

## 2. TRANSZFORMÁTOROK

A villamos erőművekben a villamos energiát nagyteljesítményű szinkron-generátorok állítják elő mechanikai energiából. A forgómozgás alakjában megjelenő mechanikai energia átalakítása villamos energiává a teljesítmény nagyságától függően adott feszültség szinten gazdaságos, ez általában 10 kV nagyságrendű. Ezen a feszültség szinten a villamos energia kisfogyasztói felhasználása rendkívül költséges és veszélyes lenne, szükséges tehát egy berendezés, amely az előállított villamos energiát a fogyasztói feszültség szintre átalakítja. Ez a villamos energiát villamos energiává átalakító gép a transzformátor.

Jelentősége azonban túlnő az említetteken. A villamos energia termelése esetenként több száz, esetleg ezer kilométerre lehet a felhasználás helyétől. Az energiát a termelőtől a fogyasztóhoz kell szállítani, ami költségekkel jár. A költségek egy része egyszeri beruházás: a távvezeték megépítése, másik része: az energiaszállítás alkalmával a vezetéken keletkező veszteségek fedezése.

Alaptanulmányainkból tudjuk, hogy egy vezetékdarabon keletkező veszteség nagysága az átfolyó áram négyzetétől és a vezetékdarab ellenállásától függ. Ezek szerint az energiát célszerű az észszerűségi és gazdaságossági határok figyelembe vételével, minél magasabb feszültség szinten szállítani. Ez a feszültség szint a távolságot is figyelembe véve több tíz, esetenként több száz kV.

A villamos energiát tehát egy adott feszültség szinten tudjuk gazdaságosan előállítani, egy nagyobb feszültségen tudjuk gazdaságosan szállítani, és egy az előállításnál is kisebb feszültség szinten tudjuk biztonságosan és gazdaságosan szétosztani és felhasználni.

A magyar nevekhez fűződő vasmagos transzformátor (*Bláthy, Déri, Zipernowsky, 1885*) a váltakozóáramú villamosenergia átalakítására alkalmas, gyakorlatilag ez is indokolta a váltakozóáramú rendszerek (*Tesla*) elterjedését az egyenáramú rendszerekkel (*Edison*) szemben.

Biztonsági, vagy más néven leválasztó transzformátorok segítségével tudunk villamos energiát felhasználni olyan helyeken, ahol balesetvédelmi szempontok igénylik a törpefeszültség használatát, és transzformátorok tették lehetővé a távközlés, a híradástechnika, a számítástechnika oly mértékű fejlődését és elterjedését, mely napjaink nélkülözhetetlen és természetes velejárója. A transzformátorok impedancia-illesztésre is használhatók (pl. erősítők kimenő transzformátorai).

## 2.1. MŰKÖDÉSI ELV

### 2.1.1. Feszültség- és áramviszonyok

A transzformátor váltakozóáramú villamosenergia átalakítására (transzformálására) alkalmas villamos gép.

Az energiaátalakításhoz időben váltakozó mágneses teret használunk, amelyet az átalakítandó feszültség hoz létre egy tekercs segítségével. A tekercsre rákapcsolva a váltakozó feszültséget, az abban meginduló áram egy váltakozó mágneses teret gerjeszt, melynek kialakulását, záródását, a mágneses erővonalakat jól vezető vasanyaggal (a vasmaggal) segítjük. Az így létrehozott váltakozó mágneses tér kapcsolódik az azt létrehozó tekercs meneteivel, és abban feszültséget indukál. Ezt a feszültséget indukált feszültségnek nevezzük, nagysága:

$$u_i = \frac{d\psi}{dt} = \frac{N \cdot d\Phi}{dt} . \quad (2.1)$$

Az így indukált feszültség – a feszültségeséseket leszámítva, – egyensúlyt tart a tekercsre kapcsolt feszültséggel. Ha a tekercsre szinuszosan váltakozó feszültséget kapcsolunk, az indukált feszültség csak akkor tud egyensúlyt tartani vele, ha az is szinuszos lefolyású. Ehhez pedig  $\psi = N \cdot \Phi_{\max} \cdot \sin \omega t$  lefolyású fluxus szükséges a vasban, mivel

$$u_i = \frac{d\psi}{dt} = N \cdot \Phi_{\max} \cdot \frac{d \sin \omega t}{dt} = \omega \cdot N \cdot \phi_{\max} \cdot \cos \omega t . \quad (2.2)$$

A vasban szinuszosan változó mágneses teret használjuk fel az energia átalakításához. Kapcsolatba hozva ezt egy második (*szekunder*) tekercssel, abban is feszültséget fog indukálni, hasonlóan az első (*primer*) tekercshez. Az indukált feszültség nagysága (2.2) szerint függ a tekercs menetszámától is, vagyis ha a második tekercs menetszáma eltér az első tekercs menetszámától, a benne indukált feszültség is eltérő nagyságú lesz.

A két indukált feszültség aránya az  $a = \frac{u_{i1}}{u_{i2}} = \frac{\omega \cdot N_1 \cdot \Phi_{\max} \cdot \cos \omega t}{\omega \cdot N_2 \cdot \Phi_{\max} \cdot \cos \omega t} = \frac{N_1}{N_2}$  egyenlet alapján megegyezik a tekercsek menetszámainak arányával. Ezt az arányt kész transzformátoroknál a tekercsek feszültségeinek mérésével határozhatjuk meg, és áttételnek nevezzük:

$$a = \frac{U_{i1}}{U_{i2}} = \frac{N_1}{N_2} \quad (2.3)$$

A szekunder tekercsben indukált feszültséget feszültségforrásként hasznosíthatjuk. Terhelést kapcsolva a tekercsre az  $U_{i2}$  feszültség áramot indít az áramkörben. Ez a terhelőáram átfolyva a tekercs menetein egy gerjesztést hoz létre, amely a létrehozó fluxust gyengíteni igyekszik (*Lenz törvénye*).

Azonban az eredő fluxus terhelés hatására számottevően nem változhat, mivel akkor megbomlana az egyensúly a primer tekercsben indukált  $U_{i1}$  feszültség és az  $U_1$  kapocsfeszültség között. A primer tekercs áramfelvétele ezért megnő, és a főfluxus fenntartása mel-

lett, gerjesztésének növekedésével ellensúlyozza a szekunder tekercs  $I_2 \cdot N_2$  fluxuscsökkentő gerjesztését. A gerjesztéseknek tehát egyensúlyban kell lenniük:

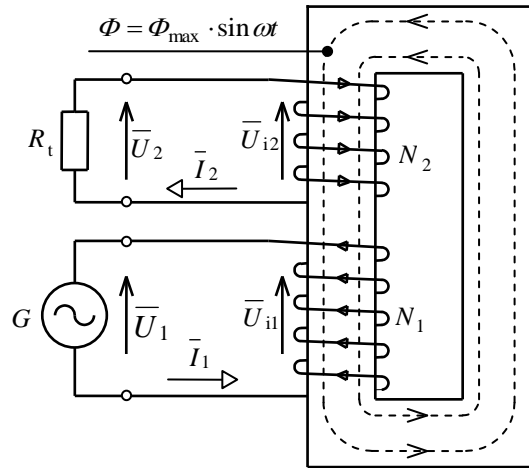
$$N_1 \cdot I_1 \approx N_2 \cdot I_2.$$

Felhasználva a (2.3) összefüggést írhatjuk:

$$a \approx \frac{I_2}{I_1}. \quad (2.4)$$

Ugyanerre az eredményre jutunk, ha energetikai oldalról vizsgáljuk a kérdést. Az átalakító szekunder oldalából kivett  $S_2 = U_2 \cdot I_2$  teljesítményt a primer oldalon bevitt  $S_1 = U_1 \cdot I_1$  teljesítménnyel kell fedezni.

Ha az energiaátalakítás során keletkező veszteségektől eltekintünk, a két teljesítményt azonosnak vehetjük.  $U_1 \cdot I_1 \approx U_2 \cdot I_2$  alapján  $a \approx \frac{U_1}{U_2} \approx \frac{I_2}{I_1}$ .



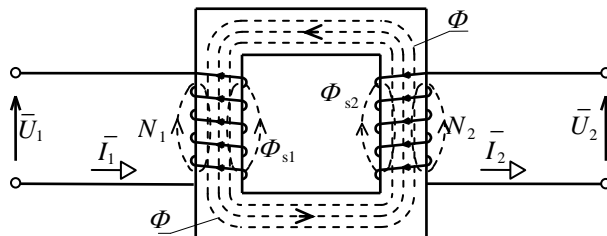
2.1. ábra A transzformátor működési elve

### 2.1.2. Helyettesítő kapcsolási vázlat

A helyettesítő vázlat bevezetésének célja egy olyan passzív elemekből álló kapcsolás létrehozása, amelynek segítségével az adott villamosgép különböző terhelési állapota, viselkedése egyszerűen leírható.

A transzformátor működési elvének tárgyalásakor láthattuk, hogy az energiaátalakításhoz váltakozó mágneses térre van szükség. Ez a váltakozó mágneses tér feszültséget indukál a teret létrehozó primer tekercselésben, és az átalakított villamos energiát hasznosító szekunder tekercselésben is. Az átalakított energia hasznosításakor a szekunder tekercselésen átfolyó áram szintén létrehoz egy gerjesztést, amely a primer tekercs gerjesztése ellen dolgozik.

Azt is láttuk, hogy a tekercsek közti mágneses kapcsolatot vasmag alkalmazásával segítjük elő. E kapcsolat gyakorlati megvalósításakor azonban találkozunk olyan jelenségekkel, amelyeket eddig még nem tárgyaltunk. A primer tekercseléssel létrehozott erővonalak között lesznek olyanok, amelyek nem a vasmagban fognak záródni, nem kapcsolódnak a szekunder tekercs meneteivel.



$N_1$  és  $N_2$  menetszámú primer és szekunder tekercselés,  
 $\Phi$  főfluxus;  $\Phi_{s1}$  és  $\Phi_{s2}$  szórás fluxusok.

2.2. ábra A valóságos transzformátorban kialakuló fluxusok és áramirányok

Azon erővonalak összességét, melyek csak a tekercselés egyes meneteivel kapcsolódnak, de az energiaátalakításban nem vesznek részt, *szórás fluxusoknak* nevezzük. A szekunder tekercselés esetén hasonlóan találunk szórt fluxusokat. A terhelő áram által létrehozott mágneses teret nem tudja a primer tekercs ellengerjesztése tel-

jes egészében megszüntetni, maradnak egyes menetekkel kapcsolódó erővonalak, melyek befolyásolják a szekunder kapcsokon mérhető feszültséget.

Mivel a szórási fluxusok igen jó közelítéssel egyenesen arányosak a tekercsen átfolyó áram nagyságával, továbbá figyelembe véve az általuk indukált feszültségek nagyságát és irányát, hatásukat helyettesíthetjük egy a tekercsből kiemelt reaktanciával.

A szórt fluxusok által indukált feszültség ezek szerint:

$$\bar{U}_s = \bar{I} \cdot jX_s, \quad (2.5)$$

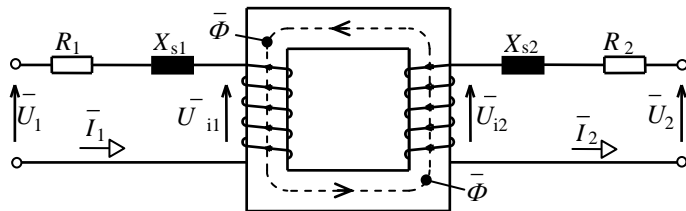
ahol  $X_s = \omega \cdot L_s$  a szórási reaktancia,  $L_s = N^2 \cdot A_s$  a szórási induktivitás, és  $A_s$  a szórt fluxus mágneses vezetőképessége.

Mint minden valóságos tekercsnek, így a primer és szekunder tekercselésnek is van ohmos ellenállása. Annál a megállapításunknál tehát, hogy a tekercs kapcsain mérhető feszültséggel a tekercsben indukált feszültség tart egyensúlyt, figyelembe kell vennünk a tekercs ohmos ellenállásának hatását is. Hasonlóan a szórási reaktanciához, kiemelhetjük a

tekercs ohmos ellenállását is:

$$\bar{U}_R = \bar{I} \cdot R, \quad (2.6)$$

így kapjuk a 2.3. ábrán, idealizált tekercsekből felépített transzformátort.



2.3. ábra Idealizált tekercsekből felépített transzformátor

A primer és szekunder körben szereplő  $N_1$  és  $N_2$  idealizált tekercsekben feltételezésünk szerint szinuszosan változó főfluxus

$$U_i = \frac{N \cdot \Phi_{\max} \cdot d \sin \omega \cdot t}{dt} = N \cdot \Phi_{\max} \cdot \omega \cdot \cos \omega \cdot t$$

pillanatértékű, ill. a primer- és a szekunder tekercsben

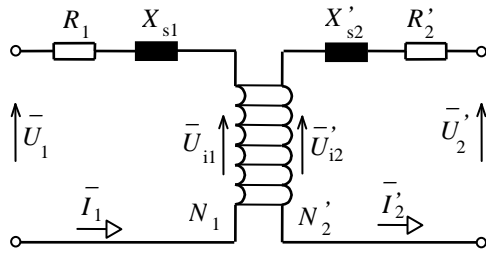
$$U_{i1} = \frac{2\pi \cdot f}{\sqrt{2}} \cdot N_1 \cdot \Phi_{\max} = 4.44 \cdot f \cdot N_1 \cdot \Phi_{\max}, \quad \text{és} \quad (2.7)$$

$$U_{i2} = \frac{2\pi \cdot f}{\sqrt{2}} \cdot N_2 \cdot \Phi_{\max} = 4.44 \cdot f \cdot N_2 \cdot \Phi_{\max} \quad (2.8)$$

effektív értékű feszültséget indukál.

Tételezzük fel, hogy transzformátorunk szekunder menetszáma megegyezik a primer tekercs menetszámával. E feltételezésnek megfelelő transzformátor szekunder mennyiségeit megkülönböztetésül, ezentúl lássuk el vesszős ( ' ) jelöléssel! Ezek szerint  $N_1 = N_2'$  és  $U_{i1} = U_{i2}'$ . Könnyen belátható, ha a két tekercs menetszáma és feszültsége azonos, akkor menetenként összeköthetők, és egy tekercssel helyettesíthetők (2.4. ábra). Ezáltal a két különálló áramkört egyesítettük, és egyfajta indukált feszültségről beszélhetünk.

A főfluxust létrehozó gerjesztőáram  $90^\circ$ -ot késik az indukált feszültséghez képest. Ebből adódik, hogy a már egyetlen indukált feszültséget egy  $X_m$  induktív reaktancián átfolyó  $\bar{I}_m$  mágnesező árammal is leírhatjuk:



2.4.ábra A transzformátor primer és szekunder áramkörének egyesítése

$$\bar{U}_i = \bar{I}_m \cdot jX_m. \quad (2.9)$$

A leképezésnek sajnos megvan az a hátránya, hogy  $X_m$  értéke nem állandó. Az  $U_i = f(I_m)$  görbe a vas mágneses telítődése miatt nem egyenes, ezért  $X_m$  értékét hozzá kell rendelnünk a mindenkorinak indukált feszültség értékéhez. A hozzárendelést az üresjárási jelleggörbe alapján az  $X_m = \frac{U_i}{I_m} \approx \frac{U_0}{I_0}$

összefüggéssel tehetjük meg.

A váltakozó mágneses tér létrehozása a vasmagban nemcsak meddő teljesítményt igényel, fenntartásához hatásos teljesítményre is szükség van, amelyet vasvesztésnek nevezünk. A vasvesztés a vastestben lévő indukció négyzetével arányos, jól helyettesíthető egy  $R_v$  ellenállással, amelynek sarkain a feszültség  $U_i$ .

Ezzel el is érkeztünk a 2.5. ábrán látható, passzív elemekből felépített helyettesítő vázlatához, igaz ugyan hogy a vázlat felépítésekor 1:1 áttételű ( $N_1 = N_2'$ ) transzformátorból indultunk ki. Mi a helyzet általánosságban, nem 1:1 áttételű transzformátorok esetén?

Ehhez át kell számítanunk a tényleges,  $a = \frac{N_1}{N_2}$  áttételű transzformátor szekunder mennyiségeit egy képzeletbeli, 1:1 áttételű ( $N_1 = N_2'$ ) transzformátorra. Ezt az átszámítást *redukciónak* nevezzük. A redukció alapvető feltétele, hogy az átszámítás során a gerjesztési-, és a teljesítmény viszonyok ne változzanak meg.

Az áttétel definíciójából következően a tényleges menetszámból számítható a redukált menetszám:

$$N_2' = a \cdot N_2 = N_1. \quad (2.10)$$

Ezt a gondolatmenetet folytathatjuk az indukált feszültségre is:

$$U_{i1} = a \cdot U_{i2} = U_{i2}', \quad (2.11)$$

és az  $N_2 \cdot I_2 = N_2' \cdot I_2' = a \cdot N_2 \cdot I_2'$  gerjesztés-azonosságot figyelembe véve, az áram:

$$I_2' = \frac{I_2}{a}. \quad (2.12)$$

A teljesítmények egyezőségéből következő  $S_2 = U_2 \cdot I_2 = U_2' \cdot I_2' = U_2' \cdot \frac{I_2}{a}$  alapján:

$$U_2' = a \cdot U_2. \quad (2.13)$$

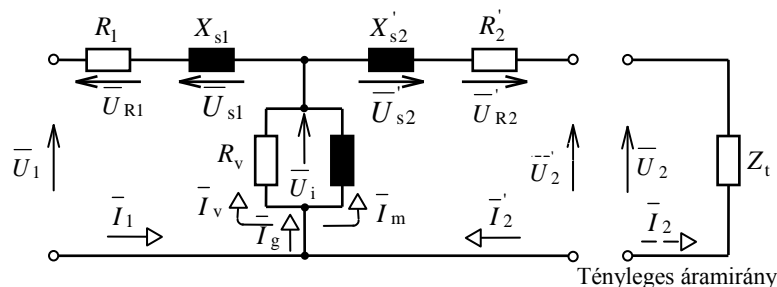
Továbbá  $P = I_2^2 \cdot R_2 = I_2'^2 \cdot R_2' = \left(\frac{I_2}{a}\right)^2 \cdot R_2'$  alapján:

$$R_2' = a^2 \cdot R_2, \quad (2.14)$$

valamint  $Q = I_2^2 \cdot X_{s2} = I_2'^2 \cdot X_{s2}' = \left(\frac{I_2}{a}\right)^2 \cdot X_{s2}'$  alapján:

$$X_{s2}' = a^2 \cdot X_{s2}. \quad (2.15)$$

Az általános érvényű helyettesítő vázlat felrajzolása előtt idézzük még fel a pozitív irányok felvételéről tett megállapodásokat. A különböző fázishelyzetű, szinuszosan váltakozó mennyiségek ábrázolására, összehasonlítására, vektorokat használunk a komplex számsíkon. A teljesítményt a feszültség és áramvektor skaláris szorzata adja, mégpedig oly módon, hogy a fogyasztói teljesítmény pozitív-, a termelői teljesítmény negatív előjelű legyen. Ennek értelmében valamely fogyasztót annak áramával pontosan ellenfázisban lévő



2.5. ábra Helyettesítő vázlat pozitív áram- és feszültség irányok felvételével

termelői árammal láthatunk el energiával.

Mivel a transzformátor szekunder oldala energiával lát el valamilyen *fogyasztót*, a vektorábrák kényelmes rajzolója érdekében, áramának pozitív irányát célszerű a tényleges áramiránnyal ellentétes

fázisban felvenni. Így az áthidaló ágban az  $\bar{I}_1$  és az  $\bar{I}_2$  áramvektorok eredője, a főmezőt létrehozó  $\bar{I}_g$  áram fog folyni, természetesen  $\bar{I}_2$  fenti értelmezésében.

A 2.5. ábrán feltüntettük a helyettesítő vázlat passzív elemein kívül a pozitív áram- és feszültségirányokat, valamint a mágneses teret felépítő  $\bar{I}_g$  áram képzeletbeli meddő- és  $\bar{I}_v$  hatásos összetevőjét. A két áramösszetevő szemléletessé teszi a főmező létrehozásához szükséges meddő-, és hatásos teljesítményt:

$$Q_0 = I_m \cdot U_i = \frac{U_i^2}{X_m}, \text{ ill. } P_v = I_v \cdot U_i = \frac{U_i^2}{R_v}. \quad (2.16)$$

Kiegészítésül a vektorábrán feltüntettük a transzformátort terhelő  $Z_t$  impedanciát is, valamint a rajta átfolyó  $\bar{I}_2$  áram tényleges irányát.

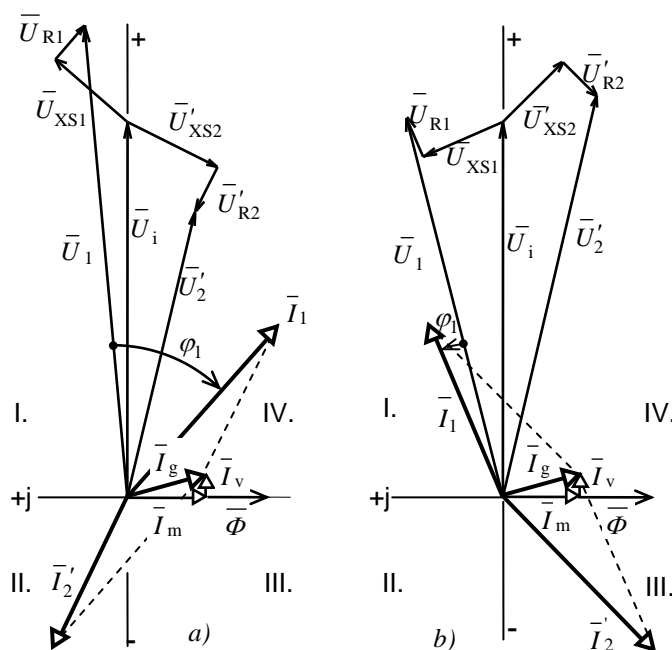
A helyettesítő vázlat ismeretében tetszőleges üzemállapothoz tartozó terhelési vektorábrát rajzolhatunk, szerkeszthetünk.

