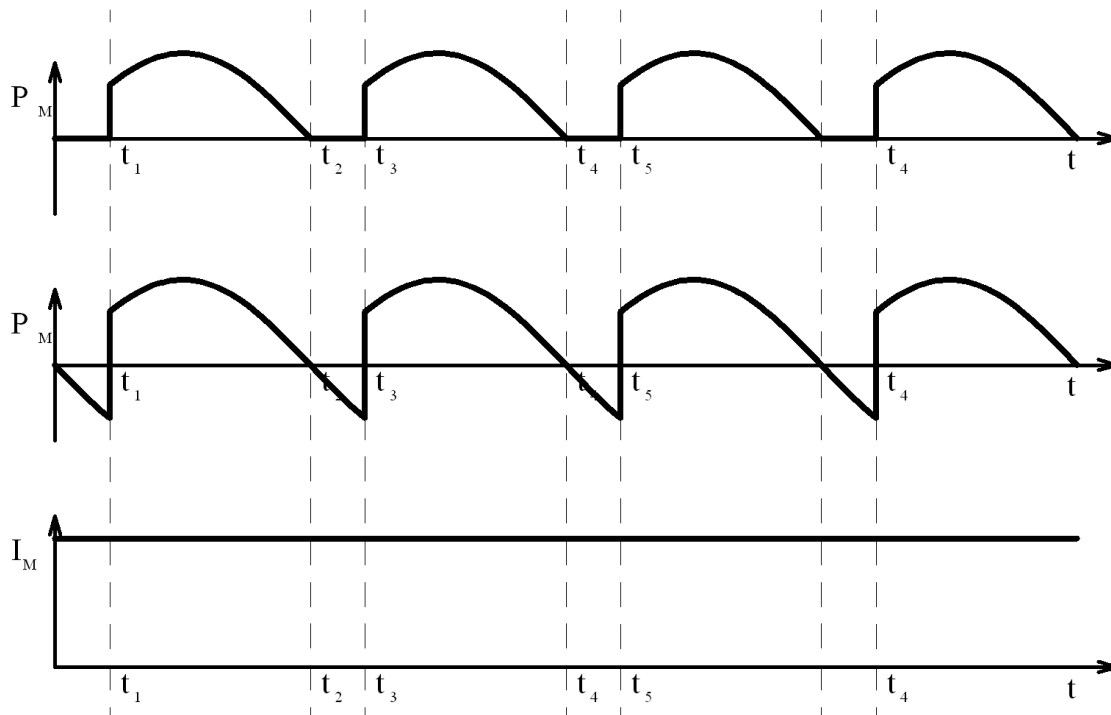


16-44. ábra

t_1 -től t_2 időpontig a helyzet analóg az előbb tárgyaltakkal, az A pont pozitívabb a motor kapcsaira U_{AB} nagyságú feszültség jut, T_1 és T_3 tirisztorok nyitva vannak, az áram útja A- T_1 -M- T_3 -B. t_2 időpontban az előzőekkel analóg módon B pont potenciálja magasabb lesz mint az A ponté, és mivel T_3 tirisztor vezet, ezért az Y jelű pont B-vel megegyező potenciálja is magasabb lesz, mint az A ponté. Ez azt eredményezi, hogy T_4 -re nyitóirányú feszültség jut. A félig vezérelt híd esetén a dióda itt kezdett vezetni, de a teljesen vezérelt híd esetén egészen más a helyzet. T_4 tirisztor ugyanis nem vezet mindaddig, ameddig gyújtó impulzust nem adunk rá. Tegyük fel, hogy a T_2 tirisztorot nem gyújtjuk be. Ekkor áll elő az a helyzet, hogy az induktivitás miatt I áram értéke nem változik, az áram M felől Y felé mindenképpen folyik. A Kirchoff csomóponti törvény értelmében az Y pontba befolyó és az onnan kifolyó áramok összege meg kell hogy egyezzen, de mivel T_2 nem kapott gyújtóimpulzust, ezért nem vezet. Ekkor I áram továbbra is T_3 tirisztoron, a tirisztor nyitóirányában folyik. Sem a T_1 sem pedig T_3 tirisztoron nem fordult meg az áram iránya, ezért egyik tirisztor sem zár. Egyik tirisztoron sem esik feszültség, mivel mindkettőn nyitóirányú áram folyik, azaz az U_{BA} feszültség teljes egészében a

motorra jut. Érdeemes megjegyezni, hogy ekkor a motoron eső feszültség ellentétes irányú, mint a motoráram. Ha t_3 időpontban gyújtjuk a T_2 és T_4 tirisztort, akkor a nyitóirányban előfeszített tirisztorok nyitnak és lezárják a T_1, T_3 tirisztort. Ettől kezdve a két hídkapcsolás működése megegyezik.

Mint már szó volt róla, a motoráram gyakorlatilag nem változik ezért az egyenáramú motor teljesítménye egyenesen arányos a motor kapcsaira jutó feszültséggel, a teljesítmény átlagértéke pedig a kapocsfeszültség átlagértékével arányos.



16-45. ábra

A 16-45. ábra alapján látható, hogy míg a féligvezérelt hídkapcsolásban a teljesítmény átlagértéke mindenképpen pozitív, a teljesen vezérelt hídkapcsolás esetén lehetséges negatív átlagérték. A negatív teljesítmény azt jelenti, hogy ekkor a motor a hálózat felé teljesítményt ad le, azaz fékezik.

A kapocsfeszültség változtatása után nézzük meg a harmadik paraméter, az állórész által gerjesztett fluxus megváltoztatásának lehetőségét.

$$n = \frac{U_k - I_a * R_b}{c * \Phi} \quad (163) \text{ alapján a fluxus és a fordulatszám fordítottan arányosak egymással,}$$

azaz a fluxus növelése a fordulatszám csökkenését, míg a fluxus csökkentése a fordulatszám növekedését hozza magával. A valóságban a fluxus növelése nem járható út a fordulatszám szabályozására, mivel a gyakorlatban a motorok fluxusa is a vas mágneselési görbéje mentén változik, és a névleges értékeken működő motor állórészén a vas ár a telítési határ közelében van, azaz a fluxus már nem növelhető jelentős mértékben.

Amikor a motor a névleges gerjesztés mellett elérte a névleges fordulatot, akkor a fordulatszám egy darabig növelhető a fluxus csökkentésével, de nem szabad elfelejteni, hogy a gerjesztőfluxus csökkentése egyben a motornyomaték csökkenését is maga után vonja.

16.1.8.5. Egyenáramú motorok indítása

A fordulatszám szabályozás speciális formája az indítás. A közvetlenül hálózatra kapcsolt egyenáramú motoron az indítás pillanatában

$$I_a = \frac{U_k}{R_b} \quad (169)$$

nagyságú áram folyik. Ez a névleges áram sokszorososa, ami igen kevés kivételtől eltekintve nem engedhető meg. A hálózati áramlökés mellett a motor közvetlen hálózatra kapcsolása hirtelen a névleges nyomaték sokszorosát jeleníti meg a motor tengelyén, ami a legtöbb esetben szintén nem engedhető meg. Az indítási áram és nyomatéklökés elkerülésére a fordulatszám szabályozásnál ismertetett lehetőségeket alkalmazzuk.

A legegyszerűbb módszer itt is az armatúrakörbe kötött ellenállás. Ha adott a hálózat kapcsolási feszültsége, a gép belső ellenállása és a megengedhető armatúraáram, akkor

$$R_{eind} = \frac{U_k}{I_{a\max}} - R_b \quad (170)$$

ahol R_{eind} az indításhoz tartozó ellenállás. Ezzel az ellenállással a motor a

$$M_{ind} = k * I_{a\max} * \Phi \quad (171)$$

indítónyomaték hatására forogni kezd. A forgás hatására a $c * n * \Phi$ belső feszültség növekedni, az armatúraáram pedig csökkenni kezd. Az armatúraáram csökkenésének velejárója, hogy a motor forgatónyomatéka is csökken. Ismerve az elvárt minimális forgatónyomatékot, a minimális áram az

$$I_{a\min} = \frac{M_{\min}}{k * \Phi} \quad (172)$$

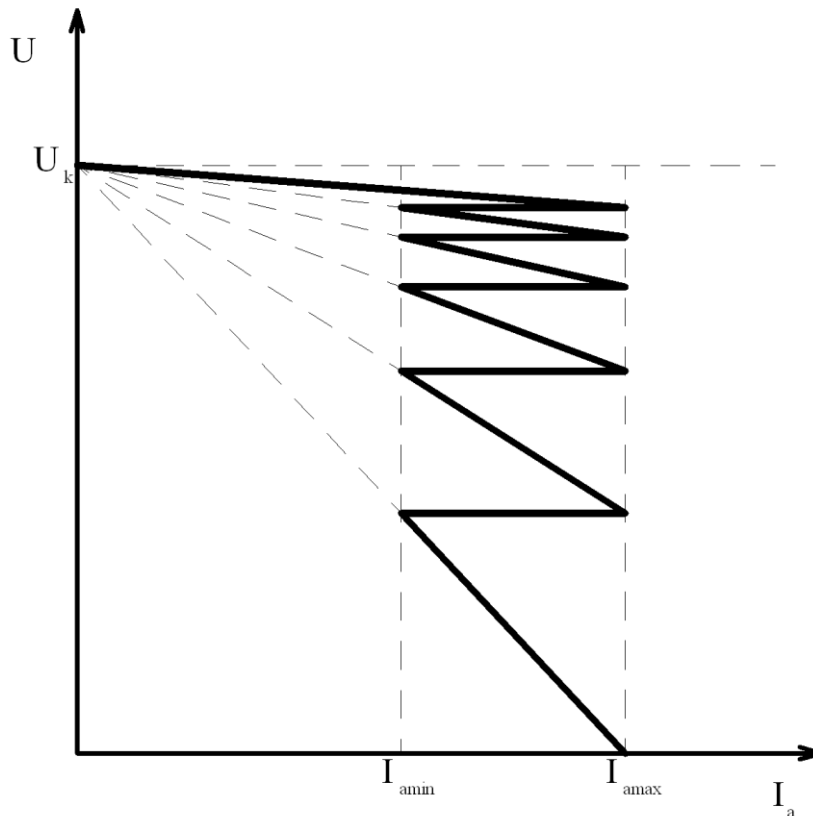
összefüggéssel határozható meg. A minimális áram elérésekor az előtétellenállást lecsökkentve az áram, és ezzel együtt a nyomaték ismét megnő. $I_{a\min}$ ismeretében n_1 meghatározható, hiszen $U_k = c * n * \Phi + I_a * R_b$ (141) alkalmazásával

$$n_1 = \frac{U_k - I_{a\min} * R_{eind}}{c * \Phi} \quad (173)$$

Ezt a fordulatszámot és ismét a maximális áramot figyelembe véve az

$$U_k = c * n_1 * \Phi + I_{a\max} * (R_b + R_{e1}) \quad (174)$$

összefüggésből R_{e1} , majd hasonló gondolatmenetet követve a többi fokozathoz tartozó ellenállás is kiszámítható



16-46. ábra

A $M_{ind} = k * I_{a\max} * \Phi$ (171) - $U_k = c * n_1 * \Phi + I_{a\max} * (R_b + R_{e1})$ (174) összefüggések külső illetve párhuzamos gerjesztésű gépekre igazak, de hasonló gondolatmenettel a soros motor indítási folyamata is leírható.

Abban az esetben, ha két motor vesz részt a hajtásban, a motorok mindaddig, míg a kapocsfeszültségük el nem éri a tápfeszültség értékének felét, sorba kapcsolhatók egymással. Ekkor az indítás folyamata úgy néz ki, hogy sorba kapcsoljuk a motorokat és az indító-ellenállásokat. A fordulatszám növekedésével az ellenállásokat fokozatosan kiiktatjuk, mindaddig, míg csak a két motor lesz az áramkörben. Ekkor a motorokat ismét előtét-ellenállásokon keresztül, de párhuzamosan kötjük a tápláló hálózatra és ismét kiiktatjuk az ellenállásokat. Az indításnál használt kapcsolás a következő ábrán látható.

Az egyenáramú szaggatóval illetve hídkapcsolással szabályozott motorok esetén a helyzet lényegesen egyszerűbb. Mindkét eszköz alkalmas a motor kapocsfeszültségének illetve az armatúraáramnak a fokozatmentes szabályozására, így az indítás során végig a beállított maximális áram illetve beállított indítónyomaték mellett gyorsul a motor.

Igen hosszú időn keresztül az egyenáramú motorok szabályozását előtét-ellenállásokkal oldották meg, mivel ez volt az elérhető megoldás. Az előtét-ellenállások alkalmazásának előnye az, hogy igen egyszerű, nagyon lényeges hátránya azonban, hogy jelentős energiavesztéssel működik, például indításnál a befektetett energia minimum 25-50%-a csak a környezetet fűti.

16.1.9. Egyenáramú gépek fékezése

16.1.9.1. Generátorüzemű fékezés

Amennyiben az egyenáramú gépet az üresjárás fordulat felett forgatjuk, az generátorként működik, és fékezőnyomatékot fejt ki. Ez a fékezési mód nyilvánvalóan nem alkalmas soros motorok fékezésére, hiszen ezeknek nincs üresjárás fordulatszám. Mint az a soros motor nyomaték-fordulatszám görbéje mutatja, ennek a motornak a nyomatéka a teljes fordulatszám tartományban pozitív. A külső illetve párhuzamos gerjesztésű gép generátorüzemű fékezése a generátoroknál leírtak szerint működik, ezért ezzel külön nem foglalkozunk. Ennek a fékezési módnak nagyon komoly korlátja, hogy csak az üresjárás fordulatszám felett alkalmazható, ami adott kapocsfeszültség mellett csak a gépre jellemző állandótól illetve a gerjesztőfluxustól függ. Elvileg lehetséges a fluxus növelése és ezen keresztül az üresjárás fordulatszám csökkentése, a valóságban azonban az állórés vastestének a telítése miatt ez az út nem járható.

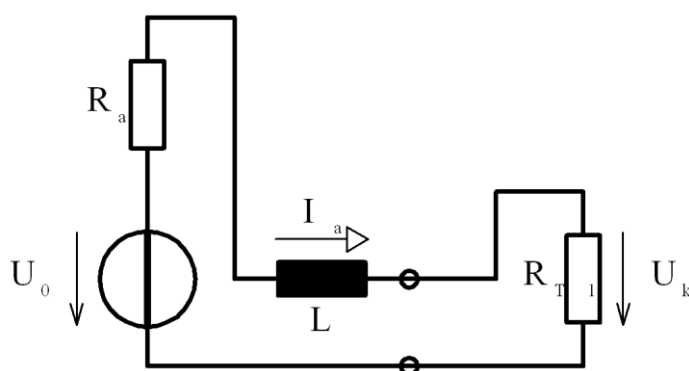
16.1.9.2. Ellenáramú fékezés

Lényege, hogy megfordítjuk a motor forgásirányát, és ezáltal hozzuk létre a fékezőnyomatékot. Belátható, hogy ez a fékezési mód csak igen kevés helyzetben használható, az igen nagy áramlökés és nyomatékugrás miatt.

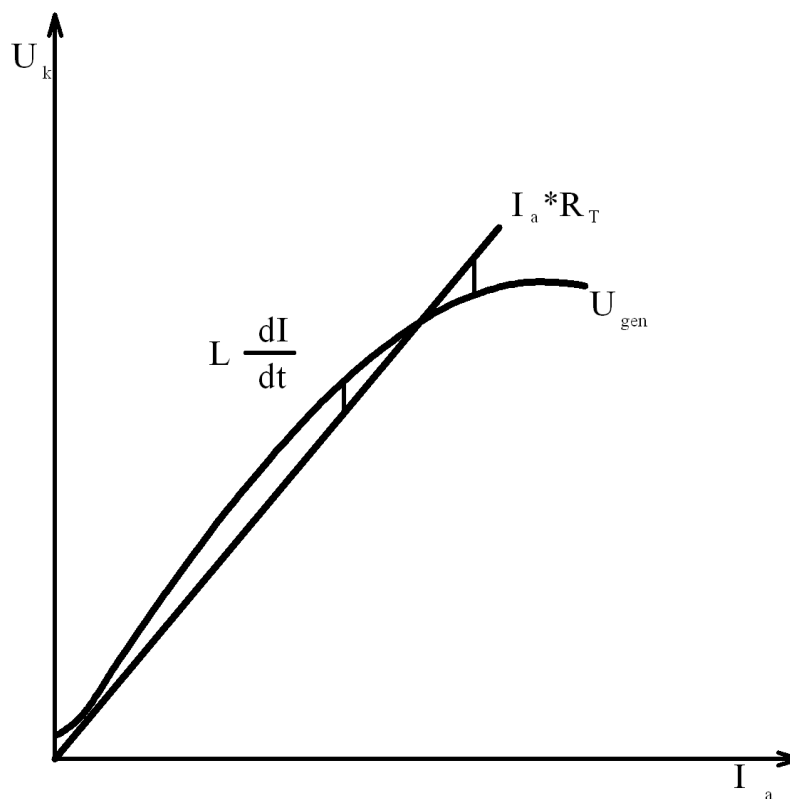
16.1.9.3. Ellenállásos fékezés

A félvezetők alkalmazása előtt a legelterjedtebb fékezési mód volt. Ennél a fékezési módnál a gép kapcsaira ellenállást kötünk. A különböző gépek esetén, különböző ellenállások és különböző fordulatszámok mellett felrajzoltuk a munkapontokat.

Külön említést érdemel a soros gép féküzeme. A generátorüzem tárgyalásánál azt mondtuk, hogy a soros gép nem alkalmas generátornak. Más a helyzet ellenállás fékezés esetén. A 16-34. ábrához hasonlóan felrajzolva a fékező-ellenállással terhelt soros generátort, valamint a külső jelleggörbét, látható, hogy az induktivitáson ébredő esetleges feszültség az armatúra-áramot a stabil munkapont felé mozdítja el.



16-47. ábra



16-48. ábra

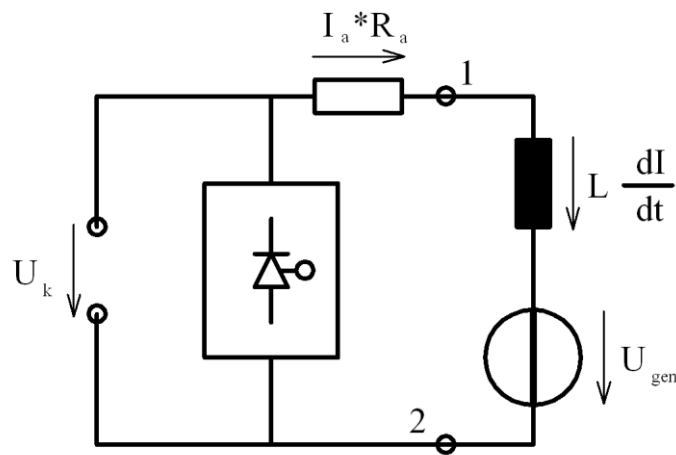
A görbék összevetéséből látszik, hogy a fékező-ellenállás változtatásával többé-kevésbé állandó értéken tarthatjuk a fékezőnyomatékokat. Az ellenállásos fékezés előnye, hogy rendkívül egyszerűen megvalósítható. Legjelentősebb hátránya, hogy a fékező teljesítmény teljes egészében veszteségként jelentkezik. Másik, kisebb hátránya, hogy ezzel a módszerrel nem lehet teljes megállásig fékezni.

16.1.9.4. Fékezés teljesen vezérelt hídkapcsolásban

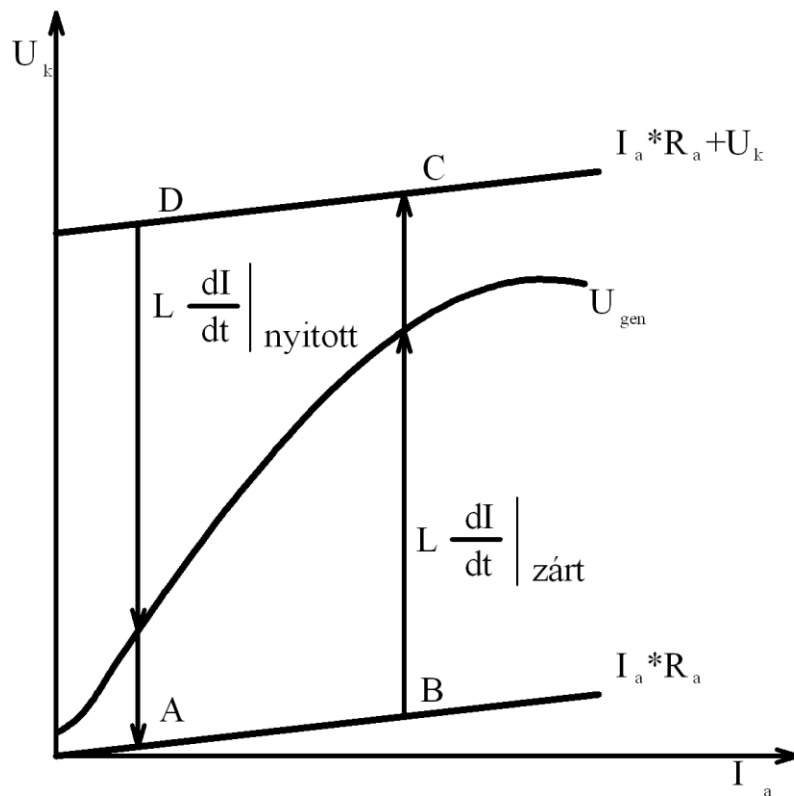
A vezérelt hídkapcsolásoknál leírtuk, hogy a teljesen vezérelt hídkapcsolásban a gyújtásszögek megfelelő vezérlésével az egyenáramú gép a váltakozó feszültségű hálózatba energiát táplál. Nyilvánvaló, hogy közben fékhatást fejt ki, így az egyenáramú gépek féküzeménél meg kell említeni, ugyanakkor a vezérelt hidaknál már kifejtettük, ezért itt nem részletezzük.

16.1.9.5. Egyenáramú szaggató fékezés

A villamos hajtásokban jelentős szerepet játszik az egyenáramú szaggató-soros motor kombináció. Gyakorlati jelentősége miatt vizsgáljuk meg ennek a hajtásnak a féküzemét. Féküzemben a motorüzemtől eltérően kötjük be a szaggatót. A bekötést a következő ábra mutatja.



16-49. ábra



16-50. ábra

A 16-49. ábrán a generátor mellett szokás szerint jelöltük a motor inuktívását is. A 16-50. ábra mutatja a gép kapocsfeszültségét, az üresjárási feszültséget valamint a generátor belső ellenállásán eső feszültséget. A fékezés kezdetekor zárjuk a szaggatót. Ekkor az áramkör a generátor-szaggató körön keresztül záródik. Az inuktívításon ébredő feszültség az áram növekedése irányába hat, az 1-2 pontok közötti feszültség a 16-50. ábra szerint az A pontból a B

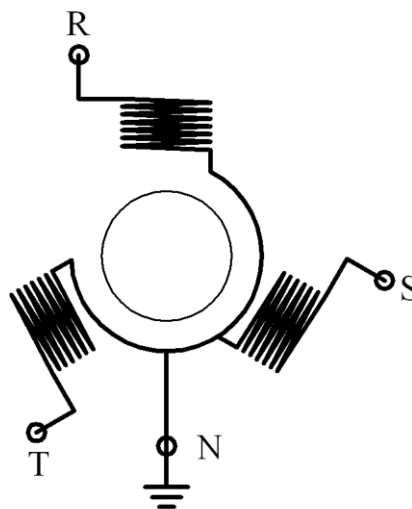
pontba mozdul el. Ekkor nyitjuk a szaggatót. Mivel az áramerősség nem tud ugrásszerűen változni, ezért az 1-2 pontok közötti feszültség a C pontba kerül. Az áramkör a szaggató-hálózat körön keresztül záródik, az induktivitáson ébredő feszültség az áramot csökkenti, így az 1-2 pont közötti feszültség C-ből D-be mozdul el. D pontban zárva a szaggatót 1-2 pont feszültsége ismét A pontba kerül és a folyamat ismétlődik. A fékáram nagysága a szaggató ki-bekapcsolási pontjainak változtatásával szabályozható.

Rendkívül fontos, hogy ennél a fékezési módnál annak ellenére lehetséges a visszatápláló fékezés, hogy a generátor feszültsége alacsonyabb, mint a tápláló hálózat feszültsége.

