

6. Fejezet

Transzformátorok

TARTALOMJEGYZÉK

6. FEJEZET TRANSZFORMÁTOROK	1
6.1. Egyfázisú transzformátorok	4
6.1.1. Működési elv és helyettesítő kapcsolás	4
6.1.2. Fázorábra. Feszültségkényszer.	14
6.1.3. A transzformátor feszültségváltozása	16
6.1.4. A rövidzárási állapot.	18

Bevezetés

Az erőátviteli transzformátorok - alapvetően csak ilyenekkel foglalkozunk - adott áramú és feszültségű teljesítményt más áramú és feszültségű teljesítménnyé alakítanak. Közben a frekvencia - és a fázisszám - nem változik.

Alkalmazásuk azért szükséges, mert a villamos energia előállítása, szállítása és felhasználása más-más feszültségen - több lépcsőben - célszerű ill. gazdaságos.

Nagy generátorok 15-20(25)kV feszültségen állítják elő az energiát. A joule-veszteség az áram négyzetével arányos ezért a szállítás - és elosztás - minél kisebb árammal, azaz minél nagyobb feszültséggel (nálunk 750, 400, 220, 120, 35, (3) kV) célszerű. A fogyasztók különböző kisebb feszültségeken - a kommunális fogyasztók 400/231V-al, az ipariak többnyire néhány kV-al működnek.

A transzformátorok tehát az energiarendszerek fontos - többszörös generátor teljesítményt kitevő - elemei. De talán még ennél is nagyobb elméleti jelentőségük. Forgó gépeinket - így az indukciós motort - majd visszavezetjük a transzformátor nyugvó áramkörére. Így aki a transzformátor elméletét elsajátította részben pl. az indukciós motorokat is ismeri.

Itt célszerű három előzetes megjegyzés:

1. Az erőátviteli transzformátor feszültségtranszformátor - feszültséggenerátoros táplálású. Az energetikai hálózatok állandó feszültségűek és frekvenciájuk. Ez vizsgálataink meghatározó tényezője. Röviden majd az állandó áramú áramtranszformátorral is találkozunk.
2. A gépnagyság hatásait bemutató, minőségi tájékoztató törvények a növekedési törvények.

Gépeink vasmagból és tekercselésből állnak. Előbbi vezeti a fluxust, utóbbi az áramot és a gép látszólagos teljesítménye a kettő szorzatával mérhető.

Ha a gép lineáris mérete L akkor látszólagos teljesítménye

$$S \sim \text{fluxus} \cdot \text{áram} \sim \text{vaskeresztmetszet} \cdot \text{tekercskeresztmetszet} \sim L^2 \cdot L^2 = L^4$$

míg a gép köbtartalma

$$K \sim L^3$$

A gép ára köbtartalmával arányos így a teljesítményre vonatkoztatott fajlagos ár

$$\text{ár} \sim \frac{\text{Ár}}{\text{Telj.}} \sim \frac{K}{S} \sim \frac{1}{L} \sim \frac{1}{\sqrt[4]{S}}$$

Tehát egy 10-szeres teljesítményű gép viszonylagos ára $1/\sqrt[4]{10} = 0,56$, azaz 44%-kal kisebb.

A gépnagysággal az ellenállás az

$$R = \rho \frac{l}{A} \sim \frac{L}{L^2} = \frac{1}{L}$$

összefüggés szerint - ahol l a vezetőhossz A a keresztmetszet - csökken míg

$$L = \Lambda N^2 \quad \Lambda = \mu \frac{A_m}{l_m} \sim \frac{L^2}{L} = L$$

értelmében - ahol Λ a mágneses vezeték A_m a mágneses keresztmetszet és l_m az út hossz - a gépteljesítmény növekedésével az induktivitás így a reaktancia értéke nő.

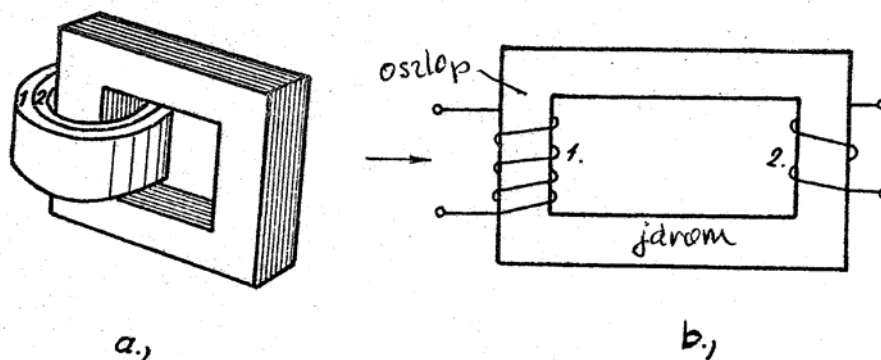
3. A váltakozó áramú motorok működésének alapja a forgó mágneses mező, amelynek előállításához többfázisú tekercselés kell. Erőátviteli hálózataink ezért a legkisebb vezetősámozatot igénylő háromfázisú felépítésűek.

Vizsgálatainkat mégis az egyfázisú transzformátorokkal kezdjük. Két okból. Egyrészt az pl. a kommunális fogyasztóknál széleskörűen alkalmazott, másrészt vizsgálataink többsége szempontjából a háromfázisú transzformátor egyfázisú transzformátorok együttesének tekinthető.

6.1. Egyfázisú transzformátorok

6.1.1. Működési elv és helyettesítő kapcsolás

A transzformátor vasmagos kölcsönös induktivitás. A cél a két tekercs minél tökéletesebb csatolása azaz a minél nagyobb kölcsönös fluxus (az un. főfluxus) és a legkisebb a csatolásban részt nem vevő fluxusok (az un. szórt fluxusok) kialakítása. Ezt a vasmaggal és azzal érjük el, hogy a két tekercs egymást körülveszi. (l. 6.1.a. ábra). A 6.1. ábra lánccszem típusú transzformátorának vasmagja és tekercsei mint a lánc két szeme kapcsolódnak egymásba.



6.1 ábra

Vizsgálati módszerünk: Gépeink így a transzformátor is (l. 6.1.a. ábra) bonyolult háromdimenziós térbeli elrendezések. Ezért modellezzük azokat, azaz vizsgálatainknak megfelelő elhanyagolásokkal, közelítésekkel kialakított áramkörre egyszerűsítjük őket és abban gondolkodunk.