A vektorábrák felrajzolásához a 2.5. ábra alapján felírt feszültségegyenletek nyújtanak segítséget. A primer-, majd a szekunder oldalra felírva a huroktörvényt:

$$\bar{U}_1 = \bar{U}_i + \bar{U}_{Xs1} + \bar{U}_{R1} = \bar{U}_i + \bar{I}_1 \cdot jX_{s1} + \bar{I}_1 \cdot R_1, \quad (2.17a)$$

$$\bar{U}_2 = \bar{U}_i + \bar{U}_{Xs2} + \bar{U}_{R2} = \bar{U}_i + \bar{I}_2 \cdot jX_{s2} + \bar{I}_2 \cdot R_2. \quad (2.17b)$$

Tételezzük fel, hogy a transzformátort egy ohmos- és induktív ellenállásból összetett  $Z_t = R + jX_L$  impedanciával terheljük. A szekunder körben  $U_2$  feszültség hatására meginduló  $I_2$  áram késni fog a feszültséghez képest. A pozitív irányok felvételéről tett megállapodás értelmében ezt a fogyasztót energiával ellátó áramforrás árama a II. síknegyedben lesz, ahogy azt a 2.6a ábrán láthatjuk.



2.6. ábra Terhelési vektorábrák a felvett pozitív feszültség- és áramirányok értelmezésében

$$R_1 : R_2' : X_{s1} : X_{s2}' : X_m : R_v = 1 : 1 : 1 : 1 : 100 : 1000.$$

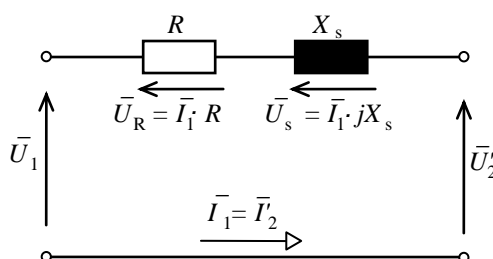
(MVA nagyságrendű transzformátoroknál ez az arány 1 : 1 : 2 : 2 : 100 : 1000.)

Ezzel magyarázható, hogy főként nagyobb teljesítményű transzformátorok esetén kielégítő eredményt ad az ún. *egyszerűsített helyettesítő vázlat* használata. Ezt az áthidaló ágot elhanyagolva, és a soros tagokat összevonva kapjuk (2.7. ábra).

Az egyszerűsített helyettesítő vázlatban nem teszünk különbséget  $\bar{I}_1$  és  $\bar{I}_2'$  között, és  $R = R_1 + R_2'$  ohmos és  $X_s = X_{s1} + X_{s2}'$  induktív ellenállással helyettesítjük az energiaátalakítót.

A 2.6b ábrán egy kapacitív jellegű fogyasztót (pl.: egy üresen járó kábelhálózatot) táplál a transzformátor. A fogyasztói áram ilyenkor az I. síknegyedben van, az őt ellátó áramforrás árama pedig a III. síknegyedben. (Érdeemes megfigyelni, hogy kapacitív jellegű terhelésnél az  $U_1$  és  $U_2'$  feszültség közötti különbség lényegesen kisebb, mint induktív jellegű terheléseknél. Ezt a jelenséget részletesebben fogjuk tárgyalni a transzformátorok üzemeltetését tárgyaló részben.)

A vektorábrákat az ábrázolhatóság érdekében erősen torzítottuk. A valóságban a helyettesítő vázlat elemeinek nagyságrendje:

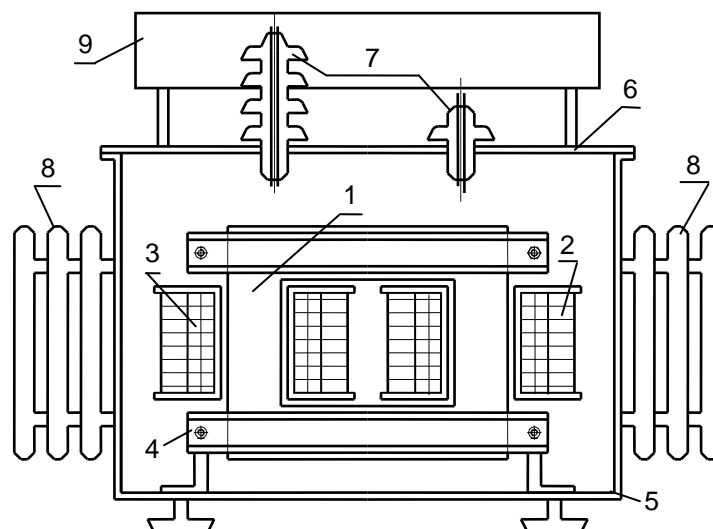


2.7. ábra A transzformátor egyszerűsített helyettesítő vázlata

## 2.2. ELVI SZERKEZETI FELÉPÍTÉS

A működési elv ismeretében a transzformátor a 2.8. ábrán bemutatott főbb szerkezeti egységekre bontható:

- ✚ Primer tekercselés, melybe az átalakítandó villamos teljesítményt vezetjük, és amely létrehozza az energiaátalakításhoz szükséges mágneses teret.
- ✚ Vasmag, mely a váltakozó mágneses tér vezetését, záródását biztosítja.
- ✚ Szekunder tekercselés, amelyből az átalakított villamos teljesítményt nyerjük.



1 vasmag; 2 nagyobb feszültségű - 3 kisebb feszültségű tekercs;  
4 állvány; 5 olajtartály; 6 fedél; 7 átvezetők; 8 hűtőradiátor; 9 tágulóedény

**2.8. ábra A transzformátor főbb szerkezeti egységei**

✚ Egyéb szerkezeti elemek: állványok, szekrény, olajtartály, átvezetők, hűtőberendezések stb., amelyek az energiaátalakításban közvetve vesznek részt.

A transzformátor szerkezetének részletes tárgyalásával nem foglalkozunk, csak a működés szempontjából leglényegesebb alkatrészeket említjük meg.

### 2.2.1. Tekercselések

A tekercselések anyaga általában elektrolitikus vörösréz, ritkábban nagy tisztaságú alumínium (Al 99,99). A tekercselő huzalokat hidegalakítással (hengerlést követő húzás) és hőkezeléssel állítják elő, ügyelve a vonatkozó szabványok által előírt jellemzők (keménység, nyúlás, szakítószilárdság) betartására.

A huzalok általában (kb. 2,5 mm átmérőig) kör keresztmetszetűek, de nagyobb keresztmetszet-igény esetén készítenek profilhuzalt is. Ezeket „élére-”, vagy „lapjára” hajlítva használják. Nagyobb keresztmetszetű vezetőt létrehozhatnak több szigetelt elemi szál összeszedésével (az áramkiszorítás, a szkinhatás elkerülése céljából) is, főként középfrekvenciás transzformátorok- és fojtótekercsek esetében.

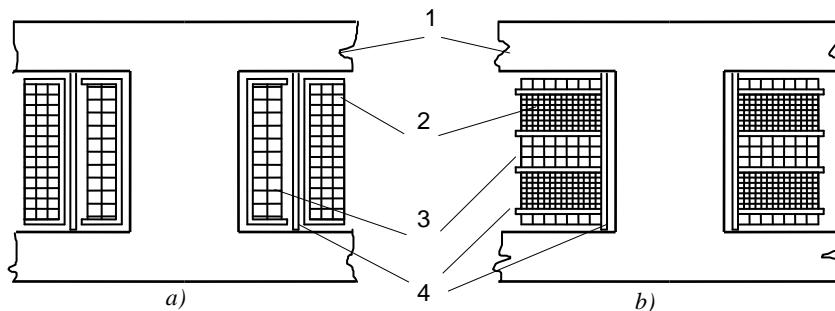
A körkeresztmetszetű huzalok szigetelése ma már jellemzően műanyagbázisú zománc. Nagyteljesítményű olajtranszformátoroknál a profilhuzalt szigetelik még vékony papírral (japánpapír, 12 g/m<sup>2</sup>), vagy száraztranszformátoroknál műanyag fólia (myoflex, hosztafán) szalagozással. Különleges, nagyáramú transzformátorok esetén (pl.: kemence transzformátorok) előfordulhat szigeteletlen profilhuzal, vagy belülről vízzel hűtött rézcső is.

A tekercseléseket geometriai kialakításuk szerint is megkülönböztethetjük. A 2.9. ábrán hengeres-, illetve tárcsás tekercselrendezést láthatunk.



#### a) Hengeres tekercselrendezés

E tekercselési módra az a jellemző, hogy a menetek egymás mellett, az egész *oszlophosszt* elfoglalják. A legüzembiztosabb megoldás az lenne, ha a kívánt menetszám egymás mellett, egy rétegben helyezkedne el az oszlopon. Ekkor az egyes menetek között nem lépne fel nagyobb feszültség, mint a transzformátor menetfeszültsége. Ez azonban nem mindig érhető el, mert a járulékos veszteségek miatt a vezető szórt fluxusra merőleges irányú mérete nem haladhatja meg a 10 mm-t.

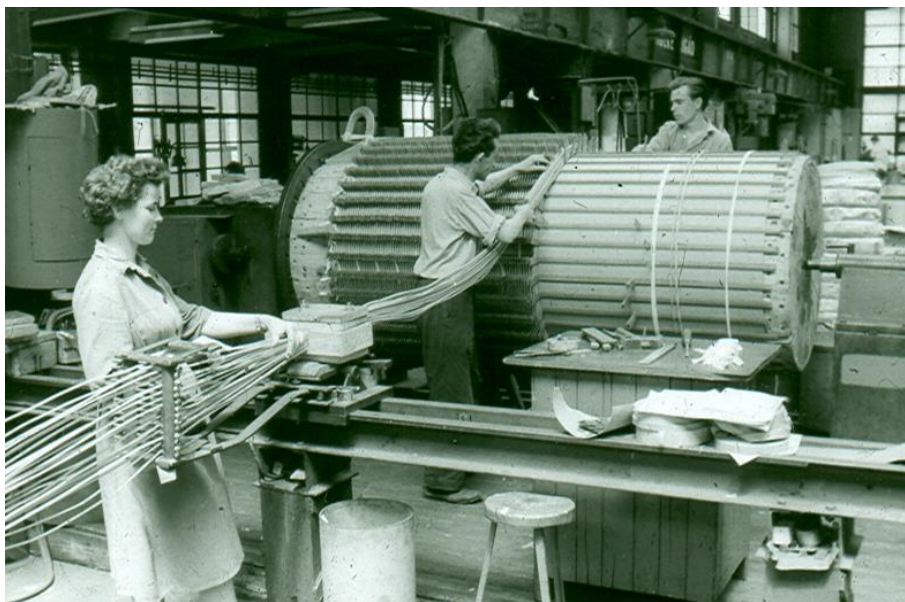


1 vasmag; 2 nagyobb feszültségű tekercs; 3 kisebb feszültségű tekercs; 4 főszigetelés

#### 2.9. ábra Transzformátoroknál szokásos tekercselrendezések

a) hengeres tekercselrendezés; b) tárcsás tekercselrendezés

Ha a menetek nem férnek el egy sorban, több rétegben kell elhelyezni őket. Ilyen esetben a rétegek között fellépő rétegfeszültség ( $2U/\text{rétegszám}$ ) ellen fóliaszigetelést alkalmaznak. A vezetők sugárirányú méretét ebben az esetben már célszerű 5 mm alatt tartani. A nagy menetszámú, vékonyabb huzalból készített tekercseket csévén helyezik el, amely a megfelelő mechanikai védelmet is biztosítja a tekercs számára.



#### 2.1. fénykép Hengeres transzformátortekercs készítése

Koncentrikus primer és szekunder tekercselrendezés esetén a két henger között 10...15 mm hűtőrést hagynak a veszteségi hő jobb elvezetése érdekében (2.1. kép).

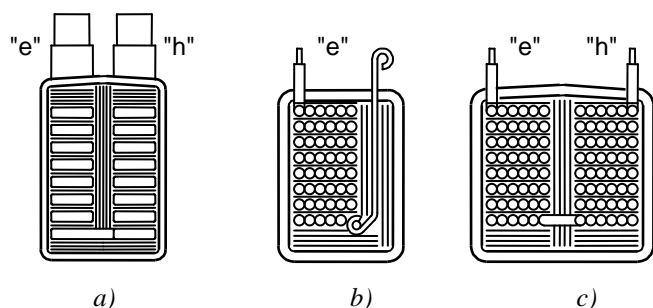
## b) Tárcsás tekercselrendezés

A 2.10a ábrán látható tárcsatekercs profilhuzalból készült, rétegenként egy-egy menettel. A tekercs készítéséhez szükséges huzalmennyiséget előre leszabják, majd a huzalszakasz közepén a tárcsák szélességének megfelelő, élére hajlított „S” átmenetet készítenek. Az átmenetet rögzítik a tekercselő dobon, és itt kezdik el a tekercselést. A dobot „előre” indítva elkészítik az „e” jelű féltekercset, ez idő alatt a másik félhez szükséges huzalmennyiség ideiglenesen a dobhoz rögzítve, vele együtt forog. A féltekercs elkészülte után a másik féltekercshez szükséges huzal kerül a huzaleresztőre, és a dobot ellenkező forgásirányba, „hátra” indítva tekercselik fel a „h” jelű féltekercset.

Ezzel a bonyolultnak tűnő műveletsorral érjük el, hogy a tekercs „kezdő” és „végző” vége is felül van, és a tekercsbe áramot vezetve a két féltekercs azonos irányú gerjesztést hoz létre. Az egymás mellé, vagy különböző csoportosításban elhelyezett tárcsák felső végeit összekötve kapjuk a primer vagy szekunder tekercselést.

Egymás mellett elhelyezkedő tárcsák esetén alkalmazzák az ún. *buktatott* tekercselést, amelynél a tárcsák tekercselés iránya azonos, és tetszőleges számú tárcsa készíthető egymás mellé átkötések (forrasztások) nélkül. E tekercselési módnál a páratlan számú tárcsákat a feltekerés után ledöntik, és ellenkező sorrendben, menetenként újraépítik. Páros tárcsasám esetén a kezdő- és a végző végek itt is felül vannak.

A tárcsás tekercselrendezést nemcsak akkor használjuk, ha mindkét oldal tárcsákból áll, hanem akkor is, ha hengeres tekercselésnél, egyetlen hengernél túl nagy rétegfeszültség adódna. Ilyenkor megosztjuk az egyetlen hengert több tekercsre, és ezeket a tekercseket külön szigeteljük szalagozással, csévékkel vagy cséveoldalakkal (szegletgyűrűkkel). A tekercsek megfelelő végeit összekötve kapjuk azután a primer-, vagy szekunder tekercselést.



2.10. ábra Különböző fajtájú tárcsás tekercselrendezések

- a) tárcsa tekercs; b) kezdővég a tárcsa oldalán;
- c) kezdő- és befejező vég a tárcsa külső palástján

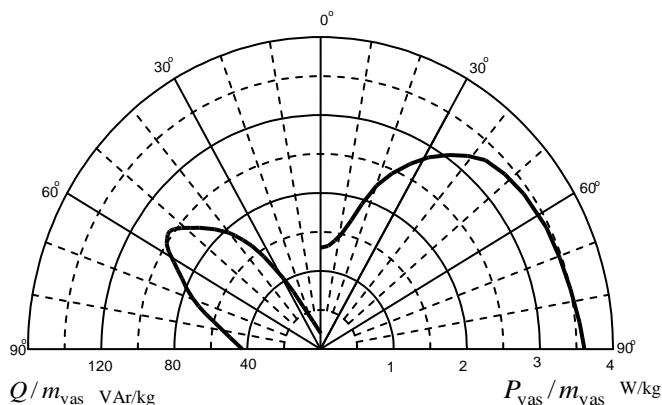
A 2.10b ábrán látható tekercs-nél nehézséget jelenthet a tekercs alján elhelyezkedő kezdővég felhozatala a külső palástra. A felmerülő nehézséget küszöböli ki a 2.10c ábrán látható megoldás. A kivitelezés hasonló módon történhet, mint az a) megoldásnál, de nagyobb tekercseknél nehézkes lehet a „h” féltekercs ideiglenes rögzítése. Ebben az esetben nem szabják

le előre a tekercshez szükséges huzalmennyiséget, hanem a „h” tekercs kezdő végét forrasztással kötik össze az „e” tekercs kezdő végével. Természetesen a két féltekercs tekercselési iránya most is ellentétes.

### 2.2.2. Vasmagok

Az energiaátalakításhoz szükséges váltakozó mágneses teret a levegőnél nagyságrendekkel jobb mágneses vezetőképességű vasanyagban hozzuk létre. Mivel a váltakozó mágneses tér tömör vasanyagban örvényáramot indítana, a mágneses teret vezető vasmagot egymástól szigetelt lemezekből kell felépítenünk.

Transzformátorlemezek szigetelésére a „carlite” márkanevű magnézium tartalmú anyagot használják, amely hő hatására a lemezanyag szilícium tartalmával reakcióba lép, és a felületen 2...4  $\mu\text{m}$  vastag, jól tapadó magnéziumszilikát réteg keletkezik. A réteg villamos szigetelő képessége megakadályozza a lemezek közötti örvényáramok kialakulását.



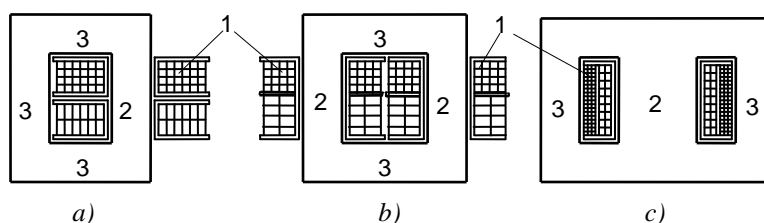
2.11. ábra Hideghengerelt transzformátorlemez hengerlési iránytól függő meddő teljesítményigénye és vasvesztése

A lemezelés azonban nem tudja megakadályozni a lemezen belüli örvényáramok kialakulását, ezt a lemezvastagság csökkentésével, és szilícium ötvözással igyekeznek minél kisebb értékre szorítani. A jelenleg alkalmazott lemezvastagság erőátviteli transzformátoroknál 0,35 mm, a fajlagos ellenállás növelésére alkalmazott szilícium ötvözés pedig kb. 2,5...4 %.

A váltakozó mágneses tér létrehozása a vasban nemcsak örvényáramú veszteségek keletkezésével jár. A vasanyag elemi mágneseseinek a mágneses térbe történő beállítása ill. átállítása is igényel hatásos teljesítményt. Mivel ennek nagysága az alkalmazott vasanyag átmágnesezési (hiszterézis) görbéjének területétől függ, hiszterézis veszteségnek nevezzük.

A hiszterézis hurok területét legradikálisabban a vasanyag szénttartalmának minimális értéken tartásával csökkenthetjük. A rendkívül kis szénttartalom mellett igen lényeges a kristályszerkezet felépítése. Ezt hidegalakítással és hőkezeléssel módosíthatjuk.

A hőkezeléssel és hideghengerléssel irányított szemcseszerkezetű lemez mágneses tulajdonságaiban többszörösen felülmúlja az azonos vegyi összetételű melegben hengerelt lemezt. Ez utóbbi kijelentésnek sajnos van egy szépséghibája: csak akkor igaz, ha a felépítendő mágneses tér iránya megegyezik a hengerlés irányával. A hengerlés irányától függő mágneses tulajdonságok változását jól szemlélteti az 2.11. ábrán polár-koordinátákban ábrázolt fajlagos meddő és hatásos teljesítményigény ( $0^\circ$  a hengerlési irány).

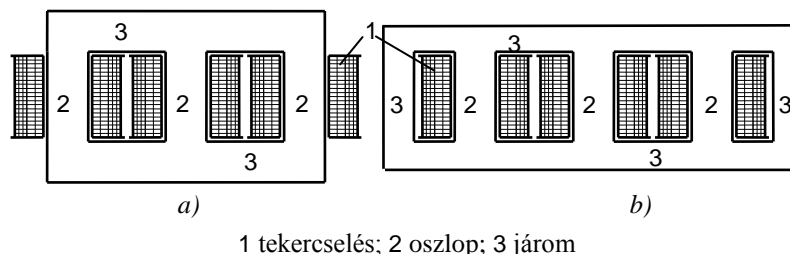


1 tekercselés; 2 oszlop; 3 járom

2.12. ábra Egyfázisú transzformátor vasmagtípusok

a) láncszem- b) mag- c) köpeny típusú vasmag

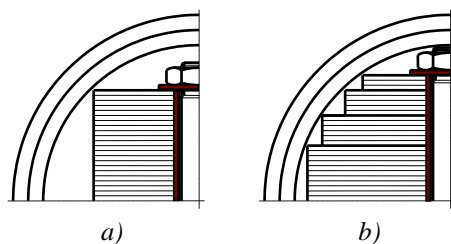
Az ábrából láthatjuk, hogy a hidegenhengerelt lemezt olyan mágneses terek vezetésénél használhatjuk eredményesen, amelyeknek kitüntetett irányuk van, azaz térben nem, csak időben változtatják nagyságukat, előjelüket. Transzformátoroknál ez a kitétel teljesül, csak a konstruktőrnek kell olyan megoldást találnia a lemezek elhelyezési módjára, hogy a hengerlési irány minél jobban egybeessen a kialakítandó mágneses tér irányával.



**2.13. ábra Háromfázisú transzformátor vasmagtípusok**  
a) mag típusú vasmag; b) köpeny típusú vasmag

A 2.12. és 2.13. ábrán bemutatott hagyományos egy- és háromfázisú vasmagtípusok elterjedésüket egyszerű felépítésüknek és olcsó felszerszámozási igényüknek köszönhetik. A konstrukciók közös hátránya viszont, hogy a sarkokban a fluxusvezetés iránya eltér a hengerlés irányától, így hidegenhengerelt lemez alkalmazása esetén a járom és oszlop találkozásánál a sarkokban többletvesztés keletkezik.