17. AZ ASZINKRON GÉP

A villamos gépek következő nagy csoportját az aszinkron gépek képezik. Napjainkban ez a leginkább használt géptípus, ami rendkívül egyszerű felépítésének, és ezzel együtt alacsony karbantartás igényének köszönhető.

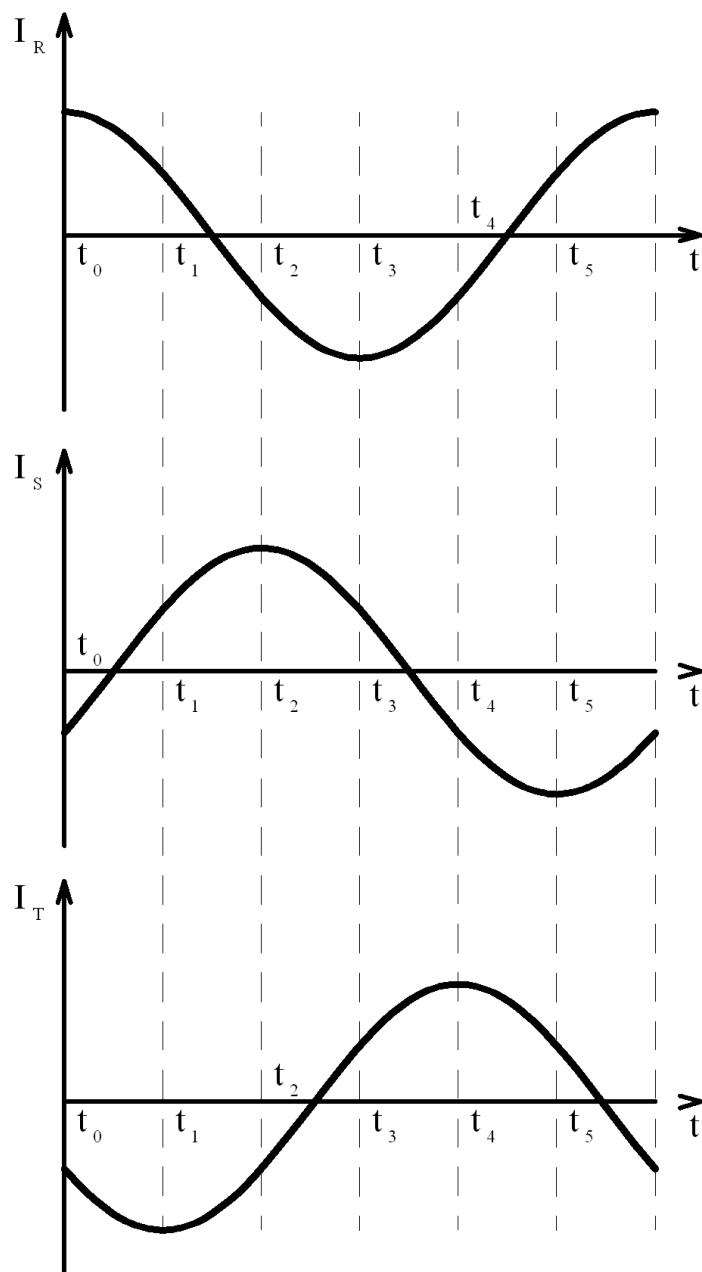
Az aszinkron gép háromfázisú váltakozó feszültségű hálózatról táplált gép. Állórészén szimmetrikus kialakítású háromfázisú tekercselés található, a forgórész tekercselését a jobb érthetőség kedvéért később tárgyaljuk. A szimmetrikus elrendezés miatt az állórész három tekercse 120° szöget zár be egymással. A kialakítás sematikus vázlatát a 17-1. ábra mutatja.



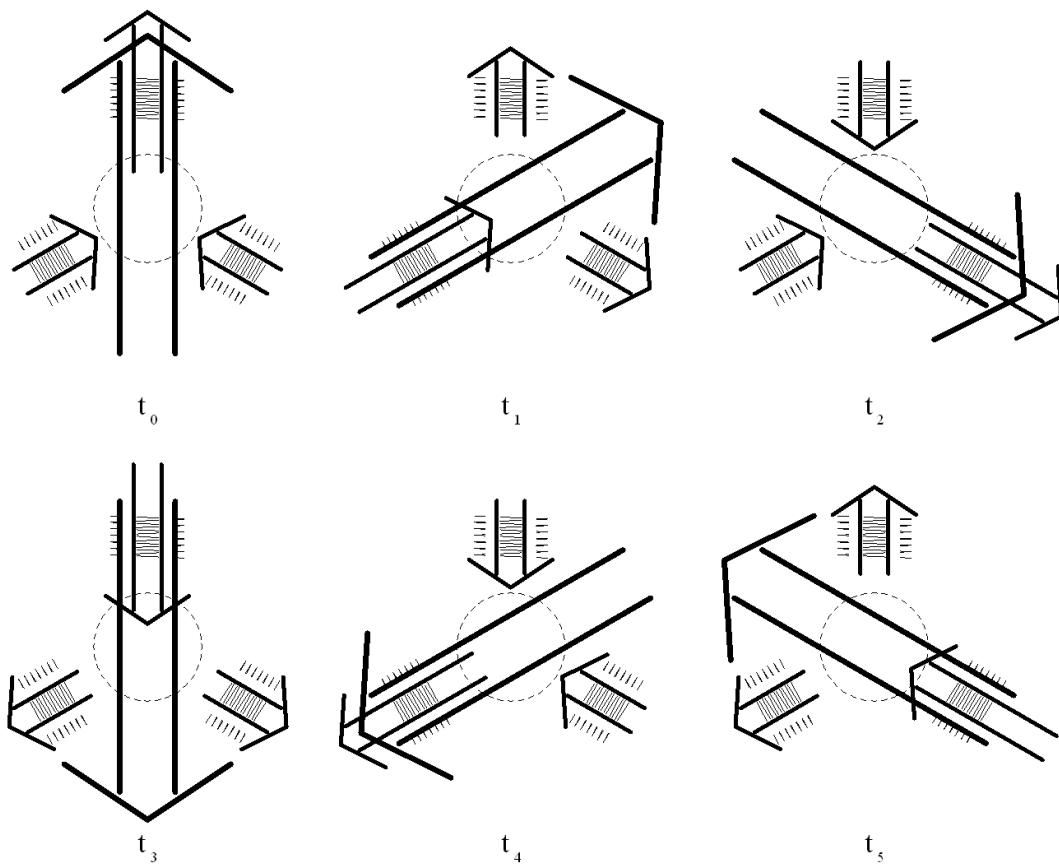
17-1. ábra

Emlékezzünk vissza, hogy a háromfázisú hálózat egyes fázisain a feszültség időben egymáshoz képest 120° -kal eltolt szinuszosan váltakozó feszültség jelenik meg a kapcsokon.

Kössünk az állórész egyik tekercsére szinuszosan váltakozó feszültséget. Ennek hatására ugyancsak szinuszosan váltakozó áram indul az adott tekercsen, ami szinuszosan váltakozó mágneses fluxust gerjeszt. Tekintsük a kifelé mutató fluxust pozitívnak, és rajzoljuk fel a három tekercs áramának időfüggvényét. Az időfüggvények után rajzoljuk fel néhány időpontban a három fluxus mértékét is.

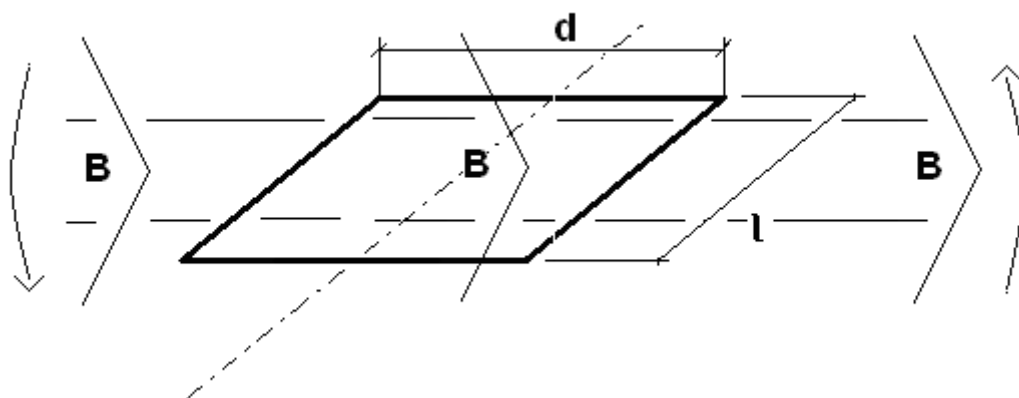


17-2. ábra



17-3. ábra

A 17-3. ábra azt mutatja, hogy ha a térben 120° -kal eltolt tekercselésre időben 120° -kal eltolt szinuszosan váltakozó feszültséget kapcsolunk, akkor eredőként állandó nagyságú forgó mágneses fluxust kapunk. Most vizsgáljuk meg, hogy mi történik, ha a forgó mágneses mezőbe egy zárt vezetőkeretet helyezünk

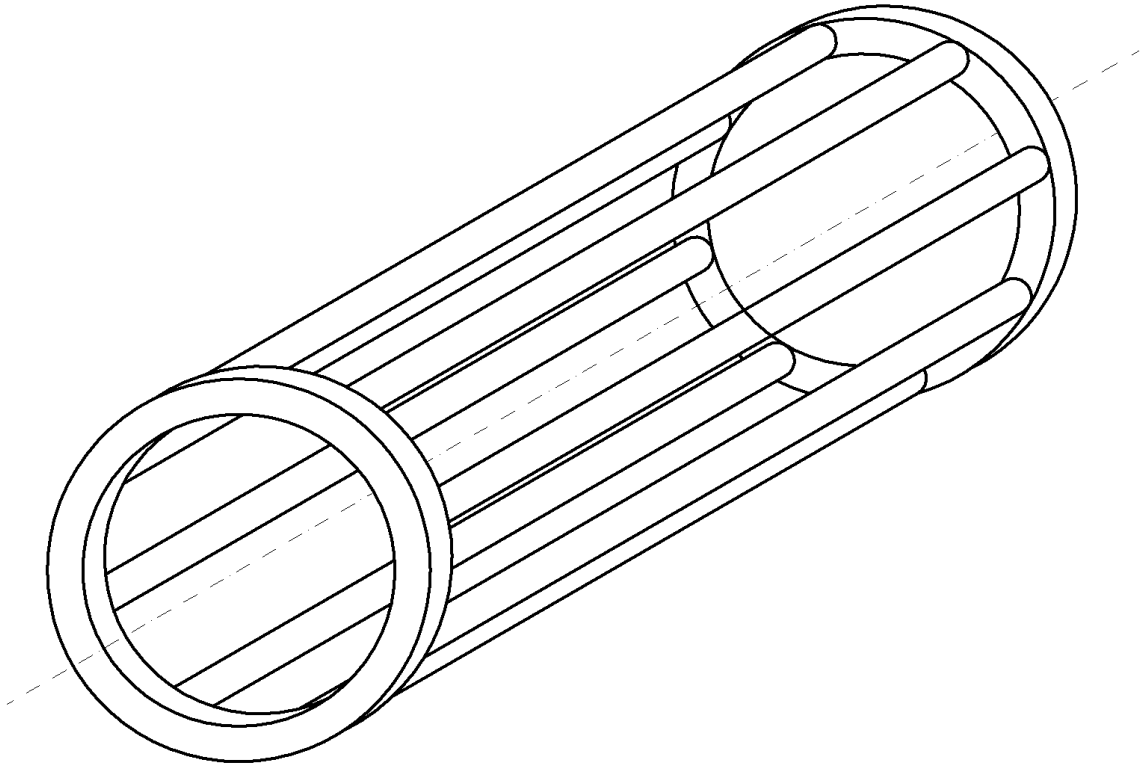


17-4. ábra

Semmiképpen sem hagyjuk figyelmen kívül, hogy jelen vizsgálatunknál a vezetőkeret áll, és a mágneses mező forog. A forgó mágneses mező a zárt vezetőkeret l hosszúságú vezetőjében

$$U = B * l \frac{d}{2} * \omega \quad (175)$$

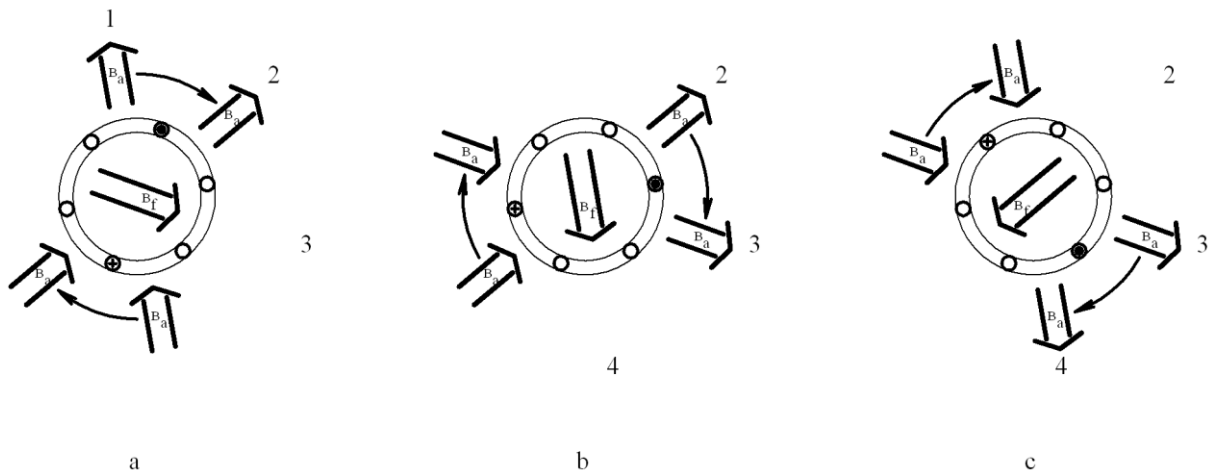
feszültséget ébreszt, ami a zárt vezetőkeretben áramot indít. A vezetőkeretben induló áram mágneses mezőt gerjeszt, ami követni igyekszik a forgó mágneses mezőt, ezért elfordítja a vezetőkeretet. Ha a forgó mágneses mező útjába a 17-5. ábra szerinti, úgynevezett kalickás forgórészt helyezünk, akkor ezen a forgórészen kialakul egy olyan mágneses mező, amelynek hatására a forgórész folyamatosan követi a forgó mágneses mezőt.



17-5. ábra

17.1.1. Nyomaték kialakulása a kalickás forgórészű motoron

Vizsgáljuk meg a forgórészen kialakuló nyomaték kérdését. A 17-6. ábra azt az állapotot mutatja, amikor a forgórész áll, és a forgórész mindössze hat vezető rudat tartalmaz. Jelöljük B_a -val az állórész által gerjesztett forgó fluxust, B_f -vel pedig a forgórészen ébredő fluxust. A 17-6. ábra 'a' része azt az állapotot mutatja, amikor az állórész által gerjesztett fluxus az I . jelű irányból a 2. jelű irányba fordul. A (jelen pillanatban rögzített) forgórészen ekkor I . irányba mutató mágneses mező ébred (az ábrán megjelöltük a forgórész vezetőin indított áramot, \ominus -val a befelé, \oplus -val pedig a kifelé folyót). A 17-6. ábra 'b' része megmutatja, amikor a forgó mágneses mező a 2. jelű irányból a 3. jelű irányba fordul, ekkor a forgórészen ébredő mágneses mező iránya II . lesz, ugyanígy az ábra 'c' része szerint a forgó mágneses mező 3.-4. elfordulása III . irányú mezőt ébreszt a forgórészen.



i
17-6. ábra

A 17-6. ábra két fontos dologra mutat rá. Az egyik az, hogy az ω_0 körfrekvenciával forgó mágneses mező azonos körfrekvenciával forgó mágneses mezőt ébreszt a forgórészen. A másik, hasonlóan fontos, bár tulajdonképpen már említett tény, hogy a forgó mágneses mező a (jelenleg még álló) forgórész vezetőit $r \cdot \omega_0$ szögsebességgel metszi. Amint már említettük is, de a 17-6. ábra szemléletesen megmutatja, a forgó mágneses mező és a forgórész mágneses mezeje egymással szöget zárnak be, ami forgatónyomatékokat ébreszt, azaz a forgórész teszi a dolgát és forogni kezd.

Vizsgáljuk meg, hogy mi történik a 17-6. ábra mennyiségeivel. A forgó mágneses mező nem változik meg, hiszen semmi sem akarja megváltoztatni. Az egyszerűség kedvéért tegyük fel, hogy a forgórész lassabban forog, mint a forgó mágneses mező. Ekkor a forgó mágneses mező erővonalai ugyanúgy metszik a forgórész vezetőit, ezért a 17-6. ábra 'a', 'b', 'c'-vel jelölt pozícióiban a forgórészen ugyancsak az ábrán látható irányú mágneses mező ébred. Az egyetlen, bár rendkívül lényeges különbség, hogy ebben az esetben a forgórész vezetője $r \cdot \omega$ kerületi sebességgel mozog, ezért a forgó mágneses mező csak

$$r * (\omega_0 - \omega) \quad (176)$$

sebességgel metszi azt.

Most emlékezzünk arra, hogy a forgórész vezetőin indukált feszültség indítja meg az áramot a forgórész vezetőkereteiben, ezért érdekes számunkra, hogy $U = B * l * \frac{d}{2} * \omega$ (175) az alábbi alakban írható fel

$$U_i = B_a * l * r * (\omega_0 - \omega) \quad (177)$$

A $U_i = B_a * l * r * (\omega_0 - \omega)$ (177) összefüggésből egyértelműen látszik az ami egyébként egy kis gondolkodással is kikövetkeztethető, hogy ha a forgórész és a forgó mágneses mező azonos fordulatszámmal forog, akkor a forgórészen nem indukálódik feszültség, ezért a forgórészen nem indul áram, azaz a gépnek 0 lesz a forgatónyomatéka.

A $U_i = B_a * l * r * (\omega_0 - \omega)$ (177) egyenlet alapján a gép forgórészén indukált feszültség a forgórész fordulatszámának növelésével csökken, így azt képzelhetnénk, hogy a forgórészen induló áram és ezzel együtt a gép nyomatéka is ennek megfelelően csökken. Ezt az elképzelést sürgősen vessük el. $r * (\omega_0 - \omega)$ (176)-ben láttuk, hogy a forgórész erővonalai $r * (\omega_0 - \omega)$ sebességgel metszik a forgórész vezetőit. Hasonló módon beláthatjuk, hogy a forgó mágneses mező a forgórészhez képest csak $(\omega_0 - \omega)$ szögsebességgel forog, azaz a $U_i = B_a * l * r * (\omega_0 - \omega)$ (177) összefüggéssel leírt egyenletben a forgórész vezetőiben indukált feszültségnek nemcsak a nagysága, hanem a frekvenciája is függ a forgórész fordulatszámától, azaz a szögsebességétől.

Mielőtt azonban rátérnénk az aszinkron gép működésének, nyomatékképzésének és általában a villamos viselkedésének a tárgyalására, ejtsünk néhány szót a gép forgórészéről.

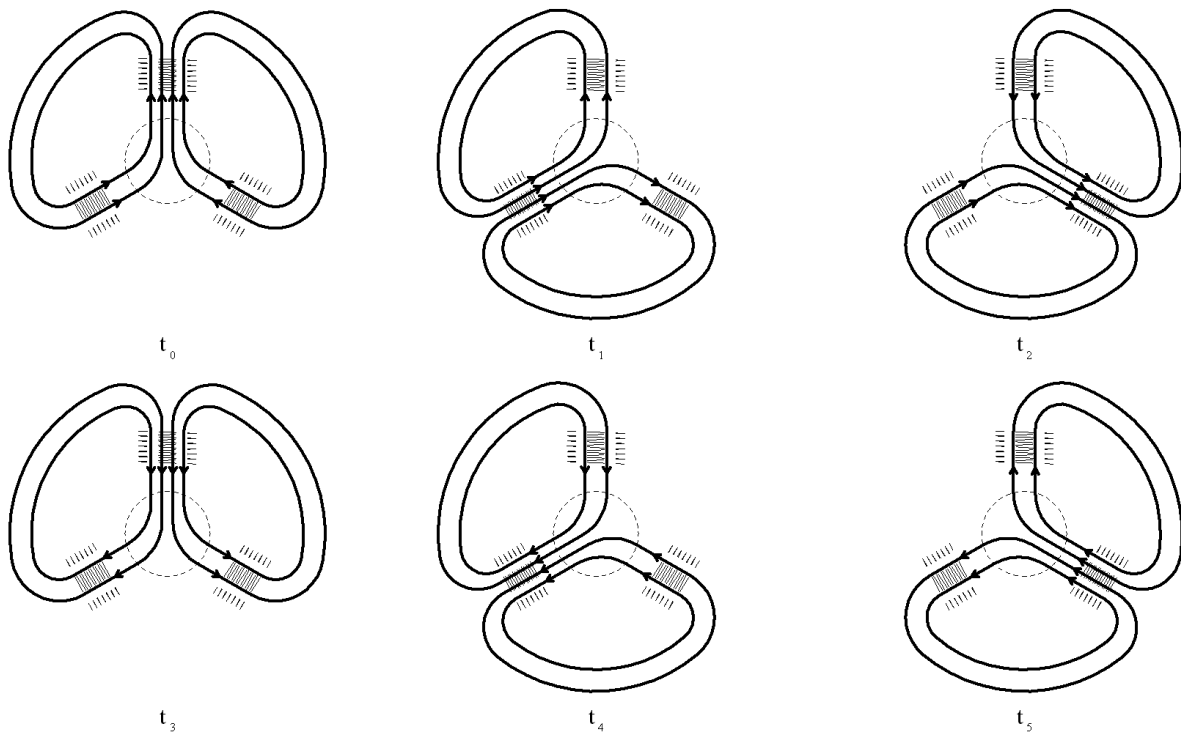
17.1.2. Nyomaték kialakulása a forgórészen kialakított háromfázisú tekercselés esetén

Az aszinkron gép működését az úgynevezett kalickás forgórész használatával mutattuk be. Ez egyébként a legegyszerűbb kivitelű forgórész, de a következőkben szeretnénk bemutatni, hogy ha a forgórész nem a 17-5. ábrán szereplő kalickás kivitel, hanem ott is kialakítjuk a háromfázisú tekercselést, akkor a berendezés ugyanúgy működni fog. Először szögezzük le, hogy a forgórész a külvilágból csak a forgó mágneses mezőt érzékeli. A forgórész szempontjából teljesen érdektelen, hogy ez a mágneses mező milyen kialakítású, milyen módon elhelyezett tekercselésből származik, csak az az érdekes, hogy van, érdekes a nagysága és az iránya. Ennek megfelelően a forgórész vizsgálatakor magát az állórészt nem is vesszük figyelembe, csak a forgó mágneses mezőt.

Annak ellenére, hogy itt nem vagyunk kíváncsiak arra, hogy az állórész mit csinál, azért a működésére emlékezzünk vissza. Az alapelv az volt, hogy ha egy térben 120° -kal eltolt tekercselésre időben 120° -kal eltolt feszültséget kapcsolunk, akkor ott forgó mágneses mező alakul ki. Emlékezzünk most vissza arra, hogy már a transzformátorok tárgyalásánál láttuk, hogy egy tekercselésen a fluxusváltozás és a feszültségváltozás nem választható el. Magyarul, ha egyszer igaz volt az, hogy a térben 120° -kal eltolt tekercselésre időben 120° -kal eltolt feszültség forgó mágneses mezőt hoz létre, akkor az ilyen tekercselésen a forgó mágneses mező időben 120° -kal eltolt feszültséget indukál. Ha a háromfázisú tekercselés egyes tekercseinek kivezetéseit tekercsenként rövidre zárjuk, akkor a tekercselésen induló (időben szintén 120° -kal eltolt) áram létrehozza a forgórész saját, állandó nagyságú, és a forgórészhez képest forgó, de a forgó mágneses mezővel szinkron mozgó, azzal állandó szöget bezáró mágneses mezejét.