Erőátviteli, kisfrekvenciás, normál üzemű - elsősorban állandósult állapotbeli - vizsgálatokra alkalmas, egyszerű, koncentrált paraméterű helyettesítő (modellező) áramkört kívánunk kialakítani, éspedig a szuperpozíció érdekében lineáris, azaz állandó paraméterű - és galvanikus csatolású - kapcsolást. Így elhanyagoljuk a tekercsek menet- és földkapacitásait és lineáris vasmagot tételezünk fel. Utóbbi a feszültségkényszerrel nyert gyakorlatilag állandó fluxus révén - ezt látni fogjuk - normál üzemben megengedhető közelítés.

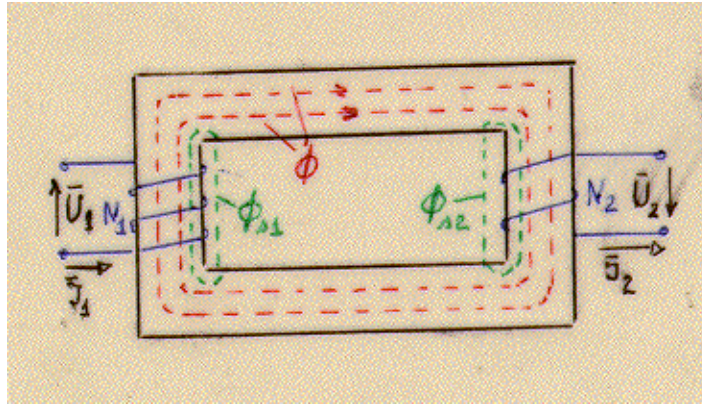
Fluxusaink ψ/N úgynevezett egyenértékű menetfluxusok. További közelítéseket menet közben látunk.

Kitérő:

A koncentrált paraméteres áramkör: A villamos jelenségek térben és időben folynak, elektromágneses hullámok alakjában terjedve. Ha a vizsgált berendezés mérete a hullámhosszhoz képest kicsi - pl. a kis frekvenciának megfelelő nagy hullámhossz miatt - akkor a villamos és mágneses térerősség térbeli változása elhanyagolható és csak az időbeli változásokat vizsgáljuk.

A 6.1.b. ábrán a szemléletesség kedvéért a transzformátor teljesítményt leadó, szekunder tekercsét a transzformátor másik oszlopára rajzoltuk. Primernek nevezzük azt a tekercset, amely teljesítményt vesz fel. "Feltranszformáláskor" a kis feszültségű tekercs a primer "letranszformáláskor" a nagyfeszültségű.

Tápláljuk először a transzformátorunk primer tekercsét üresjárásban, azaz nyitott szekunder kapcsokkal. A kialakuló bonyolult fluxusképét a fluxusvonalak hatásai szerint - kissé önkényesen - két részfluxusra bonthatjuk. A vasmagban haladó mindkét tekercssel kapcsolódó hasznos fluxus (l. 6.2. ábra) létesíti az energiaátvitelt ezért azt főfluxusnak - vagy mágnesező fluxusnak - nevezzük és ϕ -vel, jelöljük. Mivel a vas permeabilitása a levegőének kb. 1000-szerese a főfluxus sokkal nagyobb mint a levegőben záródó néhány százalékot kitevő szórt fluxus, a primer tekercs ϕ_{s1} szórt fluxusa. A 6.2. ábrán rajzolt fluxusképek szimbólikusak, vázlatosak.

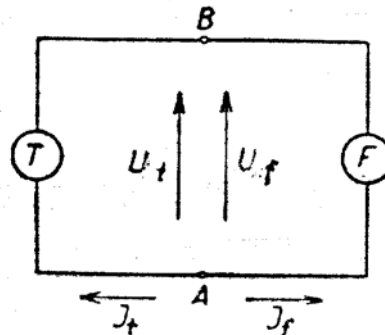


6.2 ábra

Ha a transzformátorra terhelést - fogyasztókat - kapcsolunk akkor a szekunder tekercsben is folyik áram. Ekkor ott is megjelenik a ϕ_{s2} szekunder szórt fluxus (6.2. ábra). A főfluxust a két tekercs eredő gerjesztése hozza létre. Hogyan, azt később látjuk.

Kitérő: Itt újabb kitérők - emlékeztetők - szükségesek.

1. A következőkben az un. "fogyasztói" vonatkozási vagy pozitív irányrendszert használjuk. A 6.3. ábra szimbolikus T termelő és F fogyasztó kétpólusa mindegyikében mind az áram mind a feszültség pozitív irányát egyformán A-tól B felé választjuk.

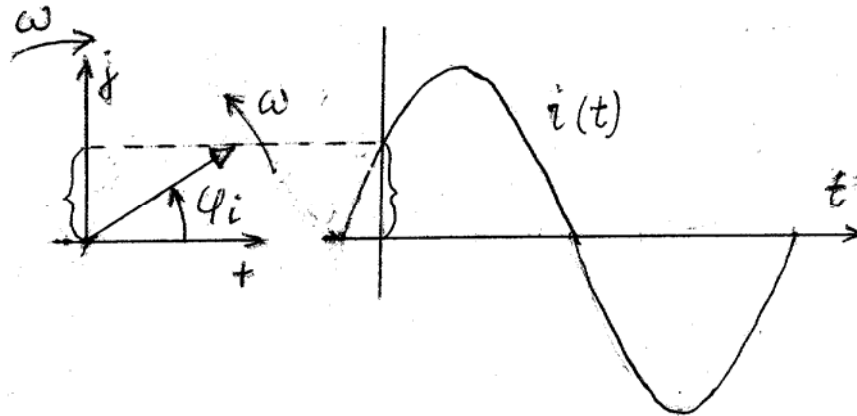


6.3 ábra

2. A fázor: Időben szinuszosan változó mennyiségnek - pl. a 6.4. ábra áramának - pontos leírása:

$$i(t) = I_m \sin(\omega t + \varphi_i) = \text{Im} \left[I_m e^{j\varphi_i} e^{j\omega t} \right] = [\bar{I}_m] \quad (6-1)$$

Itt I_m a vetítést a szinuszos, imaginárius rész képzést, I_m a maximális értéket, $e^{j\varphi_i}$ a kezdő helyzetet, $e^{j\omega t}$ a síkvektor forgatást az un. időtényezőt jelöli.