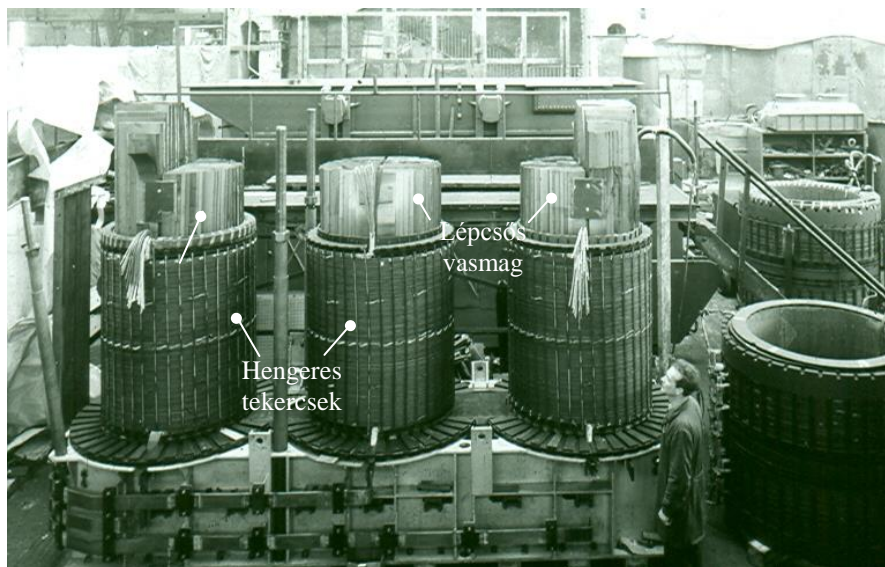
Az illesztések és a megmunkálás okozta hidegalakítás miatt a lemezelte transzformátor vasmagok vesztesége és meddőigénye 20...30 %-kal nagyobb az *Epstein-keretben* meghatározott, fajlagos adatokból számítottnál. Bár a hidegenhengerelt lemez felületi simasága sokkal jobb a melegen hengereltnél, és az alkalmazott lemezszigetelés is megfelelően vékony, a kitöltési tényező értéke (a tényleges vaskeresztmetszet osztva a lemezelés által elfoglalt területtel) nem nagyobb 0,96...0,97-nél. Ez az érték megfelelően összeszorított (50...70 N/cm<sup>2</sup>) lemezcsomagra érvényes. A nem megfelelően összeszorított lemezcsomag zajos, és az illesztéseknél többlet veszteség- és gerjesztésigény jelentkezik. Az összeszorítás és rögzítés kisebb transzformátoroknál a tekercsszigeteléshez történő kiékeléssel, nagyobbaknál ragasztással, majd csavaros szorító-szerkezetek alkalmazásával történik.



**2.14. ábra Jobb terület/kerület arány megvalósítása lépcsős vasmaggal**  
a) négyzetes- b) lépcsős vasmag

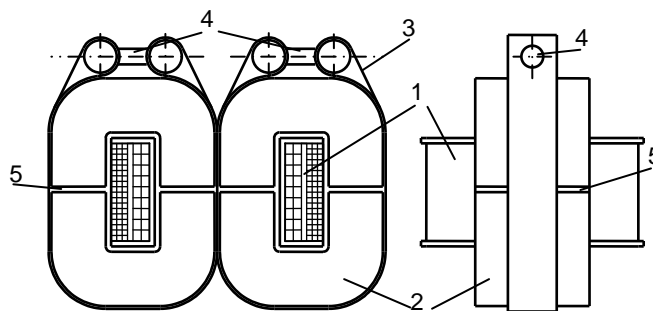
Azért, hogy minél rövidebb vezetővel tudjuk körülölelni a vasban haladó fluxust, nagyobb transzformátoroknál (MVA) a négyzethez közelálló oszlopkeresztmetszet helyett lépcsős vasmagot alkalmaznak (2.14. ábra). A keresztmágnesezés elkerülése érdekében a lépcsőzést a jármokban is folytatják, csak kevesebb lépcsőszámban (2.2. fénykép).

A transzformátor lemezeket ma már szalag alakban, a megrendelő által igényelt méretű és tömegű tekercsekben, kétoldali szigeteléssel is szállítják.



**2.2. fénykép** Háromfázisú, magtípusú transzformátor a lépcsős vasmagra felhelyezett tekercsekkel

Kisebb teljesítményű transzformátorok esetén modernbb konstrukciós irányzat a tekercselt vasmagok alkalmazása. Ennél a megoldásnál biztosítani tudjuk, hogy a vasmag egész hosszában a hengerlés irányában haladjon a fluxus. Elmaradnak a sarkok és az élőmunkaigényes lemezelés. A már korábban is alkalmazott, kitűnő mágneses tulajdonságú, hideghengerelt lemezcsíkból felcsévált ún. toroid vasmagoknál a tekercselés elhelyezése jelentett technológiai nehézséget. A zárt gyűrűre menetenként kellett a tekercselést felfűzni, ami teljesítmény- és feszültségnagyságban egyaránt korlátozta a konstrukció alkalmazhatóságát. Nagyobb helyigénye és gyártási költsége miatt csak különleges alkalmazási területeken terjedt el.



1 a transzformátor tekercselése csévén; 2 hideghengerelt, tekercselt vasmag, a lemezek egymáshoz ragasztva, majd a lemeztekercs félbevágva; 3 a vasmagfeleket összefogó bandázs; 4 bandázsörögítő csavar; 5 köszörült illeszkedő felület

**2.15.ábra** Egyfázisú tekercselt vasmagkialakítás

A konstruktőrök azonban nem mondtak le a tekercselt vasmag kínálta előnyökről. Először különböző toroid tekercselőgépek alkalmazásával, majd a lemeztekercs szétvágásával kísérelték meg a gyártási nehézségeket megoldani. A 2.15. ábrán ilyen tekercselt vasmagú transzformátort láthatunk. A négy félből álló vasmagot a csévén lévő tekercselésbe illesztve, és bandázssal összefogva a vasmagfeleket, megtakarítható az élőmunka-igényes lemezelés.

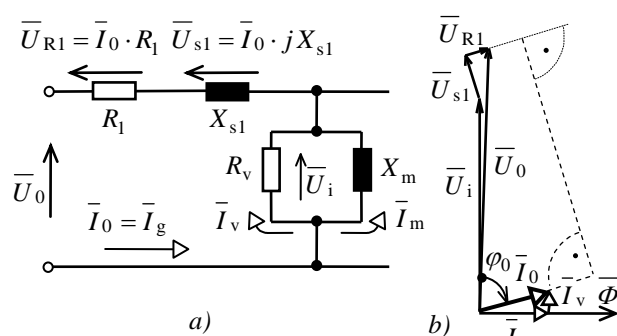
Jelenleg 10 kVA teljesítményig sorozatban gyártott (pl.: Vacuumschmelze) egy- és háromfázisú tekercselt vasmagok vannak kereskedelmi forgalomban, de egyes cégek

megrendelésre gyártanak nagyobb (MVA) teljesítményű transzformátorokat is ilyen technológiával.

Itt említenénk meg a fémüvegek, más néven amorf ötvözetek kutatása terén elért eredményeket. Ezekből a főként bórt tartalmazó vasötvözetekből az olvadék gyors hűtésével vékony (30...40  $\mu\text{m}$ ) szalagot állítanak elő, amelynek meddőenergia igénye 0,05...0,1 szerezése, vasvesztése pedig 0,3...0,4 szerezése a hidegenhengerelt lemeznek. (A kis vasvesztés főként a lemezek vékonyságának köszönhető.) A viszonylag kis (1,6 Vs/m<sup>2</sup>) telítési indukció és a magas előállítási ár miatt csak kisteljesítményű, impulzus-, vagy középfrekvenciás transzformátorként várható ipari méretű elterjedésük.

### 2.3. ÜRESJÁRÁSI ÜZEMÁLLAPOT

A transzformátor üresjárási üzemállapotában a primer tekercselést névleges feszültségre kapcsoljuk, a szekunder kapcsok pedig üresek, a szekunder tekercselés árammentes.



2.16. ábra Transzformátor helyettesítő vázlata és vektorábrája üresjárásban

a) helyettesítő vázlat; b) vektorábra

A 2.16a ábrán látható helyettesítő vázlat segítségével vizsgálva az üzemállapotot, megállapíthatjuk, hogy a transzformátor üresjárási árama elvileg két összetevőre bontható:

✚ az  $X_m$  reaktancián átfolyó  $\bar{I}_m$  mágnesező áramra, amely 90°-ot késik az indukált feszültséghez képest, és jelképezi a váltakozó mágneses tér felépítéséhez szükséges meddő teljesítményt,

✚ az  $R_v$  ellenálláson átfolyó  $\bar{I}_v$

wattos áramra, amely fázisban van az indukált feszültséggel, és jelképezi a vasban létrehozott, váltakozó mágneses tér által okozott veszteséget.

A 2.16b ábrán felrajzolt üresjárási vektorábrát az ábrázolhatóság érdekében erősen torzítottuk. A vektorábra alapjául szolgáló feszültségegyenlet:

$$\bar{U}_0 = \bar{U}_i + \bar{U}_{s1} + \bar{U}_R = \bar{U}_i + \bar{I}_0 \cdot jX_{s1} + \bar{I}_0 \cdot R_1. \quad (2.18)$$

A transzformátorok esetén előforduló nagyságrendekkel számolva, a wattos áram a mágnesező áramnak kb. 10 %-a, és a kapocsfeszültség és indukált feszültség között lényegi különbséget adó  $\bar{U}_{s1} = \bar{I}_0 \cdot jX_{s1}$  feszültségesvektor üresjárásban a névleges feszültség 0,2...1 %-a.

A váltakozó mágneses tér által a primer tekercsben indukált feszültség csak csekély mértékben különbözik a kapocsfeszültségtől. E csekély eltéréssel magyarázható, hogy a transzformátor áttételének meghatározása az üresen járó transzformátor primer- és szekunder feszültségeinek mérésével történik.

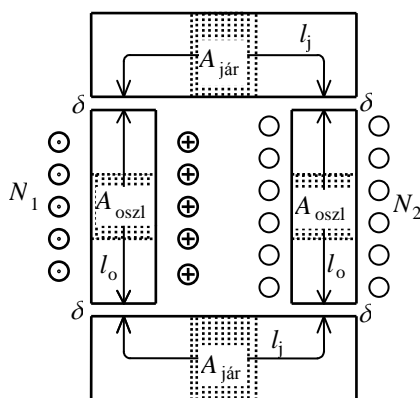


### 2.3.1. A transzformátor mágnesező árama

A transzformátor mágneses körében a mágnesező áramnak kell létrehoznia azt a fő-fluxust, amely által indukált feszültség egyensúlyt tart a kapcsolófeszültséggel. Ahhoz, hogy egy  $N$  menetszámú tekercsben  $U_i$  effektív értékű szinuszos feszültség indukálódjon,

$$\Phi_{\max} = \frac{U_i}{4.44 \cdot f \cdot N} \quad (2.19)$$

maximális értékű szinuszosan változó fluxussal kell kapcsolódnia.



2.17. ábra Egyfázisú, magtípusú transzformátor mágneses köre

Milyen és mekkora gerjesztő árammal hozható létre ez a fluxus? Példaként vizsgáljunk meg egy egyfázisú transzformátornál alkalmazott mágneses kört! A gerjesztési törvény értelmében egy zárt görbe mentén a mágneses feszültségek összege egyenlő a közrefogott gerjesztések összegével:

$$\sum U_m = \sum \Theta.$$

Mágneses feszültség alatt egy azonos térerősségű szakasz hosszának és az ott uralkodó térerősségnek:  $U_m = H \cdot l$ , gerjesztés alatt pedig azonos árammal átjárt vezetők számának és a bennük folyó áramnak a szorzatát:  $\Theta = N \cdot I$  értjük.

A gerjesztési törvényt felírhatjuk:  $\sum H \cdot l = \sum N \cdot I$  alakban is. A 2.17. ábrára vonatkoztatva, ha a térerősség effektív értékével számolunk (2.18. ábra):

$$2 \cdot H_{oszl} \cdot l_{oszl} + 4 \cdot H_{\delta} \cdot \delta + 2 \cdot H_{jár} \cdot l_{jár} = N_1 \cdot I_m. \quad (2.20)$$

Az adott szakaszokban létrehozandó térerősség attól függ, hogy milyen indukciót, milyen erővonal sűrűséget kívánunk ott létrehozni.

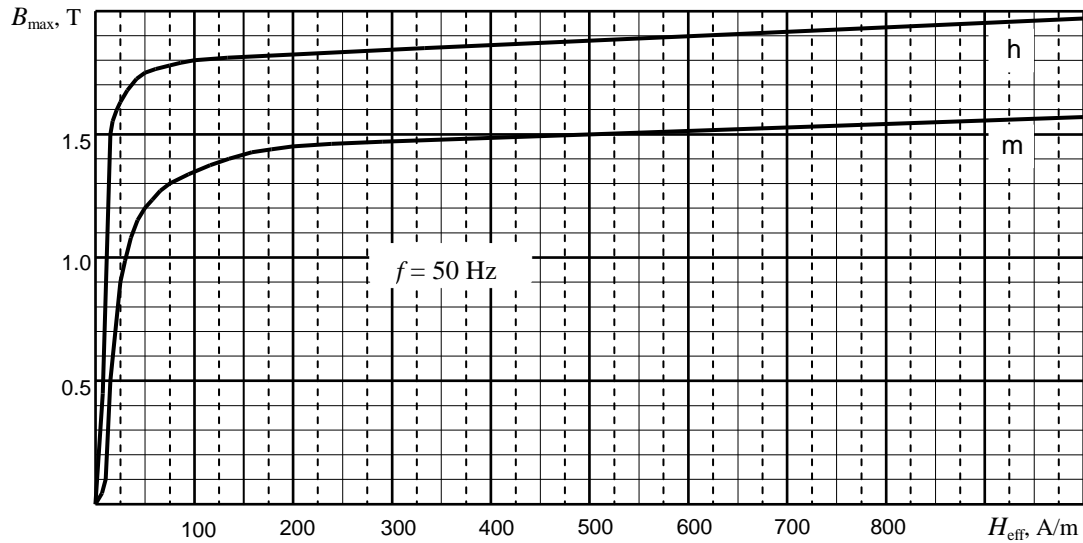
A térerősség és az indukció közt érvényes  $B = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H$  összefüggés levegőben és paramágneses anyagban könnyen kezelhető, mivel ott a relatív permeabilitás  $\mu_r = 1$  állandó, és állandó a  $\mu_0 = 1,256 \cdot 10^{-6} \frac{Vs}{Am}$  abszolút permeabilitás is.

Vasanyagban viszont (így a transzformátor vasmagjában is) a relatív permeabilitás nagysága változik,  $B$  nem egyenesen arányos  $H$ -val, a térerősség és az indukció között nem írható fel analitikai összefüggés. Vasanyagban ezért a térerősség és az indukció közötti összefüggést mérésrel határozzák meg, és grafikus formában (vagy összerendelt értékpárokkal) rögzítik. Ezeket a görbéket mágnesezési görbéknek nevezzük.

Ebben az esetben, mivel a fluxus, és az állandó keresztmetszet miatt az indukció is ( $\Phi = B_{oszl} \cdot A_{oszl} = B_{\delta} \cdot A_{\delta} = B_{jár} \cdot A_{jár}$ ) szinuszosan változik, a térerősséget (és ezáltal az eredő gerjesztést is) pillanatonként kellene hozzárendelnünk a megvalósítandó indukcióhoz.

Mivel váltakozó áramú villamos gépek esetén általában időben szinuszosan váltakozó indukció (fluxus) létrehozása a cél, az itt alkalmazott vasanyagokra olyan mágnesezési görbéket vesznek fel, amelyek arról tájékoztatják a felhasználókat, hogy adott maximális

értékű, szinuszos változású indukció létrehozásához milyen effektív térerősséget kell biztosítani. Ezeket váltakozó áramú mágnesezési görbéknek nevezzük, amelyre példát a 2.18. ábrán láthatunk.



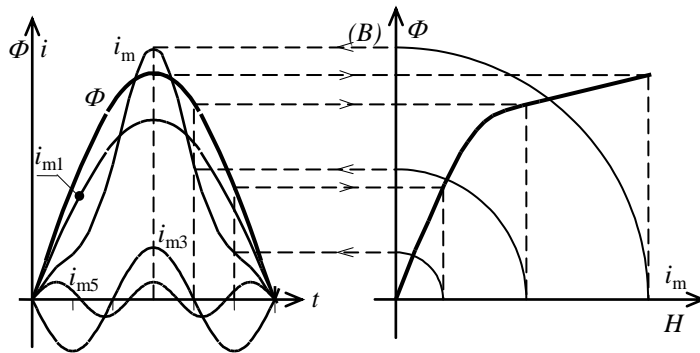
m melegenhengerelt; h hidegenhengerelt

2.18. ábra 0,35 mm vastagságú transzformátorlemez váltakozó áramú mágnesezési görbéje

A feladat megoldásához tehát az adott geometriai elrendezés ismeretében, meg kell határozni az egyes szakaszokban létrehozandó indukciókat:

$$B_{\text{oszl}} = \frac{\Phi_{\text{max}}}{A_{\text{oszl}}}; \quad B_{\delta} = \frac{\Phi_{\text{max}}}{A_{\delta}}; \quad B_{\text{jár}} = \frac{\Phi_{\text{max}}}{A_{\text{jár}}}. \quad (2.21)$$

A (2.21) egyenletekben szereplő maximális indukciók létrehozásához szükséges effektív térerősséget a vasanyagban a mágnesezési görbéből  $B_{\text{oszl}} \rightarrow H_{\text{oszl}}$ ,  $B_{\text{jár}} \rightarrow H_{\text{jár}}$  kapjuk meg, a légrésben pedig a  $H_{\delta} = \frac{B_{\delta}}{\sqrt{2} \cdot \mu_0}$  összefüggésből. Az értékeket behelyettesítve a (2.20) egyenletbe, megkaphatjuk a mágnesező áram effektív értékének nagyságát.



2.19. ábra Szinuszos fluxus létrehozásához szükséges gerjesztő áram és annak felharmonikusai

A vas telítődése miatt a mágnesező áram időbeli lefolyása eltér a szinusz alaktól. A szinusztól való eltérés, a felharmonikus tartalom az alkalmazott vasanyag minősége mellett nagymértékben függ a mágneses kör telítettségi állapotától. A mágnesező áram időbeli alakulását mérés (pl.: a jelalak oszcilloszkópon történő rögzítésével), vagy szerkesztéssel határozhatjuk meg.

A szerkesztéssel történő meghatározáshoz az adott mágneses kör egyenáramú mágnesezési görbéjére van szükségünk. Ennek a mágnesezési görbének a megszerkesztésénél az



egyenárammal létrehozott gerjesztés (télerősség) és a hatására a vasban keletkező indukció közötti összefüggést (egyenáramú  $B = f(H)$  görbét) kell használnunk.

A 2.19. ábrán példaként felvett mágnesezési görbéhez tartozó gerjesztőáram jelalakot szerkesztettük meg, és annak alapján berajzoltuk az alap-, a harmadik- és az ötödik felharmonikusot. (Nem teljes *Fourier*-sorba fejtéssel a felharmonikusok amplitúdói:  $i_{m1} \approx 1$ ;  $i_{m3} \approx 0,3$ ;  $i_{m5} \approx 0,2$ .)

A transzformátor vasmag felmágnesezéséhez szükséges meddő teljesítményt meghatározhatjuk az indukált feszültség és a mágnesező áram szorzatából:  $Q_0 = U_i \cdot I_m$ . Ez a meddő teljesítmény egyrészt a vastest-, másrészt a vasmagban lévő légrés felmágnesezéséhez szükséges. A vastest azonos indukciójú részeiben a felmágnesezéshez szükséges meddő teljesítményt a váltakozó áramú  $B = f(H)$  mágnesezési görbe ismeretében, a geometriai adatokból is kiszámíthatjuk. A levezetés mellőzésével:

$$Q_{\text{vas}} = 4,44 \cdot f \cdot B_{\text{max}} \cdot A_{\text{vas}} \cdot H_{\text{vas}} \cdot l_{\text{vas}}. \quad (2.22)$$

Az azonos indukciójú részekre kiszámolt meddő teljesítményeket összegezve, megkaphatjuk a vastest felmágnesezésére igényelt meddő teljesítményt.

Mivel a lemezelte transzformátor vasmagban a lemezeléskor keletkező légrés a tapasztalat szerint arányos a közepes erővonal hosszával ( $\delta = 1 \dots 2 \cdot 10^{-4} \cdot l_{\text{vas}}$ ), a légrés felmágnesezésére fordítandó meddő teljesítmény is felírható a vastest adataival:

$$Q_{\delta} = \frac{\pi \cdot k_v \cdot \delta}{\mu_0} \cdot f \cdot B_{\text{max}}^2 \cdot A_{\text{vas}} \cdot l_{\text{vas}} = 0,025 \dots 0,05 \cdot f \cdot B_{\text{max}}^2 \cdot A_{\text{vas}} \cdot l_{\text{vas}}. \quad (2.23)$$

Végeredményben a készre szerelt vasmag felmágnesezéséhez szükséges meddő teljesítményt kiszámíthatjuk a (2.24) összefüggés segítségével is:

$$Q_0 = \Sigma Q_{\text{vas}} + Q_{\delta}. \quad (2.24)$$

### 2.3.2. A vasveszteség

Az üresjárási áram a mágnesező áramon kívül tartalmaz egy feszültséggel fázisban lévő  $I_w$  wattos áramösszetevőt is. A helyettesítő vázlat  $R_v$  ellenállásán átfolyó áram a váltakozó mágneses tér létrehozásakor keletkező hatásos teljesítményigényt jelképezi. Ez a hatásos teljesítmény a transzformátor vastestében hővé alakul, ezért vasveszteségnek nevezzük.