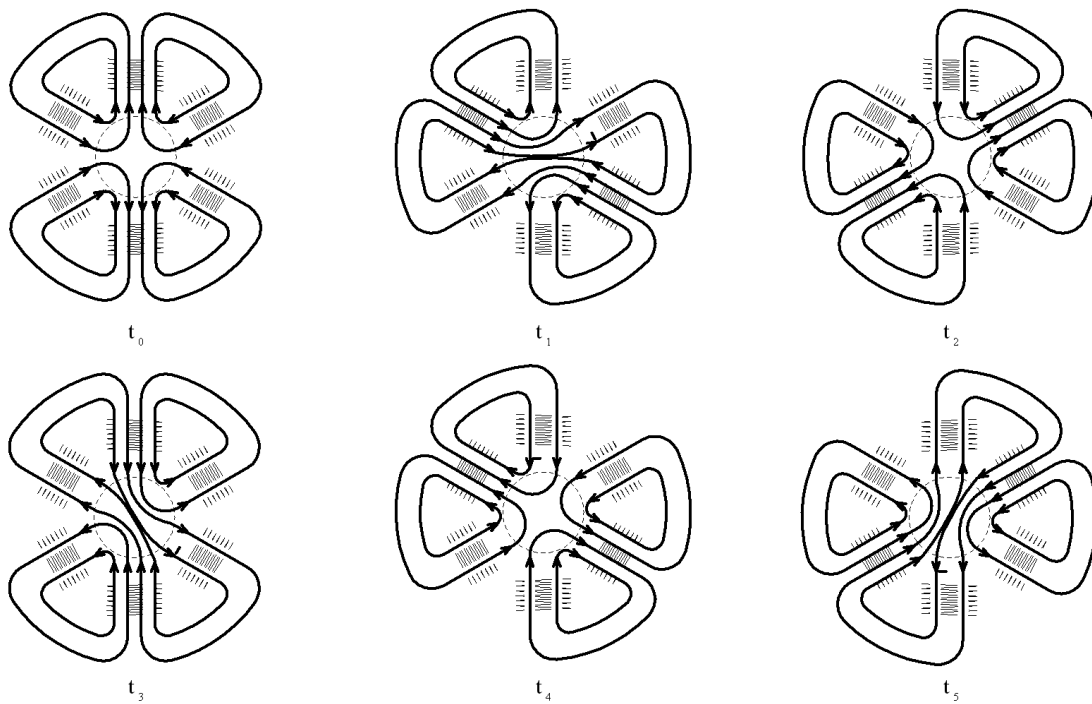
17.1.3. A többpólusú tekercselés

Vegyük elő ismét a forgó mágneses mező kialakulását. A 17-3. ábrán vázolt helyzetben úgy tekintettük, hogy az állórész tekercseinek mágneses mezeje az állórész belsejében tekercsenként egyetlen vektorral jellemezhető, és ennek megfelelően eredőjük is egyetlen vektorral jellemezhető. Ez a feltételezés a működés modellezése szempontjából tökéletesen kielégítő, de természetesen a valóság ennél bonyolultabb. Emlékezzünk arra, hogy az előző részben az aszinkron gép működésének elvét néztük, és ehhez egy modellt alkottunk. Ne felejtsük el, hogy a modell nem arra szolgál, hogy minden részletre kiterjedően megmutassa a tényleges folyamatokat, csak arra, hogy az általunk vizsgált szempontok szerint helyesen működjön. Rajzoljuk fel ismét a 17-3. ábrát, de ezúttal az egyes tekercsek mágneses mezőit ne egy vektorral, hanem erővonalakkal ábrázoljuk.



17-7. ábra

Vegyük figyelembe, hogy a forgórész vezetője valójában csak azt a mágneses fluxust érzékeli, amelyik a közvetlen környezetében van, és rajzoljunk fel egy olyan állórészt az indukciós-vonalaival együtt, amelyen két háromfázisú tekercselést helyeztünk el.

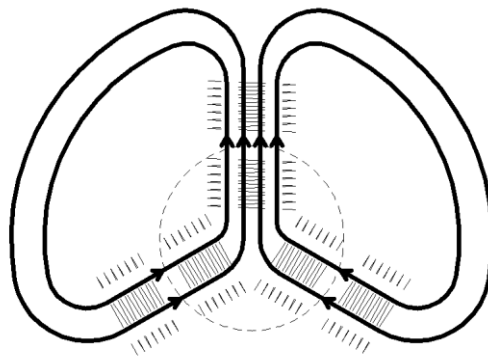


17-8. ábra

Látható, hogy míg a mágneses mező a forgórészt a 17-7. ábra szerinti kialakításban a hálózati feszültség egy periódusa alatt körbe akarja fordítani, addig a 17-8. ábra szerinti kialakításban ugyanez csak két periódus alatt történik meg.

17.1.4. Az aszinkron gép helyettesítő képe

Az aszinkron gép további vizsgálatához nézzük meg, hogy fel tudunk-e rajzolni egy villamos szempontból könnyebben kezelhető helyettesítő képet. A helyettesítő kép felrajzolásánál tételezzük fel, hogy a vizsgált gép forgórészén háromfázisú tekercselést alakítottunk ki, a forgórészt úgy állítottuk be, hogy az állórész tekercselései és a forgórész tekercsek ugyanabba az irányba mutatnak és az aszinkron gép éppen nem forog. Ezek eléggé szigorú kritériumok ugyan, de ezek mellett aránylag könnyen fel tudunk rajzolni egy helyettesítő képet, és utána további vizsgálódással lépésről lépésre fel tudjuk oldani a kikötéseinket.



17-9. ábra

A 17-9. ábrán látható a feltételeknek megfelelő háromfázisú aszinkron gép sematikus ábrája a tekercsek fluxusvonaláival. Itt jegyezzük meg, hogy ennél az ábránál a fluxusvonalak nem a különböző fázishelyezethez tartozó pillanatértékeket jelöltük, csak a fluxusvonalak elhelyezkedését. Az ábra alapján elmondható, hogy a rögzített tengelyű aszinkron gép valójában nem más, mint egy rövidrezárt szekunder körrel rendelkező háromfázisú transzformátor. Kézenfekvő a következtetés, hogy az aszinkron gépet hasonló helyettesítő képpel ábrázoljuk, mint a transzformátort.

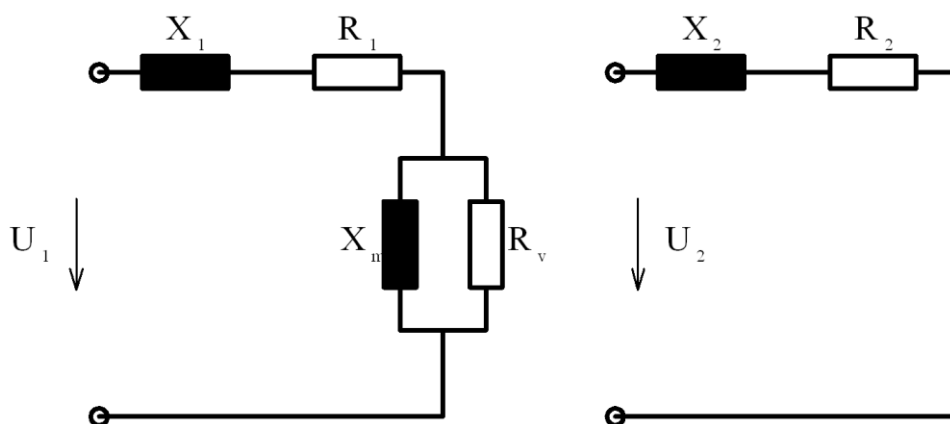
Bár már többször szó volt róla, említsük meg ismét, hogy a helyettesítő kép egy modell, ami az eredeti eszközt bizonyos szempontok szerint modellezi. A transzformátor helyettesítő képével egy olyan modellhez jutottunk, ami a transzformátor primer oldali viselkedését mutatta meg, a szekunder kört pedig bizonyos szabályok szerint transzformáltuk.

Az aszinkron gép helyettesítő képénél is hasonlóképpen járunk el, egy olyan villamos modellt alkotunk, amely a háromfázisú hálózat szempontjából ugyanúgy viselkedik, mint maga az aszinkron gép.

Az előző részben ahol a különböző forgórész kialakításokat tárgyaltuk, látható volt, hogy az állórész szempontjából teljesen közömbös, hogy a forgórész tekercselése illetve szöghelyzete milyen, így belátható, hogy a forgórész kialakítására illetve szöghelyzetére vonatkozó megkövetésünk csak a mi kényelmünket szolgálja, más jelentősége nincsen.

További egyszerűsítés, hogy az aszinkron gép teljesen szimmetrikus kialakítású, minden fázisa azonosan viselkedik, ezért elegendő egy fázisra felvenni a helyettesítő képet.

Még mindig rögzített tengely mellett kezdjük el újra felrajzolni az aszinkron gép helyettesítő képét.



17-10. ábra

Emlékeztetőül a jelölések az aszinkron géphez tartozó terminológiával U_1 az állórész kapocsfeszültsége R_1 az állórész tekercs ohmos ellenállása, X_1 az állórész szórt fluxusát reprezentáló elem, R_v a vasvesztés, X_m a főfluxus fenntartásához tartozó impedancia, U_2 a forgórész tekercsen ébredő feszültség, X_2 a forgórész tekercs szórt fluxusa, R_2 pedig a forgórész tekercs ohmos ellenállása.

A következő lépés az álló és a forgórész összekötése lesz. Itt induljunk el az alapoktól. Az állórészen N_1 menetszámú tekercsre U_1 feszültséget kötünk (A szórt fluxusból és az állórész tekercsellenállásából adódó veszteséget jó mérnöki szokás szerint elhanyagoljuk.). Ekkor az állórész tekercsre felírható az $U = 4,44 * f * N * \Phi$ (60) összefüggés alapján hogy

$$\Phi = \frac{U_1}{4,44 * f_0 * N_1} \quad (178)$$

ahol Φ a főfluxus nagysága, U_1 az aszinkron gép kapocsfeszültsége, f_0 a tápláló hálózat frekvenciája N_1 pedig az állórész tekercs menetszáma. Most felírva U_2 értékét az

$$U = 4,44 * f * N * \Phi \quad (60) \quad \text{összefüggés alapján, az összefüggésbe } \Phi = \frac{U_1}{4,44 * f_0 * N_1}$$

(178)-et behelyettesítve

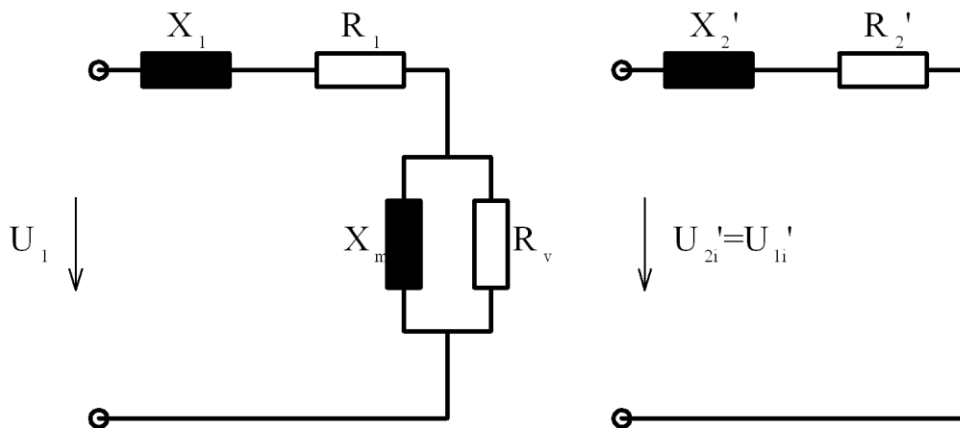
$$U_2 = \frac{4,44 * f * N_2}{4,44 * f_0 * N_1} * U_1 \quad (179)$$

egyenletre jutunk. Vegyük észre, hogy a forgórészen ébredő feszültség frekvenciáját f -fel jelöltük és nem f_0 -al, és ráadásul nem véletlenül. Egyelőre azonban a forgórész áll, így a gép sima transzformátorként működik, így a transzformátornál leírtaknak megfelelően transzformálhatjuk a forgórészhez tartozó feszültség, áram és impedancia értékeket. Ekkor, ha a

$$a = \frac{N_1}{N_2} \quad (80) \text{ jelölést használjuk akkor a } \bar{U}_{2i}' = a * \bar{U}_{2i} \quad (79), \quad \bar{I}_2' = \frac{1}{a} * \bar{I}_2 \quad (83),$$

$$R_2' = a^2 * R_2 \quad (89) \text{ és } X_2' = a^2 * X_2 \quad (90) \text{ egyenleteket itt is felírhatjuk.}$$

Az eddigiek alapján az aszinkron gép helyettesítő képe, még mindig külön választva az álló és a forgórészt, a következő ábrán látható



17-11. ábra

Mielőtt továbbmennék, fejezzük ki $\bar{U}_{2i}' = a * \bar{U}_{2i}$ (79) alapján U_2 értékét, írjuk be a

$$U_2 = \frac{4,44 * f * N_2}{4,44 * f_0 * N_1} * U_1 \quad (179) \text{ összefüggésbe és végezzük el a lehetséges egyszerűsítéseket. Ekkor az}$$

$$U_2' = \frac{f}{f_0} * U_1 \quad (180)$$

összefüggésre jutunk.

Most eresszük szabadon a forgórészt és vizsgáljuk meg, hogy a $U_2' = \frac{f}{f_0} * U_1$ (180) össze-

függés milyen fizikai jelenséget takar. Az aszinkron gép állórészének forgó fluxusa az állórészhez képest ω_0 szögsebességgel forog, a forgórész tekercse pedig ω szögsebességgel.

Rendkívül fontos részlete volt az előző mondatnak, hogy a szögsebességeket az állórészhez képest néztük. A forgórész tekercsen indukált feszültség szempontjából az a lényeges, hogy a forgó mágneses mező a forgórészhez képest milyen szögsebességgel forog, ugyanis ez szabja meg a forgórészen indukált feszültség frekvenciáját, illetve a jobb összehasonlíthatóság érdekében a körfrekvenciáját. Az eddigieknek megfelelően

$$\omega_f = \omega_0 - \omega \quad (181)$$

ahol ω_f a forgórészen indukált feszültség körfrekvenciája, ω_0 a forgó mágneses mező míg ω a forgórész szögsebessége.

A forgórész és a forgó mágneses mező szögsebesség különbségének relatív értékét slipnek nevezzük, és az

$$s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} \quad (182)$$

módon számoljuk.

$U'_2 = \frac{f}{f_0} * U_1$ (180), $\omega_f = \omega_0 - \omega$ (181) és $s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}$ (182) alapján a forgó aszinkron gépre az

$$U'_2 = s * U_1 \quad (183)$$

összefüggés írható fel.

Rögzítsünk még két dolgot. A forgórész áramának transzformációjára az állórész és a forgórész eltérő menetszáma miatt volt szükség. A forgórészen kialakuló frekvencia értéke már nem befolyásolja a gerjesztés nagyságát, ezért a továbbiakban is I'_2 vel számolunk. A forgórészen kialakuló frekvencia ugyanígy nem befolyásolja R'_2 értékét sem, X'_2 -vel azonban már más a helyzet. X'_2 -vel jelöltük a forgórész szórt fluxusát a gép álló helyzetében. Ekkor a forgórészen kialakult indukált feszültség frekvenciája ω_0 azaz felírható az

$$X'_2 = \omega_0 * L'_2 \quad (184)$$

összefüggés. Amennyiben a forgórész ω szögsebességgel forog, az induktív impedancia értéke $\omega_f = \omega_0 - \omega$ (181) figyelembevételével $(\omega_0 - \omega) * L'_2$, illetve $s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}$ (182) alapján $s * X'_2$ értékű lesz

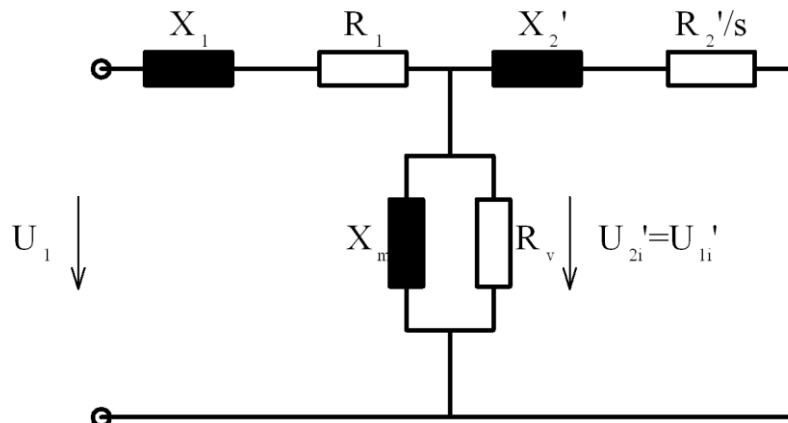
Ha most felírjuk a Kirchoff féle huroktörvényt a forgórész körre, akkor az

$$U'_2 = I'_2 * (s * X'_2 + R'_2) \quad (185)$$

illetve $U'_2 = I'_2 * (s * X'_2 + R'_2)$ (185)-t $U'_2 = s * U_1$ (183)-ba behelyettesítve és átrendezve az

$$U_1 = I'_2 * \left(X'_2 + \frac{R'_2}{s} \right) \quad (186)$$

eredményt kapjuk. $U_1 = I'_2 * \left(X'_2 + \frac{R'_2}{s} \right)$ (186) azt mutatja, hogy a forgórész és az állórész helyettesítő képe most már összeköthető



17-12. ábra

A következő lépésben gondolkodjunk el azon a tulajdonképpen nyilvánvaló kérdésen, hogy mitől jön létre az aszinkron gépen a slip. A kérdés azért nyilvánvaló, mert már vizsgáltuk, hogy az aszinkron gép csak akkor képes nyomatékot leadni, ha a forgórész és a forgó mágneses mező fordulatszámja különböző, azaz a $s \neq 0$. Természetesen ez az állítás fordítva is igaz, azaz ha $s \neq 0$ akkor a nyomaték sem lehet zérus. A gondolatmenetet folytatva, ha a forgó gép nyomatéka nem nulla, a $P = M \cdot \omega$ összefüggés alapján számított mechanikai teljesítmény sem lehet nulla. Az is egyértelmű, hogy az aszinkron gép a forgórészén leadott (vagy felvett) mechanikai teljesítményt a villamos hálózatról fedezi. Az előzők alapján a helyettesítő képnek tartalmaznia kell egy olyan elemet, ami a mechanikai teljesítményt reprezentálja. Mi az amit biztosan tudunk erről az elemről. Először azt, hogy a forgórész körben kell keresni, hiszen a gép itt adja le a nyomatékot. Másodszor azt, hogy nem lehet független a sliptől, hiszen mind a nyomaték mind pedig a fordulatszám összefügg a slippel. Harmadszor pedig még azt is tudjuk, hogy a tengelyen leadott mechanikai teljesítmény minden esetben hatásos teljesítmény, azaz a keresett elem csak tisztán ohmos ellenállás lehet.

Az előző három kritérium alapján nézzük meg az R_2'/s ellenállást. Első ránézésre mindhárom kritérium teljesül, de azért gondolkozzunk tovább. A helyettesítő kép felrajzolása során az R_2 illetve az R_2' ellenállás a forgórész tekercsének ohmos ellenállását reprezentálta. Ez az ellenállás egyrészt mindig ott van a forgórész körben, másrészt nagysága független a sliptől, ezért alakítsuk át az R_2'/s kifejezést

$$\frac{R_2'}{s} = \frac{R_2' - R_2' * s + R_2' * s}{s} = R_2' * \frac{1 - s + s}{s} = R_2' * \left(\frac{1 - s}{s} \right) + R_2' \quad (187)$$

Amiből

$$R_t = R_2' * \left(\frac{1 - s}{s} \right) \quad (188)$$

A 17-12. ábrán látható helyettesítő képet

$$\frac{R'_2}{s} = \frac{R'_2 - R'_2 * s + R'_2 * s}{s} = R'_2 * \frac{1 - s + s}{s} = R'_2 * \left(\frac{1 - s}{s} \right) + R'_2 \quad (187) \text{ alapján módosítva}$$

megkapjuk az aszinkron gép helyettesítő képét. A biztonság kedvéért vizsgáljuk meg a helyettesítő kép viselkedését két speciális pontban. Az egyik pont legyen a gép üresjárási állapota. Üresjárásban, mint ismeretes, az ideális, súrlódásmentes kialakítású gép nyomatéka zérus, fordulatszámja éppen megegyezik a szinkron fordulattal, és a zérus nyomaték miatt a tengelyen leadott teljesítmény is zérus.. Ez egyben azt jelenti, hogy $s=0$. Ekkor a terhelést reprezentáló ellenállás:

$$R_t = R'_2 * \left(\frac{1 - 0}{0} \right) = \infty \quad (189)$$

A forgórész körben a vártnak megfelelően nem folyik áram és az R_t ellenálláson ébredő teljesítmény

$$P_t = U'_1 * I'_2 = U'_1 * 0 = 0 \quad (190)$$

A következő lépésben vizsgáljuk meg a gép és a helyettesítő kép összhangját akkor amikor a gép tengelyét rögzítjük. Ekkor $s=1$, a gép rövidrezárt transzformátorként működik. A terhelést reprezentáló ellenállás

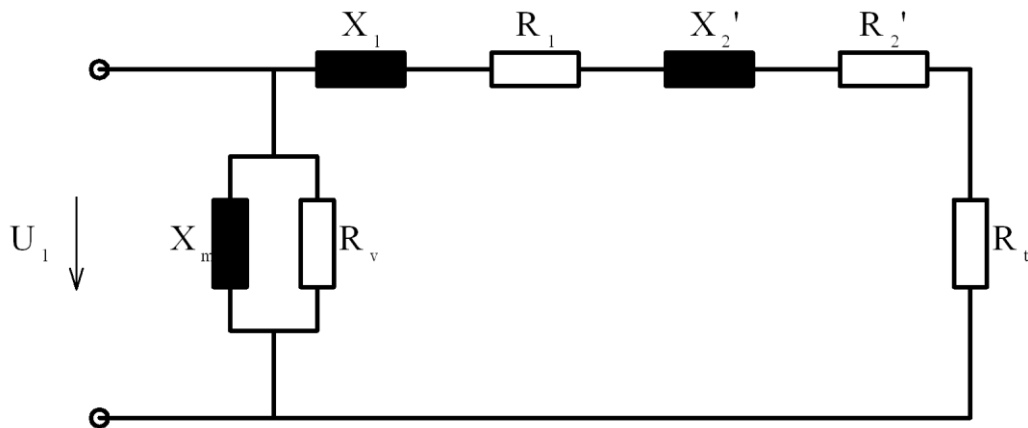
$$R_t = R'_2 * \left(\frac{1 - 1}{1} \right) = 0 \quad (191)$$

A helyettesítő képen a forgórészen ismét a vártnak megfelelően a zárlati áram folyik, és a 0 értékű terhelő-ellenálláson nem ébred teljesítmény.

17.1.5. Az aszinkron gép áramvektor diagramja

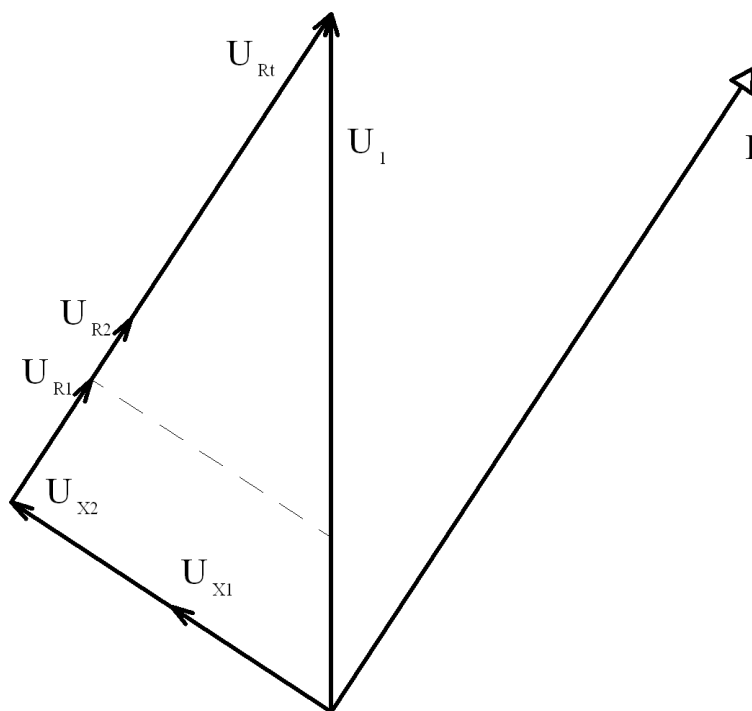
Az előzőek alapján láttuk, hogy a helyettesítő kép egyes elemein ébredő teljesítmények megfelelnek az aszinkron gép megfelelő részein ébredő teljesítménnyel, azaz az R_t ellenálláson ébredő teljesítmény megegyezik a gép tengelyén ébredő mechanikai teljesítménnyel, az R'_2 ellenálláson ébredő teljesítmény arányos a forgórész-kör veszteségével és így tovább. Ennek megfelelően az aszinkron gép esetén a helyettesítő kép alapján a gép villamos viselkedésén túl a mechanikai illetve termikus viselkedését is vizsgálhatjuk.