6.4 ábra

Forgassuk a síkvektor helyett az időtengelyt ellenkező irányban és hagyjuk el a vetítés I_m jelét. Így nyerjük az $\bar{I}_m = I_m e^{j\varphi_i}$ fázort. A gyakorlatban - az állandósult állapotban - az I_m maximális érték helyett az I effektív értéket szokás használni.

3. A szimbólikus módszer: Segítségével szinuszos időbeli változáskor differenciálegyenleteink algebrai egyenletekké egyszerűsödnek.

Válasszuk példának a soros R, L, C kört:

$$u = Ri + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt$$

Az $u = \text{Im}[\sqrt{2}\bar{U}e^{j\omega t}]$ és $i = \text{Im}[\sqrt{2}\bar{I}e^{j\omega t}]$ helyettesítéssel - ahol U és I effektív értékek - majd áttérve a teljes vektorokra

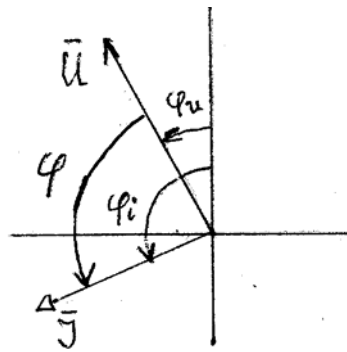
$$\bar{U}e^{j\omega t} = R\bar{I}e^{j\omega t} + j\omega L\bar{I}e^{j\omega t} - j\frac{1}{\omega C}\bar{I}e^{j\omega t}$$

Az $\omega L = X_L$ és $1/\omega C = X_C$ induktív és kapacitív rekatenciákkal

$$\bar{U} = \bar{I}[R + j(X_L - X_C)] \quad (6-2)$$

4. A komplex teljesítmény: A feszültség és áram közötti fázisszög irányát \bar{U} -tól \bar{I} felé választjuk, azaz (l. 6.5. ábra):

$$\varphi = \varphi_i - \varphi_u \quad (6-3)$$



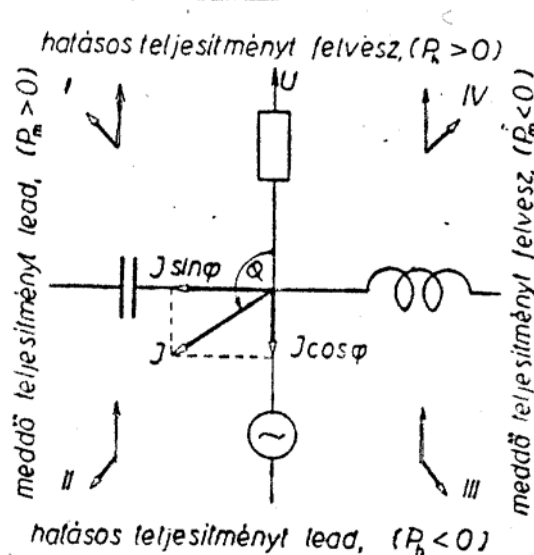
6.5 ábra

6.5 ábra

Ezzel a komplex teljesítmény kifejezése a feszültség konjugáltjának választásával:

$$\begin{aligned}\bar{S} &= \bar{U}^* \bar{I} = U e^{-j\varphi_u} I e^{j\varphi_i} = UI e^{j(\varphi_i - \varphi_u)} = UI e^{j\varphi} = \\ &= UI \cos\varphi + jUI \sin\varphi = P + jQ\end{aligned}\quad (6-4)$$

5. A "fogyasztói" irányrendszer: A (6-4) kifejezés "következményeit" a 6.6. ábra mutatja. A választott irányrendszerrel a felvett hatásos teljesítmény pozitív előjelű a leadott negatív, a kondenzátor "leadott" meddő teljesítménye pozitív, az induktivitás "felvett" meddő teljesítménye negatív előjelű.



6.6 ábra

A tekercsek indukált feszültségeinek

$$\overline{U}_{i1m} = N_1 \frac{d\overline{\phi}_m}{dt} \quad \overline{U}_{i2m} = N_2 \frac{d\overline{\phi}_m}{dt} \quad (6-4)$$

számításakor a főfluxus

$$\overline{\phi}_m = \overline{\phi}_m e^{j\omega t} = \phi_m e^{j\varphi_\phi} e^{j\omega t}$$

teljes időfüggvényével kell számítanunk

$$\overline{\overline{U}}_{i1m} = j\omega N_1 \overline{\phi}_m e^{j\omega t} \quad \overline{\overline{U}}_{i2m} = j\omega N_2 \overline{\phi}_m e^{j\omega t}$$

majd az időfüggvényt itt is elhagyjuk:

$$\overline{U}_{i1m} = j\omega N_1 \overline{\phi}_m \quad \overline{U}_{i2m} = j\omega N_2 \overline{\phi}_m \quad (6-5)$$

Hányadosuk a menetszám áttétel

$$n = \frac{U_{i1m}}{U_{i2m}} = \frac{N_1}{N_2} \quad (6-6)$$

A primer indukált feszültség effektív értéke

$$U_{li} = \frac{U_{i1m}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} 2\pi f_1 N_1 \phi_m$$

Így:

$$U_{li} = 4,44 f_1 N_1 \phi_m \quad (6-7)$$

Fontos, sokszor alkalmazott, kifejezést nyertünk. ϕ_m a főfluxus maximális értéke.

A tekercsek ellenállásai ill. szórt fluxusai nem vesznek részt az energiaátvitelben. Ezért azokat kiemeljük a tekercsekből és a valóságos tekercseket ideális, ellenállás és szórásmentes tekercsekkel és az eléjük kötött R_s , X_s soros kapcsolásával helyettesítjük. A vasmagról - egyelőre - feltesszük, hogy veszteségmentes és végtelen permeabilitású azaz gerjesztést sem igényel. Ezt részletesebben később látjuk.

A szórt fluxusok hatását nem indukált feszültségként - feszültségforrásként - hanem célszerűen az ellenállásokhoz hasonlóan feszültségesésként vesszük figyelembe.