A váltakozó fluxus létrehozásakor keletkező vasveszteséget két okra vezethetjük vissza:

- ✚ a vasanyag elemi mágneseseinek átrendezéséből adódó átmágnesezési-, vagy hiszterézis veszteségre,
- ✚ a tömör vastestben kialakuló örvényáramok okozta örvényáramú veszteségre.

a) *Hiszterézis veszteség.*

A hiszterézis veszteség függ a lemezanyag minőségétől ( $\sigma$ ), az átmágnesezés frekvenciájától ( $f$ ) és a mágneses tér erősségétől, az indukciótól:

$$P_h = \sigma_h \cdot f \cdot B^{1,6...2} \cdot m_{\text{vas}}. \quad (2.25)$$

Gyakorlati számítások esetén a lemezminőségtől függő tényező a veszteségi számban jut kifejezésre, amely megadja azt a veszteséget, amely egységnyi tömegű vasanyag adott frekvenciájú, és indukciójú szinuszosan változó átmágnesezésekor keletkezik a vasban.

A vonatkoztatási frekvencia 50 Hz, vagy 60 Hz, de különleges felhasználáshoz a lemezgyártó vállalatok megadhatnak ettől eltérő (pl.: 400 Hz) frekvenciát is.

A hiszterézis veszteség jelentős mértékben függ az indukciótól. A vonatkoztatási indukciót eredetileg egységnyire (1 Tesla) választották, de a hidegenhengerelt lemezek elterjedésével a vasanyagban megengedett maximális indukció már jelentősebben eltérhet ettől az értéktől, ezért a minőség további jellemzésére  $B_{\text{max}} = 1,5$  T-nál is megadják a veszteségi számot. A veszteségi szám jele:  $\nu$ , amelynek indexében szerepelhet a fajtája is, ( $\nu_h$ : hiszterézis és  $\nu_\delta$ : örvényáramú), továbbá a vonatkoztatási indukció ( $\nu_{1,0} \rightarrow B_{\text{max}} = 1$  T és  $\nu_{1,5} \rightarrow B_{\text{max}} = 1,5$  T).

A hiszterézis veszteség az átmágnesezés frekvenciájával egyenesen arányos. Ha felhasználáskor eltérünk a vonatkoztatási frekvenciától, akkor annak arányában át kell számolnunk a veszteséget.

A hiszterézis veszteség, – nevét is onnan kapta, – függ a hiszterézis hurok területétől. A tapasztalatok szerint az pedig arányos a fellépő maximális indukció négyzetével. (Meg kell jegyeznünk, hogy a transzformátorokban használt hidegenhengerelt lemezek esetén  $B_{\text{max}} \geq 1,5$  T-nál valamivel nagyobb hatvány szerint változik.) A vonatkoztatási indukciótól való eltérés esetén a gyakorlatban a négyzetes átszámítással élünk.

Összefoglalva: egy  $m$  tömegű vasanyagban szinuszos átmágnesezéskor keletkező hiszterézis veszteséget a katalógusokban megadott veszteségi szám ismeretében a

$$P_h = \nu_{h*} \cdot \frac{f}{f*} \cdot \left( \frac{B_{\text{max}}}{B*} \right)^2 \cdot m_{\text{vas}} \quad (2.26)$$

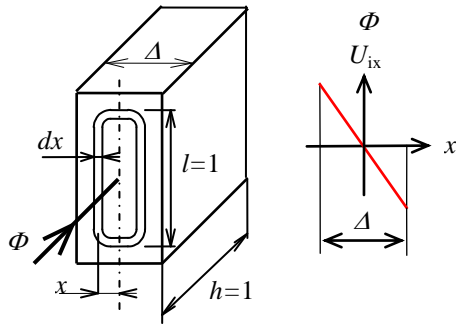
összefüggéssel számítjuk ki (a vonatkoztatási értékeket \*-gal jelöltük).

b) *Örvényáramú veszteség.*

Tömör vezetőanyagban a váltakozó fluxus a 2.20. ábrán példaként bejelölt pályán feszültséget indukál, amelynek hatására áram fog folyni. Az árapályák síkja merőleges az indukció vonalakra, és úgy alakul ki, hogy a lehető legnagyobb ellenállást fejtsse ki az indukcióváltozással szemben. Ez teljesítmény felhasználást jelent az örvényáram pályákon.

Mivel egy vezetőkeret teljesítménye  $P = \frac{U_i^2}{R}$  összefüggéssel jellemezhető, az örvényáramú veszteség csökkentésére két út kínálkozik:

1. Az örvényáramú pályában indukált feszültség csökkentése.



2.20. ábra Örvényáram pálya kialakulása tömör vezetőanyagban

Az indukált feszültség az elemi örvényáramú kör által befogott fluxus nagyságától és frekvenciájától függ:  $U_{ix} = \sqrt{2} \pi \cdot f \cdot B_{\max} \cdot 2x \cdot 1$  (lásd 2.20. ábrát) míg ellenállása és vesztesége:

$$R_{\bar{o}} \cong \rho_{\text{vas}} \cdot \frac{2 \cdot 1}{dx \cdot 1}, \text{ ill. } p_{\bar{o}x} = \frac{U_{ix}^2}{R_{\bar{o}}}, \text{ vagyis}$$

$$P_{\bar{o}} \cong \int_0^{\Delta/2} p_{\bar{o}x} \cdot dx = \frac{4\pi^2 \cdot f^2 \cdot B_{\max}^2 \cdot \Delta^3}{24 \cdot \rho_{\text{vas}}}, \text{ amelyből ki-}$$

emelve a lemez tömegét  $m = \Delta \cdot 1 \cdot 1 \cdot \zeta_{\text{vas}}$  és az összevonva anyagállandókat és a számértékeket ( $\sigma_{\bar{o}}$ ) a

(2.27a) összefüggésre jutunk, amelyből látható, hogy az örvényáramú veszteség a lemezvastagság négyzetével arányos. Ez magyarázza, hogy a jelenlegi erőátviteli transzformátor vasmag 0,35 mm vastag, egymástól kétoldalt szigetelt lemezekből épülnek, és a nagyfrekvenciás transzformátoroknál még ennél is vékonyabb lemezeket használnak.

2. Az örvényáram-pályák ellenállásának növelése.

Erre lehetőséget ad a fajlagos ellenállás növelésére. Ezt elsősorban 2,5...4 % Si ötvö-zéssel érhetjük el, bár meg kell jegyeznünk, hogy a szilícium keménnyé és rideggé teszi a lemezt (nehezebb kivágni, koptatja a szerszámot stb.).

Általános érvényű összefüggés az örvényáramú veszteség számítására  $\sigma_{\bar{o}}$  ismeretében:

$$P_{\bar{o}} = \sigma_{\bar{o}} \cdot \Delta^2 \cdot f^2 \cdot B_{\max}^2 \cdot m_{\text{vas}} \quad (2.27a)$$

Gyakorlati számítások esetén az örvényáramú veszteséget befolyásoló anyagtól függő tényezőt  $\nu_{\bar{o}}$  veszteségi számmal vesszük figyelembe, hasonlóan, mint azt tettük a hiszterézis veszteségnél. (A veszteségi számot adott minőségű és lemezvastagságú anyagra szokták megadni, így a lemezvastagságot a minőséghez tartozó adatnak tekinthetjük.)

Az örvényáramú pályákban keletkező veszteségek tárgyalásából következik, hogy ez a veszteségfajta a frekvenciától- és az indukciótól is négyzetesen függ. Átszámítása a vonatkoztatástól eltérő frekvenciára és indukcióra a (2.27b) összefüggéssel lehetséges:

$$P_{\bar{o}} = \nu_{\bar{o}*} \cdot \left( \frac{f}{f*} \cdot \frac{B_{\max}}{B*} \right)^2 \cdot m_{\text{vas}} \quad (2.27b)$$

A vasanyagban váltakozó átmágnesezéskor keletkező veszteséget tehát a hiszterézis-, és a nála kisebb (transzformátorlemeznel 0,2...0,7-szeres) örvényáramú veszteség összegzéséből kapjuk:

$$P_v = P_h + P_{\bar{o}}. \quad (2.28)$$

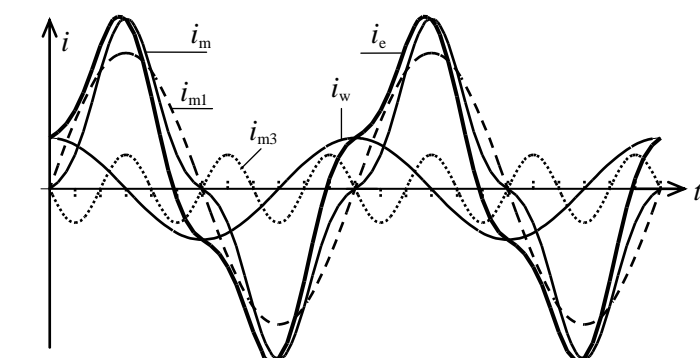
Mivel e két veszteségfajta csak a vonatkoztatási frekvenciától eltérő frekvenciára való átszámításban különbözik egymástól, és az örvényáramú veszteség kisebb hányadát képezi a vasveszteségnek, általánosan elterjedt egy összevont  $\nu_{1,0}$  vagy  $\nu_{1,5}$  fajlagos veszteségi szám használata.

E veszteségi számokat ún. *Epstein* készülékben határozzák meg, amelyben adott méretűre (és hengerlési irányban) vágott, egymástól szigetelt lemezeket végeznek méréseket. A pontosan kimért tömegű (1, vagy 5 kg) lemezekből egy négyzetes keretet raknak össze derékszögű átlapolással oly módon, hogy mindegyik oszlop egy kis ellenállású és szórási reaktanciájú szolenoid (átmérőjéhez viszonyítva hosszú) tekercsben foglaljon helyet. Az így elkészített mágneses kör gerjesztőtekercseit változtatható nagyságú, szigorúan szinuszos alakú feszültségforrásra kapcsolják, és mérik adott maximális indukció létrehozásához szükséges hatásos teljesítményt, vagyis a vasveszteséget.

Ugyanezzel a készülékkel veszik fel a lemezanyagok váltakozó áramú mágnesezési görbéit is, amelyeket villamos gépek mágnesezési áramának számításakor használunk.

### 2.3.3. A transzformátor üresjárási árama

Az előző fejezetekben tárgyaltunk az üresjárási áram két összetevőjéről, az  $I_m$  mágnesező ámról és a vasveszteséget fedező  $I_v$  hatásos komponensről. E két összetevő aránya transzformátoroknál 10:1, vagy még nagyobb a mágnesező áram javára. Láttuk, hogy a mágnesező áram időbeni változása eltér a szinuszos alaktól.



$i_{m1}$  a mágnesező áram alapharmonikusa,  $i_{m3}$  a harmadik felharmonikusa,  $i_m$  a mágnesező áram,  $i_w$  a wattos összetevő,  $i_e$  az eredő áram jelalakja

**2.21. ábra** Kis terhelésű transzformátor áramának változása az idő függvényében

Ez az eltérés az üresjárási áramra is jellemző lesz, mivel a szinuszosan változó  $I_v$  összetevő lényegesen kisebb, és ráadásul merőleges a mágnesező áramra.

A 2.21. ábrán egy majdnem üresen járó transzformátor áram jelalakját mutatjuk be. (Az ábrázolhatóság kedvéért a valóságos üresjárási-nál nagyobb wattos áramösszetevőt rajzoltunk.)

Az eredő áramot szemlélve láthatjuk, hogy annak alakja jelentős mértékben eltér a szinuszos görbétől, tetemes felharmonikus tartalmat tartalmaz. E felharmonikusok közül legszámottevőbb a harmadik, jelenléte a szinuszos változású fluxus létrehozásához elengedhetetlen.

A harmadik felharmonikus áramok kialakulása egyfázisú transzformátorok esetén nem ütközik különösebb nehézségbe. A hálózatot terheljük ugyan felharmonikus meddő áramokkal, amelyek abban többletveszteséget okoznak, de a transzformátorban létrehoztuk a szinuszos indukált feszültséget eredményező fluxust. Háromfázisú transzformátoroknál azonban problémák jelentkezhetnek.

Tudjuk, hogy a szimmetrikus, egymáshoz  $120^\circ$ -ra elhelyezkedő áramvektorok eredője zérus, csillagkapcsolásban nincs szükség negyedik vezetőre. A harmadik felharmonikusok azonban az  $\alpha_v = \nu \cdot 120^\circ = 3 \cdot 120^\circ = 360^\circ$  miatt azonos fázisúak lesznek mindhárom fázis-

ban, és kialakulásukhoz csillagkapcsolásban egy negyedik vezetékre van szükség, amelyben az eredőjük:

$$(I_{3e} = I_{U3} + I_{V3} + I_{W3})$$

folyhat (2.22. ábra).

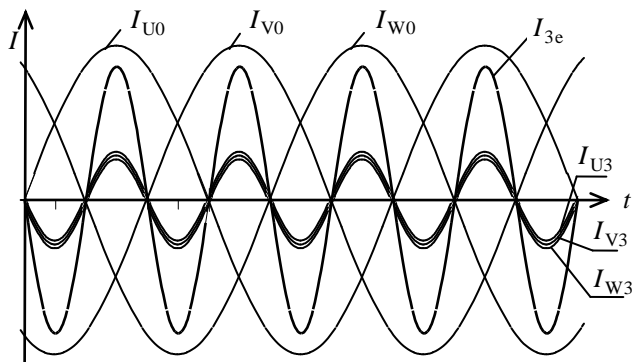
Amennyiben a csillag kapcsolású primer tekercselésnek nincs nullavezetője, amelyen folyhatnának a harmadik felharmonikus áramok, nem tud szinuszos fluxus kialakulni az oszlopokon. Szinuszos áram a vastelítődés miatt csak az 2.23. ábrán bemutatott „belapult” fluxust eredményezi, ekkor az oszlopfluxusok tartalmaznak harmadik felharmonikust. Ezek a három oszlopon egymással fázisban lévén csak ötoszlopos vasmagnál tudnak a vasban záródni, magtípusnál a jármokból kilépve, a szórási utakon záródnak. Az ilyen fluxust nevezik *járomfluxusnak*, amely kilép a vasmagból (2.24. ábra).

A járomfluxusok kialakulását mindenképpen kerülni kell, mert a szórási utakon vasanyaggal találkozva azokban örvényáramú többletvesztéget okoznak, és fenntartásuk (mivel nem vasban záródnak) jelentős meddő teljesítményt igényel.

Amennyiben a primer tekercselés háromszög kapcsolású, akkor az egymással fázisban lévő harmadik felharmonikus mágnesező áramok a tekercselésen belül záródhatnak, az oszlopokon kialakulhat a szinuszos fluxus.

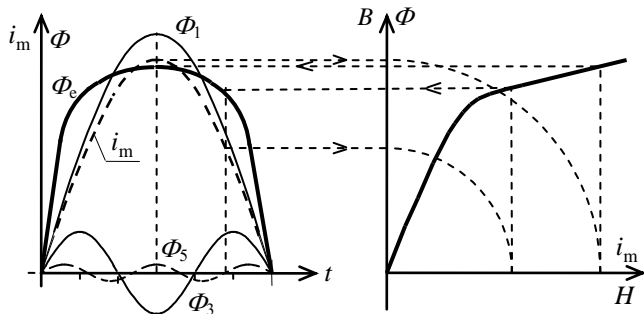
Ilyenkor a hálózat felé az üresjárási áramban nem jelenik meg a mágnesező áramra jellemző harmadik felharmonikus, a vonali áramot oszcilloszkóppal vizsgálva szinusztól alig eltérő áramalakot figyelhetünk meg. Felbontva azonban a háromszöghkapcsolás által zárt áramkört, és ott mérőműszert elhelyezve azt tapasztaljuk, hogy ott jelen van a mágnesező áram harmadik felharmonikusa.

Felismerve a háromszöghkapcsolásnak azt a tulajdonságát, hogy benne a szinuszos oszlopfluxus kialakulásához szükséges harmadik felharmonikusú mágnesező áramok „szabadon” folyhatnak, lehetséges olyan csillagkapcsolású primertekercseléssel rendelkező, magtípusú transzformátort üzemeltetni nulla-vezető nélkül, amelynek szekunder te-

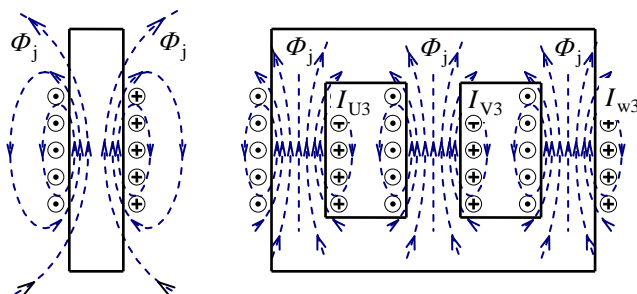


$I_{3e}$ - a csillagkapcsolású transzformátor nullavezetőjében megjelenő harmadik felharmonikus áram

2.22. ábra Harmadik felharmonikus áram elhelyezkedése háromfázisú rendszerben



2.23. ábra Szinuszos áram által létrehozott fluxus és annak harmadik felharmonikusa



2.24. ábra Járomfluxusok megjelenése háromfázisú magtípusú transzformátornál

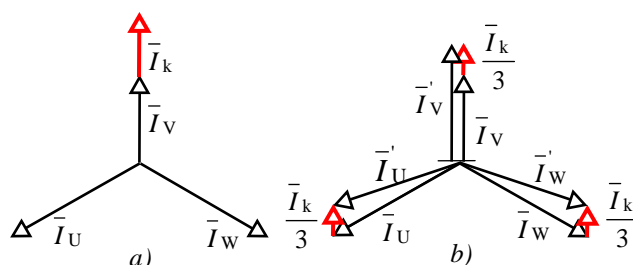
kerceselése háromszög kapcsolású. Az ilyen transzformátorban a járomfluxus kialakulását a szekunder tekercselésben transzformáció útján megjelenő harmadik felharmonikus áram akadályozza. Természetesen ennek is ára van, de az így keletkező veszteségek össze sem hasonlíthatók azokkal, amelyek a háromszöghkapcsolásban folyó köráramok megszakításakor keletkeznének.

A háromfázisú transzformátorok üresjárási áramának tárgyalásakor még egy lényeges dolgot kell megemlítenünk. A háromfázisú magtípusú transzformátor vasmagja mágnesesen aszimmetrikus. A középső oszlophoz tartozó mágneses kör felmágnesezéséhez kisebb mágnesező áramra van szükség, mint a két szélső oszlopéhoz. Ennek következtében a három fázis üresjárási árama is aszimmetrikus lesz, a középső fázis árama 20...40 %-kal kisebb, mint a két szélső fázisé.

A három, egymáshoz képest  $120^\circ$ -ra elhelyezkedő, nem egyenlő nagyságú áramvektort ( $\bar{I}_U, \bar{I}_V, \bar{I}_W$ ) a 2.25. ábrán láthatjuk. E három áram akkor folyhat a fázisvezetőkben, ha eredőjük ( $\bar{I}_k = \bar{I}_U + \bar{I}_V + \bar{I}_W$ ) a nullavezetéken folyik.

Nullavezeték hiánya esetén az egyes fázisokban folyó áramok torzulni fognak oly mértékben, hogy eredőjük nulla legyen. (Ha a fogyasztó és az áramforrás csillagpontja nincs összekötve, az áramvektoroknak zárt háromszöget kell alkotniuk.)

A torzult áramvektorokat a 2.25b ábrán mutatjuk be, amelyek úgy jöttek létre, hogy az eredeti áramvektorok végpontjai egyenlő arányban  $\frac{\bar{I}_k}{3}$  értékkel



**2.25. ábra Háromoszlopos vasmag aszimmetrikus mágnesező áramának vektorai**

a) a nullavezetékben megjelenő  $\bar{I}_k$  áram; b) nullavezeték hiánya esetén torzuló áramok ( $\bar{I}'_U, \bar{I}'_V, \bar{I}'_W$ )

elmozdultak a középső fázis áramvektora-

rának ( $\bar{I}_V$ ) irányába. Az így keletkezett  $\bar{I}'_U, \bar{I}'_V, \bar{I}'_W$  áramrendszer sem szimmetrikus (sem nagyságban, sem fázishelyzetben), de az eredőjük nulla.

A torzulás következtében mindegyik fázisban fellép egy  $\frac{\bar{I}_k}{3}$  nagyságú áramösszetevő, amelyek azonos fázisban vannak. Ezek az azonos fázisú áramok az egyes oszlopokon azonos fázisú fluxusokat hoznak létre, amelyek magtípusnál a vasban nem tudnak záródni, vagyis járomfluxusok keletkeznek. Kiküszöbölésükre egy harmadik, háromszög kapcsolású „meddő” tekercselést lehet használni, ezt nevezik *tercier tekercselésnek*. A gyakorlatban ezt egymenetű *járommenettel* szokták helyettesíteni.

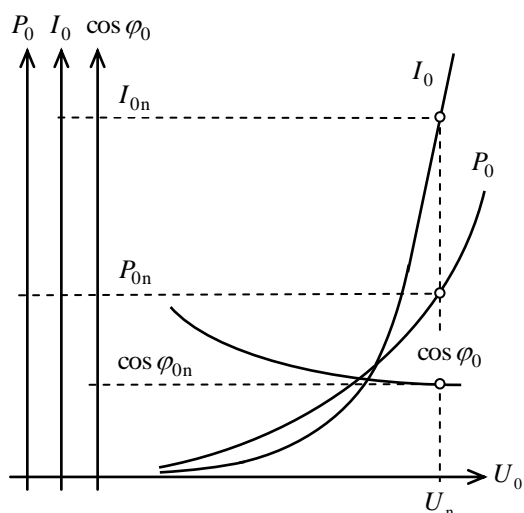
#### 2.3.4. Üresjárási jelleggörbék

A transzformátor lemezttest mágneses igénybevételéről, a lemezelés minőségéről az egyszerű üresjárási mérésnél több információt adnak az üresjárási jelleggörbék. A jelleg-

görbék a tápfeszültség függvényében ábrázolják az üresjárási áram-, a teljesítmény-, valamint  $\cos \varphi$  változását (2.26. ábra).