Először alakítsuk át némiképp magát a helyettesítő képet. Már a transzformátornál beláttuk, hogy nem követünk el megbocsájthatatlan hibát, ha az R_v - X_m tagot a kapcsolás elejére rajzoljuk.



17-13. ábra

Most rajzoljuk fel az X_1 - R_1 - X_2' - R_2' - R_t kör vektorábráját.



17-14. ábra

A 17-14. ábra alapján az R_1 ellenállásra jutó feszültség

$$U_{R1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2' + R_t} * U_k * \cos(\phi) \quad (192)$$

ahol ϕ a kapcsolófeszültség és a motoron átfolyó áram közötti fázisszög. Az I áram valamennyi sorbakötött elemen átfolyik, így az R_1 ellenálláson ébredő teljesítmény

$$P_{R1} = U_{R1} * I = \frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_t} * U_k * I * \cos(\phi) \quad (193)$$

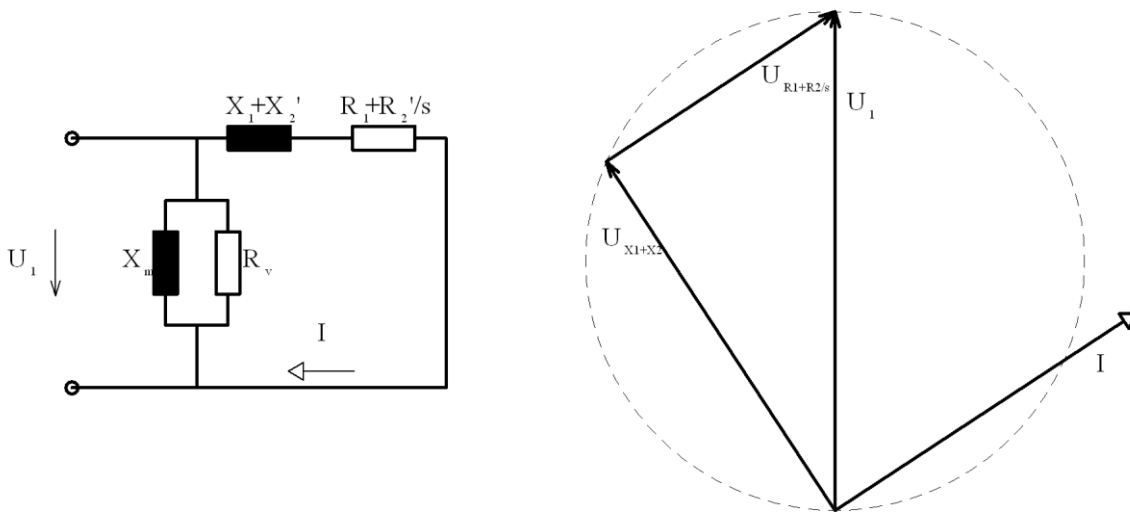
Hasonló módon felírható P_{R2} és P_{Rt} értéke is. Miután U_k és I komplex mennyiségek, ha a viszonyítási rendszerem U_k azaz U_k értékét veszem valósnak, akkor az $I * \cos(\phi)$ érték éppen az áram értékének valós részét adja így a gép leadott teljesítménye illetve veszteségteljesítményei az R_t illetve az R_1 , és R_2 ellenállásokkal, valamint az áram valós részével arányosak.

Fentiek tükrében vizsgáljuk meg, az aszinkron gép áramának alakulását. A 17-13. ábrát megvizsgálva láthatjuk, hogy az R_t terhelő-ellenállás kivételével valamennyi érték állandó, azaz a gép árama csak R_t értékétől függ. R_t azonban csak egy, a modellalkotás kedvéért létrehozott

virtuális mennyiség, ezért használjuk ki a $R_t = R_2' * \left(\frac{1-s}{s}\right)$ (188) összefüggést.

Ekkor az aszinkron gép árama csak a slipről függ. (Ez a kijelentés ne tévesszen meg senkit, ugyanis miután a slip egyértelműen összefügg a gép fordulatszámával, a fordulatszám pedig egyértelműen összefügg a gép nyomatékával, így a gép árama fizikailag a nyomatéktól függ, de a modellalkotás szempontjából a slip vizsgálata kedvezőbb).

Egyszerűsítsük le a helyettesítő képet, vonjuk össze a nagy nehezen szétválasztott R_2' és R_t ellenállásokat R_2'/s -sé majd az ellenállásokat és az induktivitásokat $R_1 + R_2'/s$ illetve $X_1 + X_2'$ értékekké és rajzoljuk fel az $R_1 + R_2'/s - X_1 + X_2'$ kör vektorábráját.



17-15. ábra

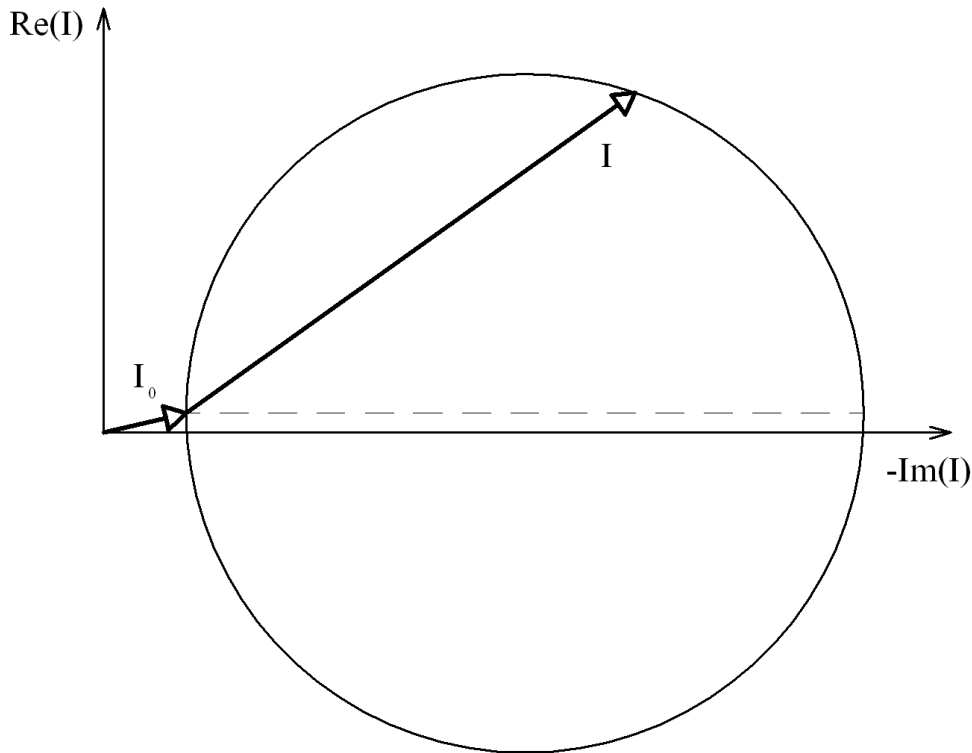
A vektorábra alapján látható, hogy az $R_1 + R_2'/s$ ellenálláson illetve az $X_1 + X_2'$ induktivitáson eső feszültségek összege mindig megegyezik a kapocsfeszültséggel, valamint az hogy a két feszültség mindig derékszöget zár be egymással. Thales tétele alapján belátható, hogy ha a slip értékét a gyakorlatban nehezen, de elméletben gond nélkül elképzelhető $(-\infty, \infty)$ tartományban változtatjuk, akkor az $X_1 + X_2'$ induktivitáson eső feszültség végpontja éppen egy U_k átmérőjű kört ír le. Már csak egy lépés van hátra, alkalmazzuk az ohm törvényt az $X_1 + X_2'$ induktivitásra, ekkor

$$\bar{I} = \frac{\bar{U}_{x1+x2'}}{j(X_1 + X_2')} \quad (194)$$

Azaz az I vektor végpontja éppen egy $U_k/j(X_1+X'_2)$ átmérőjű körön mozog.

A $\bar{I} = \frac{\bar{U}_{x1+x2'}}{j(X_1 + X'_2)}$ (194) összefüggés a helyettesítő kép $R_1+R'_2/s-X_1+X'_2$ ágának áramát

adja meg, a gép teljes áramvektorának ábrázolásához vegyük még fel az R_v-X_m ágon folyó áramot, ekkor kapjuk meg az aszinkron gép teljes áramvektor diagramját, ami a következő ábrán látható.



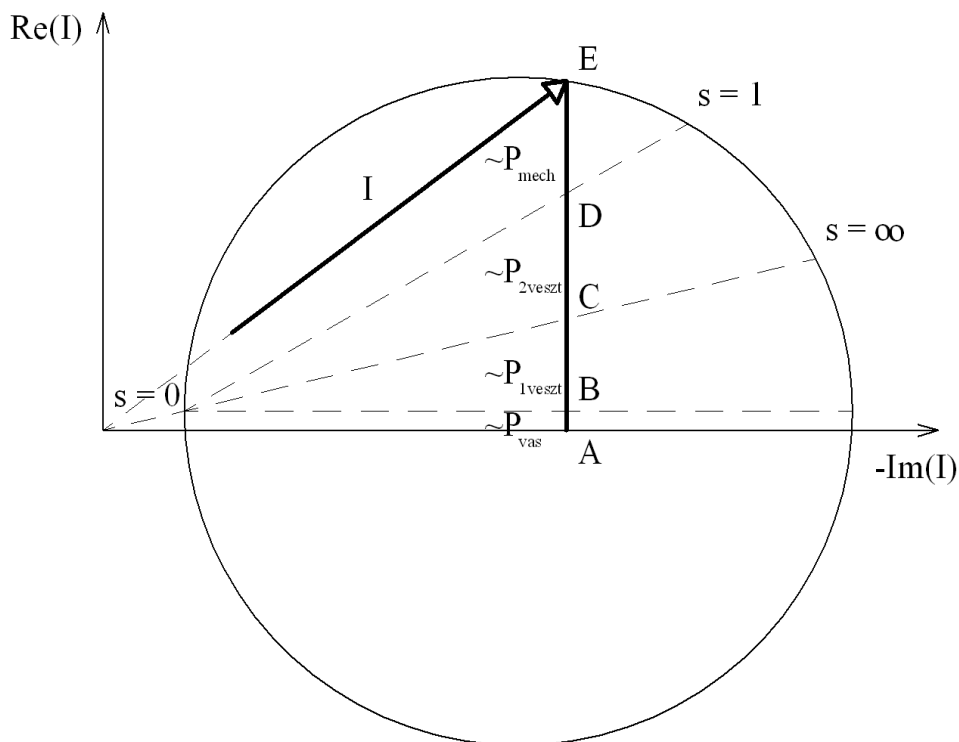
17-16. ábra

A következő lépésben nézzük meg, milyen információk nyerhetők ki a kördiagramból. Ehhez először keressük meg és jelöljük a 17-16. ábra három "speciális" sliphez tartozó értékét. Kettő ezek közül nyilvánvaló. Egyik az $s=0$ pont, ahol az aszinkron gép éppen szinkron fordulattal forog. Ekkor R'_2/s értéke ∞ , az áram csak a vasvesztés fedezésére és a főfluxus fenntartására fordítódik, azaz ahogy a

$$P_{R1} = U_{R1} * I = \frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_t} * U_k * I * \cos(\phi) \quad (193) \text{ össze-}$$

függés alapján levont következtetésből láttuk, az áram valós része éppen a vasvesztéssel arányos. Másik jellegzetes pont az $s=1$ pont. Itt a terhelés értéke éppen 0, teljesítmény csak a két tekercsvesztéséből illetve a vasvesztéséből adódik. Nézzük meg, hogy tudunk-e olyan slip értéket találni, hogy elválasszunk az állórész és a forgórész tekercsvesztését. Rövid töprengés után rájövünk, hogy ha a slip értékét az elvileg lehetséges ∞ -re választjuk, akkor a helyettesítő képen R'_2/s értéke 0 lesz, azaz a gépen csak a vasvesztés illetve az állórész tekercsvesztése jelenik meg.

Következő lépésben rajzoljuk fel ismét az aszinkron gép kördiagramját.



17-17. ábra

A diagramon behúztuk $s=0$ ponthoz tartozó vízszintest, összeköttöttük az $s=0$ és az $s=\infty$ pontokat valamint az $s=0$ és az $s=1$ pontokat. Az eddigiek alapján az áram valós részének $s=0$ -hoz tartozó vízszintes alatti metszéke (17-17. ábra A-B pontok között) a vasvesztéssel arányos, az $s=0$ -hoz tartozó vízszintes és az $s=0$ - $s=\infty$ pontokat összekötő egyenes közötti metszék (B-C pontok között) az állórész tekercsvesztésével arányos, az $s=0$ - $s=\infty$ pontokat összekötő egyenes valamint az $s=0$ - $s=1$ pontokat összekötő egyenes közötti metszék (C-D pontok között) a forgórész tekercsvesztésével arányos, az $s=0$ - $s=1$ pontokat összekötő egyenes feletti metszék (D-E pontok között) a leadott mechanikai teljesítménnyel arányos. Külön említést érdemel az $s=0$ - $s=\infty$ pontokat összekötő egyenes feletti metszék (C-E pontok között). Ez a teljesítmény a mechanikai teljesítmény és a forgórész veszteségteljesítményének összege, azaz pont az a teljesítmény ami az állórész és a forgórész közötti légréven átadódik. Ennek a teljesítménynek a neve az előzőeknek megfelelően légrés-teljesítmény.

A következő lépésben vizsgáljuk meg a mechanikai és a légrésteljesítmény arányát. A helyettesítő kép alapján a légrésteljesítmény az R'_2 és az R_t ellenálláson ébredő teljesítmény összege. Emlékezzünk rá, hogy a jelzett két ellenállás összege éppen R'_2/s értékű, így

$$P_l = I^2 * \frac{R'_2}{s} \quad (195)$$

A mechanikai teljesítmény az R_t ellenálláson ébredő teljesítménynek felel meg, amely R_t ellenállást $R'_2 * ((1-s)/s)$ alakban írtunk fel így

$$P_{mech} = I^2 * R'_2 * \frac{1-s}{s} \quad (196)$$

Ha $P_l = I^2 * \frac{R'_2}{s}$ (195)-ből és $P_{mech} = I^2 * R'_2 * \frac{1-s}{s}$ (196) ból kifejezzük $I^2 * R'_2$ értékét és egyenlővé tesszük az egyenleteket akkor a

$$P_{mech} = (1-s) * P_l \quad (197)$$

összefüggésre jutunk.

Utolsó lépésként vizsgáljuk meg a kördiagram illetve a helyettesítő kép alapján az aszinkron gép nyomatékát

A mechanikai teljesítmény és a nyomaték közötti összefüggést a

$$P_{mech} = M * \omega \quad (198)$$

egyenlet adja meg. A kördiagramról leolvasható az aszinkron gép mechanikai teljesítménye a slip függvényében, de a $P_{mech} = M * \omega$ (198) összefüggés használatát erősen korlátozza, hogy ω értéke nem állandó. A jobb megközelítés érdekében a slip meghatározására szolgáló

$s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}$ (182) képletből fejezzük ki ω -t

$$\omega = (1-s) * \omega_0 \quad (199)$$

Helyettesítsük be $P_{mech} = M * \omega$ (198)-be $P_{mech} = (1-s) * P_l$ (197)-et és $\omega = (1-s) * \omega_0$ (199)-ot

$$P_l * (1-s) = M * (1-s) * \omega_0 \quad (200)$$

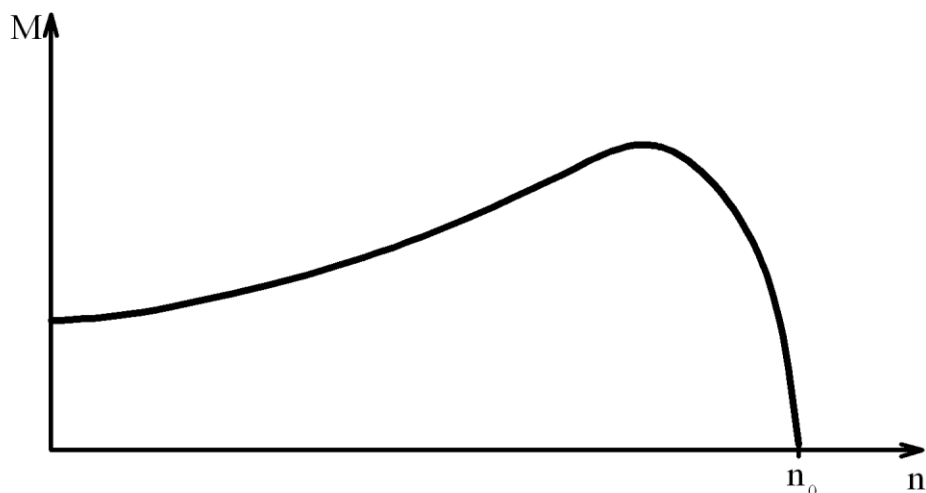
Majd egyszerűsítsünk (1-s)-sel és rendezzük át. Ekkor

$$M = \frac{P_l}{\omega_0} \quad (201)$$

Mivel $M = \frac{P_l}{\omega_0}$ (201)-ban az ω_0 a szinkron körfrekvencia, ami a tápláló hálózat frekvenciájától és a gép pólusszámától függ, tehát konstans, így az aszinkron gép nyomatéka a légrésteljesítménnyel arányos. Kihhasználva azt, hogy $\omega = (1-s) * \omega_0$ (199)-gyell analóg módon felírható az

$$n = (1-s) * n_0 \quad (202)$$

összefüggés, így a kördiagram megfelelő metszékei alapján az aszinkron gép nyomaték-fordulatszám görbéje felrajzolható.

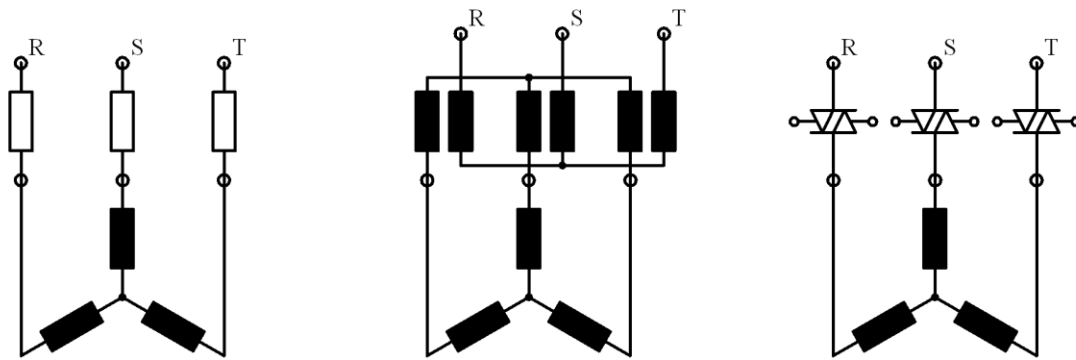


17-18. ábra

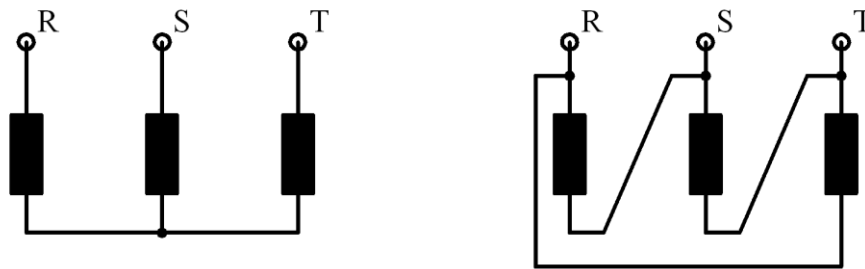
17.1.6. Az aszinkron gép indítása

Az aszinkron gép nyomaték-fordulatszám görbéje alapján elmondható, hogy a gép a szinkron fordulatszám közelében fordulatszám-tartó, ugyanis viszonylag kis fordulatszám változáshoz nagy nyomaték-változás tartozik, ugyanakkor indítás szempontjából az aszinkron gép messze nem a hajtástechnikával foglalkozók álma a kis indítónyomaték miatt. Ha az aszinkron kördiagramot nézzük, akkor még súlyosabbnak találjuk a helyzetet, hiszen indításkor az aszinkron gép a kis nyomaték mellé legalább nagy, a névleges áramnak adott esetben 3-9-szeresét is felveheti. Az indítási áramlökést természetesen csökkenthetjük a gép kapocsfeszültségének csökkentésével, de tudomásul kell vennünk, hogy ekkor az indítóáram változásának a négyzetével változik az indítónyomaték, tehát például az indítóáram értékének felére csökkentése az indítónyomaték negyedére való csökkenését eredményezi.

Hátrányai ellenére viszonylagos egyszerűsége miatt érdemes megemlíteni, hogy a kapocsfeszültséget csökkenthetem előtét ellenállással, transzformátorral, antiparalell kapcsolt tirisztorpárral, illetve úgynevezett csillag-delta átkapcsolás alkalmazásával. Az első három megoldás elvi vázlata a 17-19. ábrán, a csillag delta átkapcsolás elvi vázlata a 17-20. ábrán látható.



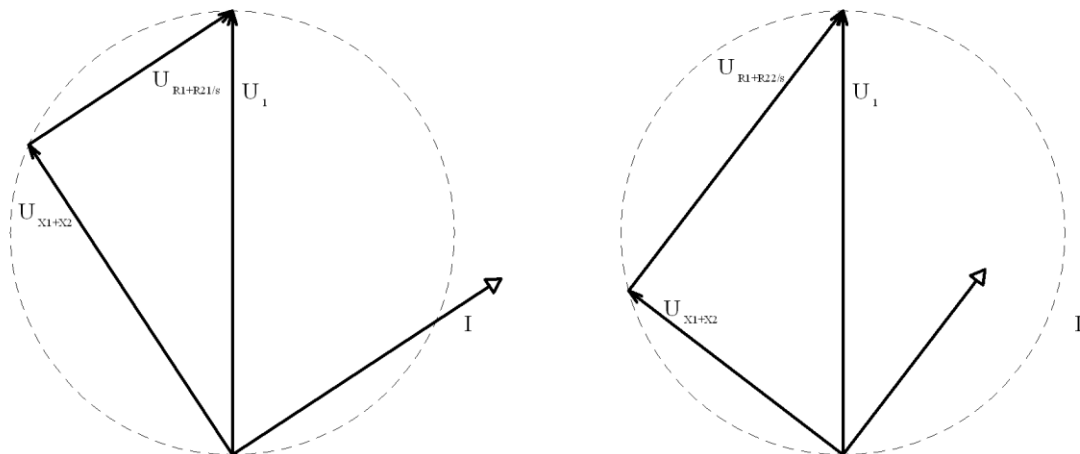
17-19. ábra



17-20. ábra

Mint azt említettük az előző megoldások hátránya, hogy az indítóáram csökkentése csak az indítóymaték drasztikus csökkenése mellett lehetséges.