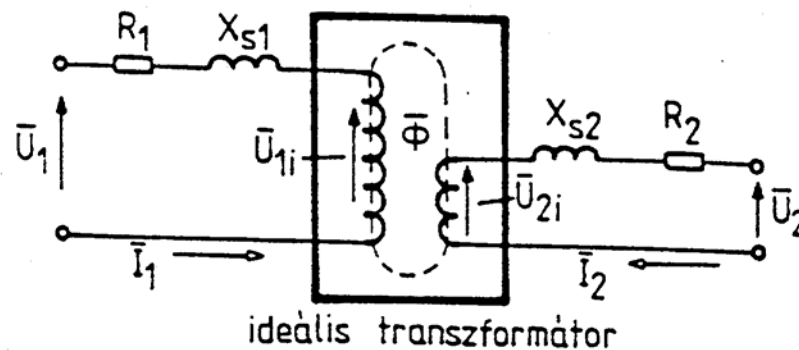
A (6-7) kifejezést a primer tekercs szórt fluxusa által indukált feszültségre alkalmazva a szórt fluxus kapcsolódás ψ_{s1} effektív értékével

$$U_{s1} = 2\pi f_1 N_1 \phi_{s1} = 2\pi f_1 \frac{\Psi_{s1}}{I_1} I_1 = \omega_1 L_{s1} I_1 = X_{s1} I_1 \quad (6-8)$$

ahol $L_{s1} = \psi_{s1} / I_1$ a primer tekercs szórási induktivitása. Ílymódon a szórási feszültségesések kifejezései, figyelembe véve, hogy az indukált feszültség 90° -kal siet a fluxushoz ill. áramhoz képest

$$\bar{U}_{s1} = jX_{s1}\bar{I}_1 \quad \bar{U}_{s2} = jX_{s2}\bar{I}_2 \quad (6-9ab)$$

Mindezekkel a 6.7. ábra kapcsolását nyerjük. Az ideális transzformátor szórás és veszteségmentes, csak a - gerjesztést nem igénylő - főfluxust tartalmazza.



6.7 ábra

A primer ill. szekunder kör feszültségegyenlete:

$$\begin{aligned} \bar{U}_1 &= R_1\bar{I}_1 + jX_{s1}\bar{I}_1 + \bar{U}_{1i} \\ \bar{U}_2 &= R_2\bar{I}_2 + jX_{s2}\bar{I}_2 + \bar{U}_{2i} \end{aligned} \quad (6-10ab)$$

Látható, hogy választott irányrendszerünkkel a jobboldalak minden tagja pozitív előjelű.

Tisztán "galvanikus" csatolású, kölcsönös induktivitás nélküli helyettesítő áramkört szeretnénk. Ehhez az ideális transzformátort kell kiiktatni.

Ezt akkor tudjuk megtenni - a primer és szekunder tekercsek menetenkénti összekötése révén - ha a valóságos N_2 menetszámú szekundert egyenértékű N_1 menetszámúval helyettesítettük.

Feladatunkat két részlépésre bontva teljesítjük. Először megkeressük a szekunder tekercs $N_2 \rightarrow N_1$ transzformációját, majd az így nyert "egytekercses" ideális "transzformátor" modellezését vizsgáljuk.

1. Lehetséges-e az $N_2 \rightarrow N_1$ helyettesítés? A válaszhoz meg kell vizsgálnunk a szekunder tekercs szerepét, visszahatását a primerre.

Kitérő:

A mágneses ohm törvény: A gerjesztési törvény szerint a mágneses térerősség zárt görbe mentén vett vonalmenti integrálja egyenlő a

görbe fölél kifeszített - tetszőleges - felületen áthaladó áramok algebrai összegével az $F = \sum i$ gerjesztéssel:

$$\oint \bar{H} d\bar{l} = \sum i = F$$

Az egyszerűség kedvéért tételezzük fel, hogy a vasmagban \bar{H} állandó és mindenütt $d\bar{l}$ irányú. Ekkor:

$$F = \oint \bar{H} d\bar{l} = Hl = \frac{B}{\mu} l = \frac{\phi}{\mu A} l = \frac{\phi}{\Lambda_m}$$

és innen a fluxus - a mágneses "áram" - egyenlő a gerjesztés - a mágneses "feszültség" és a Λ_m mágneses "vezetés" szorzatával

$$\phi = \Lambda_m = F$$

A a vasmag keresztmetszete, l közepes hossza. Ha H nem állandó, akkor Λ_m az eredő mágneses vezetést jelenti.

Terheléskor a főfluxust, a vasmag fluxusát a primer és a szekunder gerjesztések eredője hozza létre.

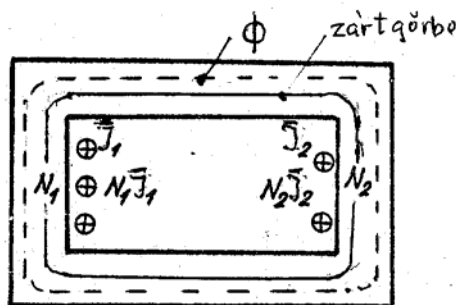
A mágneses ohm törvény szerint a primer tekercs főfluxus kapcsolódása, tekercsfluxusa:

$$\bar{\Psi}_1 = N_1 \bar{\Phi} = N_1 (\Lambda_m \bar{F}) \quad (6-11)$$

A 6.8. ábra vasmag "ablakát" átdőfő áramok gerjesztése

$$\bar{F} = N_1 \bar{I}_1 + N_2 \bar{I}_2 \quad (6-12)$$

a primer és a szekunder tekercsek gerjesztéseinek eredője. (A szemléletesség kedvéért az ábrán csak a menetek belső metszetét tüntettük fel.)



6.8 ábra

Ílymódon (6-11) a

$$\bar{\Psi}_1 = N_1 \Lambda_m (N_1 \bar{I}_1 + N_2 \bar{I}_2) \quad (6-13)$$

alaku.

Tehát az adott üzemállapothoz tartozó fluxus változatlan tartásához az $N_2\bar{I}_2$ gerjesztésnek nem szabad megváltoznia. De az

$$N_2\bar{I}_2 = N_1 \frac{N_1}{N_2} \bar{I}_2 = N_1 \frac{1}{n} \bar{I}_2 = N_1 \bar{I}'_2 \quad (6-14)$$

átalakítás megengedhető.