Az üresjárási teljesítmény mérésével pontosan meghatározhatjuk, hogy hogyan változik a vastestben keletkező veszteség a tápfeszültség függvényében. Az üresjárási teljesítménygörbe alakja jó közelítéssel másodfokú parabola. A vastestben váltakozó fluxus a feszültséggel egyenesen arányos, üresjárásban elenyésző mennyiségű fluxus kényszerül szórási utakra, így a feszültség az indukcióval is arányos lesz. Azt pedig már láttuk, hogy a vasveszteség az indukció négyzetével változik.

A számítottnál nagyobb üresjárási teljesítményfelvétel a vasmag meghibásodására utal.



2.26. ábra Transzformátor üresjárási jelleggörbéi

Ez egyedi esetben lehet a lemezszigetelés sérülése, több darabnál előforduló esetben a kopott kivágószerszám miatti, sorjás lemezek okozta vaszárlat. (A menetzárlat okozta teljesítmény növekedéstől eltekinthetünk, ha a transzformátoron végzett lökőfeszültség próba nem mutatott menetzárlatot.)

Háromfázisú transzformátornál a vasmag aszimmetriája miatt fellépő járomfluxusok idézhetnek elő járulékos veszteségeket a vasmagon kívüli fémrészekben. Ez típushibaként minden egyes darabon jelentkezne, ezért megszüntetéséről már a prototípuson végzett mérések alapján kell gondoskodni.

Az üresjárási áram tulajdonképpen azt a gerjesztést, és ezen keresztül azt a térerősséget ( $N \cdot I = \sum H \cdot l$ ) hozza létre a vasanyagban, amelynek eredménye a váltakozó mágneses tér, az indukció. Az üresjárási áram változása a feszültség függvényében tehát a vastest mágnesezési jelleggörbéje, az adott indukció létrehozásához szükséges gerjesztésről tájékoztat. Mivel a toroid vasmag kivételével a transzformátor vasmagok mágneses köre illesztési légréseket is tartalmaz, a transzformátor mágnesezési görbéje nem azonos a vasmag  $B = f(H)$  görbéjével.

A számítottnál nagyobb értékű áramgörbe illesztési pontatlanságokra, nem megfelelően összeszorított lemezelésre, a meredekebben emelkedő görbe pedig a számítottnál nagyobb indukcióra, gyorsabb telítődésre utal. Ez utóbbit okozhatja a tervezettnél kisebb vaskeresztmetszet beépítése is. (Az előírt menetszámtól való eltérés is okozhat ilyen jellegű hibát, ezt pontos ellenállásméréssel szűrhetjük ki.)

Az üresjárási mérés eredményeinek ismeretében kiszámíthatjuk a helyettesítő vázlat áthidaló ági elemeinek értékeit. Az áthidaló ágban szereplő  $R_v$  ohmos ellenállást a vastestben keletkező vasveszteség, az  $X_m$  reaktanciát a főmező felépítéséhez szükséges meddő teljesítmény leképzésére vezettük be. Ezen (mért) teljesítmények felhasználásával történhet a helyettesítő vázlat áthidaló ági elemeinek kiszámítása.

## 2.4. RÖVIDZÁRÁSI ÜZEMÁLLAPOT

A fejezet részletes tárgyalása előtt egy nagyon fontos dolgot kell tisztáznunk: a transzformátor rövidzárása és rövidzárlata két különböző fogalom.

A transzformátor rövidzárása: egy szekunder oldalon rövidre zárt transzformátor csökkentett feszültségről történő táplálását jelenti vizsgálati célból, amelynél a tekercselésben folyó áram nem-, vagy csak alig lépi túl a névleges értéket.

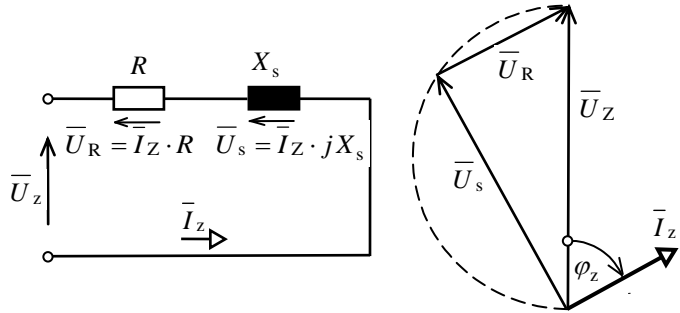
Ezzel szemben transzformátor rövidzárlata esetén egy primer oldalon üzemszerűen névleges feszültségre kapcsolt transzformátor normálistól eltérő üzemállapota, amelynél a szekunder kapcsok véletlenszerűen egymással, vagy a földelés felé kis ellenállással összeköttetésbe kerülnek. Ebben az esetben a tekercselésben a névleges áram többszöröse is folyhatna, amit meg kell akadályoznunk.

A rövidzárási-vizsgálat során a transzformátor tekercseléséről, annak ohmos ellenállásáról és szórási reaktanciájáról kapunk információt. Rövidzárási mérés alapján vehetjük számításba a különböző terheléssel járó, transzformátorokban fellépő feszültségeséseket, és (pl.: párhuzamos üzemben) a terhelés eloszlást az egyes transzformátorok között.

### 2.4.1. Névleges rövidzárási feszültség, a drop

A transzformátor rövidzárási üzemállapotában a csökkentett feszültség miatt a fő-fluxus elenyészően kicsi. A mágneses tér felépítésére, fenntartására fordított meddő- és hatásos teljesítményt ebben az üzemállapotban elhanyagolhatjuk. Ez azt jelenti, hogy a helyettesítő vázlatot egyszerűsíthetjük, kihagyhatjuk belőle az áthidaló ágat. Az egyszerűsített helyettesítő vázlat alapján felrajzolt vektorábrát láthatjuk a 2.27. ábrán.

A rövidrezárt transzformátort jó közelítéssel egy impedanciával helyettesíthetjük, amelynek ohmos összetevője a transzformátor primer- és szekunder tekercselésének azonos feszültségszintre redukált ellenállása, induktív összetevője pedig a tekercselések szórási reaktanciájának összege:



2.27. ábra Egyszerűsített helyettesítő vázlat és vektorábra rövidzárársban

$$Z = (R_1 + R_2') + j \cdot (X_{s1} + X_{s2}') = R + j \cdot X_s. \quad (2.29)$$

Az egyszerűsített helyettesítő vázlat alkalmazásakor nem teszünk különbséget a primer- és a redukált szekunder áram között, a kívánt feszültségszintre redukálva, azonosnak tekintjük azokat.

A rövidzárási feszültséget felbonthatjuk két összetevőre:

$$\bar{U}_z = \bar{I}_z \cdot \bar{Z} = \bar{I}_z \cdot (R + jX_s) = \bar{U}_R + \bar{U}_s. \quad (2.30)$$



Külön jelentőséget tulajdonítunk a névleges rövidzárási feszültségnek, amelynél a névleges áram folyik a rövidrezárt transzformátor tekercseléseiben. A transzformátor adattábláján a névleges teljesítmény ( $S_n$ ), a névleges feszültségek ( $U_{1n}/U_{2n}$ ), és a névleges áramok ( $I_{1n}/I_{2n}$ ) mindig feltüntetettek.

A névleges rövidzárási feszültség névleges feszültségre vonatkoztatott értékét *dropnak* nevezzük:

$$\varepsilon_z = \frac{U_{zn}}{U_n}. \quad (2.31)$$

Névleges feszültség alatt természetesen annak az oldálnak a feszültségét kell érteni, amelyről a rövidrezárt transzformátort tápláljuk.

A rövidzárási feszültséghez hasonlóan a dropot is felbonthatjuk ohmos- és induktív összetevőkre:

$$U_z = \sqrt{U_R^2 + U_s^2}, \quad \text{és} \quad \varepsilon_z = \sqrt{\varepsilon_R^2 + \varepsilon_s^2}. \quad (2.32)$$

Mivel  $\cos \varphi_z = \frac{U_R}{U_z}$ , ebből következően:

$$\varepsilon_R = \frac{U_R}{U_n} = \frac{I_n \cdot R}{U_n} = \varepsilon_z \cdot \cos \varphi_z, \quad \text{és} \quad \varepsilon_s = \frac{U_s}{U_n} = \frac{I_n \cdot X_s}{U_n} = \varepsilon_z \cdot \sin \varphi_z. \quad (2.33)$$

A dropot százalékos formában is szokták használni, szokásos értéke a teljesítménytől függően:  $100\varepsilon_z = 3...8 \%$ .

A drop értékéből következtethetünk a zárlati áram állandósult értékére. Mivel rövidzárársban (és jó közelítéssel zárlatkor is), a mágneses erővonalak szórási utakra kényszerülnek, a rövidzárási impedancia állandónak tekinthető.

E közelítéssel élve:  $Z_z = \frac{U_{zn}}{I_n} = \frac{U_n}{I_z}$ , aminek alapján egy névleges feszültségre kapcsolt transzformátor állandósult zárlati áramának számítható értéke:

$$I_z = \frac{U_n}{U_{zn}} \cdot I_n = \frac{1}{\varepsilon_z} \cdot I_n. \quad (2.34)$$

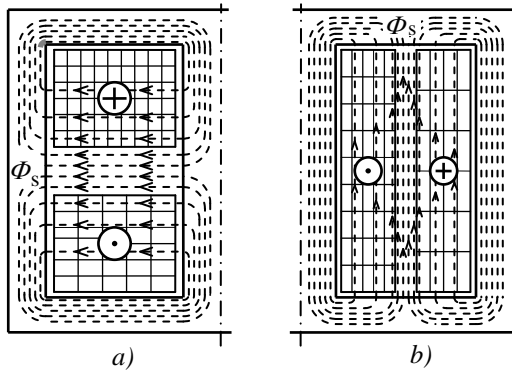
#### 2.4.2. A transzformátor szórási reaktanciája

Rövidzárási üzemállapotban a rövidzárási feszültség és áram nagyságát és fázishelyzetét a transzformátor zárlati impedanciája határozza meg. A zárlati impedancia jelentős komponense a tekercselés szórási reaktanciája ( $R : X_s = 1 : 2$ ).

A szórási reaktancia a rövidzárási feszültség meddő komponensében jut kifejezésre:

$$\bar{U}_s = \bar{I} \cdot j(X_{s1} + X'_{s2}). \quad (2.35)$$

Tudjuk, hogy a reaktancia felírható  $X = 2\pi \cdot f \cdot L$  alakban, ahol az induktivitás  $L = \frac{d\Psi}{dI}$ , vagy a legegyszerűbb esetben:  $L = \frac{N \cdot \Phi}{I} = N^2 \cdot A$ .



**2.28. ábra Szórási fluxusok eloszlása**  
a) tárcsás és b) hengeres tekercselésnél

A szórási induktivitásokra viszont az a jellemző, hogy a szórási fluxusok nem kapcsolódnak minden menettel. A szórási fluxusok eloszlását mutatjuk be az 2.28. ábrán.

Láthatjuk, hogy a tekercsfluxus csak a részfluxusok menetenkénti összegzésével, a mágneses vezetést pedig a menetekhez tartozó fluxuscatornák vezetéseinek összegzésével kaphatjuk meg:

$$L_s = \frac{\sum \Phi_{sx} \cdot N_x}{I} = \sum N_x^2 \cdot A_x. \quad (2.36)$$

Egyszerűsíthetjük a megoldást, ha feltételezzük, hogy:

- ✚ a tekercsek az erővonalak irányában teljesen kitöltik az ablakot;
- ✚ a két tekercs menetszáma egyenlő, vagyis a szekunder tekercs redukált menetszámával számolunk;
- ✚ a tekercseket körülfogó vastest mágneses vezetőképessége végtelen nagy.

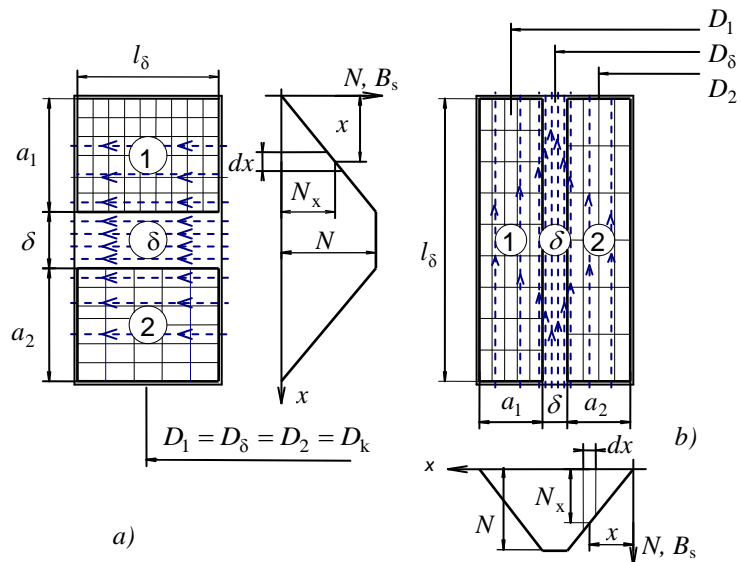
Az egyszerűsítések alapján újrarajzolhatjuk az erővonalképet, és bejelölhetjük az egyes csatornák mágneses vezetőképességét meghatározó geometriai méreteket. Mivel a fluxusok útjában mágneses ellenállásként csak a levegőt tekintjük, a légrésben (ablakban) lévő indukció arányos lesz az erővonalak által körbefogott menetszámmal.

A 2.29. ábrán feltüntettük az erővonalakra merőleges irányban a körbefogott menetek változása mellett az indukció változását is.

A fluxuscatornákat három csoportba osztva (1,  $\delta$ , 2), és kiszámítva az egyes csoportok mágneses vezetését, ill. szórási induktivitását, megkaphatjuk az eredő szórási induktivitást:

$$L_s = L_{s1} + L_{s\delta} + L_{s2}. \quad (2.37)$$

Legkönnyebb dolgunk a  $\delta$  jelű csatornával van, mert itt az erővonalak állandó  $N$  menetszámmal kapcsolódnak, és a mágneses vezetés is egyszerűen számítható. A fluxuscatorna keresztmetszete:  $D_\delta \cdot \pi \cdot \delta$ , a csatorna hossza:  $l_\delta$ , mágneses vezetése pedig:



**2.29. ábra A menetszám és a szórási indukció eloszlása a transzformátor ablakban**  
a) tárcsás és b) hengeres tekercsnél.

$$A_{\delta} = \mu_0 \cdot \frac{D_{\delta} \cdot \pi \cdot \delta}{l_{\delta}}. \quad (2.38a)$$

A szórási induktivitás ezek alapján:

$$L_{s\delta} = N^2 \cdot A = N^2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{D_{\delta} \cdot \pi \cdot \delta}{l_{\delta}}. \quad (2.38b)$$

Az 1 és 2 jelölésű csatornáknál azonos problémával találkozunk. Nevezetesen, a 2.29. ábrán kijelölt  $dx$  szélességű csatornában lévő fluxus  $\frac{N \cdot x}{a}$  menetszámmal kapcsolódik.

A csatorna mágneses vezetése:

$$A_{dx} = \mu_0 \cdot \frac{D \cdot \pi \cdot dx}{l_{\delta}}, \quad (2.39)$$

szórási induktivitása pedig:

$$L_{sdx} = \left( \frac{N \cdot x}{a} \right)^2 \cdot A_{dx} = \frac{N^2}{a^2} \cdot \mu_0 \cdot \frac{D \cdot \pi}{l_{\delta}} \cdot x^2 \cdot dx. \quad (2.40)$$

E szórási induktivitásokat kell összegeznünk pl. az 1 jelölésű csatornában nullától  $a_1$ -ig:

$$L_{s1} = \int_0^{a_1} \frac{N_1^2}{a_1^2} \cdot \mu_0 \cdot \frac{D_1 \cdot \pi}{l_{\delta}} \cdot x^2 \cdot dx = \frac{N_1^2}{a_1^2} \cdot \mu_0 \cdot \frac{D_1 \cdot \pi}{l_{\delta}} \cdot \int_0^{a_1} x^2 \cdot dx = \frac{N_1^2}{a_1^2} \cdot \mu_0 \cdot \frac{D_1 \cdot \pi}{l_{\delta}} \cdot \frac{a_1^3}{3}.$$

A fentiek alapján:

$$L_{s1} = N_1^2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{D_1 \cdot \pi}{l_{\delta}} \cdot \frac{a_1}{3}, \text{ és } L_{s2} = N_1^2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{D_2 \cdot \pi}{l_{\delta}} \cdot \frac{a_2}{3}. \quad (2.41)$$

Tárcsás tekercselésre az eredő szórási reaktancia egyszerűbb alakban felírható, mivel  $D_1 = D_{\delta} = D_2 = D_k$ , így

$$L_s = N_1^2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{D_k \cdot \pi}{l_{\delta}} \cdot \left( \delta + \frac{a_1 + a_2}{3} \right), \quad (2.42)$$

$$\text{és} \quad X_s = \omega \cdot L_s. \quad (2.43)$$

A módszer nem csak az eredő szórási reaktancia kiszámítására alkalmas. A két reaktancia szétválasztásához a légréscsatorna szórását elfelezzük, és a szekunder tekercs redukált menetszámmal számolunk.

A gyakorlatban az  $U_M = \frac{U_{1n}}{N_1} = \frac{U_{2n}}{N_2}$  menetfeszültség ismeretében (az egyfázisú transz-

formátorok teljesítménye, illetve háromfázisú transzformátorok esetén az egy oszlopra számított teljesítménye) alapján határozhatjuk meg a drop meddő összetevőjét a (2.44) összefüggéssel:

$$\varepsilon_s = 2\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \frac{l_k}{l_s} \cdot \left( \delta + \frac{a_1 + a_2}{3} \right) \cdot \frac{S_n}{U_M^2}, \quad (2.44)$$

ahol  $l_k$  a közepes menethossz,  $l_s$  a tekercsek sugárirányú mérete.

### 2.4.3. A tekercsveszteség

A rövidzárási impedancia másik összetevője a tekercselések redukált ellenállásának összege. A transzformátor rövidzárásában felvett teljesítmény a tekercselésekben hővé alakul. Ha a névleges rövidzárási pontban vagyunk, akkor a tekercselésekben a névleges áram folyik, a felvett teljesítmény megegyezik a névleges terhelésű transzformátor tekercsveszteségével:  $P_{zn} = P_{tn}$ .

A transzformátor dropjának ohmos összetevője:

$$\varepsilon_R = \frac{I_n \cdot (R_1 + R_2')}{U_n}. \quad (2.45)$$

Ha a törtet bővítjük az  $I_n$  árammal, akkor az

$$\varepsilon_R = \frac{I_n \cdot (R_1 + R_2') \cdot I_n}{U_n \cdot I_n} = \frac{I_n^2 \cdot (R_1 + R_2')}{S_n} = \frac{P_{tn}}{S_n} \quad (2.46)$$

összefüggést kapjuk, vagyis a transzformátor névleges tekercsveszteségét megkaphatjuk a drop ohmos összetevőjének és a névleges teljesítménynek a szorzatából:

$$P_{tn} = \varepsilon_R \cdot S_n. \quad (2.47)$$

Eddigi tanulmányaink során már tudjuk, hogy egy tekercs ohmos hidegellenállását a geometriai adataiból számítással  $\left( R_h = \rho_h \cdot \frac{N \cdot l_k}{q_{\text{réz}}} \right)$ , vagy egyenáramú táplálással történő ellenállásméréssel határozhatjuk meg.

A transzformátor tekercselésében azonban váltakozó áram folyik, és az általa okozott veszteség alakul hővé. A tekercselések, mint azt az előző fejezetben láthattuk, szórt fluxusok mágneses terében vannak. A szórt fluxusok keltette örvényáramok, és a váltakozó áram okozta áramkiszorítás (szkín-hatás) miatt a transzformátor tekercselésében több veszteség keletkezik, mint azt a tekercselések ellenállásából és az átfolyó áram négyzetéből számolnánk. A többletveszteség úgy jelentkezik, mintha a váltakozó árammal táplált transzformátor tekercseinek megnőtt volna az ellenállása az egyenárammal mért, vagy geometriai adatokból számított ellenálláshoz képest.

A transzformátor rövidzárási vizsgálatakor már ez a látszólag megnövekedett ún. *váltakozóáramú ellenállás* mérhető, a rövidzárási mérés alapján ezeket az ellenállásokat tudjuk meghatározni.

A transzformátor tekercseinek a helyettesítő vázlatban szereplő váltakozóáramú ellenállásait azonban számítással is meghatározhatjuk. Egy tapasztalati képlet segítségével kiszámíthatunk egy tényezőt, amellyel megszorozva a geometriai adatokból számított ellenállást, figyelembe vehetjük a járulékos veszteséget.

$$P_{\text{tek}} = k_{\text{tr}} \cdot I^2 \cdot R. \quad (2.48)$$

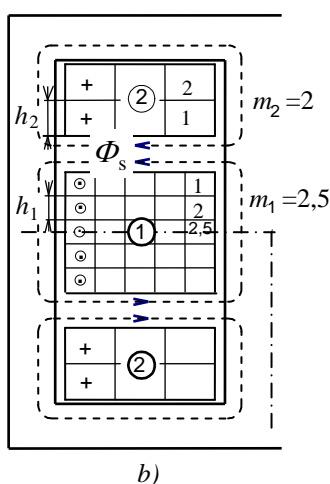
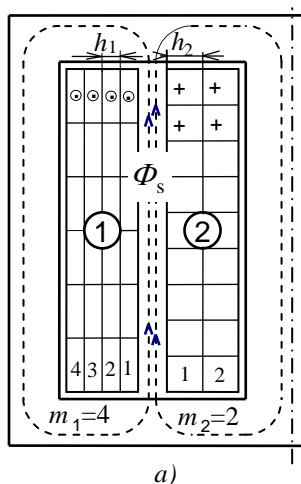
Gyakorlati tapasztalatok alapján a  $k_{tr}$ , az áramkiszorítás és az örvényáramok okozta többletvesztéseget figyelembe vevő tényező transzformátoroknál:

$$k_{tr} = 1 + \frac{m^2 - 0,2}{c} \cdot h^4, \quad (2.49)$$

ahol:

- $m$  a szórtfluxus irányára merőleges rétegek száma,
- $h$  a szórtfluxus irányára merőleges vezetőméret,
- $c$  a vezető anyagától és alakjától függő állandó.