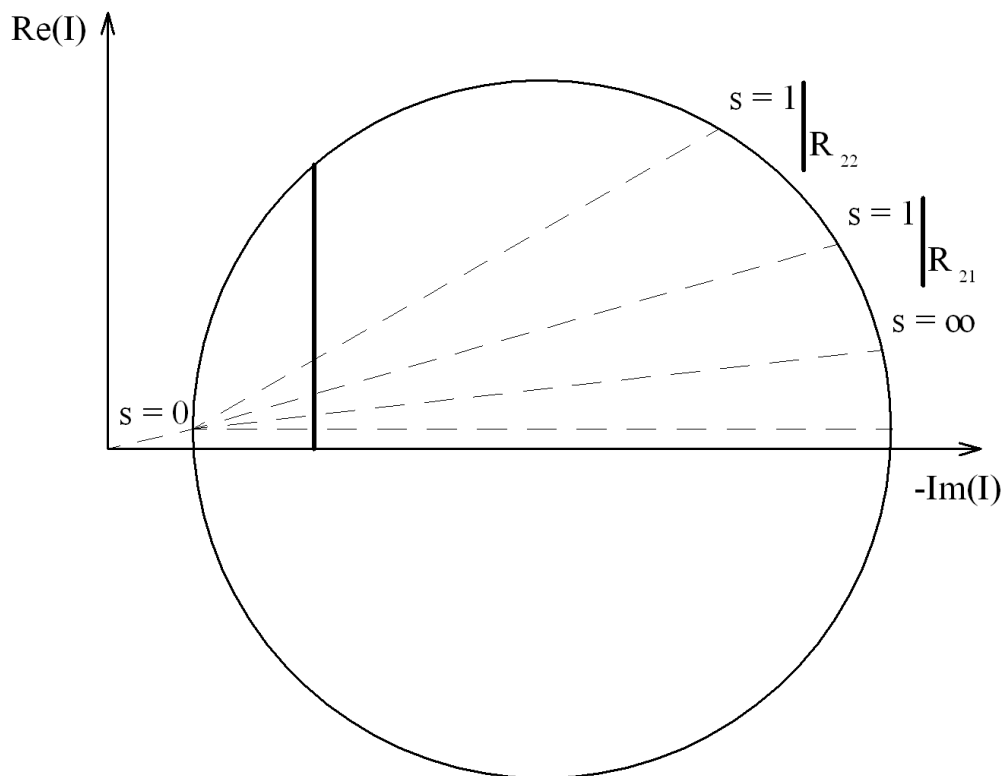
A következő lépésben vizsgáljuk meg, mi történik, ha az indítóáramot nem az állórész körbe, hanem a forgórész körbe iktatott ellenállással próbáljuk meg korlátozni. Emlékezzünk vissza arra, hogy az aszinkron gép kördiagramját a 17-15. ábrán látható vektorábra alapján rajzoltuk fel, olyan módon, hogy az R'_2/s kifejezésben s értékét 0 és ∞ között változtattuk. Ekkor a hányados értéke ∞ és 0 között minden értéket felvesz, teljesen függetlenül attól, hogy mekkora volt R'_2 értéke. Ez röviden azt jelent, hogy adott gép áramvektor diagramja adott nagyságú és frekvenciájú kapocsfeszültség mellett ugyanazon a körön mozog, függetlenül attól, hogy az állórész kör belső ellenállása mekkora. Rajzoljuk fel a 17-15. ábrán látható vektorábrát két különböző R'_2 értékre, úgy, hogy $R'_{22} > R'_{21}$



17-21. ábra

A 17-21. ábra alapján látható az az egyébként triviális tény, hogy a nagyobb belső ellenállású ponthoz kisebb abszolút értékű áram tartozik.

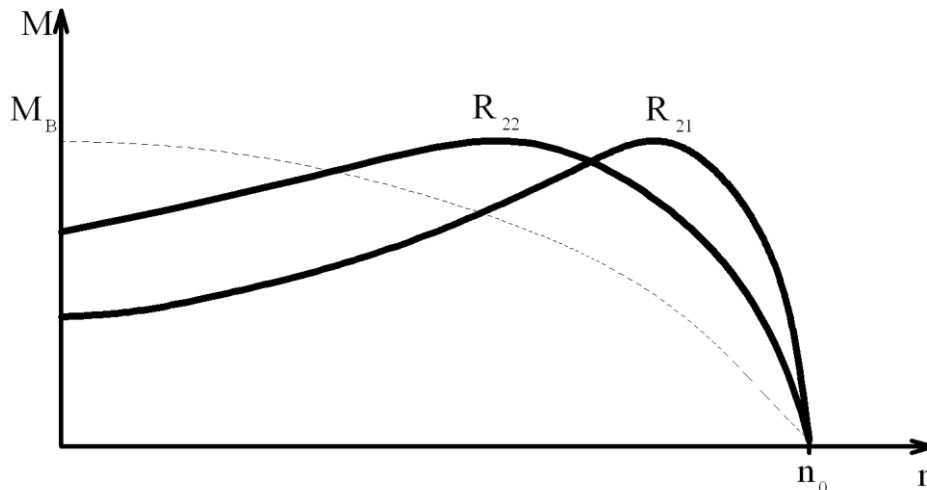
Nézzük meg azt is, hogy R'_2 értékének változása hogyan befolyásolja az indítónyomatékot. Rajzoljuk fel ismét az aszinkron gép kördiagramját, rajzoljuk be az $s=0$, az $s=1$ és az $s=\infty$ pontokat $R'_{22} > R'_{21}$ esetre. Az $s=0$ és az $s=\infty$ pontok mindkét R'_2 esetén azonos helyre esnek, az $s=1$ pont pedig R'_2 növelésével a körív mentén az $s=0$ pont felé mozdul el.



17-22. ábra

Visszaemlékezve arra, hogy az aszinkron gép nyomatéka a légrésteljesítménnyel arányos, azt pedig a kördiagramon az $s=0$ és az $s=\infty$ pontokat összekötő egyenes feletti metszék, így R'_2 növelésével az indítónyomaték a billenőnyomaték eléréséig növelhető.

A 17-23. ábra mutatja az $R'_{22} > R'_{21}$ értékekhez tartozó nyomaték-fordulatszám görbéket. Az ábrába szaggatott vonallal jelöltük a maximális indítónyomatékhoz tartozó görbét is.



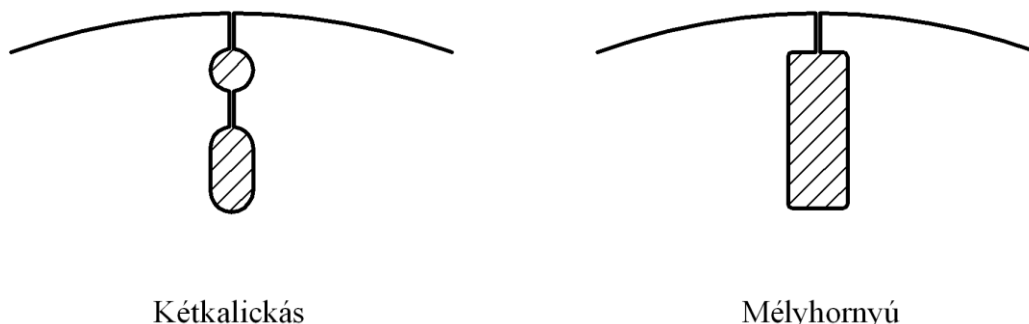
17-23. ábra

Az előzőekben leírtak alapján a forgórész-körbe iktatott ellenállás az indítási áram csökkentése mellett az indítónyomatékra is jótékony hatással van, és a terhelő nyomatékot is figyelembe vesszük, akkor a fordulatszám-szabályozás is megoldható. Természetesen ennek a megoldásnak nem csak előnye van. Nézzük meg a kördiagramon a teljesítmények alakulását. Rajzoljuk fel ismét a 17-22. ábrát és rajzoljuk be egy adott nyomatékhoz tartozó függőleges metszékét. Mivel a nyomaték a légrés-teljesítménnyel arányos, ezért az az $s=0$ és az $s=\infty$ pontokat összekötő egyenes feletti szakasz, azaz független R'_2 től. A mechanikai teljesítményt ugyanakkor az $s=0$ és az $s=1$ pontokat összekötő egyenes feletti szakasz reprezentálja. Ennek a szakasznak a hossza pedig R'_2 növelésével csökken, azaz a gép hatásfoka R'_2 növelésével mindenképpen csökken.

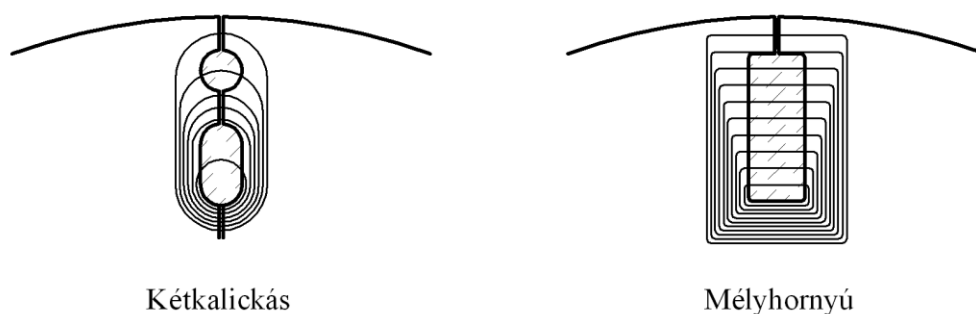
A hatásfok csökkenése miatt a forgórész-kör ellenállásának megnövelése nem képzelhető el. Csak arról lehet szó, hogy indításkor kössük be a járulékos ellenállást a forgórész körbe, és utána a normál üzem alatt kivegyük onnan. Ezt háromfázisú tekercselés esetén úgy tudjuk megvalósítani, hogy a három tekercset csúszógyűrűkre kivegyük, és a három csúszógyűrűre kötjük a szimmetrikus háromfázisú (csillag vagy delta kapcsolású) ellenállást. A csúszógyűrűs kivitel nyilvánvaló hátránya, hogy bonyolítja a gép mechanikai kivitelét, és megszünteti azt a kivételes előnyt, hogy a forgórészhez nem kell áramot vezetni. Lényeges korlát az is, hogy a csúszógyűrűs kivitel csak háromfázisú forgórész tekercselés esetén lehet használni, a gyakorlat szempontjából lényegesen kedvezőbb kalickás kivitel esetén nem.

Kalickás kivitelű motorok esetén az úgynevezett mélyhornyú illetve kétkalickás kivitel alkalmazhatjuk. Ezek működése azon alapul, hogy az indukcióvonalak a forgórészben nem egyenletesen oszlanak el, és a nagyobb indukcióvonal sűrűség mellett a vezető ellenállása nagyobb. Ennek megfelelően indításkor a belső kalicka, illetve mélyhornyú kialakítás esetén a vezető keresztmetszet belső része nagyobb ellenállást mutat, míg üzemi fordulaton a teljes

keresztmetszet vezet. Ezt a jelenséget áramkiszorításnak nevezzük. Az ilyen forgórészek kialakítását a 17-24. ábra, míg az indukcióvonalak alakulását a 17-25. ábra mutatja



17-24. ábra



17-25. ábra

Napjaink aszinkron hajtásaiban gyakorlatilag egyeduralkodóvá vált az úgynevezett inverteres hajtás, de ezt csak a következő, az aszinkron gép fordulatszám szabályozásáról szóló fejezetben tárgyaljuk.

17.1.7. Az aszinkron gép fordulatszám szabályozása

Az aszinkron gép fordulatszámát az

$$f = \frac{f_0(1-s)}{p} \quad (203)$$

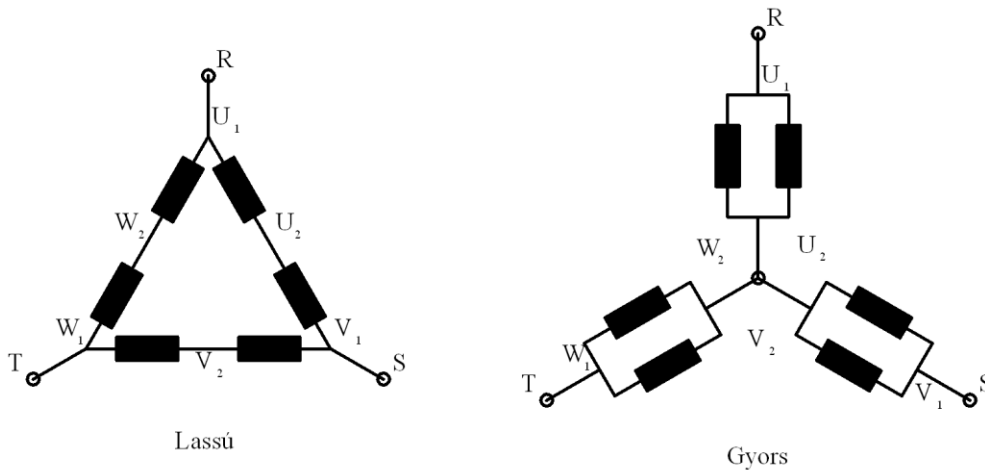
Összefüggés fejezi ki, ahol f a gép fordulatszáma, f_0 a kapcsolófeszültség frekvenciája, s a slip, p pedig a gép pólusszáma. $f = \frac{f_0(1-s)}{p}$ (203) alapján a fordulatszám megváltoztatására

három lehetőség adódik. Változtathatjuk a fordulatszámot a slip változtatásával.

Mint láttuk, az aszinkron gép jó hatásfokkal a szinkron fordulatszám közelében működtethető. Erre alkalmas mind a terhelő nyomaték változtatása, mind pedig a forgórész kör ellenállásának változtatása csúszógyűrűkön keresztül. A terhelés változtatása hajtástechnikában nem érdemel

külön említést, a forgórész kör ellenállásának változtatását pedig az indításról szóló fejezetben tárgyaltuk, ezért itt külön nem részletezzük.

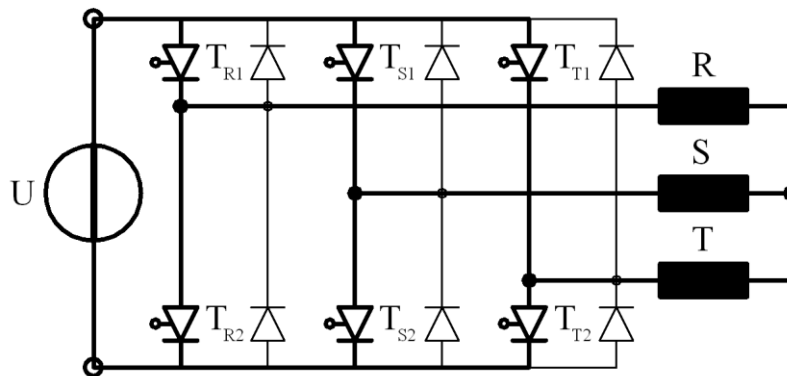
A következő lehetőség a gép pólusszámának változtatása. Ezt elérhetjük úgy, hogy a gép állórészen több tekercselést helyezünk el, ekkor azonban a tekercselés kihasználtsága rossz, a gép mérete indokolatlanul nagy lesz. A pólusszámot változtathatjuk még a tekercsek speciális kapcsolásával a az úgynevezett Dahlander kapcsolást mutatja



17-26. ábra

A pólusszám változtatásának igen jelentős korlátja az, hogy p csak egész szám lehet, így összesen néhány, ráadásul nem szabadon választott fordulatszám állítható be.

A fordulatszám változtatás harmadik, és egyben legnagyobb jelentőséggel bíró megoldása a kapocsfeszültség frekvenciájának változtatása. Ezt vezérelt egyenirányítós kapcsolással lehet megvalósítani. A következőkben tekintünk át a 17-27. ábrán látható kapcsolás működését.



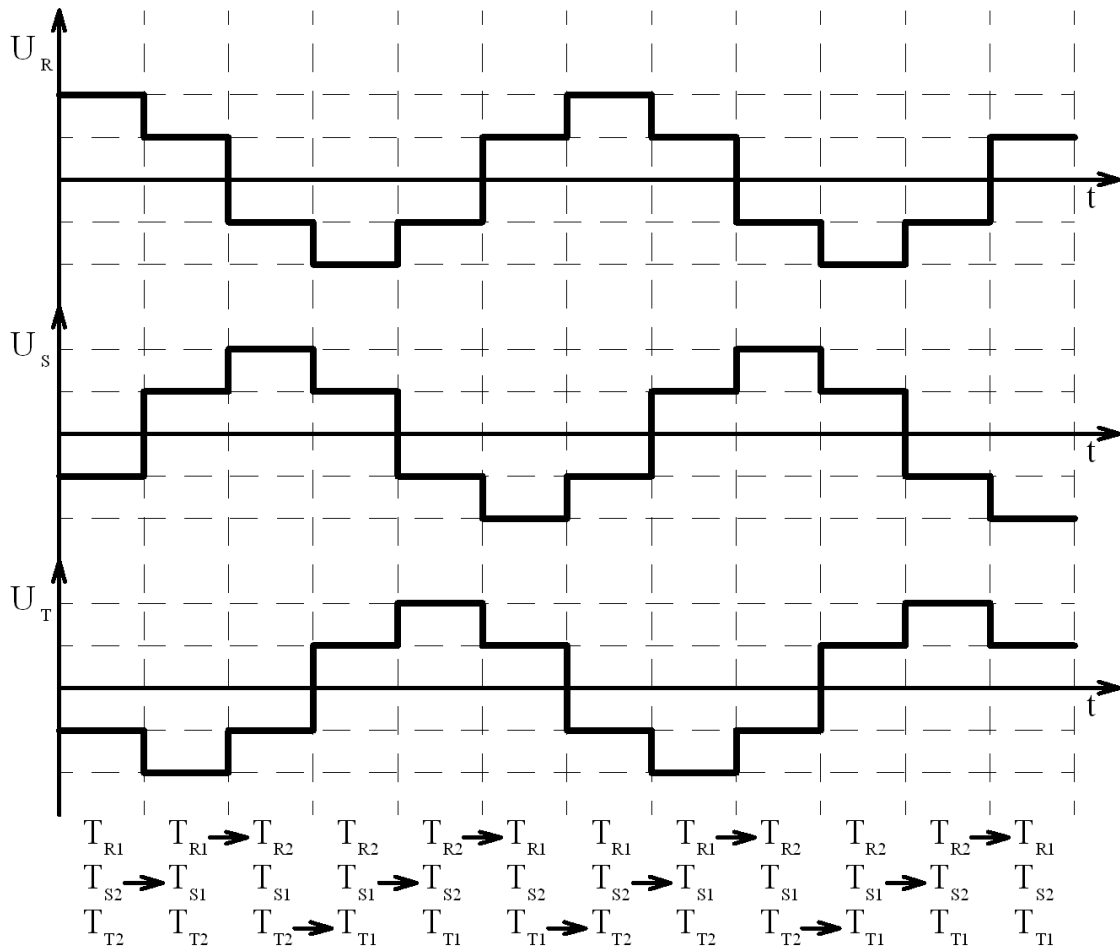
d

17-27. ábra

A működési elv leírásához tekintünk a tekercsekre jutó feszültséget pozitívnak akkor, ha az a csillagpont felé folyó áramot akar indítani. Legyen a kezdeti időpont az, amikor T_{R1} , T_{S2} , T_{T2} tirisztort gyűjtjük. Ekkor S és T tekercsek párhuzamos kapcsolása miatt $U_R = 2/3 \cdot U_k$, $U_S =$

$U_T = -1/3 * U_k$ időpontban kioltjuk T_{S2} és gyűjtjük T_{S1} tirisztort. Ekkor $U_R = 1/3 * U_k$ értékre csökken U_S előjelet vált, értéke $1/3 * U_k$ lesz, míg $U_T = -2/3 * U_k$ -ra nő. Az előzőekhez hasonlóan t_2 időpontban T_{R1} -et oltjuk és T_{R2} -t gyűjtjük. Az egy tekercsekre jutó feszültség-idő függvényt a következő ábra mutatja. A különböző fázisokhoz jelöltük az adott időpontban nyitva levő tirisztorokat is.

Tekercs feszültség-
idő



17-28. ábra

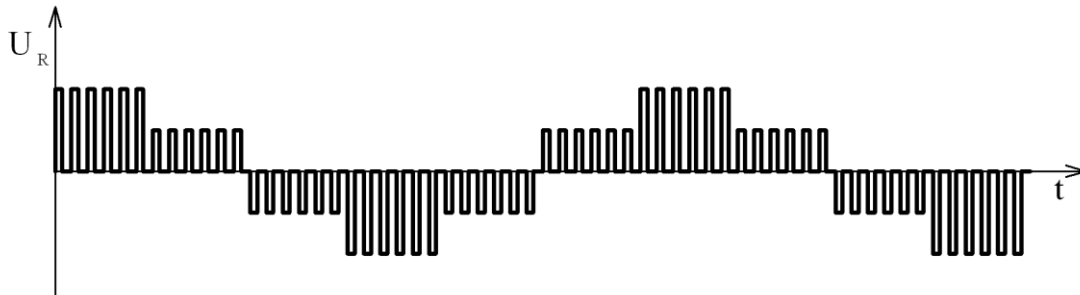
A tekercs jelentős induktivitása miatt az áram az

$$I = \frac{1}{L} * \int U dt \quad (204)$$

összefüggés szerint alakul. A 17-28. ábra alapján látható, hogy a tekercs feszültsége nagyon eltér a szinusztól, de számunkra az áram és az ezzel összefüggő fluxus a fontos, aminek a jelalakja elfogadhatóbb.

$I = \frac{1}{L} * \int U dt$ (204) alapján látható, hogy az áram értéke függ a kapocsfeszültség integráljától függ, ami egyben azt is jelenti, hogy alacsonyabb frekvenciához nagyobb áram tartozna. Ismeretes, hogy a mágneses fluxus a vas $B-H$ görbéje mentén változik, továbbá, hogy a jó kihasználtság érdekében a motor névleges áramánál a vas a telítési szakasz közelében van. Mi-

vel nem engedhető meg, hogy a fordulatszám szabályozás miatt jelentősen megnőjön, ezért a kapocsfeszültség értékét ennél a szabályozásnál csökkentenünk kell. A feszültség csökkentésére vezérelt egyenirányítók alkalmazása mellett adódik a következő ábra szerinti megoldás.

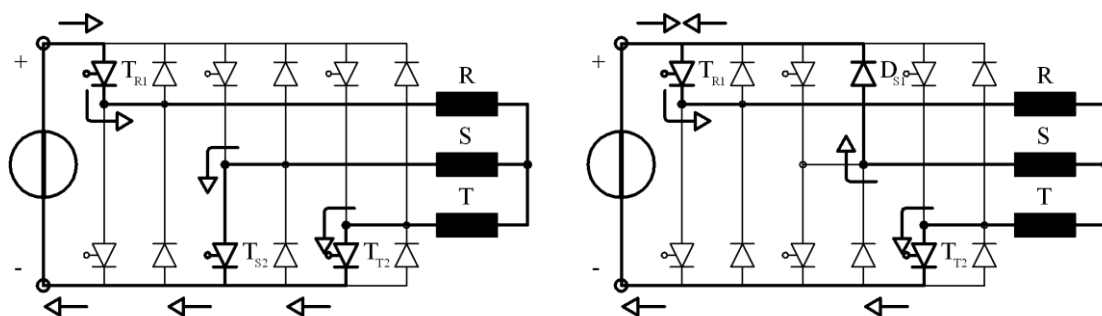


17-29. ábra

A kapocsfeszültség szabályozásánál figyelembe kell vennünk az impedancia viszonyokat is. Névleges frekvencia környékén ugyanis az $R_l + X_l$ impedancia elhanyagolható az $R_v \times X_m$ impedanciákhoz képest, így a forgó fluxus állandó értéken tartásához a feszültséget a frekvenciával arányosan kell csökkenteni. A névlegeshez képest nagyon alacsony frekvencia esetén a két impedancia egymással összemérhetővé, az állórész tekercs ellenállása dominánssá válik, ezért itt a feszültséget már kisebb ütemben kell csökkenteni.

A 17-29. ábra szerinti kapocsfeszültség jelalakot vagy a hídkapcsolásban levő egyenirányítók segítségével oldhatjuk meg, vagy, amennyiben nincs igény vagy lehetőség a visszatáplálásra, akkor az egyenáramú ágba épített szaggató segítségével.

Ejtsünk még szót a 17-27. ábra szerint a tirisztorokkal antiparalell kapcsolt diódákról. Ezeknek az a szerepe, hogy amikor a tirisztorokat kioltjuk, akkor az induktivitás árama képes legyen tovább folyni, hiszen mint tudjuk, a tekercs árama nem szakadhat meg hirtelen. A kialakuló állapot szemléltetésére nézzük meg, mi történik a 17-28. ábra szerinti t_1 időpontban, amikor a T_{S1} - T_{S2} tirisztorokat átkapcsoljuk.