Ha tehát a valóságos szekunder tekercset, képzeletben olyan N_1 menetszámú tekercssel helyettesítjük, amelyben az

$$\bar{I}'_2 = \frac{\bar{I}_2}{n} \quad (6-15)$$

a primerre redukált szekunder áram folyik akkor a primer tekercs "nem veszi észre a cserét". (Jól becsaptuk!)

Mi a hatása az $N_2 \rightarrow N_1$ cserének a szekunder körben? Ennek megállapítására szorozzuk meg a (6-10b) szekunder feszültségegyenletet n -nel és az áramot tartalmazó tagokat még n/n -nel:

$$n\bar{U}_2 = n\bar{U}_{2i} + n^2 R_2 \frac{\bar{I}_2}{n} + jn^2 X_{s2} \frac{\bar{I}_2}{n} \quad (6-16)$$

A (6-6) egyenlet értelmében $n\bar{U}_{2i} = \bar{U}_{1i}$. Az

$$\bar{U}'_2 = n\bar{U}_2 \quad R'_2 = n^2 R_2 \quad X'_{s2} = n^2 X_{s2} \quad (6-17abc)$$

kifejezések a primerre redukált - primerre átszámított - szekunder kapcsolásfeszültséget, ellenállást ill. szórási reaktanciát jelentik, így

$$\bar{U}'_2 = \bar{U}_{1i} + R'_2 \bar{I}'_2 + jX'_{s2} \bar{I}'_2 \quad (6-18)$$

a primerre redukált szekunder feszültség egyenlet.

Könnyen megmutatható, hogy $R'_2 \bar{I}'_2{}^2 = R_2 \bar{I}_2{}^2$ és $X'_{s2} \bar{I}'_2{}^2 = X_{s2} \bar{I}_2{}^2$, azaz sem a szekunder rézveszteség sem a szórási meddő teljesítmény nem változott.

2. Második lépésként az "aktív" \bar{U}_{1i} feszültségforrást "passzív" induktív feszültségeséssel helyettesítjük. (6-13) és (6-14) szerint:

$$\bar{\Psi}_1 = N_1 \Lambda_m (N_1 \bar{I}_1 + N_2 \bar{I}_2) = N_1 \Lambda_m (N_1 \bar{I}_1 + N_1 \bar{I}'_2) = N_1^2 \Lambda_m (\bar{I}_1 + \bar{I}'_2) \quad (6-19)$$

$N_1^2 \Lambda_m = L_{\mu 1}$ a transzformátor primer oldali mágnesező induktivitása
 $\bar{I}_1 + \bar{I}'_2 = \bar{I}_{\mu 1}$ a primer oldali mágnesező árama. Így (6-5) szerint

$$\bar{U}_{1i} = j\omega \bar{\Psi}_1 = j\omega L_{\mu 1} \bar{I}_{\mu 1} \quad (6-20)$$

$\bar{I}_{\mu 1}$ a transzformátor - primer oldali - mágnesező árama, amely az üresen járó - nyitott szekunderű - transzformátor vasmagjában ugyanakkora főfluxust hoz létre mint terheléskor a primer és szekunder tekercsek - azok gerjesztései - együtt. A mágnesező áram bevezetésével a vasmag végtelen permeabilitásának idealizáló feltevését is elvetettük. Időnként erre majd visszatérünk. Ugyanis az $I_{\mu 1} = 0$ feltételezés az $I_1 N_1 = -I_2 N_2$ "a gerjesztések egyensúlya" jól hasznosítható törvényéhez vezet.

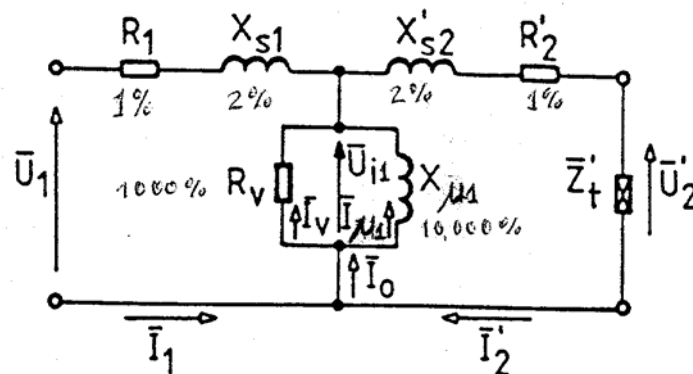
Kitérő:

Lineáris esetben a $\phi = \Lambda F = \Lambda NI$ mágneses ohm törvénnyel az ön- ill. kölcsönös induktivitás ismert kifejezéseire juthatunk:

$$L = \frac{\psi}{I} = \frac{N\phi}{I} = \frac{N\Lambda NI}{I} \quad L = N^2 \Lambda$$

$$M = \frac{\psi_2}{I_1} = \frac{N_2 \phi}{I_1} = \frac{N_2 \Lambda N_1 I_1}{I_1} \quad M = N_1 N_2 \Lambda$$

Az $\omega L_{\mu 1} = X_{\mu 1}$ mágnesező reaktancia bevezetésével már felrajzolhatjuk a transzformátor helyettesítő áramkört, kapcsolását (6.9. ábra).



6.9 ábra

A kapcsolást még kiegészítettük az eddig elhanyagolt vasvesztéseket jellemző ellenállással. A vasvesztés közelítőleg az indukció négyzetével, azaz a főfluxus így az indukált feszültség négyzetével arányos $P_{\text{vas}} = U_{i1}^2 / R_v$ így az ellenállás nagysága

$$R_v = \frac{U_{i1}^2}{P_{\text{vas}}} \quad (6-21)$$

|| **Kitérő:**

Közelítésként mind a hiszterézis, mind az örvényáram fajlagos vasvesztés összetevőt az indukció négyzetével arányosnak lehet tekinteni:

$$T_p \sim k_\delta \Delta^2 f^2 B_m^2 \quad p_h \sim k_h f B_m^2$$

Itt Δ a lemezvastagság. Az f =áll. megkötésnek megfelelően így

$$P_v = P_\delta + P_h \approx c_1 B_m^2 = c_2 \phi_m^2 = c_3 u_{i1}^2$$

A transzformátorokban alkalmazott szilíciummentes, hidegen hengerelt lemezek veszteségi és mágnesezési tulajdonságai a hengerlésre merőleges irányban rosszak. Ezért el kell kerülni az indukcióvonalak ilyen irányú haladását így a lemezcsoomag összeszorítását átmenő csavarok helyett külső bandázssal, az oszlop-járom találkozásokot ferde illesztéssel készítik.