A 2.30a ábrán egy hengeres tekercselrendezést láthatunk a szórasi útvonalak bejelölésével. Az 1 jelű, nagyobb feszültségű tekercsben  $m_1 = 4$  rétegben helyeztük el a vezetőket,



**2.30. ábra** Magyarázó ábra a váltakozó áramú többletvesztéseget figyelembevevő tényező számításához  
a) hengeres; b) tárcsás tekercselrendezés esetére

melyeknek magassága, vastagsága, vagy sugárirányú mérete  $h_1$ . Az elnevezés lényegtelen, a lényeges az, hogy ennek a méretnek az iránya a légrésben haladó fluxusra merőleges irányban legyen értelmezve. A 2 jelű kisebb feszültségű tekercsben a rétegek száma  $m_2 = 2$ , és a vezető  $h_2$  irányú méretével kell számolnunk.

A 2.30b ábrán egy tárcsás típusú tekercselést mutatunk be. A kisebb feszültségű tekercselés két részre van osztva, két mágnesesen szimmetrikus csoportra bonthatjuk

az elrendezést. A két csoport azonos  $k_{tr}$  tényezővel rendelkezik. Ebben az elrendezésben  $h_1$  és  $h_2$  a vezető szélessége, vagy axiális irányú mérete, ez az irány merőleges a két tekercs közti légrésben haladó szórasi fluxusra. Ebben az irányban az egymás mellett elhelyezkedő vezetők száma a 2 jelű tekercsnél  $m_2 = 2$ . Az 1 jelű tekercsnél ugyan öt vezetőt helyeztünk el egymás mellett, de a mágnesesen kiegyenlített csoportra bontás miatt csak  $m_1 = 2,5$  „rétegszámot” kell figyelembe vennünk.

A  $c$  konstans értéke függ a vezető alakjától és anyagától:

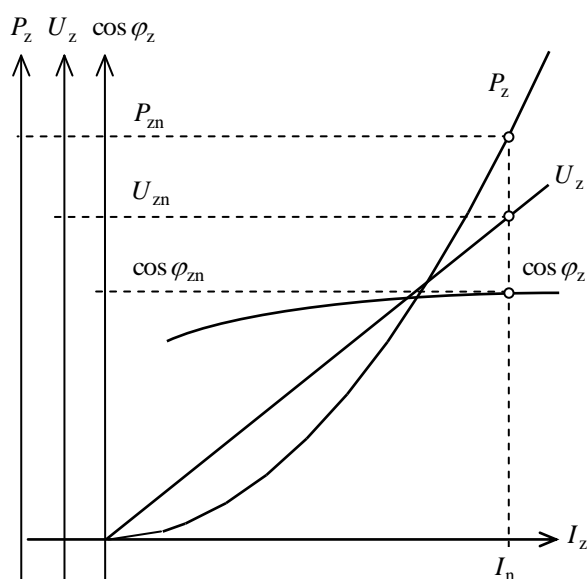
Négyszög keresztmetszetű vezetők esetén	vörösréznel:	$c = 9 \text{ cm}^4$
	alumíniumnál:	$c = 23 \text{ cm}^4$
Kör keresztmetszetű vezetők esetén	vörösréznel:	$c = 15 \text{ cm}^4$
	alumíniumnál:	$c = 39 \text{ cm}^4$

Kör keresztmetszetű vezetőnél a  $h$  értékének a vezető átmérőjét kell tekinteni. A  $c$  konstans mértékegységéből következően  $h$  értéke cm-ben helyettesítendő a képletbe, és felsorolt értékei 50 Hz frekvenciára vonatkoznak.

## 2.4.4. Rövidzárási jelleggörbék

A rövidzárási jelleggörbék felvételekor változtatható feszültségforrásról tápláljuk a szekunder oldalon rövidrezárt transzformátort, és mérjük a tápfeszültséget, valamint a transzformátor felvett áramát és hatásos teljesítményét.

A transzformátor üresjárási és rövidzárási jelleggörbéinek felvételét tetszés szerinti (kisebb, vagy nagyobb feszültségű) oldalról is végezhetjük, a kérdést az dönti el, hogy a rendelkezésünkre álló eszközökkel (mérőműszer és áramforrás), melyik oldalról végezhető el könnyebben és pontosabban a vizsgálat. A mérésnél a tápfeszültséget olyan tartományban kell változtatnunk, hogy a mérési pontok a transzformátor névleges áramának közelében legyenek, a mért adatok alapján a jelleggörbét biztonsággal megrajzolhassuk.



2.31. ábra Transzformátor rövidzárási jelleggörbéje

A rövidzárási jelleggörbéken a felvett áram függvényében ábrázoljuk a transzformátor rövidzárási feszültségét (amivel tápláljuk a rövidrezárt transzformátort), és a rövidzárási teljesítményt (2.31. ábra).

Mivel a rövidrezárt transzformátort csökkentett feszültségről tápláljuk, és a tekercsek fluxusai szórési utakon záródnak, a vasmag mágneses telítődése nem befolyásolja az áram és feszültség közötti összefüggést.

A rövidzárási feszültség és áram közötti kapcsolat lineáris, a jelleggörbe egyenes lesz. (Kisteljesítményű transzformátoroknál kis rövidzárási áramoknál tapasztalható némi elhajlás.)

A jelleggörbét kiértékelve meghatározhatjuk a névleges áramhoz tartozó névleges rövidzárási feszültséget és a rövidzárási teljesítményt. Ezek az adatok a transzformátor dropjának és a névleges áramhoz tartozó tekercsveszteségének meghatározásához szükségesek. (A mérési adatokból szokásos még a  $\cos \varphi_z$  rövidzárási teljesítménytényező értékének kiszámítása is, amely elvileg vízszintes egyenes az áram függvényében.) Gyakorlatilag az áram növekedésével a  $\cos \varphi_z$  fokozatosan megy át vízszintes egyenesbe.

A névleges rövidzárási adatok birtokában kiszámíthatjuk az egyszerűsített helyettesítő vázlat elemeit. A névleges rövidzárási teljesítményből és áramból közvetlenül számítható az azonos feszültség szintre redukált tekercsellenállások eredője:

$$R_1 + R_2' = \frac{P_{zn}}{I_{1n}^2}, \text{ vagy } R_1' + R_2 = \frac{P_{zn}}{I_{2n}^2}. \quad (2.50)$$

A tekercsveszteségek kapcsán egy fontos körülményre kell felhívunk a figyelmet. Ismert jelenség, hogy a tekercselés hőmérsékletétől függően változtatja ellenállását. Egy

tekercselés ellenállásának szabatos meghatározásához tehát szervesen hozzátartozik a tekercselés hőmérsékletének megadása is.

Mivel a névleges tekercselési veszteség nemcsak az áramtól függ, a névleges tekercsveszteség meghatározásánál azt is rögzítenünk kell, hogy milyen hőmérsékletű tekercselésre vonatkozik ez az adat. A transzformátor üzemeltetése során, a terheléstől függően változik a tekercselés hőmérséklete, és ezzel együtt ellenállása.

A réz- és alumínium tekercselések ellenállását a gyakorlatban előforduló hőmérséklet határok között átszámíthatjuk más hőmérsékletre a közöttük lévő egyenes arányosság alapján.

Egy  $\theta_h$  környezeti hőmérsékleten lemerített tekercs ellenállását a szabvány által igényelt 75 °C -ra a (2.51) összefüggéssel számíthatjuk át:

$$R_{75} = R_h \cdot \frac{235 + 75}{235 + \theta_h}. \quad (2.51)$$

Nem ilyen egyszerű azonban transzformátor tekercsveszteségének átszámítása a mérési hőmérséklettől eltérő hőmérsékletre. Ugyanis az egyenáramú ellenállásmérésből számított tekercsveszteség a hőmérséklettel lineárisan nő, míg a járulékos lineárisan csökken. Korrekt eljárás tehát az lenne, ha a tekercsveszteséget közel üzemi hőmérsékletű tekercselésen állapítanánk meg.

A helyettesítő vázlat eredő reaktanciáját a rövidzárási meddő teljesítmény ismeretében számíthatjuk. A felvett látszólagos teljesítmény:  $S_{zn} = U_{zn} \cdot I_n$ .

A névleges rövidzárási teljesítményt ismerve, a meddő teljesítmény egyszerűen számítható:

$$Q_{zn} = \sqrt{S_{zn}^2 - P_{zn}^2}. \quad (2.52)$$

Ennek alapján az eredő szórási reaktancia:

$$X_{s1} + X_{s2}' = \frac{Q_{zn}}{I_{n1}^2}, \quad \text{vagy} \quad X_{s1}' + X_{s2} = \frac{Q_{zn}}{I_{n2}^2}. \quad (2.53)$$

Háromfázisú transzformátorok esetén a helyettesítő vázlat elemeit egy fázisra kell vonatkoztatni, ezért fázisértékekkel kell számolunk.

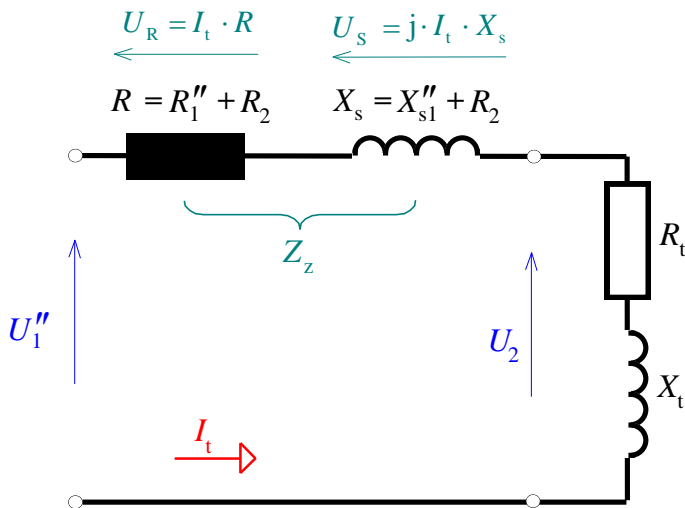
## 2.5. TRANSZFORMÁTOR ÜZEME

### 2.5.1. A transzformátor feszültségváltozása

A transzformátor üzemi viselkedésére jellemző, és a legtöbb ország szabványában is definiált adat a transzformátor feszültségváltozása. Feszültségváltozás alatt a névleges feszültséggel táplált transzformátor szekunder üresjárási ( $U_{20}$ ) és terhelési kapocsfeszültségének ( $U_2$ ) a különbségét értjük:

$$\Delta U = U_{20} - U_2. \quad (2.54)$$

Terhelés hatására a transzformátor tekercselésén átfolyó áram annak ohmos ellenállásán és szórási reaktanciáján feszültségesést okoz. A feszültségesés miatt a terheléstől függően változni fog a transzformátor szekunder feszültsége az üresjárásihoz képest, annak ellenére, hogy állandó primer tápfeszültséget biztosítunk.



2.32. ábra Szekunder oldalra redukált helyettesítő vázlat a terhelés hatására bekövetkező feszültségváltozás vizsgálatához

A terhelés váltakozó áram lévén, nemcsak nagyságával, hanem a fázishelyzetével is befolyásolja a szekunder feszültséget. A helyettesítő vázlat tárgyalásakor a 2.6. ábrán láthattuk, hogy a terhelés jellege (a szekunder áram fázishelyzete a feszültséghez képest) hogyan változtatja a szekunder feszültség nagyságát és fázishelyzetét.

Mivel a fogyasztót az üresjárásihoz képest a terhelés hatására bekövetkező szekunder feszültségváltozás érdekli, a következőkben szekunder oldalra redukált helyettesítő vázlat segítségével vizsgáljuk a je-

lenségeket. Lényegesen egyszerűsíthetjük vizsgálatainkat és nem követünk el számottevő hibát, ha az egyszerűsített helyettesítő vázlattal dolgozunk. Egyszerűsített helyettesítő vázlat esetén üresjárásban a szekunder oldalra redukált  $\bar{U}_1''$  primer feszültség megegyezik az  $\bar{U}_{20}$  üresjárási szekunder feszültséggel.

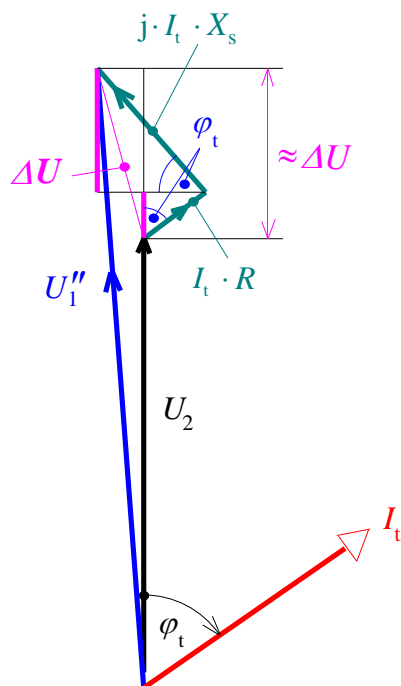
Tovább egyszerűsíthetjük az egyenletek és vektorok felírását, ha az  $\bar{U}_1''$  redukált tápfeszültséget ezen túl  $\bar{U}_0$ -val jelöljük. Az így módosított helyettesítő vázlatot a 2.32. ábrán láthatjuk.

A helyettesítő vázlat alapján felírhatjuk, hogy  $\bar{U}_{20} = \bar{U}_2 + \bar{U}_z$ , ahol  $\bar{U}_z$  nagyságát az adott terhelőáramhoz tartozó rövidzárási feszültség, a vektor helyzetét pedig a terhelőáram fázishelyzete határozza meg.

A 2.33. ábrán azonos nagyságú, de különböző teljesítménytényezőjű áram által létrehozott feszültségváltozásokat rajzoltunk meg. A vektorábrákon bejelöltük a kört, melyen az állandó nagyságú terhelőáram végpontja mozog. Megfigyelhetjük, hogy  $\bar{U}_2$  végpontja is körön mozog, amelynek sugara  $U_z$ , az adott áramhoz tartozó rövidzárási feszültség. A kör középpontja az  $\bar{U}_{20}$  feszültségvektor végpontja.

(A vektorábrák az ábrázolhatóság miatt nem tükrözik a valóságos nagyságrendeket, mert  $U_{zn} = 0,03...0,08 \cdot U_n$ .) A feszültségesések levezetésénél azzal a közelítéssel élünk, hogy  $\varphi_t$ -t az  $\bar{U}_{20}$  primer feszültséghez viszonyítjuk ( $\varphi_1 = \varphi_2 \approx \varphi_t$ ).





2.34. ábra A feszültségváltozás vizsgálata

A transzformátor üzemeltetőjét elsősorban az üresjárási feszültség effektív értékének és a terhelés alatti kapocsfeszültség effektív értékének a különbsége érdekli, amit az  $U_{20}$  és  $U_2$  feszültségek abszolút értékének különbsége fejez ki:

$$\Delta U = |U_{20}| - |U_2|. \quad (2.55)$$

A két feszültség nagyságrendjét és fázishelyzetét figyelembe véve, az abszolút értékek közötti különbséget közelíthetjük oly módon, hogy egyik vektor végpontját a másik hatásvonalára merőlegesen vetítjük, és így képezzük a különbséget.

A 2.34. ábrán egy induktív terhelés esetére érvényes terhelési vektorábra látható, amelynek alapján  $\Delta U$  értékét számíthatjuk.

Az ábrán látható módon  $\Delta U$ -t két összetevőre bontottuk:

$$\Delta U = \Delta U_R + \Delta U_X = I_t \cdot R \cdot \cos \varphi_t + I_t \cdot X_s \cdot \sin \varphi_t \quad (2.56)$$

Emlékeztetve a (2.29) összefüggésre:  $R = Z_z \cdot \cos \varphi_z$

és  $X_s = Z_z \cdot \sin \varphi_z$ , írhatjuk:

$$\Delta U = I_t \cdot (Z_z \cdot \cos \varphi_z \cdot \cos \varphi_t + Z_z \cdot \sin \varphi_z \cdot \sin \varphi_t). \quad (2.57)$$

Felhasználva a  $\cos(\alpha - \beta) = \cos \alpha \cdot \cos \beta + \sin \alpha \cdot \sin \beta$  trigonometrikus összefüggést:

$$\Delta U = I_t \cdot Z_z \cdot \cos(\varphi_z - \varphi_t) = U_z \cdot \cos(\varphi_z - \varphi_t). \quad (2.58)$$

Összegzésül megállapíthatjuk, hogy a transzformátor terhelés hatására bekövetkező feszültségváltozását meghatározza:

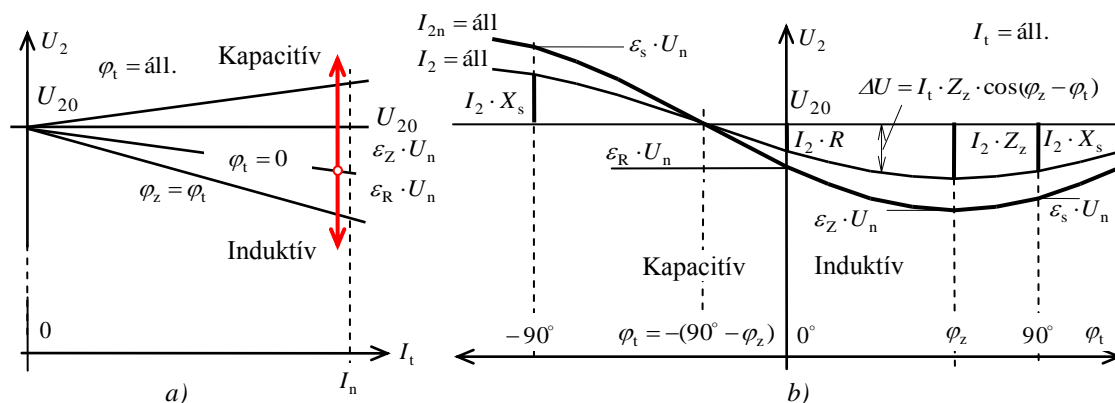
- ✚ a terhelőáram  $I_t$  nagysága és  $\varphi_t$  fázishelyzete,
- ✚ a transzformátor  $Z_z$  rövidzárási impedanciája és annak összetevőit leíró rövidzárási fázisszög ( $\varphi_z$ ).

Amennyiben kapacitív jellege van a terhelésnek, a terhelőáram siet a feszültséghez képest (pl.: egy túlgerjesztett szinkron motort táplál a transzformátor), akkor a  $\Delta U$  feszültségváltozást az eddig használt egyenlettel most is meghatározhatjuk, csak  $\varphi_t$  előjelét kell a terhelés jellegének megfelelően értelmeznünk. Ha meddő teljesítmény fogyasztás esetén (induktív jellegű terhelés) pozitív előjelű volt a  $\varphi_t$ , akkor meddő teljesítmény termelésekor (ha az áram siet a feszültséghez képest), a  $\varphi_t$ -t negatív előjellel kell figyelembe venni. A kapacitív jelleg növekedésekor lesz egy határ, mikor a feszültségváltozás nulla lesz. Ennél kapacitívabb terhelés esetén a transzformátor feszültsége emelkedni fog,  $U_2 > U_{20}$ .

A feszültségesés és emelkedés közti határon  $\Delta U = 0$ , ekkor:

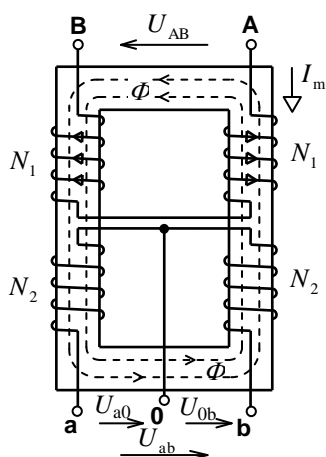
$$\Delta U = U_z \cdot \cos(\varphi_z - \varphi_t) = 0 \text{ alapján } \varphi_z - \varphi_t = 90^\circ, \text{ azaz } -\varphi_t = 90^\circ - \varphi_z.$$

A 2.35a ábrán a szekunder kapocsfeszültség változását tüntettük fel a terhelőáram nagyságának, a b ábrán a terhelés fázisszögének a függvényében.



2.35. ábra A transzformátor terheléstől függő feszültségváltozása

a) a terhelő áram változik állandó fázisszög mellett; b) a fázisszög változik és a terhelő áram nagysága állandó



2.36. ábra Középmegcsapolású transzformátor

Az ábrákból láthatjuk, hogy maximális feszültségesés adott terhelőáramnál akkor következik be, ha a terhelés teljesítménytényezője megegyezik a transzformátor rövidzárási teljesítménytényezőjével:  $\varphi_t = \varphi_z$ .

## 2.5.2. Egyenlőtlen terhelés

Ha a transzformátor szekunder oldalához csatlakozó hálózaton a fogyasztók számára kétféle feszültséget kívánunk biztosítani, akkor a szekunder tekercselést kivezetett nulla ponttal, a hálózatot, pedig nullavezetővel kell készítenünk. Szemléletes példája ennek a háromfázisú fogyasztói rendszer, ahol a háromfázisú fogyasztókat (pl.: a motorokat) a 400 V-os (régiben 380 V-os) feszültségkülönbségű fázisvezetőkre, a „vonatra” kapcsolják, az egyfázisú fogyasztókat (pl.: a világítást) pedig a 231 V-os (régiben 220 V-os) feszültségkülönbségű fázis és nullavezető közé. (Lehetséges persze 400 V névleges feszültségű egyfázisú fogyasztó is, pl.: a fűtőtest.)