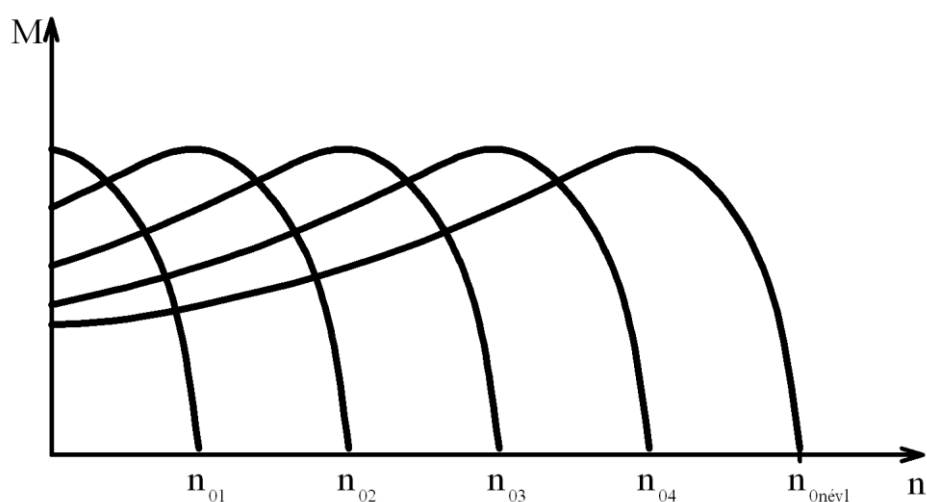


17-30. ábra

Az átkapcsolás előtt T_{S2} tirisztor nyitva van, az S pont potenciálja megegyezik a - jelű kapocs potenciáljával, a tekercs árama pedig a tekercstől a tirisztor felé folyik. Az átkapcsolás első lépéseként oltjuk a T_{S2} tiriszort. (Az oltás folyamatával itt nem foglalkozunk, feltételezzük az oltókör meglétét és működését.) Ebben a pillanatban mindkét tirisztor zárva van, a tekercs áramának viszont folynia kell. Az ábrán jelzett irányú áram csak a D_{S1} diódán keresztül tud az S csomópontból kifolyni, így D_{S1} kénytelen kinyitni. A nyitóirányban igénybevett diódán nem

esik feszültség, ezért S pont potenciálja a + jelű kapocs potenciáljával lesz azonos, azaz a tekercsen eső feszültség iránya megváltozik. A tekercsen eső feszültség megváltozásával együtt az áram változásának iránya is megfordul, ezért ha T_{SI} tirisztor kinyitásával S pontot – potenciálon tartjuk, akkor az áram iránya, értelemszerűen nem ugrásszerűen, hanem az induktivitás által meghatározott időállandó szerint meg fog fordulni.

A következő részben vizsgáljuk meg, hogyan változik a nyomaték a kapocsfeszültség frekvenciájának változásakor. Emlékezzünk vissza az aszinkron gép működési elvére. A forgó mágneses mező erővonalai metszik a mágneses mezőtől eltérő szögsebességgel forgó forgórész vezetőit, aminek hatására a vezetőben $U_i = B_a * l * r * (\omega_0 - \omega)$ (177) szerinti feszültség ébred és ennek megfelelő nagyságú áram indul. Mint arról szó volt, a gép kapocsfeszültségét a frekvencia változtatásakor úgy változtatjuk, hogy B_0 lehetőleg állandó legyen, ezért a nyomaték az $\omega_0 - \omega$ értéktől függ. Ha felrajzoljuk a nyomatékgörbét, ez azt jelenti, hogy a kapocsfeszültség frekvenciájának változtatásával a nyomatékgörbét a fordulatszám tengely mentén toljuk el.



17-31. ábra

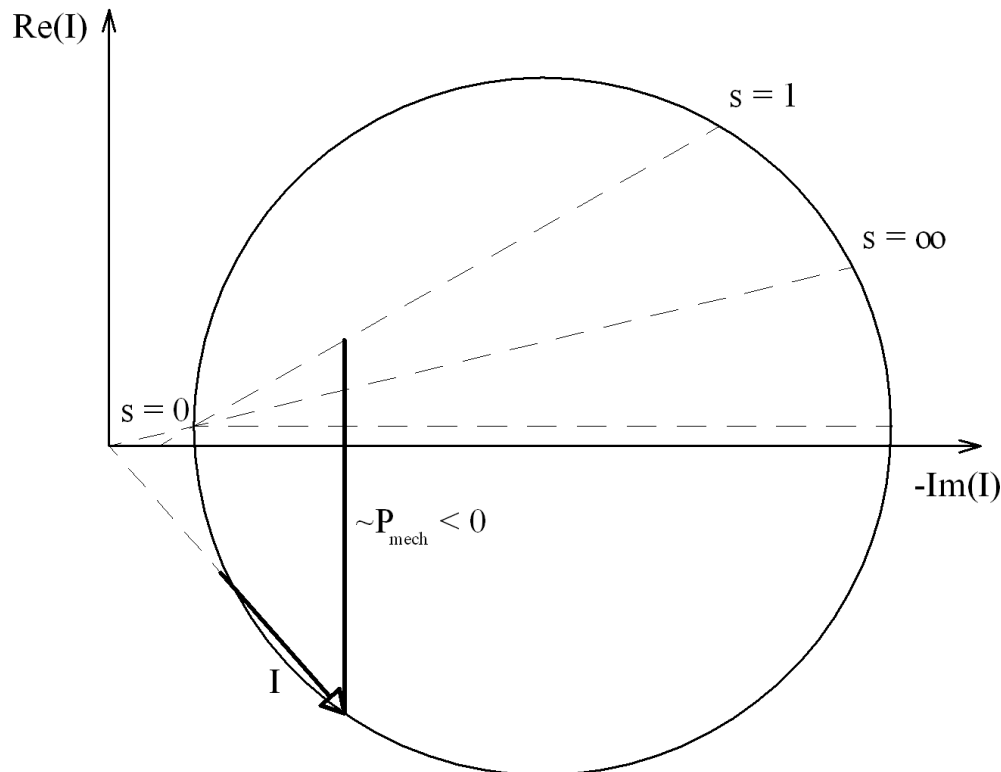
Tekintettel arra, hogy a vezérelt egyenirányítós kapcsolásban a frekvenciát a teljes frekvenciatartományban folyamatosan tudjuk változtatni, az indítással járó problémáink is megoldódnak, bár az indításhoz használt nagyon alacsony frekvenciák esetén a nyomatéki görbe már nem csak a fordulatszám tengely mellett tolódik el, hanem, a billenőnyomaték értéke is csökkenhet.

17.1.8. Aszinkron gép generátor üzemben

Az aszinkron gép működéséhez feltétlenül szükséges az, hogy a forgórész vezetői a forgó fluxus erővonalait metsszék. Önállóan járó gép esetén ez nem elképzelhető, aszinkron gép generátorként csak hálózatra kapcsolva működhet. Ha a hálózatra kapcsolt gépet a szinkron fordulatszám felett forgatunk, a gép áramot termel a hálózatba. Ekkor a gép működését a kördiagram jellemzi, a gép kapocsfeszültsége terheléstől függetlenül a hálózat kapocsfeszültsége, a gép árama pedig kördiagramon a slipnek megfelelő érték. Generátorüzemben a slip értéke negatív.

17.1.9. Aszinkron gépek fékezése

Mint azt már tárgyaltuk, az aszinkron gép nyomatéka a légrésteljesítménnyel arányos, a kördiagramon az $s=0$ - $s=\infty$ pontokat összekötő vonal feletti metszék.



17-32. ábra

A 17-32. ábra alapján látható, hogy ha $s < 0$, azaz a gép a szinkron fordulatszám felett forog, akkor a nyomatéki metszék negatív lesz, azaz a gép mechanikai teljesítményt vesz fel, és hatásos villamos teljesítményt termel a hálózatba.

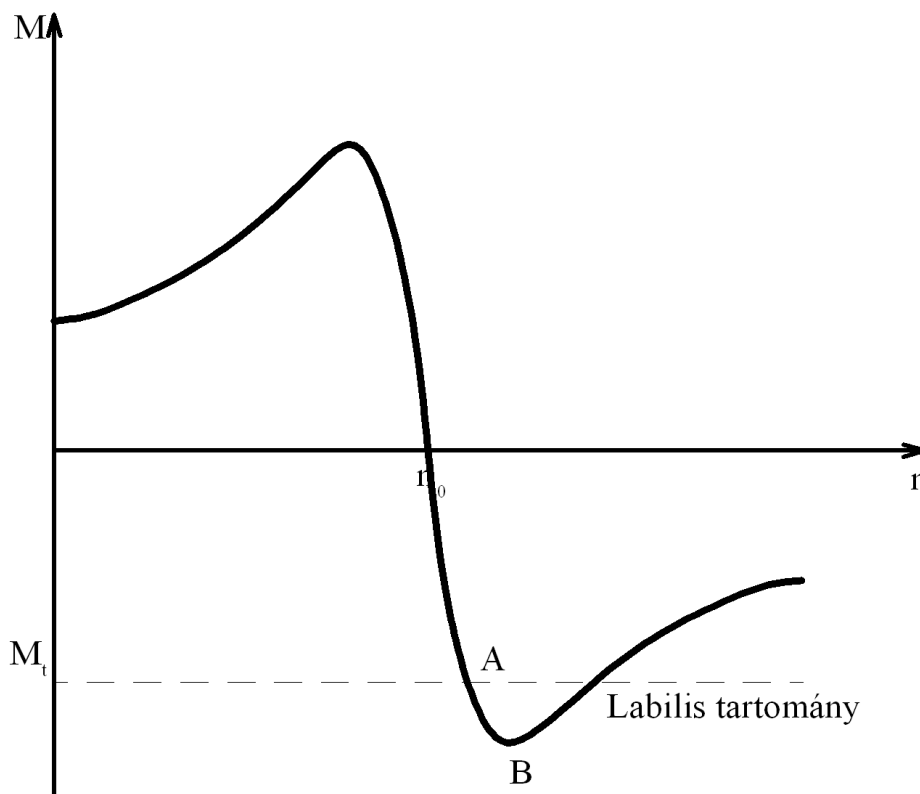
Fékezés szempontjából érdekes még az $s > 1$ értékekhez tartozó tartomány. A kördiagram alapján a gép nyomatéka itt pozitív, de ha $s > 1$, akkor $\omega = (1 - s) * \omega_0$ (199) miatt $\omega < 0$, azaz a gép szögsebessége negatív. A negatív szögsebesség azt jelenti, hogy a gép nyomatéka a forgásiránnyal ellentétes, azaz a gép fékez. Ezt ellenáramú fékezésnek hívjuk, itt ügyelni kell arra, hogy az előzőek alapján itt valójában nem fékezésről, hanem forgásiránnyal szemben történő hajtásról beszélünk, azaz a gépet akár 0 fordulatra fékezhethetjük, de a 0 fordulat elérésekor az ellenkező irányba kezd forogni.

Féküzem szempontjából két esetet különböztetünk meg. Egyik eset, amikor a fékezés célja a tehetetlenségből adódó mozgási energia megszüntetése, például egy sík úton haladó jármű fékezése. A másik eset, amikor a fékezés célja a sebesség illetve fordulatszám tartása. Ilyen eset egy darunál a függő teher süllyesztése.

17.1.9.1. Generátor üzemű fékezés

Először vizsgáljuk meg a generátor üzemű fékezést. Ez csak akkor lehetséges, ha az aszinkron gép a szinkron fordulatszám felett forog, amit a terhelés fordulatszámának növelésével vagy a szinkron fordulatszám csökkentésével érhetünk el. Generátor üzemben az aszinkron gépen a

szinkron fordulatszám felett ébred fékezőnyomaték, azaz ez az üzemmód nem alkalmas arra, hogy teljes megállásig fékezzen. Vezérelt egyenirányítós inverter esetén megoldható, hogy szinkron fordulatot egész nulla értékig csökkentjük, sőt negatív A féküzem szempontjából a kritikus helyzet az, amikor a generátor meghajtó nyomatéka állandó. A következő ábrán látható, hogy állandó hajtónyomaték esetén az 'A' pontban stabil munkapont alakul ki, hiszen, ha bármi okból a fordulatszám az 'A' ponthoz tartozó fordulatszám fölé emelkedik, a fékezőnyomaték meghaladja a hajtónyomatékot és fordítva, a fordulatszám csökkenésekor a hajtónyomaték nagyobb lesz mint a fékező, így a gép az adott fordulatszámon forog.



17-33. ábra

A 17-33. ábra alapján az is látható, hogy a generátor üzemű fékezés csak a 'B' ponthoz tartozó fordulatszámok alatt alkalmazható, ugyanis a 'B' pontbeli fordulatszám felett a hajtónyomaték mindenképpen nagyobb, mint a fékezőnyomaték, így az aszinkron gép fordulatszáma folyamatosan nőni fog. A nyomaték-fordulatszám görbe alapján az is látható, hogy a nyomaték különbség a fordulatszám növekedésével folyamatosan nő, azaz a gép megszalad.

17.1.9.2. Ellenáramú fékezése

Ellenáramú fékezésnél a gép munkapontja az áramvektor-diagram $s=1$ és $s=\infty$ közé esik. Az áramvektor diagramról leolvasható, hogy ebben az üzemmódban az aszinkron gép a hálózatról villamos teljesítményt vesz fel, ugyanis az áramvektor valós része pozitív, azaz azonos irányba mutat, mint a kapocsfeszültség. Emlékezzünk vissza arra is, hogy az aszinkron gép nyomatéka a légrésteljesítménnyel arányos, azaz ebben az üzemállapotban a gép nyomatéka is pozitív, viszont a slip definíciójából az következik, hogy a motor forgásiránya negatív.

A fentiek alapján ellenáramú féküzemben az aszinkron gép forgórésze a forgó mágneses mezővel ellentétes irányba forog. Ekkor a hálózatról felvett villamos teljesítmény mellett a hajtótengelyen mechanikai teljesítményt is vesz fel, miközben hőt ad le.

A nyomatéktartó egyenáramú gépekkel szemben az aszinkron gép ellenáramú fékezéskor nem vesz fel extrém nagy áramot, bár a fékárám összemérhető az indítási árammal. Ez az áram elegendően nagy ahhoz, hogy gyakori leállítás-indítás esetén a gépünket erre a terhelésre kelljen méretezni.

Ellenáramú fékezésnél arra kell ügyelni, hogy a forgórész negatív, a forgó fluxussal ellentétes irányú forgása miatt a forgórészen a névleges frekvenciának közel a kétszerese jelenik meg, ennek megfelelően a forgórész tekercseken ébredő feszültség elvileg szintén a névleges érték kétszerese, így a tekercs szigetelését ennek megfelelően kell méretezni.

Ellenáramú fékezésnél valamennyi gép esetén arra kell ügyelni, hogy ezek valójában ellenirányú hajtások, így a gépet teljesen álló helyzetre lehet fékezni. Megálláskor azonban a kapcsolókra jutó feszültséget le kell kapcsolni, ugyanis különben a gép motorüzemben ellenkező irányba kezd forogni.

Az aszinkron gép nyomaték-fordulatszám görbéjén látható, hogy ellenáramú féküzemben a fordulatszám növekedésével a fékezőnyomaték csökken, ami azt jelenti, hogy stabil munkapont állandó forgórész köri ellenállás mellett nem alakul ki. Csúszógyűrűs gépek esetén a forgórész körbe iktatott változtatható ellenállás esetén az ellenállás folyamatos változtatásával oldható meg például a sebességtartó fékezés.

17.1.9.3. Egyenáramú fékezés

Egyenáramú fékezés esetén a gép kapcsaira egyenfeszültséget kapcsolunk, ami által az aszinkron gépben álló mágneses mező alakul ki. A forgórész vezetői metszik a mágneses mező erővonalait és az aszinkron gépnél már ismert módon kialakul a fékezőnyomaték. A gép viselkedése villamos szempontból viszont nagyon eltér a normál üzemi viszonyoktól. Az egyenáramú gerjesztés miatt nem alakul ki az állórészhez képest forgó fluxus, így a forgórészen ébredő fluxus az állórészhez képest szintén állandó lesz. A fluxus állandó volta miatt az állórész induktív impedanciája 0 értékű lesz, ezért az állórész áramának nagyságát az állórész ohmos ellenállása szabja meg.

A forgórészen ugyanakkor a forgórészhez képest ω szögsebességgel forgó mágneses mező alakul ki, ami a megszokott módon a forgórész vezetőiben feszültséget indukál, ezzel együtt áramot indít és így nyomatékot ébreszt. Állandósult állapotban, miként az előbb áttekintettük, az állórész árama teljesen független a forgórész áramától, ami azt jelenti, hogy az állórész árama független a forgórész nyomatékától, illetve a fékezőteljesítménytől. Az energiamegmaradás törvényét alkalmazva így a fékező teljesítményt teljes egészében a forgórész körön kell felemészteni, ami azt jelenti, hogy a fékező teljesítmény teljes egészében a forgórész kör ohmos ellenállásán alakul hővé.

17.1.9.4. Fékezés inverteres hajtás esetén

Az aszinkron gép inverteres hajtásánál láttuk, hogy vezérelt egyenirányítós kapcsolással a forgó mágneses mező szögsebességét beállíthatjuk, és ezzel a generátoros üzembe kényszerítjük a gépet. Generátorüzemben a gép hatásos teljesítményt táplál vissza a hálózatba, ezért ilyenkor az inverter tirisztoraival antiparalell kötött diódák vezetik az áramot.

17.2. Egyfázisú aszinkron gép

17.2.1. Működési elv

Az aszinkron gép működésének alapja a forgó mágneses mező. Tudjuk azt, hogy az ω_0 szögsebességgel forgó mágneses mezőt felírhatjuk két egymásra merőleges, például vízszintes és függőleges komponens összegeként. Az egyes komponensek időfüggvényét a

$$\Phi_{\text{függ}} = \Phi_0 * \cos(\omega t) \quad (205)$$

és a

$$\Phi_{\text{vízsz}} = \Phi_0 * \sin(\omega t) \quad (206)$$

időfüggvények adják. Tegyük fel, hogy az aszinkron gépünk állórészén nem egy, hanem két egymással éppen szembe forgó mágneses mezőt hozunk létre. A két szembeforgó mező szögsebessége ekkor ω_0 és $-\omega_0$ lesz. A két mező komponensének eredője

$$\Phi_{\text{ered } \delta_{\text{függ}}} = \Phi_0 * \cos(\omega_0 t) + \Phi_0 * \cos(-\omega_0 t) \quad (207)$$

A vízszintes pedig

$$\Phi_{\text{ered } \delta_{\text{vízsz}}} = \Phi_0 * \sin(\omega_0 t) + \Phi_0 * \sin(-\omega_0 t) \quad (208)$$

Figyelembe véve, hogy $\cos(-\omega_0 t) = \cos(\omega_0 t)$ és $\sin(-\omega_0 t) = -\sin(\omega_0 t)$ így $\Phi_{\text{ered } \delta_{\text{függ}}} = \Phi_0 * \cos(\omega_0 t) + \Phi_0 * \cos(-\omega_0 t)$ (207) és $\Phi_{\text{ered } \delta_{\text{vízsz}}} = \Phi_0 * \sin(\omega_0 t) + \Phi_0 * \sin(-\omega_0 t)$ (208)

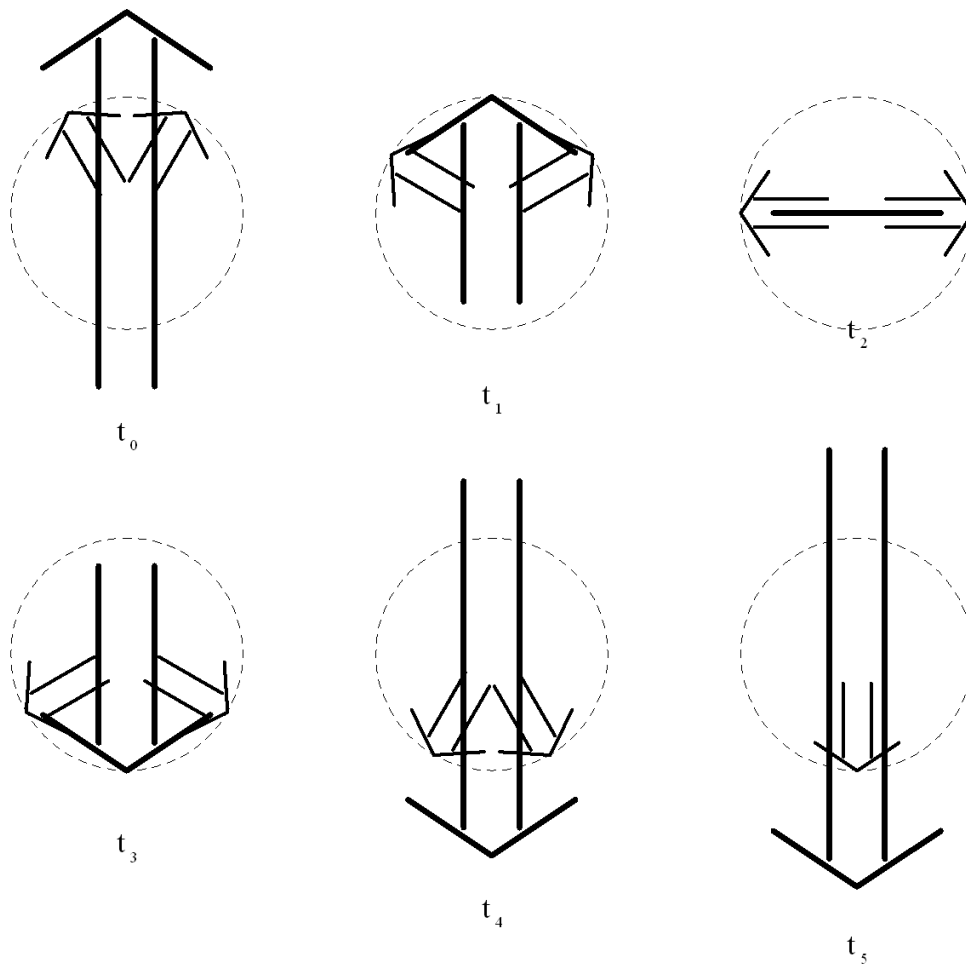
$$\Phi_{\text{ered } \delta_{\text{függ}}} = 2 * \Phi_0 * \cos(\omega_0 t) \quad (209)$$

valamint

$$\Phi_{\text{ered } \delta_{\text{vízsz}}} = 0 \quad (210)$$

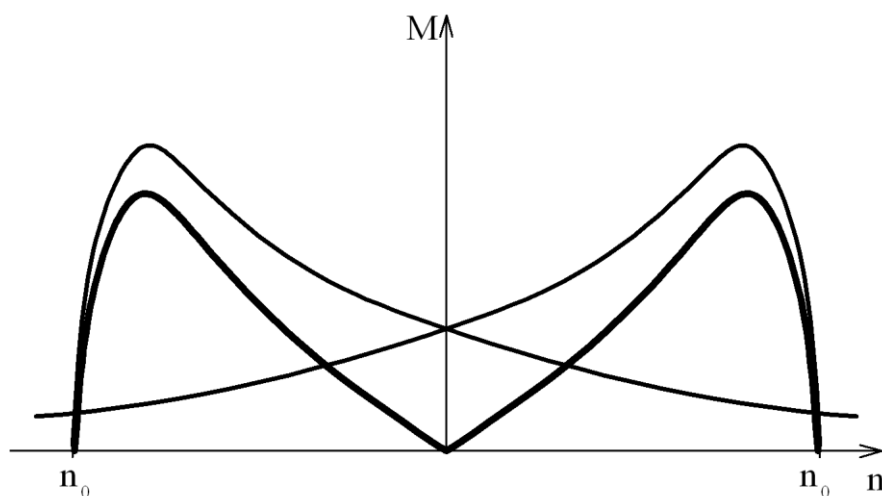
lesz, azaz pontosan egy lüktető mágneses mező.

Ha az aszinkron gép kapcsaira egyfázisú feszültséget kapcsolunk, akkor a forgó mágneses mező helyett éppen egy, az előbb említett lüktető mágneses mezőt hoz létre. Mint láttuk, a lüktető mágneses mező létrehozható két egymással szembeforgó azonos nagyságú és szögsebességű mágneses mezőből. Válasszuk most szét ezt a két mágneses mezőt a következő ábra szerint.



17-34. ábra

A szembeforgó mezők szétválasztásával gyakorlatilag két, tengelyénél összekötött aszinkron gépet kapunk. Rajzoljuk most fel a két gép nyomaték-fordulatszám diagramját közös ábrába.



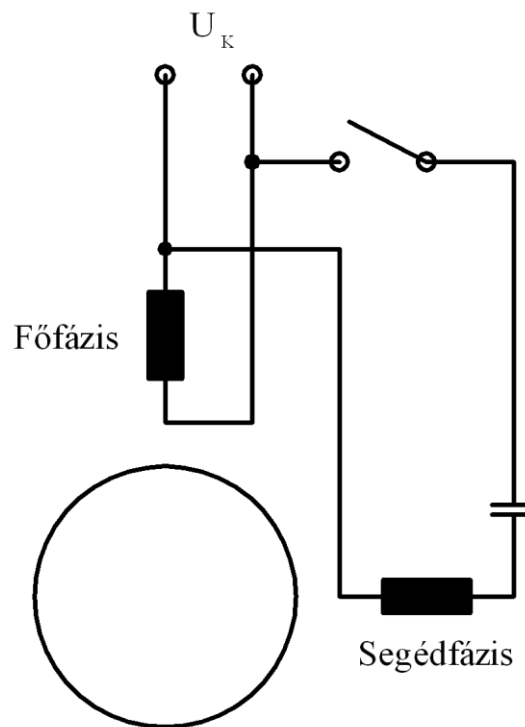
17-35. ábra

Az összekötött gépek tengelyén nyilvánvalóan a két gép nyomatékának előjelhelyes összege jelenik meg, a 17-35. ábra mutatja ezt a nyomatékot is. A nyomaték-fordulatszám görbéből is leolvasható az a nyilvánvaló tény, hogy az egyfázisú aszinkron gépnek nincs indítónyomatéka, továbbá az is, hogy ez a gép még elvileg sem képes önállóan elérni a szinkron fordulatot.