A tekercsek nagykeresztmetszetű vezetőiben a szórt fluxus okozta áramkiszorítást elemi szálakra bontással és a szálak helycseréjével csökkentik.

6.1.2. Fázorábra. Feszültségkényszer.

Erőátviteli hálózataink állandó feszültségű és állandó frekvenciájú rendszerek. Ez transzformátoraink és váltakozó áramú gépeink működését, vizsgálatát alapvetően befolyásolja.

Az

$$U_{\text{hál}} = U_1 = \text{áll.} \quad (f_{\text{hál}} = \text{áll.}) \quad (6-22)$$

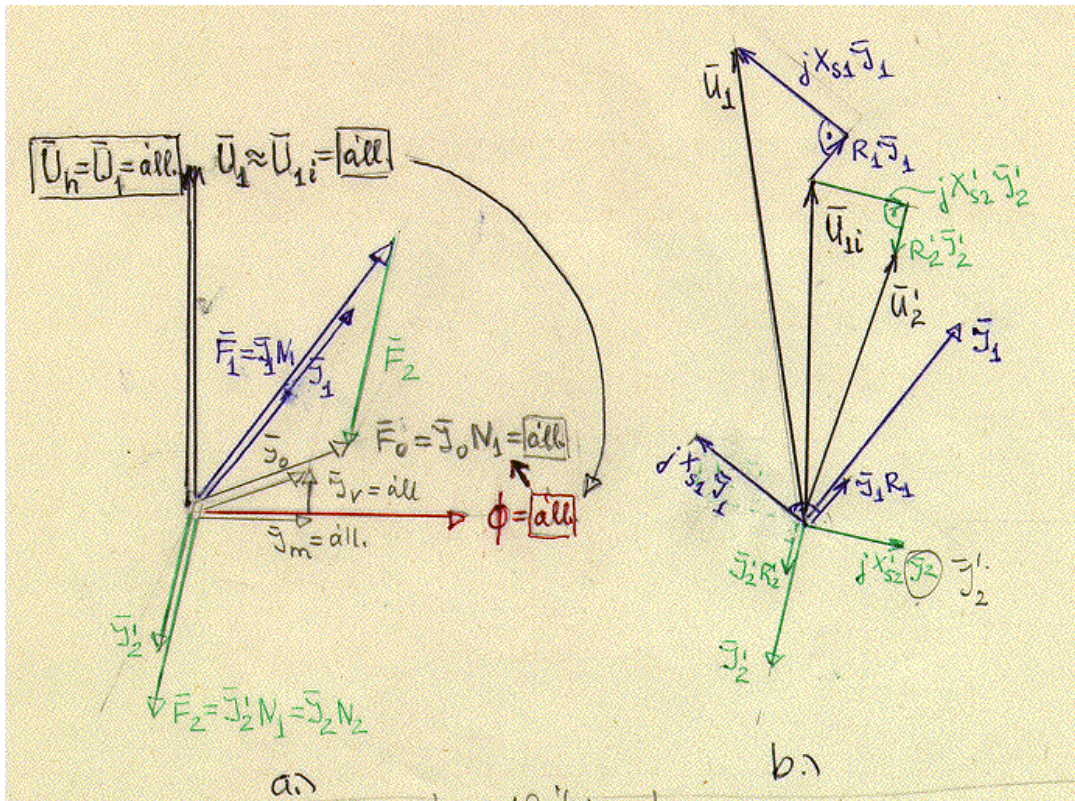
alapvető kényszer hatását jól követhetjük a transzformátor fázorábráján, amelyet a helyettesítő kapcsolat alapján rajzolhatunk fel.

Induljunk ki üresjárásból. Ekkor a primer impedancián a kis $I_{10} \approx 0,0I_1$ üresjárási áram nagyon kis feszültségesést hoz létre így:

$$\bar{U}_1 \approx \bar{U}_{l1} = \text{áll.} \quad (6-23)$$

Mindjárt megjegyezzük, hogy a primer feszültségesés terheléskor is csak néhány százalék így ez az összefüggés jó közelítéssel akkor is érvényes.

Az állandó U_{l1} indukálásához állandó ϕ főfluxus szükséges, annak létesítéséhez pedig $I_0 = \text{áll.}$ állandó üresjárási áram ill. állandó $F_0 = N_1 I_0$ üresjárási gerjesztés (6.10a. ábra). Az $U_h = \text{áll.}$ hálózati feszültségkényszer tehát a transzformátor állandó üresjárási gerjesztését írja elő.



6.10 ábra

Terheljük most a transzformátort, azaz kapcsoljunk a szekunderére - pl. induktív jellegű - fogyasztót. Az a terhelésnek "ki van szolgáltatva", ugyanis a gyakorlatilag állandó szekunder indukált feszültség és a \bar{Z}_t terhelő impedancia megszabja a szekunder áram nagyságát és fázisszögét. (Helyettesítő vázlatunkban $\bar{I}_2 = -\bar{U}_2' / \bar{Z}_t = \bar{U}_2' / (\bar{Z}_2 + \bar{Z}_t')$).