Abban az esetben, ha a nullavezető (ami rendszerint földpotenciálón van), és a fázisvezetők közé nem azonos teljesítményű fogyasztókat kapcsolunk, a nullavezetékben áram fog folyni, az egyes fázisokat egyenlőtlenül fogjuk terhelni.

Bár az aszimmetrikus terhelés jellemzően háromfázisú transzformátoroknál fordul elő, a jobb megértés érdekében vizsgáljuk a jelenséget először egyfázisú transzformátorok esetén.

## 1. Egyenlőtlen terhelés egyfázisú transzformátorok esetén

Hogyan hozhatunk létre egyfázisú transzformátorral, kétféle feszültségszinttel rendelkező hálózatot? Példaként vizsgáljuk meg a 2.36. ábrán bemutatott kapcsolást!

A magtípusú transzformátor mindkét oszlopán  $N_1$  primer, és  $N_2$  menetszámú szekunder tekercset helyeztünk el. A két-két tekercset a gerjesztési irányok figyelembe vételével sorbakötöttük, és a szekunder tekercselésnél a közös pontot is kiveztettük.

A primer tekercselésre  $U_{AB}$  feszültséget kapcsolva létrejön a  $\Phi$  főfluxus, amely a vele kapcsolódó menetekben  $\frac{U_{AB}}{2 \cdot N_1}$  menetfeszültséget indukál.

$$\text{Ennek következtében } U_{a0} = \frac{U_{AB}}{2 \cdot N_1} \cdot N_2 \text{ és } U_{0b} = \frac{U_{AB}}{2 \cdot N_1} \cdot N_2, \text{ így } U_{ab} = \frac{U_{AB}}{N_1} \cdot N_2$$

feszültségek jelennek meg a megfelelő kapcsokon.

Terhelést kapcsolva az **ab** kapcsokra, az  $U_{ab}$  feszültség hatására olyan irányú  $I_2$  áram indul a szekunder körben, amely a  $\Phi$  főfluxust csökkenti. Ennek ellensúlyozására a primer tekercsben az áram megnő  $I_1$  értékre (lásd a 2.37. ábrát).

Ahhoz, hogy a főfluxus értéke ne változzon, a gerjesztési törvény értelmében (a főfluxus útját választva zárt görbének), a transzformátor ablakában a gerjesztések előjeles összege nem változhat. Ez azt jelenti, hogy:  $-N_1 \cdot \bar{I}_1 - N_1 \cdot \bar{I}_1 + N_2 \cdot \bar{I}_2 + N_2 \cdot \bar{I}_2 = 0$ , azaz

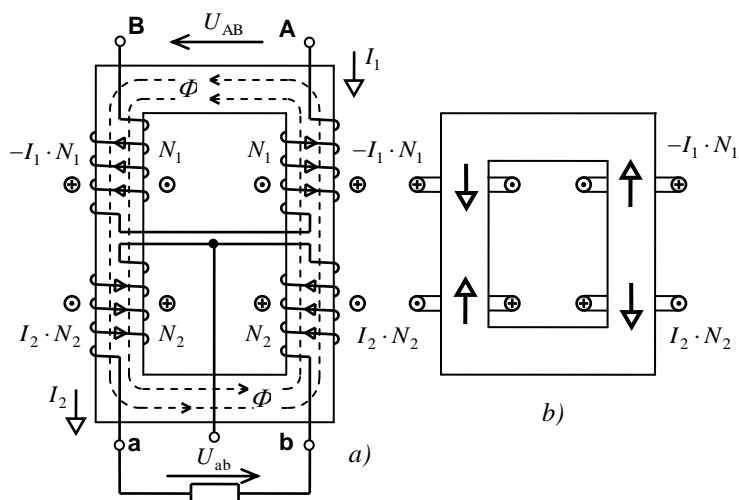
$$\bar{I}_1 \cdot N_1 = \bar{I}_2 \cdot N_2. \quad (2.59)$$

A 2.37b ábrába berajzoltuk az egyes oszlopokon lévő gerjesztéseket. Látható, hogy azok egyensúlyban vannak, a  $\Phi$  főfluxus az üresjárási állapothoz képest változatlan formában fennmaradhat.

Mi a helyzet, ha szélsőséges példaként, csak az első oszlopon elhelyezett tekercs **a0** kapcsaira kötünk terhelést, a transzfor-

mátort egyoldalúan terheljük?

Az  $U_{a0}$  feszültség hatására az előző példához hasonló irányú  $I_2$  áram indul meg az áramkörben, amely  $I_2 \cdot N_2$  sze-



2.37. ábra Áram és gerjesztési irányok szimmetrikus terhelésnél  
a) a nullavezetőben nem folyik áram; b) az oszlopokon a gerjesztések egyensúlyban vannak

Ha az előző példa jelöléseinél maradunk, ez csak  $\frac{I_1}{2}$  áramfelvételt okoz a primer oldalon, mert:

$$\bar{I}_2 \cdot N_2 = \frac{\bar{I}_1}{2} \cdot 2N_1 = \bar{I}_1 \cdot N_1. \quad (2.60)$$

(Teljesítmény oldalról is indokolt a primer áram feleződése, hiszen a transzformátort fele teljesítménnyel terheljük.)

A 2.38b ábrába oszloponként berajzoltuk a gerjesztéseket. Láthatjuk, hogy mindkét oszlopon egyirányú,  $\frac{1}{2} \cdot \bar{I}_1 \cdot N_1$  nagyságú kiegyenlítőlen gerjesztés jelenik meg, ami az oszlopokon azonos irányú járomfluxusok keletkezését eredményezi, melyek nem a vasmagban záródnak.

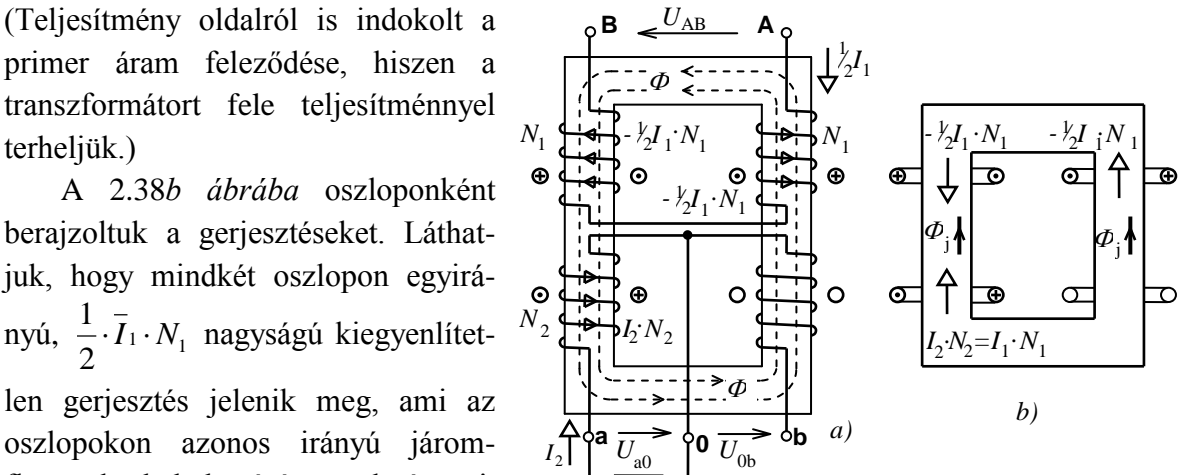
A járomfluxusok ebben az esetben nem csak többletvesztéset okoznak a környezetben történő záródásukkal, hanem torzítva a főfluxus eloszlását a vasmagban, a 0 kapocs potenciáljának eltolódását eredményezik **a** és **b** kapcsokhoz képest. Az eltolódás mértéke a terhelőáram nagyságán kívül a fázishelyzetétől is függ.

Az egyenlőtlen terhelés okozta nullponteltolódás kiküszöbölésére több megoldás is született.

A 2.39a ábrán a két oszlop gerjesztési egyensúlya érdekében egy harmadik tekercselést helyeznek el a transzformátor két oszlopán. A tercier tekercselés két egyforma félből áll, és a két tekercsfél egymással szembe van kapcsolva. A zárt tekercselésben eredő feszültség akkor keletkezik, ha a két oszlopban egyirányú fluxus jelenik meg, vagyis járomfluxus esetén. A feszültség hatására meginduló áram gerjesztése a járomfluxusokat csökkenti, de megszüntetni nem tudja, hiszen az hozza létre a feszültséget. A tekercsben

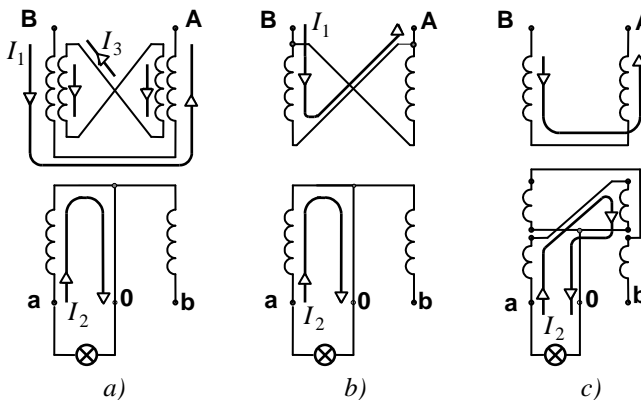
keletkező veszteség rontja a transzformátor hatásfokát, kihasználhatóságát.

A 2.39b ábrán közölt megoldásnál a két félből álló primer tekercselést párhuzamosan kapcsolják a hálózatra. A két tekercsfélben folyó mágnesező áram közösen hozza létre a főfluxust, amely mindkét tekercsféllel kapcsolódik, mindegyikben feszültséget indukál. A két indukált feszültségnek azonosnak kell lennie ahhoz, hogy különböző áram ne folyjon a tekercselésben, ne keletkezzen többletvesztés.



2.38. ábra Áram és gerjesztési irányok egyoldalú terhelésnél

a) a nullvezetőben áram folyik; b) az oszlopokon a kiegyenlítőlen gerjesztések hatására járomfluxus jelenik meg



2.39. ábra. Aszimmetrikus terhelésnél alkalmazott tekercselési megoldások

a) tercier tekercselés; b) párhuzamos primer és c) kevert kapcsolású szekunder tekercselés

Mivel a két oszlop primer gerjesztése egymástól független, a gerjesztések egyensúlya az egyes oszlopokon automatikusan biztosított, járomfluxus nem lép fel.

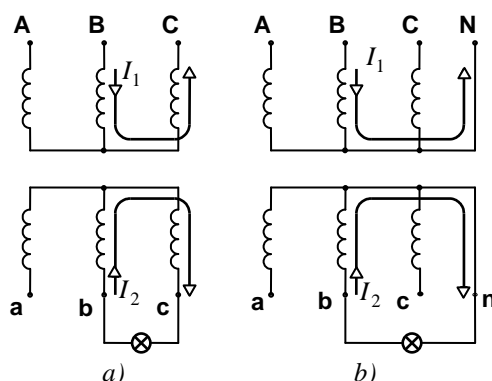
A 2.39c ábrán a szekunder tekercselést négy részre bontják, és ezeket vegyesen, „keverve” helyezik el a két oszlopon. A kapcsolásból következően bármelyik szekunder oldalon (**a** vagy **b**) folyhat terhelőáram, annak gerjesztése a két oszlopon ellentétes irányú lesz, melyet a primer gerjesztés ellensúlyozni tud.

Az egyfázisú transzformátorok esetén felsorolt problémák csak magtípusú vasmagnál jelentkeznek, mivel a köpeny-, vagy a láncszem típusnál csak egy oszlop van, azon helyezkedik el az összes tekercs.

## 2. Egyenlőtlen terhelés háromfázisú transzformátorok esetén

Az egyenlőtlen terhelés előfordulási lehetősége háromfázisú transzformátoroknál sokkal gyakoribb, mint az egyfázisúaknál. Háromfázisú transzformátoroknál az aszimmetrikus terhelés két okra vezethető vissza.

a) A fogyasztót két fázis közé kötötték, a vonali feszültségen kívánják hasznosítani az energiát (2.40a ábra). Ekkor a két fázis teljesítménye különbözni fog a harmadiktól. Ez a gyakorlatban ritkábban előforduló eset nem okoz jelentősebb transzformátor-üzemeltetési problémát, a két fázis terhelése egyenlő mértékben különbözik a harmadiktól, az oszlopok gerjesztési egyensúlya bármilyen szabványos kapcsolásnál létrejöhet.



2.40. ábra Aszimmetrikus terhelési lehetőségek háromfázisú transzformátoroknál

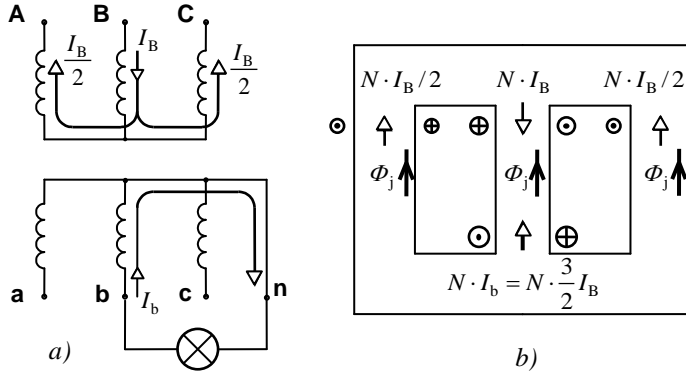
b) Az egyes fázisokra kötött egyfázisú fogyasztók teljesítménye különböző a három fázisban. Ezt a gyakorlatban sűrűbben előforduló esetet vizsgáljuk abban a szélsőséges esetben, mikor csak egy fázis van terhelve, a többi árammentes.

Egy fázis energiájának hasznosításához az energiarendszerben nullavezetőre van szükség, ezért csak azokat a kapcsolási módokat kell vizsgálnunk, amelyekben a szekunder oldal azzal rendelkezik. A nullavezetőben folyó áram magában hordozza a lehetőségét az oszlopok gerjesztési egyensúlyának megbomlására. A 2.40b ábrán a primer oldal is rendelkezik nullavezetővel, így létrejöhet gerjesztési egyensúly az egyetlen terhelt oszlopon.

Mi a helyzet, ha nincs a primer tekercselésnek kivezetett csillagpontja, nincs nullavezetője? A 2.41a ábrán felrajzoltuk a tekercsekben kialakuló áramirányokat, a 2.41b ábrán egy magtípusú vasmagot, és a vasmagban fellépő gerjesztéseket. A gerjesztési egyenletek egyszerűsítése érdekében tételezzük fel, hogy transzformátorunk 1:1 áttételű, a primer- és szekunder tekercsek menetszáma:  $N$ .

A gerjesztési törvény értelmében terhelés hatására nem fog változni a főfluxus, ha egy ablakon belül a gerjesztések előjelhelyes összege nem változik. Az ábra alapján:

$$N \cdot \bar{I}_B + N \cdot \frac{\bar{I}_B}{2} - N \cdot \bar{I}_b = 0, \text{ azaz } \bar{I}_b = \frac{3}{2} \cdot \bar{I}_B. \quad (2.61)$$



2.41. ábra Y/y<sub>0</sub> kapcsolású transzformátor áram és gerjesztés eloszlása egyenlőtlen terhelésnél

Energetikailag hogy lehetséges az, hogy egy transzformátor áttétele 1:1, és nem egyezik a primer és szekunder áram nagysága? Ne tévesszen meg bennünket ez a látszólagos ellentmondás, nem szimmetrikus rendszerrel van dolgunk. Az egyfázisú szekunder oldali fogyasztást háromfázisú primer táplálás fedezi. A szekunder oldali fogyasztás (ohmos terhelést feltételezve):  $P_2 = U_{b0} \cdot I_b$ .

A primer oldalon, a **B** fázisban folyó  $I_B$  áram a csillagpontból az **A** és **C** fázisokon távozik, fele-fele arányban. Az energiaátvitelben tehát ezek a fázisok is részt vesznek. A

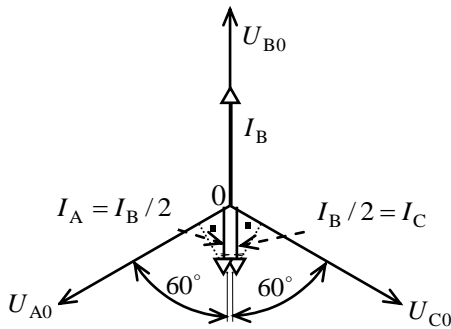
2.42. ábra alapján a háromfázisú oldal teljesítményfelvétele:

$$P_1 = P_A + P_B + P_C = U_{A0} \cdot \frac{I_B}{2} \cdot \cos 60^\circ + U_{B0} \cdot I_B + U_{C0} \cdot \frac{I_B}{2} \cdot \cos 60^\circ. \quad (2.62)$$

Mivel  $U_{A0} = U_{B0} = U_{C0} = U_{b0}$ , a feszültséget  $U$ -val jelölhetjük. Így a felvett teljesítmény:

$$P_1 = U \cdot \left( \frac{I_B}{2} \cdot 0,5 + I_B + \frac{I_B}{2} \cdot 0,5 \right) = U \cdot 1,5 \cdot I_B. \quad (2.63)$$

A leadott teljesítménybe behelyettesítve  $I_b = 1,5 \cdot I_B$  értékét:  $P_2 = U \cdot 1,5 \cdot I_B$ . A veszteségektől eltekintve tehát annyi energiát hasznosítottunk, amennyit bevezettünk.



2.42. ábra A 2.41. ábrán aszimmetrikusan terhelt transzformátor primer oldalának feszültség és áramvektorai

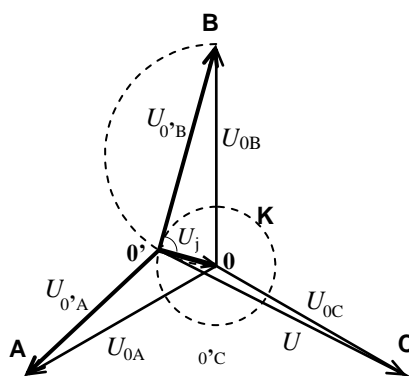
Visszatérve a (2.61) egyenletre ez azt jelenti, hogy mindhárom oszlopban:

$$N \cdot \frac{\bar{I}_B}{2} = N \cdot \frac{\bar{I}_b}{3}. \quad (2.64)$$

kiegyenlítettlen gerjesztés keletkezik. E kiegyenlítettlen gerjesztés járomfluxust hoz létre, amely a létrehozó áram nagyságától, és a járomfluxus mágneskörének vezetőképességétől függ.

Váltakozó áramról lévén szó, figyelmet kell fordítanunk a járomfluxusok fázishelyzetére is. A kiegyenlítettlen gerjesztéseket létrehozó áramok – és így az általuk létrehozott járomfluxusok is – a három oszlopon egymással fázisban vannak. A váltakozó járomfluxusok kapcsolódva az oszlopokon elhelyezett tekercsekkel, mindhárom fázisban azonos fázisú feszültséget indukálnak. A járomfluxusok által indukált feszültségek fázishelyzete a főfluxus indukált

feszültségéhez képest viszont attól függ, hogy milyen fázishelyzetű gerjesztőáram hozta létre a járomfluxust, vagyis milyen jellegű terhelés okozta a kiegyenlítetlen gerjesztést.



2.43. ábra Csillagpont eltolódás egyenlőtlen terhelés hatására

0 pont) tolódik el a járomfluxusok által indukált feszültségnek megfelelő nagyságba és irányba, a 0' pontba.

Mivel a járomfluxusok fázishelyzete, (és ezen keresztül a csillagpontot eltoló  $\bar{U}_j$  feszültségvektor iránya,) a terhelőáram teljesítménytényezőjétől függ, állandó terhelőáramnál a terhelés jellegétől függően fog az 0 pont a K körön mozogni. (Az ábrán ohmos terhelésnek megfelelően rajzoltuk meg  $\bar{U}_j$  járomfluxus indukálta feszültséget.)

A fogyasztót érdeklő szekunder feszültség alakulását az azonos oszlopon lévő tekercs menetfeszültségének figyelésével követhetjük nyomon. Mivel a menetfeszültség az adott oszlop eredő fluxusát (a járomfluxus- és a főfluxus vektoros összegét) jellemzi, belőle számítható a szekunder feszültség. Jelen esetben az áttétel 1:1, a szekunder fázisfeszültségek rendre megegyeznek a primerrel.

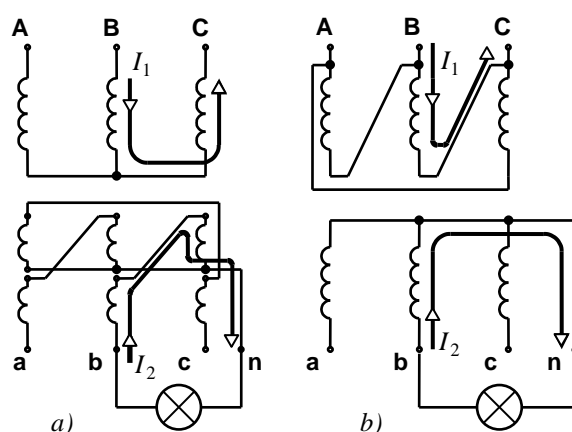
Az eddigiekből láthatjuk, hogy az egyoldalú terhelés hatására megjelenő járomfluxusok okozta csillagpont eltolódás az egész feszültségrendszert aszimmetrikussá teszi, ezért ilyen kapcsolásban nem ajánlott a fázisok egyenlőtlen terhelése. (A nullavezetőt  $\mathbf{Yy}_0$  kapcsolásban csak a névleges áram 10 %-ával szabad igénybe venni.)

Az egyenlőtlen terhelés okozta kiegyenlítetlen gerjesztés elkerülésére háromfázisú transzformátorok esetén is többféle megoldás ismeretes.