17.2.1.1. Az egyfázisú aszinkron gép indítása

Az egyfázisú aszinkron gép alkalmazásának egyik legjelentősebb korlátja az, hogy nincs indítónyomatéka. Ennek megfelelően ez a gép csak valamilyen segédforrás segítségével indítható. Kisebb gépek esetén a gép berántása is megoldás lehet. Ekkor a motort egyik irányba megforgatva már a forgásiránynak megfelelő nyomaték ébred, ami terheletlen gép esetén üzemi fordulatra gyorsítja azt. Ennél az indítási módnál fontos, hogy a gép terhelő nyomatéka és a meghajtó nyomaték összhangban legyenek, ugyanis a berántás csak egy kezdeti segítség, és alacsony fordulaton a meghajtó nyomaték is alacsony.

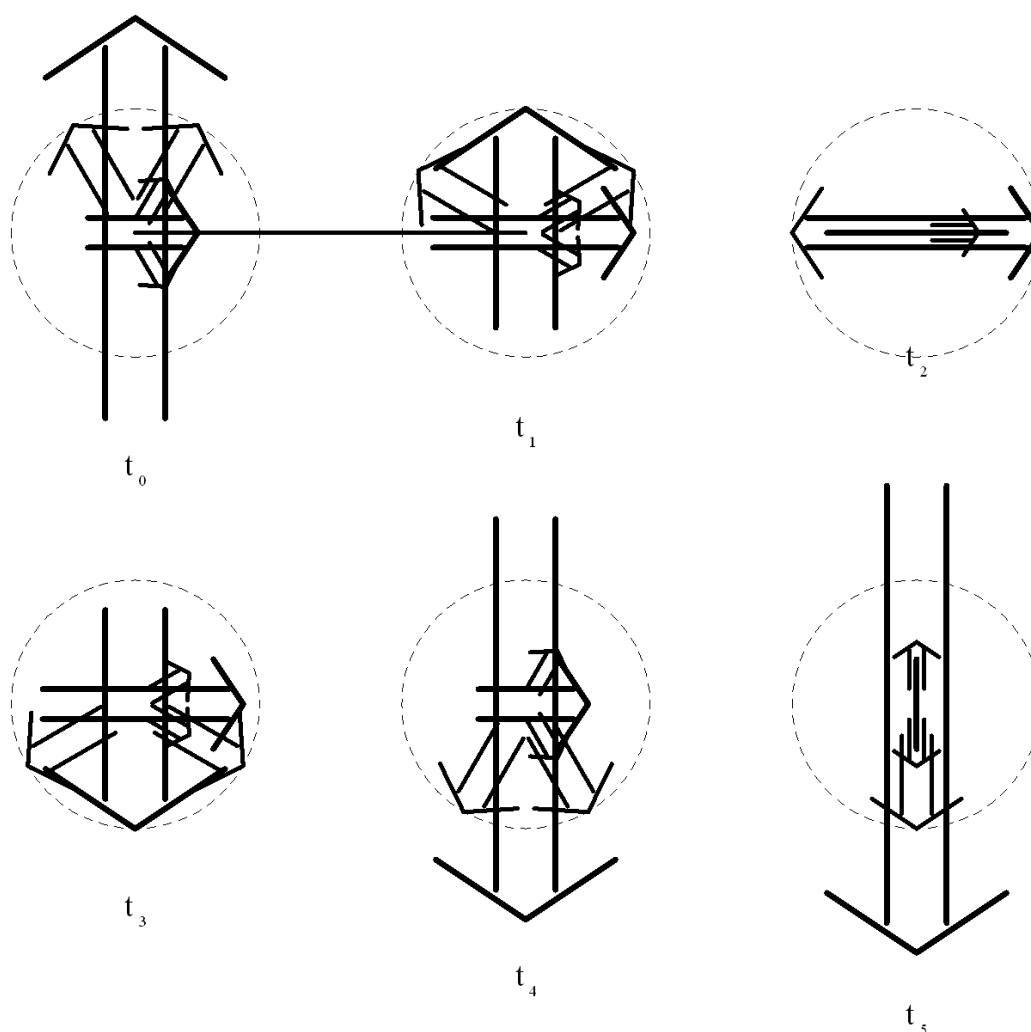
Az egyfázisú indukciós motorokat leggyakrabban segédfázis segítségével indítjuk. Ha háromfázisú motort kötünk be, a bekötés módját a következő ábra mutatja.



17-36. ábra

Nevezzük a 'B-C' tekercspárt főfázisnak, az 'A' tekercset pedig segédfázisnak

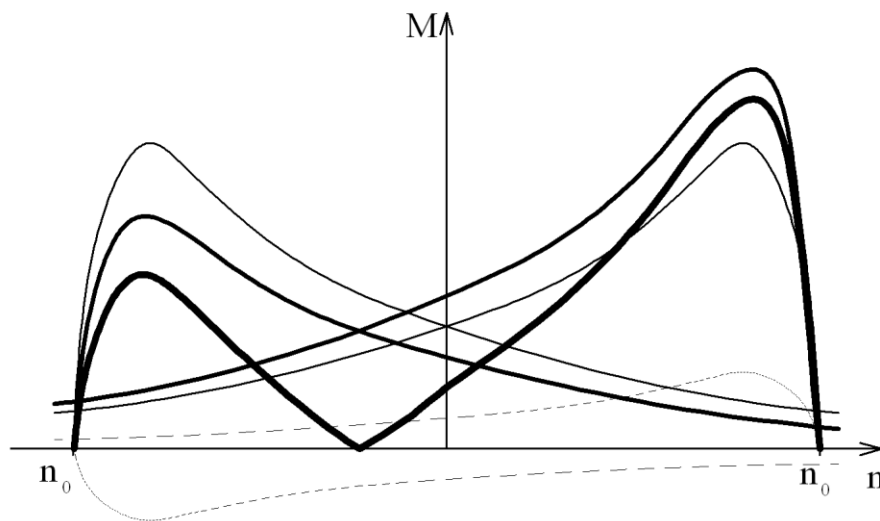
Ekkor az segédfázis impedanciájával sorba kötött kondenzátor miatt megváltozik az 'A' ág impedanciájának a fázisszöge. Az impedancia fázisszögének megváltozása miatt a segédfázison folyó áram időben eltolt fázisban lesz, mint a főágban folyó áram. A segédfázison átfolyó áram a főfázissal megegyező módon egy lüktető mágneseses mezőt hoz létre, amely az áram időbeli eltolása miatt időben eltoltan lüktet. Vegyük még figyelembe azt, hogy a segédfázis tekercse a főfázis tekercseihez képest térben eltolva helyezkedik el, és az egyszerűség kedvéért tekintjük mind a térbeli, mind pedig az időbeli eltolást 90° -nak. Rajzoljuk most fel a fő és segédfázishoz tartozó szembeforgó fluxust különböző időpontokban.



17-37. ábra

A 17-37. ábrán Φ_{f+} jelöli a főfluxus óramutató járásával egyező, Φ_{f-} pedig az ellenkező irányban forgó komponensét ugyanígy Φ_{s+} illetve Φ_{s-} a segédfluxus óramutató járásával egyező illetve ellenkező irányban forgó összetevőjét. A 17-37. ábra megértéséhez gondoljuk végig a következőket. Egyrészt mind a főfluxus, mind pedig a segédfluxus tulajdonképpen egy-egy lüktető mágneses mező, a két tekercs térbeli eltolása miatt a főfluxus az ábrán függőleges irányban lüktet, a segédfluxus pedig vízszintes irányban. Másrészt a tekercsek gerjesztésének időbeli eltolása miatt amikor a főfluxus összetevőit reprezentáló két mágneses mező éppen azonos irányba mutat, azaz a főfluxus eléri a csúcsertékét, akkor a segédfluxust reprezentáló két mágneses mező éppen ellenkező irányba mutat, azaz kioltják egymást.

A 17-37. ábra különböző fázishelyzetei alapján látható, hogy a fő és segédfázis óramutató járásával egyező komponensei összeadódnak, míg az óramutató járásával ellentétesen forgó komponensek éppen gyengítik egymást. Utalva arra a régről ismert tényre, hogy a nyomaték arányos az őt létrehozó fluxussal, a 17-35. ábra nyomatékgörbéje az alábbiak szerint módosul.



17-38. ábra

A 17-38. ábra mutatja, hogy a gépnek van indítónyomatéka, így képes önállóan elindulni. A nyomaték-fordulatszám görbe ugyanakkor azt is megmutatja, hogy ezeknek a gépeknek az indítónyomatéka meglehetősen alacsony, így általában csak terhelés nélküli állapotban indíthatók. Látható, hogy az indító kondenzátor beiktatásával az egyfázisú aszinkron gép nyomatéka a teljes tartományban magasabb, mint eredetileg, így célszerű lehet az indító kondenzátort a segédfázis körében benne hagyni. A gyakorlat szempontjából ugyanakkor az a megoldás maga után vonja, hogy a kondenzátort tartós üzemre kell méretezni, számolni kell az aszinkron gép terhelésének jelentős aszimmetriájával és még néhány egyéb tényezővel.

17.2.1.2. Egyfázisú aszinkron gépek fordulatszám változtatása és fékezése

Ezeknek a gépeknek a fordulatszám változtatása illetve fékezése hasonlóképpen történhet, mint a háromfázisú aszinkron gépeké, néhány peremfeltétel figyelembe vételével

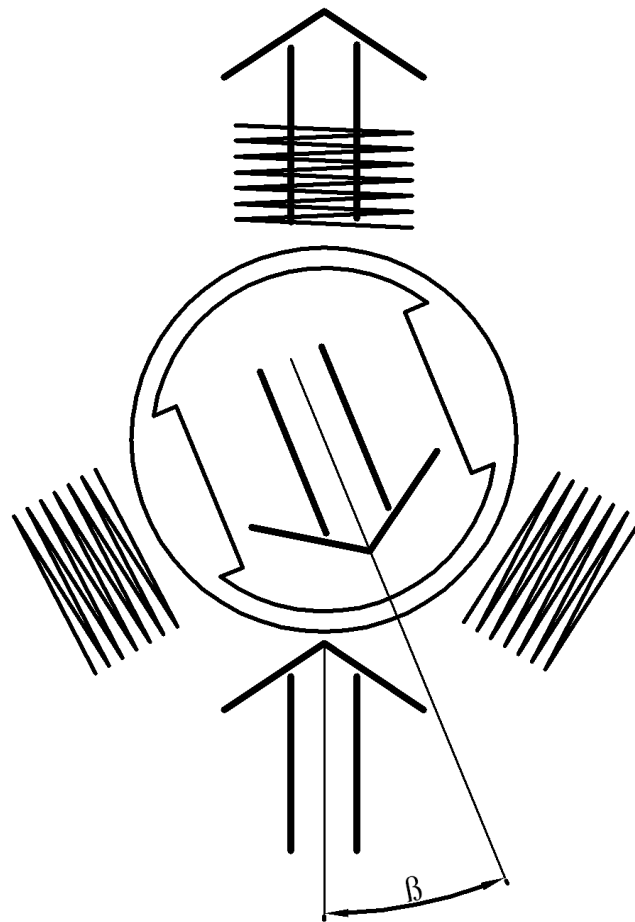
Egyfázisú aszinkron gép esetén nem létezik ellenáramú fékezés, mivel itt a fázissorrend nem felcserélhető, azaz nem tudom a forgó mező forgásirányát megváltoztatni. Ez amúgy nyilvánvaló, hiszen itt lüktető mágneses mező ébred, és ennek szembeforgó komponenseit használjuk ki, így a forgásirány változtatása nem értelmezhető.

Egyfázisú aszinkron gépet nem tudok megállásig fékezni villamos úton. Ennek oka tulajdonképpen a slipből származtatható. Ahhoz, hogy az aszinkron gépen nyomaték ébredjen slip kell. Ahogy a fékezés során közelítünk az $s=1$ ponthoz a forgó mezőnek forgásirányt kellene váltania. Az egyfázisú aszinkron gép működési elve alapján azonban két ellenforgó mezőt érzékel a forgórész, és igyekszik azt preferálni, amelynek a forgásiránya a gép forgásirányával megegyezik.

Elvileg egyfázisú aszinkron gép fordulatszám szabályozását és fékezését is megvalósíthatjuk félvezetős inverterek segítségével ennek azonban semmi értelme, hiszen a félvezető technika lehetővé teszi, hogy eszközeinket hagyományos háromfázisú eszközként használjuk.

18. SZINKRON GÉPEK

A villamos gépek utolsó nagy csoportját a szinkron gépek képezik. Állórészükön az aszinkron gépeknél már megismert háromfázisú tekercselés, míg forgórészükön egyenárammal gerjesztett tekercselés található. Az egyenárammal gerjesztett tekercselés az áramot csúszógyűrűkön keresztül kapja. Mindkét tekercselésen mágneses mező ébred, és a mágneses mezők természeténél fogva a két mező ellentétes pólusai vonzzák egymást, azaz ha a két mező nem 180° szöget zár be egymással, akkor a szinkron gép tengelyén nyomaték ébred, ahogy azt a következő ábra mutatja.



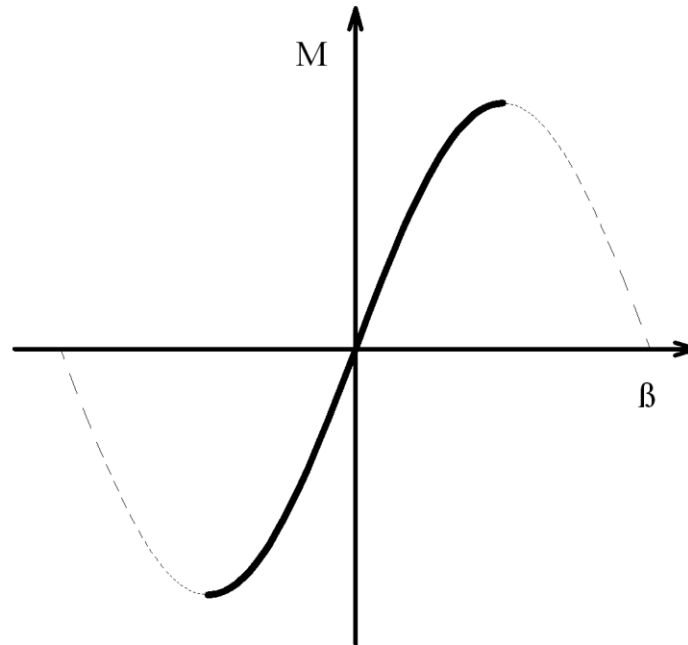
18-1. ábra

A kialakuló nyomaték a két mágneses mezővel és a mezők által bezárt szöggel arányos, azaz

$$M = c * B_a * B_f * \sin(\beta) \quad (211)$$

ahol c állandó, B_a az álló B_f pedig a forgórészen gerjesztett mágneses mező, β pedig az úgynevezett terhelési szög, amely az 18-1. ábrán látható. A terhelési szög a szemléletesség érde-

kében felfogható a forgó mágneses mező és a forgórész egymással bezárt szögeként is. A nyomaték $M = c * B_a * B_f * \sin(\beta)$ (211) alapján felrajzolva a következő ábrán látható.



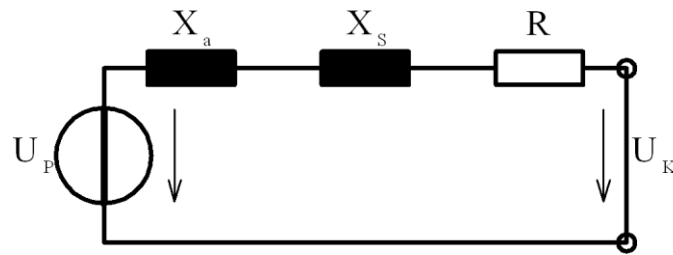
18-2. ábra

Az 18-2. ábra alapján a szinkron gép csak a hálózati frekvenciának megfelelő, azaz a forgó mágneses mező fordulatszámaival megegyező szögsebességgel képes forogni. Egyéb fordulatszám esetén ugyanis β értéke időben szinuszosan változik. β változásának megfelelően változik a gép nyomatéka is, még hozzá a forgórész tehetetlensége miatt a nyomatékot az időfüggvény átlagából kapjuk, ami 0 értékre adódik. Az eddigiek alapján a szinkron gép nyomatékfordulatszám görbéje egy a fordulatszám tengelyre merőleges, a fordulatszám tengelyre nézve szimmetrikus szakasz.

18.1.1. A szinkron gép helyettesítő képe

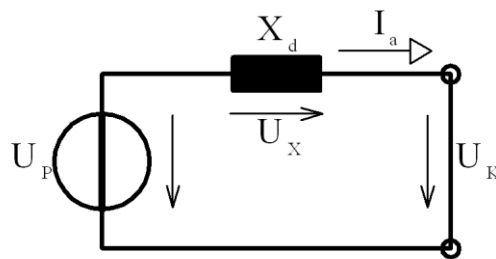
Az aszinkron gép üzemeről a legtöbb információt az áramvektor diagram alapján kaptuk. Az áramvektor diagram felrajzolásához rajzoljuk fel a szinkron gép helyettesítő képét. A helyettesítő kép felrajzolásához most ne a kapcsolófeszültség felől induljunk ki, mint a transzformatornál és az aszinkron gépnél. Ne felejtjük el, hogy a szinkron gép üzemszerűen mindig szinkron fordulattal forog. A forgórészen kialakuló mágneses mező az állórész tekercselésén feszültséget indukál aminek frekvenciája a forgórész fordulatszámaival, azaz a kapcsolófeszültség frekvenciájával egyezik meg, de fázishelyzete a terhelési szögtől függ. A helyettesítő képet mindig azért rajzoltuk fel, hogy az adott eszköz működését a hálózat irányából modellezhesük, ezért a forgórészt egy, a kapcsolófeszültséggel azonos frekvenciájú váltakozó feszültségű feszültséggenerátorral modellezzük. Ezt a feszültséget pólusfeszültségnek a helyettesítő képen ezt a feszültséget U_p -vel jelöljük. Figyelembe kell vennünk még, hogy a forgórész által az állórészen ébresztett feszültség áramot, és ezáltal mágneses mezőt ébreszt az állórészen is. Ez a mágneses mező visszahat a forgórészre, csökkentve ezzel az előbb említett helyettesítő generátor feszültségét. Az armatúra visszahatásból eredő feszültségese az árammal arányos, és ahhoz képest 90° -kal siet, ezért a helyettesítő képen X_a impedanciával modellezzük. A továbbiakban már csak a már ismert szórási reaktanciát (X_s) és az állórész tekercs ohmos ellenállását (R) kell figyelembe venni. A helyettesítő kép felrajzolásánál a kapcsolófeszültség a pólusfe-

szültséggel, az armatúra visszahatást reprezentáló impedancián, a szórási reaktancián és a tekercs ohmos ellenállásán eső feszültséggel tart egyensúlyt.



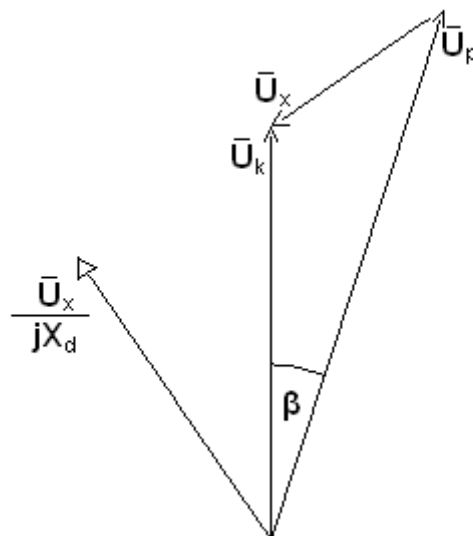
18-3. ábra

Az 18-3. ábrán szereplő helyettesítő kép tovább egyszerűsíthető. Hanyagoljuk el az induktív impedanciákhoz képest kis értékű tekercsellenállást, az armatúra visszahatást és a szórási reaktanciát reprezentáló induktív tagokat pedig vonjuk össze az X_d szinkron reaktanciába. Ekkor az egyszerűsített helyettesítő kép



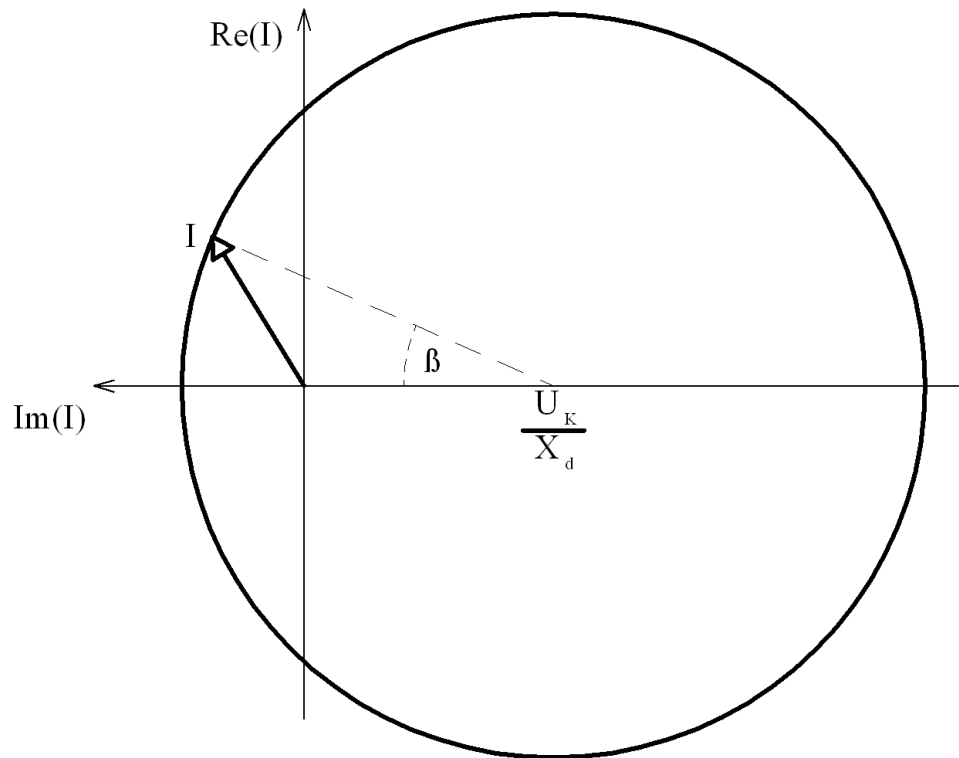
18-4. ábra

A szinkron gép vektorábrája pedig



18-5. ábra

Ha most állandó kapcsolásfeszültséget tételezünk fel és a terhelési szöget 0° - 360° tartományban változtatjuk, akkor az U_x szinkron reaktancián eső feszültség talppontja kört ír le. A szinkron reaktancián átfolyó áram, ami egyben a gép árama is, X_d konstans értéke miatt szintén kört ír le. Az 18-5. ábrán szereplő vektorábrához tartozó kördiagram a következő ábrán látható.