Megjelenik az \bar{I}_2 szekunder terhelő áram. Hogyan reagál erre a primer oldal? Az $N_1 \bar{I}_0$ üresjárású gerjesztés nem változhat, így a primer gerjesztésnek - ezzel a primer áramnak - nagyságra és fázisszögre úgy kell beállni, a transzformátornak mindig olyan \bar{I}_1 primer áramot kell a hálózathoz felvenni, hogy az

$$N_1 \bar{I}_1 + N_2 \bar{I}_2 = N_1 \bar{I}_0 = \text{áll} \quad (\bar{F}_1 + \bar{F}_2 = \bar{F}_0) \quad (6-24)$$

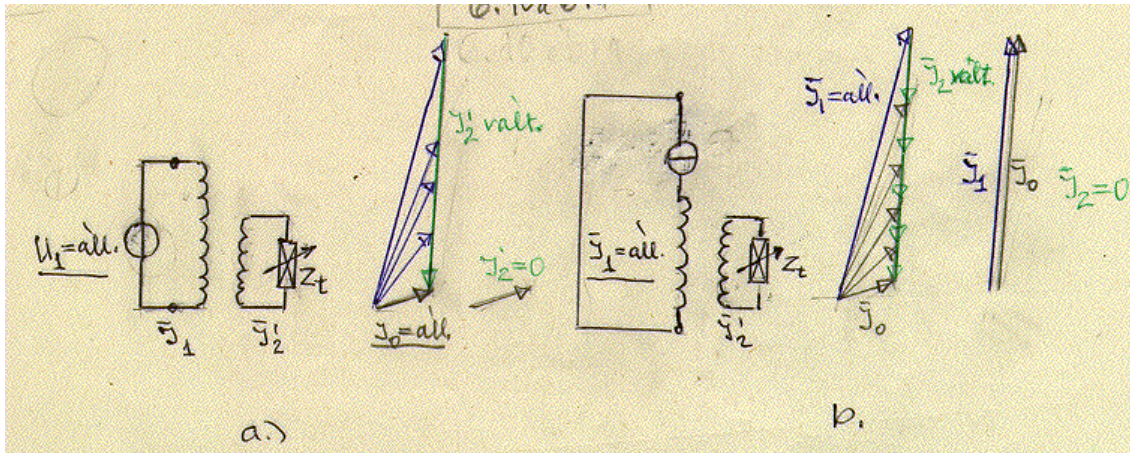
gerjesztési törvény - vagy a gerjesztések egyensúlya törvény - érvényesüljön. ($N_2 \bar{I}_2 = N_1 \bar{I}_2'$)

Mind az \bar{I}_1 mind az \bar{I}_2' áram ohmos és szórásos feszültségesést hoz létre. Fázorábránkat a 6.10.b. ábrán ezekkel egészítettük ki. Feltettük hogy az $\bar{U}_{1i} = \bar{U}_{2i}'$, \bar{I}_1 és \bar{I}_2' fázorokat ismerjük. Az ábra rajztechnikai okokból hamis, a valóságos feszültségesések 2-3%-ot tesznek ki (l. a 6.9. ábrán).

Kitérő:

Feszültség- és áramtranszformátor:

A 6.11a. ill. b. ábrákon feszültség- ill. áramtranszformátor kapcsolását valamint \bar{I}'_2 és \bar{I}_1 terhelésfüggő változását rajzoltuk fel \bar{Z}_t állandó fázisszögét feltételezve.

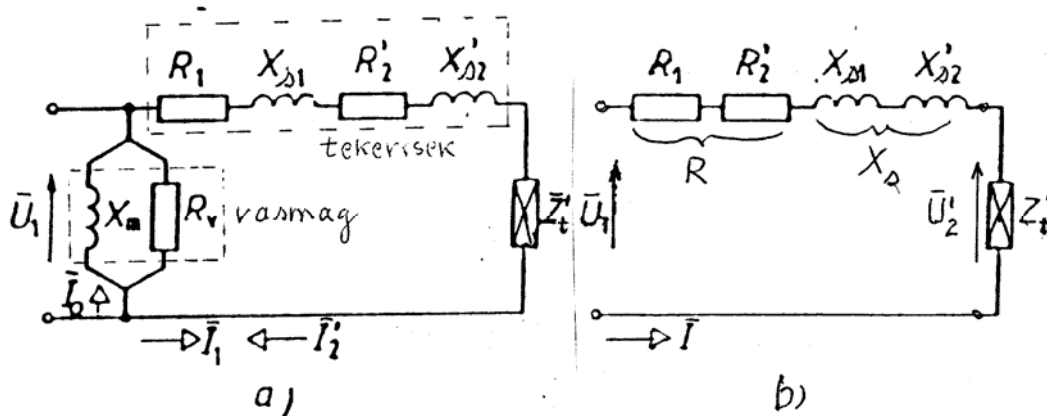


6.11 ábra

Az $\bar{I}_0 = \text{áll.}$ kényszer következtében az első esetben a két áram változása a gerjesztések egyensúlya törvénye szerint "összehangolt". A második esetben az $\bar{I}_1 = \text{áll.}$ kényszer következtében $\bar{I}'_2 = 0$ -hoz $\bar{I}'_2 = \bar{I}_1$ azaz pl. 20-szoros üresjárási áram és az ahhoz tartozó - a telítést figyelembe véve is - nagy fluxus tartozik, káros hatásaival.

6.1.3. A transzformátor feszültségváltozása

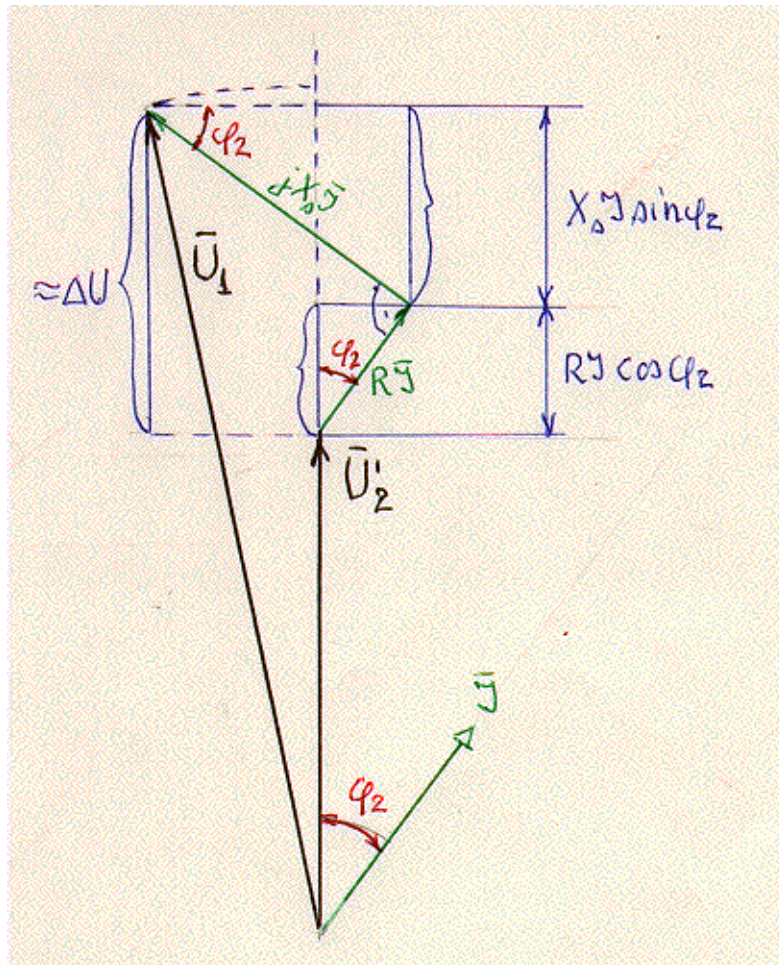
A kis primer feszültségesésnek megfelelően gyakran közelítésként az áthidaló ágat a primer impedancia elé kapcsoljuk és így nyerjük a 6.12a. ábra un. "egyszerűsített helyettesítő kapcsolást", amelynek számos elvi és gyakorlati előnye van.



6.12 ábra

A két párhuzamos ággal különválasztottuk a vasmag és tekercselés helyettesítő áramköröit. Az előbbi impedanciája 5%-os üresjárási áram és névleges állapot esetén utóbbiának hússzorosa. Hálózati vizsgálatoknál ezért csak a 6.12b. un. "soros" ágat vesszük figyelembe.

A 6.13. ábrában felrajzoltuk a 6.12b. kapcsoláshoz tartozó fázorábrát.

**6.13 ábra**

A transzformátor feszültségváltozása - ami induktív terheléskor feszültesedés - a transzformátor szekunder kapcsolófeszültségének megváltozása a terhelés hatására, azaz az U_{20} üresjárási és U_2 terhelési szekunder kapcsolófeszültségek nagyságainak különbsége az üresjárási értékre vonatkoztatva:

$$\frac{\Delta U}{U_{20}} = \frac{U_{20} - U_2}{U_{20}} \quad (6-25a)$$

A szekunder feszültségeket a primerre redukálva az $U_{10} = U_{1n}$ névleges értékkel

$$\frac{\Delta U}{U_{1n}} = \frac{U_{1n} - U'_2}{U_{1n}} \quad (6-25b)$$

A 6.13. ábra szerint - ha a közepes vetítést, merőlegessel közelítjük -

$$\Delta U = U_{1n} - U'_2 \approx IR \cos \varphi_2 + IX_s \sin \varphi_2 \quad (6-25c)$$

Ha ΔU -t az U_{1n} névleges feszültségre vonatkoztatjuk és a jobboldalon U_{1n}/U_{1n} -el szorzunk akkor

$$\frac{\Delta U}{U_{1n}} = \frac{I}{I_{1n}} \frac{R}{U_{1n}} \cos \varphi_2 + \frac{I_{1n} X_s}{U_{1n}} \sin \varphi_2$$

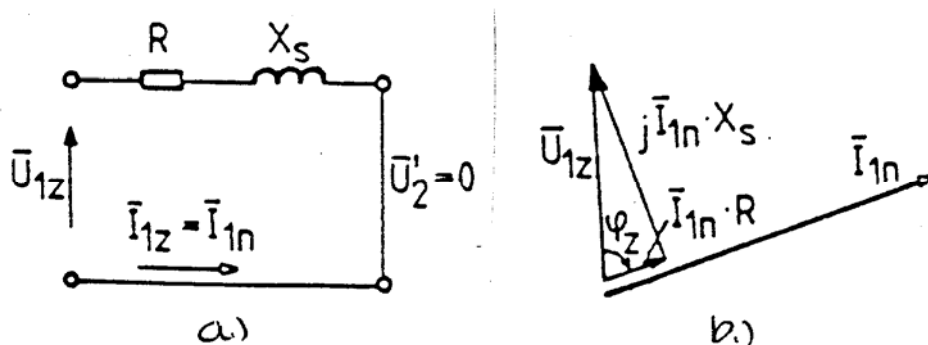
Ez a feltüntetett jelölésekkel az

$$\varepsilon = \alpha [\varepsilon_R \cos \varphi_2 + \varepsilon_X \sin \varphi_2] \quad (6-26)$$

alakban írható. ε_R ill. ε_X a transzformátor névleges ohmos ill. induktív feszültségesés összetevője, amelyeket százalékban szokás megadni. A transzformátor névleges árama ill. feszültsége az amire a transzformátor készült.

6.1.4. A rövidzárási állapot.

Megkülönböztetjük az üzemi és a mérési rövidzárast. Előbbinél a névleges primer feszültségre kapcsolt transzformátor szekunderjének rövidzárásakor, ha a transzformátor névleges feszültségesése 5% akkor 20-szoros állandósult áram keletkezik 400-szoros erő és hőhatással. Ezt még megelőzi egy nagyobb átmeneti áramcsúcs. Az üzemi rövidzárlattal nem foglalkozunk.



6.14 ábra

Mérési rövidzáraskor a 6.14a. ábra szerint a rövidrezárt transzformátor primer feszültségét addig növeljük, míg abban a névleges áram folyik. Ennek a

feszültségnek a névleges értékre vonatkoztatott - rendszerint százalékban megadott - értéket nevezzük a transzformátor rövidzárási feszültségének vagy dropjának:

$$\frac{\bar{U}_{1z}}{U_{1n}} = \frac{\bar{I}_{1n}R}{U_{1n}} + j \frac{\bar{I}_{1n}X_s}{U_{1n}} \quad (6-27)$$

A (6-26) kifejezés jelöléseivel:

$$\varepsilon_Z = \varepsilon_R + j\varepsilon_X \quad (6-28)$$

A drop a transzformátor fontos jellemzője. Megszabja a rövidzárlati áram nagyságát, az előbbieket szerint a feszültségesést és a transzformátorok párhuzamos kapcsolásakor is szerepe van.

A rövidzárási fázorábrát a 6.14b. ábrán látjuk. Onnan leolvasható, hogy

$$\varepsilon_R = \varepsilon_Z \cos \varphi_Z \quad \varepsilon_X = \varepsilon_Z \sin \varphi_Z \quad (6-28a)$$