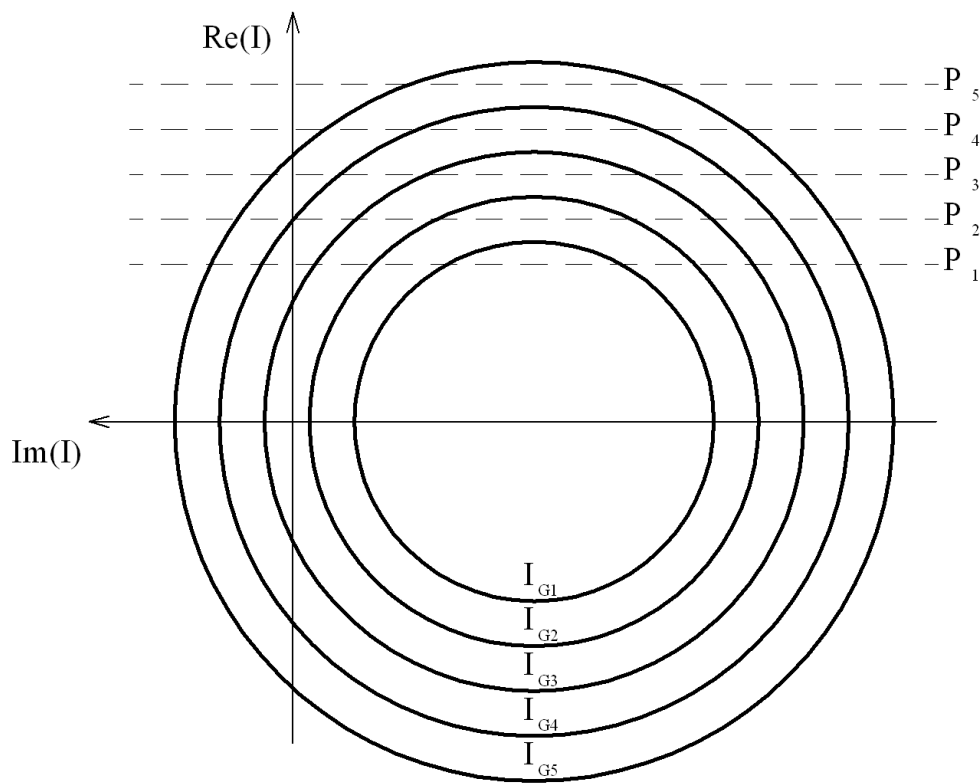


18-6. ábra

Az 18-5. ábra vektorábrája alapján belátható, hogy a kör középpontja éppen a képzetes tengelyen a $-jU_k/X_d$ pontban van, a kör sugara pedig $|U_p/X_d|$ értékű.

A szinkron gép konstans fordulatszám miatt a gép teljesítménye is és a nyomatéka is egyenesen arányos a gép áramának valós részével, így az áramvektorba behúzott vízszintes az azonos nyomatékhoz és egyben az azonos teljesítményhez tartozó értékeket jelöli.

A következő lépésben rajzoljuk fel a szinkron gép kördiagramját különböző gerjesztőáramok mellett, és vegyünk fel állandó teljesítményhez tartozó vízszinteseket.

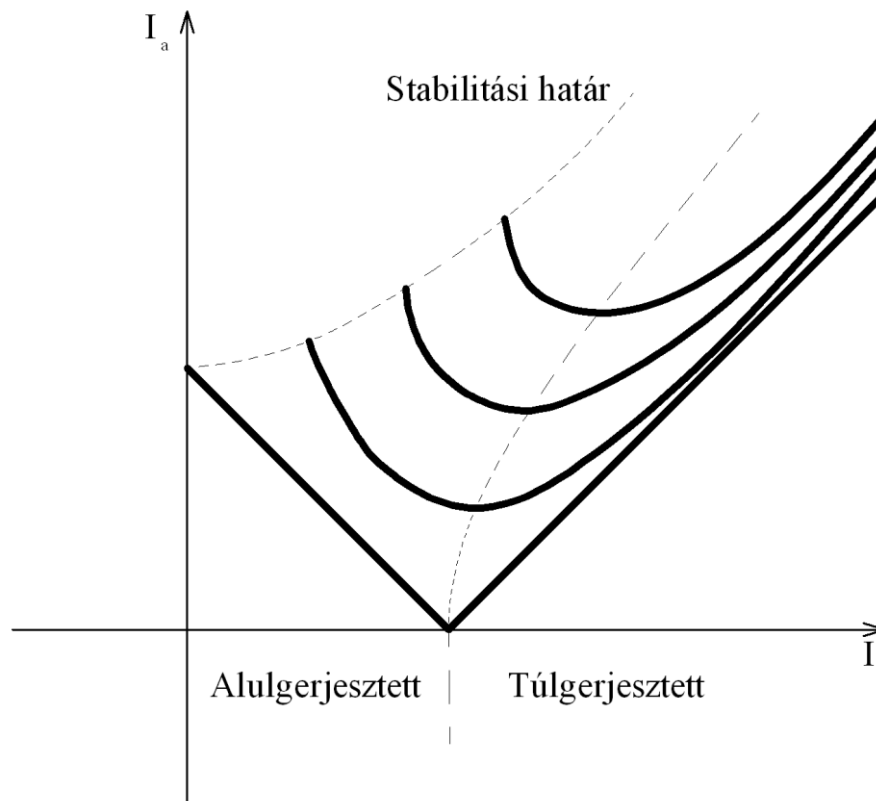


18-7. ábra

A szinkron gép gerjesztőárama a helyettesítő képen szereplő U_p pólusfeszültséggel arányos, azaz a gerjesztőáram növelése a kör átmérőjének növekedését, csökkenése pedig a kör átmérőjének csökkenését eredményezi.

Az állandó teljesítményhez tartozó vízszintesek speciális esete a $P=0$ értékhez tartozó egyenes, ami éppen a kördiagram képzetes tengelye. A gerjesztőáram változtatásával ekkor a szinkron gép árama éppen a képzetes tengelyen mozog, azaz a nyomatéka 0, miközben a hálózatba meddő áramot termel vagy vesz fel.

Az 18-9. ábra alapján felrajzolhatjuk a gép armatúraáramát a gerjesztőáram függvényében. Ekkor kapjuk az úgynevezett V görbéket.



18-8. ábra

Az egyes görbékét a $P_{mech} = \text{állandó}$ paraméter mentén vettük fel. Az ábrán jól látható az a kördiagramról is leolvasható tény, hogy adott teljesítmény illetve nyomaték mellett az armatúraáram $\cos(\varphi) = 0$ érték mellett minimális. A $\cos(\varphi) = 0$ pontokat összekötő görbétől balra eső területen a gép alulgerjesztett, a jobbra eső területen pedig túlgerjesztett.

Figyelembe véve, hogy a szinkron gép kapcsolófeszültsége állandó, ezért állandó hatásos teljesítményhez az armatúraáram valós részének állandónak kell lennie. Ebből az következik, hogy a gerjesztőáram változtatásával az armatúraáram képzetes részét tudom változtatni. Az armatúraáram változását V görbe alapján is nyomon tudom követni, de a kördiagram alapján az is látható, hogy alulgerjesztett állapotban a gép árama induktív míg túlgerjesztett állapotban kapacitív.

18.1.2. Motor üzem

A szinkron gép csak olyan területeken alkalmas motorüzemben, ahol követelmény a pontos fordulatszám. A hajtástechnikában ez nem jellemző, így a szinkron gép motorüzemét nem tárgyaljuk.

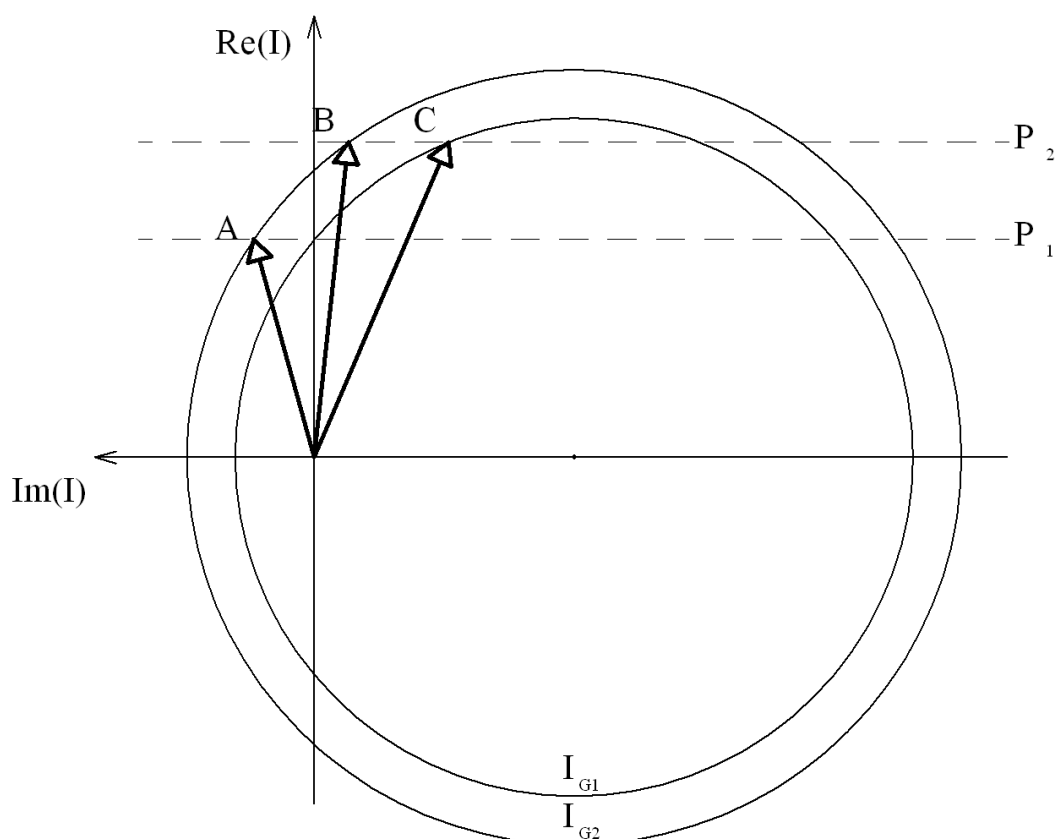
18.1.3. Generátor üzem

A szinkron gépek jellemző felhasználási területe a generátorüzem. Ekkor a gép tengelyén mechanikai teljesítményt közlünk, a gép pedig kapcsolófeszültségen villamos teljesítményt ad le.

Önállóan, szigetüzemben működő generátor esetén a generátor frekvenciáját a hajtómotor nyomaték-fordulatszám görbéje határozza meg, kapcsolófeszültségét pedig a terhelő impedancia ismeretében az 18-5. ábra vektorábrája alapján határozhatjuk meg.

Némiképp más a helyzet akkor, ha a szinkron generátor kapcsait hálózatra kötjük. Ekkor a gép fordulatszáma adott, a hálózati frekvencia által megszabott érték, a gép kapocsfeszültsége ugyancsak adott, a hálózati feszültség által megszabott érték lesz. Ebben az üzemállapotban a szinkron gép két paraméterét tudom változtatni. Az egyik paraméter a meghajtó gép nyomatéka, a másik paraméter pedig a szinkron gép forgórészének árama. (Emlékezzünk vissza, hogy a szinkron gép forgórészét csúszógyűrűkön odavezetett egyenárammal gerjesztjük). Rajzoljuk fel egy generátorüzemben működő gép kördiagramját, és tegyük fel, hogy a gép az 'A' jelű munkapontban üzemel. Most növeljük meg a szinkron gépet hajtó motor nyomatékát. Mint már többször említettük, a szinkron gép fordulata állandó, így a $P=M*\omega$ összefüggés miatt a gép teljesítménye ugyanolyan arányban nő. Az energia megmaradás értelmében a befektetett mechanikai teljesítmény növekedése a kinyert hatásos villamos teljesítmény azonos mértékű növekedésével kell együtt járjon. Mivel a villamos teljesítmény az $U*I*(\cos(\varphi))$ összefüggés írja le, ahol U konstans $I*(\cos(\varphi))$ pedig az áram valós része, így az áram a nyomatékkal arányosan nő. Ekkor a munkapont a 'B' pontba kerül.

A következő lépésben csökkentjük a forgórész áramát. Az 18-5. ábra szempontjából ez azt jelenti, hogy U_p értéke csökken, ami a kördiagramon a kör átmérőjének a csökkenését jelenti. Tekintettel arra, hogy ebben a lépésben a gép nyomatékát nem változtattuk, ezért az áram valós része állandó marad, és a gép a 'C' munkapontban üzemel tovább.



18-9. ábra

Mielőtt továbblépnénk, tisztázni kell egy fontos ténytet. A villamos hálózat csak a villamos energia elosztására szolgál, azaz az erőművekben termelt áramot eljuttatja a fogyasztóhoz. Ez egy egyszerű kijelentés, de nagyon fontos tartalma van, ugyanis azt jelenti, hogy az erőművekben termelt villamos teljesítmény és a fogyasztók által elfogyasztott villamos teljesítmény minden pillanatban meg kell, hogy egyezzen. Szerencsére a fogyasztói hálózat olyan sok kis fogyasztóból tevődik össze, hogy statisztikai alapon nem következik be hirtelen teljesítményugrás, de a generátor oldalról mind a hatásos, mind pedig a meddő teljesítményt szabályozni kell. Az 18-9. ábra munkapontjaiból látható, hogy a gép tengelyén közölt mechanikai teljesítmény változtatásával tudom változtatni a szinkron gép által leadott hatásos villamos teljesítményt, de az is látszik, hogy ez a változtatás egyben a meddő teljesítmény változását is maga után vonja. Ugyancsak az 18-9. ábra alapján mondható el, hogy a gerjesztőáram változtatása a meddő teljesítmény megváltozását vonja maga után.

Az eddigiek szerint tehát a szinkron generátor a gerjesztőáram és a meghajtó nyomaték változtatásával az üzemi értékek között bárhova beállítható.

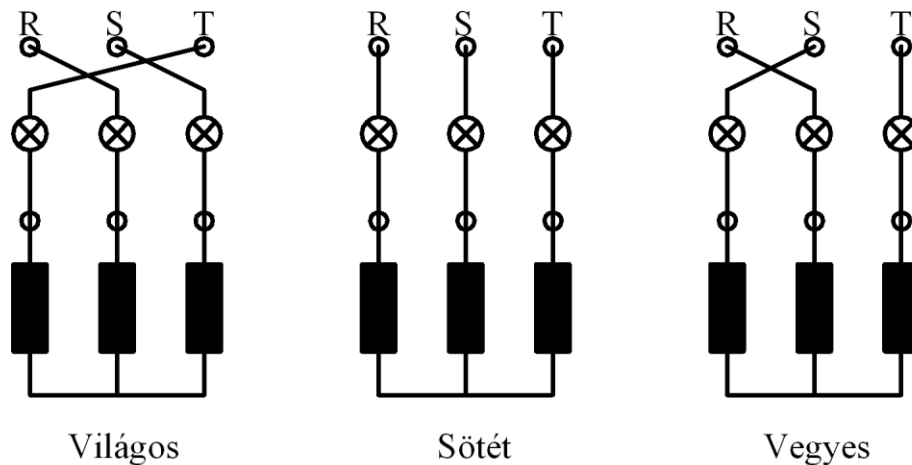
18.1.3.1. Szinkron generátor hálózatra kapcsolása

Hálózatra dolgozó szinkron generátorok szempontjából rendkívül fontos a generátorok hálózatra kapcsolása. Ne felejtjük el, hogy itt adott esetben erőművi szintű több száz kW esetleg MW teljesítményű, és ennek megfelelő teljesítményű illetve tömegű gépekről beszélünk.

Ahhoz, hogy egy szinkron generátort a hálózatra kapcsoljunk, az kell, hogy a generátor kapcsolási gyakorlatilag azonos potenciálon legyenek, mint a hálózat megfelelő kapcsolai. Ennek a feltételei hogy az egyes kapcsolokon fellépő feszültség nagysága, frekvenciája illetve fázishelyzete azonos legyen. A szinkrongép hálózatra kapcsolását szinkronozásnak nevezzük.

A szinkronozás folyamán a külső erőforrással hajtott generátort először felpörgetjük a szinkron fordulaton megközelítő fordulatra, és gerjesztést adunk a póluskerékre. Ekkor a generátor és a gép kapcsolai között olyan feszültség ébred, amelynek frekvenciája a hálózati frekvencia és a gép fordulatszámának különbsége. Amikor a generátor közel a szinkron fordulaton forog, a forgórész gerjesztésének változtatásával beállítjuk a kapcsolófeszültségnek megfelelő értéket, és amikor a gép a megfelelő fázishelyzetben van, összezárjuk a generátor és a hálózat megfelelő kapcsolait.

A szinkronozás során a frekvenciaazonosságot és a fázishelyzetet a generátor és a hálózat közé kötött izzókkal figyelhetjük. Az izzókat többféleképpen beköthetjük. A bekötési módokat a következő ábra mutatja.

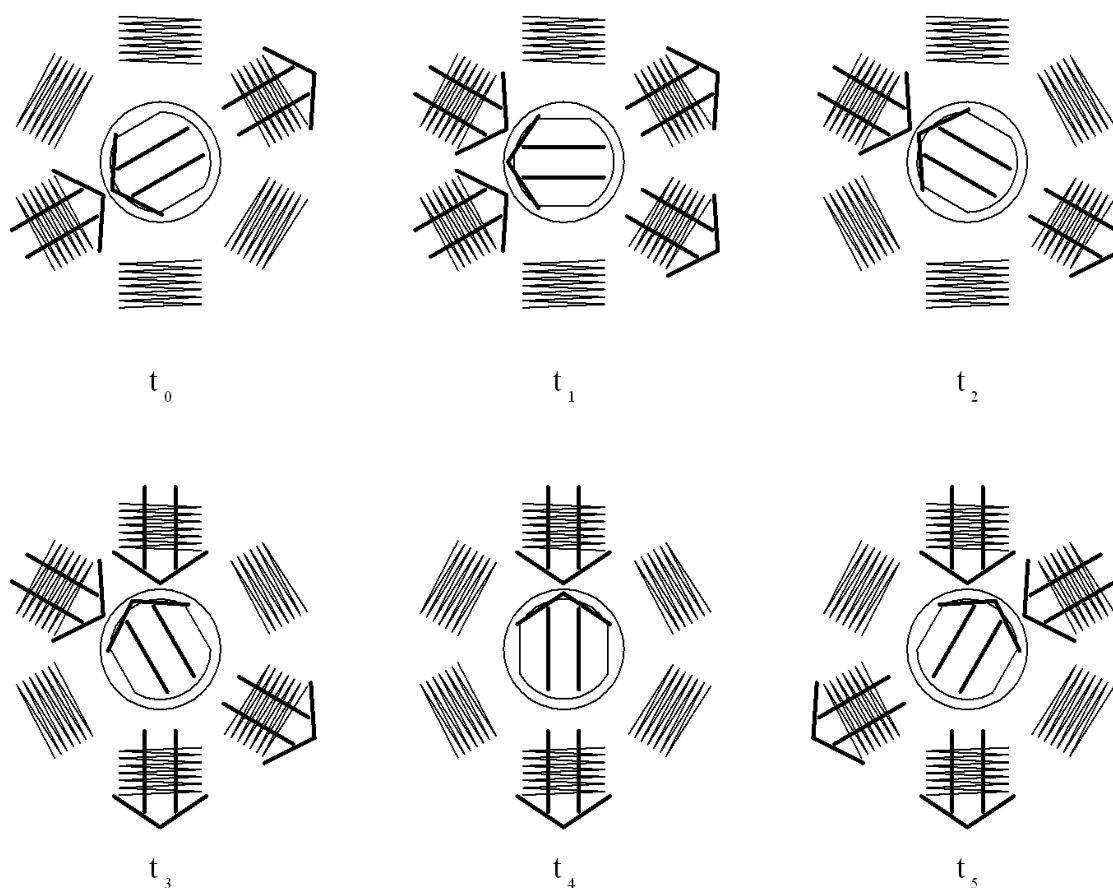


18-10. ábra

Világosra kapcsolás esetén az átkapcsolás feltétele, hogy valamennyi izzón pont a vonali feszültség jelenjen meg. Ilyenkor az izzók maximális fénnel világítanak. Sötétre kapcsolás esetén az izzókon nincs feszültségesés, az izzók sötétek. Vegyes kapcsolás esetén helyes frekvencia és fázishelyzet mellett adott izzó sötét, a másik kettő egyforma fénnel világít. Érdeklőse ennek a kapcsolásnak, hogy eltérő hálózati és generátorfrekvencia esetén az izzók fénye „forog” azaz mindig másik izzó sötét. A „forgás” iránya és sebessége utal a frekvenciák különbségére, így a szinkron fordulatszám és fázishelyzet szemléletesen követhető, és viszonylag könnyen beállítható.

19. KEFE NÉLKÜLI EGYENÁRAMÚ MOTOROK

A brush-less (BL), azaz kefe nélküli motorok elterjedését a félvezető technika fejlődése tette lehetővé. Ezeknél a gépeknél az állórészen többfázisú tekercselés található, míg a forgórészen állandó mágneseket alakítunk ki. Ha egy szinkron gép forgórészére nem egyenárammal gerjesztett tekercset helyezünk el, hanem állandó mágneset, és a gépet az aszinkron motoroknál alkalmazott félvezető inverterrel vezéreljük, akkor gyakorlatilag egy BL motorhoz jutunk. Ugyanígy BL motorhoz jutunk akkor is, ha a gép állórészén többfázisú tekercselést alakítunk ki, és a tekercsek, illetve tekercspárok közül mindig csak egyet vagy kettőt gerjesztünk, ahogy ez a 19-1. ábrán látható.



19-1. ábra

Amint említettük, a BL motoroknál az állórészen elhelyezett tekercselést egy félvezetőkből felépített eszközzel vezéreljük. Ez azt eredményezi, hogy rendkívül széleskörűen tudjuk szabályozni a nyomaték illetve fordulatszám viszonyokat, ezért hagyományos értelemben vett jelleggörbéket itt nem tárgyalunk.

A BL motorokat kialakíthatjuk úgy, mint a hagyományos motorokat, hogy a forgórész az állórészen belül helyezkedik el, valamint kialakíthatjuk olyan módon is, hogy a forgórész körülveszi az állórészt.

A kétféle kialakítás között a jellemző különbség, hogy a külső forgórészű motorok forgórészének általában nagyobb a tehetetlensége, ezeket általában ott alkalmazzák, ahol nincsenek, sőt adott esetben kifejezetten káros a hirtelen szögsebesség változás, a belső forgórészű BL motorok fő alkalmazási területe pedig inkább a pontos pozicionálást igénylő felhasználás.

Összességében a BL motorok állórész tekercselése mindenképpen egy szabályozott, az egyszerűség kedvéért állandónak tekintett nagyságú, de időben változó irányú mágneses mezőt ébreszt. Ezt a mágneses mezőt kell követnie a forgórész permanens mágnesének. A nyomatékviszonyok kísértetiesen hasonlítanak a szinkron gépnél leírtakra, tulajdonképpen a szinkron gépnél alkalmazott β terhelési szög nyugodt szívvel alkalmazható itt is. Ebből látszik, hogy a BL gépeknél a vezérlés igen nagy szerepet játszik. Az optimális kihasználtság illetve használhatóság érdekében célszerű ismernünk a motorok forgórészének a pillanatnyi szöghelyzetét, ami megoldható az állórészen elhelyezett Hall generátorok segítségével. A Hall generátor kapcsain a mágneses tér nagyságával arányos feszültség jelenik meg, így ha a BL motor forgórész körén kialakított mágneseket az állórész körön elhelyezett Hall generátorok előtt vezetem el, akkor a forgórész pillanatnyi állapotára tudok következtetni.

20. ZÁRSZÓ

Az elektrotechnika alapjai ma már nem csak a szűken vett járműmérnöki vagy közlekedés-mérnöki területen, és nem csak a kicsit tágabb, de még mindig nem túl széles mérnöki területen kerülnek alkalmazásra. Hétköznapi életünk minden területén megjelennek olyan eszközök és berendezések, amelyek ezeket az elveket alkalmazzák.

A tématerület elsajátításával egyrészt természetesen a szak igényeit kívánjuk kielégíteni, de másrészt a hétköznapi életben is rácsodálkozhatunk számtalan megoldásra, felismerve benne az itt tanultakat is.

Reméljük, hogy jegyzetünk segíti a tantárgy törzsanyagának jobb megértését és e mellett kedvet csinál e terület további műveléséhez is.

21. AJÁNLOTT IRODALOM

A jegyzetünkben feldolgozott tématerületet igyekeztünk teljes egészében lefedni, törekedve arra, hogy a tárgy anyagának elsajátításához, a vizsga sikeres abszolválásához e jegyzeten kívül más írott elméleti anyagot ne kelljen felhasználni.

Ugyanakkor örülnénk, ha az érdeklődést sikerülne felkeltenünk a téma mélyebb művelése iránt - az érdeklődők számára néhány irodalmat ajánlunk az alábbiakban.

- [1] Dr. Sárközi Sándor: **Elektrotechnika**. Tankönyvkiadó, Budapest
- [2] Dr. Kohut Mátyás (szerk.): **Elektrotechnika példatár**. Tankönyvkiadó, Budapest
- [3] Uray Vilmos-Szabó Szilárd: **Elektrotechnika**. Nemzeti Tankönyvkiadó.