Az egyfázisú transzformátoroknál már említett tercier tekercselésen kívül alkalmazhatják a 2.44a ábrán felrajzolt zeg-zug kapcsolást, amelynél egyfázisú terhelés esetén sem keletkezik kiegyenlítetlen gerjesztés. Ez a kapcsolási megoldás hozzávetőlegesen 15 %-kal több tekercselési anyagot igényel, mint ami más kapcsolásoknál

Az egyes oszlopokban megjelenő fluxusok alakulásánál könnyebb követni a tekercsekben indukálódó feszültségek változását, amit a 2.43. ábra segítségével teszünk meg.

A primer tekercselés kapcsaira (A, B, C) szimmetrikus feszültségrendszert kapcsoltunk, vagyis az  $\bar{U}_{0A}$ ,  $\bar{U}_{0B}$  és  $\bar{U}_{0C}$  feszültségvektorok végpontjai tehát nem változhatnak. Viszont a járomfluxus egy azonos nagyságú és fázisú feszültséget indukál mindhárom tekercsben, amelyek ezekhez vektorosan hozzáadódnak. Ez csak úgy lehetséges, hogy a feszültségvektorok közös talppontja (a



2.44. ábra Egyenlőtlen terhelés esetén kialakuló áramirányok

a) csillag/zeg-zug- ;és b) háromszög/csillag kapcsolásban

szükséges. A zeg-zug kapcsolást elsősorban ott használják, ahol a kisfeszültségű hálózatban sok az egyfázisú fogyasztó, ezért az egyenlőtlen terhelés bekövetkezésének nagy az esélye.

Az üresjárási áramot tárgyaló fejezet végén megismétljük, hogy az említett járommenetek is csillapítják az aszimmetrikus terhelés okozta járomfluxusokat.

Amennyiben a primer tekercselés háromszög kapcsolása nem ütközik akadályba, az előnyben részesített megoldás a *2.44b ábrán* bemutatott háromszög/csillag kapcsolat nullavezetővel.

### 2.5.3. Párhuzamos üzem

Transzformátorok párhuzamos üzemeltetéséről akkor beszélünk, ha a transzformátorok az átalakítandó energiát ugyanarról a primer hálózatról veszik fel, és azonos fogyasztói rendszernek adják le. Párhuzamos üzemre üzembiztonsági, gazdaságossági és bővítési okokból lehet szükség.

A következőkben tekintsük át a párhuzamos üzemelést befolyásoló tényezőket, a párhuzamos üzem feltételeit.

#### 1. *Primer feszültség*

Valamilyen transzformátor hálózatra kapcsolásának feltétele, hogy annak névleges feszültsége megegyezzen a hálózatéval. Eltérő esetben, a transzformátorban a névlegestől eltérő főfluxus lesz, ami a transzformátor kihasználatlanságát, vagy rosszabb esetben a vasmag telítettségét, túlterhelését okozza. Ebből következik, hogy a párhuzamosan üzemelő transzformátorok névleges primer feszültségének azonosnak kell lenniük.

#### 2. *Szekunder feszültség.*

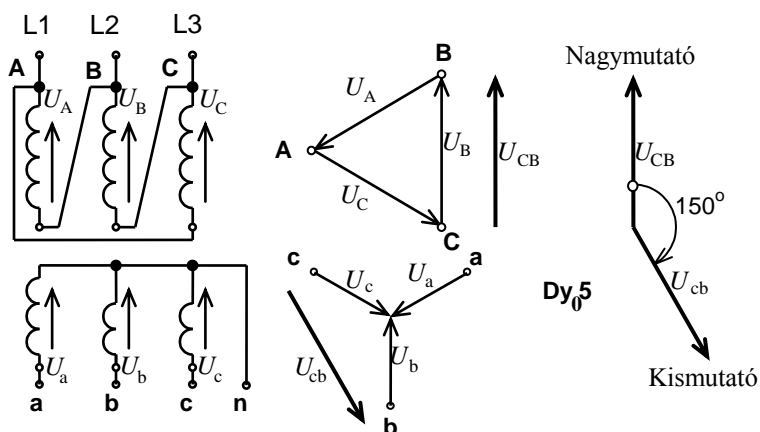
A párhuzamosan üzemelő transzformátorok közös szekunder hálózatra dolgoznak, szekunder kapcsaik rendre össze lesznek kötve. Ahhoz, hogy az összekötött szekunder kapcsok között semmiféle kiegyenlítő, haszontalan veszteséget előidéző áram ne folyjon, a szekunder feszültségeknek szigorúan azonosaknak kell lenniük. Váltakozó feszültségről lévén szó, ez két feltétel kielégítése esetén teljesül:

a) A szekunder feszültség amplitúdójának (vagy effektív értékének) különbségétől és a transzformátorok rövidzárási impedanciájától függő kiegyenlítő áram indul a szekunder kapcsok összekötésekor keletkező áramkörben. Mivel a primer feszültség azonos, a szekunder feszültségek közötti eltérés a transzformátorok áttételének különbözőségétől függ. Ezért a párhuzamosan üzemelő transzformátorok feszültségáttételétől elvárjuk, hogy azonos legyen.

b) Egy váltakozó feszültség pontos leírásához hozzátartozik a feszültség időbeni lefolyása is. Az erőátviteli transzformátoroknál (amelyekről most tárgyalunk) a szinuszos feszültségalak a jellemző. E szinuszos jelalak fázishelyzete viszont változhat az energiaátalakítás során.

Egyfázisú transzformátoroknál azonos-, vagy ellenfázis lehetséges. Szabvány rendelkezik a kapcsoljelölésekről úgy, hogy szabványos bekötésnél fázisforgatás ne jöjjön létre.





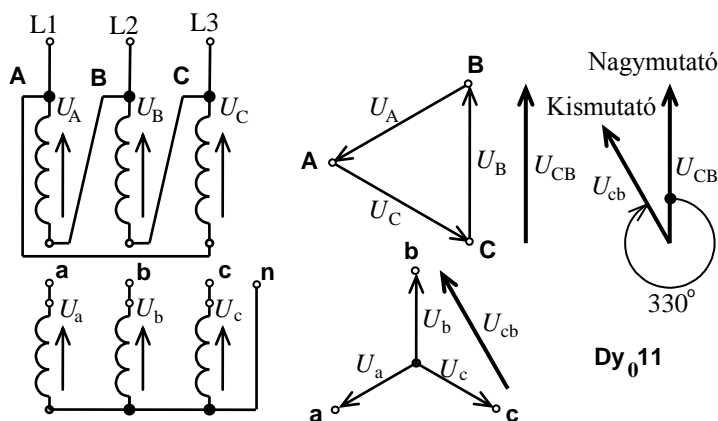
2.45. ábra  $Dy_05$  kapcsolási csoportú háromfázisú transzformátor és vektorábrája

dala háromszögbe, szekunder oldala pedig csillagba van kötve. A fázistekercsek mellett felrajzoltuk az egyes fázisok feszültség vektorait, majd irány- és fázishelyzet figyelembevételével a vektorháromszöget ill. csillagot. A felrajzolásnál lényeges, hogy azonos oszlopon lévő tekercsek feszültségvektorai az ábrán azonos irányúak, a szomszédos oszlopoké pedig  $120^\circ$ -ra térnek el a fázissorrendnek megfelelően. Megfigyelhetjük, hogy pl. a **C** pontból **B** pontba mutató  $U_{CB}$  primer feszültségvektor iránya különbözik a szekunder oldalon a **c** pontból a **b** pontba mutató  $U_{cb}$  feszültségvektor irányától. A fázisforgatás mértéke jelen esetben  $150^\circ$ . Könnyű belátni, hogyha mindkét oldalon ugyanazt a kapcsolást alkalmazzuk (és a végeket helyesen határozzuk meg), ez nem következik be.

A 2.46. ábrán ugyanezt a kapcsolást rajzoltuk fel, csak a szekunder oldalon a csillagpontot a tekercsek alsó végeinél alakítottuk ki, és a felső végeket hoztuk ki **a**, **b**, **c**, kapcsokként. A fázisforgatás szöge most  $-30^\circ$ .

A 2.47. ábrán egy csillag/zegzug kapcsolású transzformátor elkötési vázlatát és feszültség vektorábráját láthatjuk. A szekunder oldali tekercselés oszloponként két-két tekercsből áll, amelyekből úgy kapjuk meg egy fázis feszültségét, hogy a két szomszédos oszlopon lévő tekercset sorbakötjük. Mivel az egyes oszlopokon indukált feszültségek között  $120^\circ$ -os fáziseltérés van,

az eredő feszültséget a sorbakötött tekercsekben indukált feszültségek vektoros összegzésével kapjuk meg. Ez természetesen kisebb lesz, mint az algebrai összeg, így zeg-zug kapcsolásnál nagyobb menetszámra, vagyis több tekercselőanyagra van szükség, mint egyszerű csillagkapcsolásnál. Érdekes megfigyelnünk azt a körülményt, hogy sorbakötésnél az egyik oszlopon lévő



2.46. ábra  $Dy_{11}$  kapcsolási csoportú háromfázisú transzformátor és feszültség vektorábrája

Háromfázisú transzformátoroknál azonban a tekercsek kapcsolási módjától függően különböző szabványos kapcsolási csoportok léteznek, amelyek különböző mértékben változtatják meg a primer- és szekunder feszültségek egymáshoz viszonyított fázishelyzetét.

A 2.45. ábrán felrajzoltunk egy háromfázisú transzformátort, melynek primer oldala háromszögbe, szekunder oldala pedig csillagba van kötve. A fázistekercsek mellett felrajzoltuk az egyes fázisok feszültség vektorait, majd irány- és fázishelyzet figyelembevételével a vektorháromszöget ill. csillagot. A felrajzolásnál lényeges, hogy azonos oszlopon lévő tekercsek feszültségvektorai az ábrán azonos irányúak, a szomszédos oszlopoké pedig  $120^\circ$ -ra térnek el a fázissorrendnek megfelelően. Megfigyelhetjük, hogy pl. a **C** pontból **B** pontba mutató  $U_{CB}$  primer feszültségvektor iránya különbözik a szekunder oldalon a **c** pontból a **b** pontba mutató  $U_{cb}$  feszültségvektor irányától. A fázisforgatás mértéke jelen esetben  $150^\circ$ . Könnyű belátni, hogyha mindkét oldalon ugyanazt a kapcsolást alkalmazzuk (és a végeket helyesen határozzuk meg), ez nem következik be.

A 2.46. ábrán ugyanezt a kapcsolást rajzoltuk fel, csak a szekunder oldalon a csillagpontot a tekercsek alsó végeinél alakítottuk ki, és a felső végeket hoztuk ki **a**, **b**, **c**, kapcsokként. A fázisforgatás szöge most  $-30^\circ$ .

A 2.47. ábrán egy csillag/zegzug kapcsolású transzformátor elkötési vázlatát és feszültség vektorábráját láthatjuk. A szekunder oldali tekercselés oszloponként két-két tekercsből áll, amelyekből úgy kapjuk meg egy fázis feszültségét, hogy a két szomszédos oszlopon lévő tekercset sorbakötjük. Mivel az egyes oszlopokon indukált feszültségek között  $120^\circ$ -os fáziseltérés van,

az eredő feszültséget a sorbakötött tekercsekben indukált feszültségek vektoros összegzésével kapjuk meg. Ez természetesen kisebb lesz, mint az algebrai összeg, így zeg-zug kapcsolásnál nagyobb menetszámra, vagyis több tekercselőanyagra van szükség, mint egyszerű csillagkapcsolásnál. Érdekes megfigyelnünk azt a körülményt, hogy sorbakötésnél az egyik oszlopon lévő

tekercs felső vége a másik oszlop tekercsének felső végével van összekötve, mintegy szembekapcsolva azokat (a nyílhegyek találkoznak). Az egymáshoz képest  $120^\circ$ -os feszültségvektorok vektoros összegzése ( $U_{0b} = U_c' \cdot \cos 30^\circ + U_b'' \cdot \cos 30^\circ = (U_c' + U_b'') \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}$ )

miatt ilyenkor mintegy 15 %-al több tekercselő anyagot kell felhasználni.

A fázisfordítás szögének vizsgálatánál kényelmi szempontok miatt csupán az  $\bar{U}_{0B}$  és  $\bar{U}_{0b}$  feszültségvektorok helyzetét az rajzoltuk meg a vonatkoztatási pontjaikat összetolva. A szekunder  $\bar{U}_{0b}$  vektor  $150^\circ$ -ot késik a primer  $\bar{U}_{0B}$  vektorhoz képest. (Más azonos vonatkoztatási pontú vektort vizsgálva, azonos eredményre jutunk.)

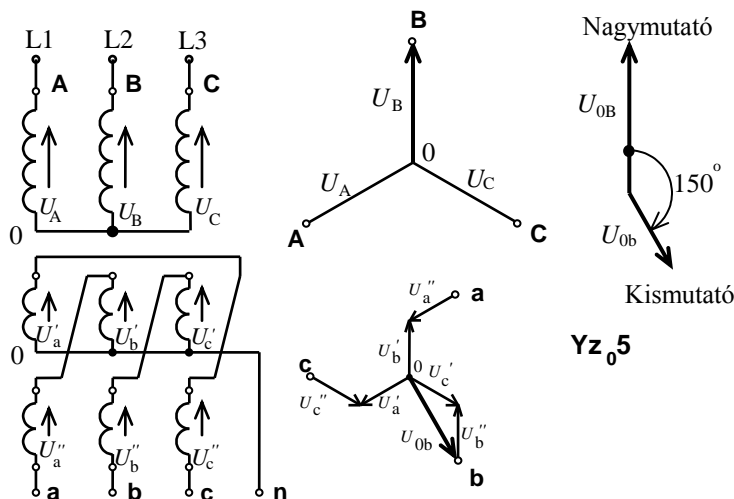
Összegezve az elmondottakat, megállapíthatjuk, hogy a háromfázisú transzformátorok a feszültség-átalakítás mellett, kapcsolásuktól függően az átalakított feszültség fázishelyzetét is változtathatják az eredeti feszültséghez képest.

Párhuzamosan üzemeltetni viszont olyan transzformátorokat, amelyek különböző mértékben forgatják el az átalakított feszültség fázishelyzetét – bár az abszolút érték, az áttétel ugyanakkora –, nem lehet. Szükséges volt ezért a különböző kapcsolású transzformátorokat szabványosított csoportokba sorolni.

A különböző elkötésű háromfázisú transzformátorok szabványosított kapcsolási csoportjait két betű és egy szám jelzi. Az első nagybetű a nagyobb feszültségű oldal kapcsolását (**Y** - csillag; **D** - háromszög; **z** - zezug), a második kisbetű a kisebb feszültségű oldal kapcsolását, az ezeket követő szám pedig a kisebb feszültségű oldal fázisszög eltérését mutatja, ha  $30^\circ$ -kal megszorozzuk. A számjelzést óraszámoknak is nevezik, hasonlítva a nagyobb feszültségű vektort a nagymutatóhoz, a kisebb feszültségűt a kismutatóhoz.

A leggyakrabban használt kapcsolási csoportok:

- Yy<sub>0</sub>0** mindkét tekercselés csillagkapcsolású, néhányszor 100 kVA teljesítményhatárig használják, a nullavezeték maximálisan 10 %-ig terhelhető.
- Yz<sub>0</sub>5** csillag/zezug kapcsolású, a feszültség vektorok közti fázisszög  $150^\circ$ , kb. 100 kVA-ig használják teljesen terhelhető nullavezetékkel.
- Dy<sub>0</sub>5** háromszög/csillag kapcsolás, nagyteljesítményű elosztó transzformátorok, teljesen terhelhető nullavezetékkel.
- Yd5** csillag/háromszög kapcsolás, erőművek és alállomások transzformátorai, a kisfeszültségű oldalon nincs nullavezeték.

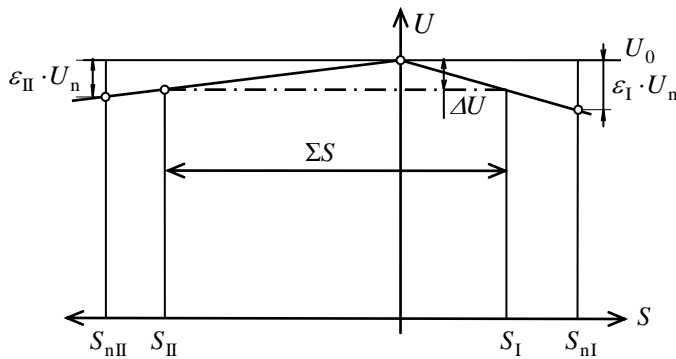


2.47. ábra Yz<sub>0</sub>5 kapcsolási csoportú háromfázisú transzformátor és feszültség vektorábrája

A különböző fázisforgatásból adódó feszültségkülönbség eleve kizárja, hogy a szekunder kapcsokat összekössük, tehát a párhuzamos üzem elengedhetetlen feltétele az azonos kapcsolási óraszám.

### 3. Rövidzárási feszültség.

A transzformátorok szekunder feszültségének terhelés hatására bekövetkező feszültségváltozásának tárgyalásakor láttuk, hogy ez függ a transzformátor dropjától, és annak összetevőitől ( $\cos \varphi_z$ ). Pl.: ha  $I_2 = I_n$  és  $\varphi_t = 0$ , akkor:



2.48. ábra Párhuzamosan kapcsolt transzformátorok terhelés eloszlása különböző drop esetén

$$\frac{\Delta U}{U_n} = \frac{U_{zn}}{U_n} \cos(\varphi_z - \varphi_t) = \varepsilon_z \cdot \cos \varphi_z.$$

Párhuzamosan kapcsolt transzformátorok azonban terhelés hatására nem ejthetik különböző mértékben feszültségüket, hiszen a szekunder kapcsok közösek, egy hálózatra vannak kötve. Példaként üzemeltessünk párhuzamosan két nem azonos dropú transzformátort, és jelöljük az egyik transzformátor jellemzőit I in-

dex-szel, a másikat pedig II-vel (2.48. ábra).

A terhelés hatására bekövetkező feszültségváltozás a két transzformátornál közös:

$$\Delta U = U_{zA} \cdot \cos(\varphi_{zA} - \varphi_t) = U_{zB} \cdot \cos(\varphi_{zB} - \varphi_t).$$

Mivel egy transzformátor rövidzárási impedanciája  $Z = \frac{U_z}{I_z} = \frac{U_{zn}}{I_{2n}}$ , írhatjuk, hogy:

$$U_{zA} = \frac{U_{znA}}{I_{2nA}} \cdot I_{2A} = \frac{U_{znA}}{U_n} \cdot \frac{U_n}{I_{2nA}} \cdot I_{2A} = \varepsilon_{zA} \cdot \frac{I_{2A}}{I_{2nA}} \cdot U_n, \text{ és } U_{zB} = \varepsilon_{zB} \cdot \frac{I_{2B}}{I_{2nB}} \cdot U_n.$$

A felírt összefüggéseket felhasználva:

$$\Delta U = \varepsilon_{zA} \cdot \frac{I_{2A}}{I_{2nA}} \cdot U_n \cdot \cos(\varphi_{zA} - \varphi_t) = \varepsilon_{zB} \cdot \frac{I_{2B}}{I_{2nB}} \cdot U_n \cdot \cos(\varphi_{zB} - \varphi_t).$$

Egyszerűsítve példánkat azzal a feltételezéssel, hogy legalább a két transzformátor rövidzárási teljesítménytényezője azonos ( $\cos \varphi_{zA} = \cos \varphi_{zB}$ ), a két terhelőáram aránya:

$$\frac{I_{2A}}{I_{2B}} = \frac{\varepsilon_{zB}}{\varepsilon_{zA}} \cdot \frac{I_{2nA}}{I_{2nB}} \text{ lesz.}$$

Ez az egyenlet azt fejezi ki, hogy a transzformátort terhelő áramok ( $I_{2A}$  és  $I_{2B}$ ) nem a névleges áramok arányában oszlanak meg a transzformátorok között, hanem a különböző dropok módosítják azt.

Ennek megértéséhez tételezzük fel, hogy 10 MVA teljesítményt kívánunk átvinni egyik hálózatról a másikra. A feladat megoldásához két olyan 6 MVA-es transzformátor áll rendelkezésünkre, amelyek dropja különböző. A teljesítmény megoszlás a két transzformátor között nem a névleges teljesítmények arányában (vagyis fele-fele arányban) fog be-



következni, hanem ezt módosítja a dropok fordított aránya. A kisebb dropú transzformátoron nagyobb áram fog folyni, mint a másikon, túlterhelésbe is kerülhet, míg a másik a megengedhetőnél kevesebbet visz, nem lesz kihasználva. Ez természetesen gazdaságtalan üzemet eredményezne, ezért lehetőség szerint azonos dropú transzformátorokat üzemeltessünk párhuzamosan.

Nem szabad megfeledkeznünk arról sem, hogy eredményünkhöz  $\cos \varphi_{zA} = \cos \varphi_{zB}$  egyszerűsítéssel jutottunk. Mivel a rövidzárási teljesítménytényező is befolyásolja a teljesítmény eloszlást a transzformátorok között, törekedni kell arra, hogy azok is közel azonosak legyenek. Azért, hogy a párhuzamosan üzemelő transzformátorok névleges teljesítményeik arányában vegyenek részt a teljesítmény átvitelben, egyforma mértékben legyenek kihasználva, azonos droppal és rövidzárási teljesítménytényezővel kellene rendelkezniük. Az ezzel kapcsolatos gyakorlati tapasztalatok szerint célszerű a 3:1-nél nem nagyobb névleges teljesítmény arány betartása.

#### 2.5.4. Transzformátor hatásfoka

Egy energiaátalakító hatásfokán a leadott-, illetve a felvett teljesítményének hányadosát értjük. Hasonlóan a többi energiaátalakítóhoz, a transzformátorokat sem üzemeltetjük állandó terheléssel, változik kihasználtságuk, így változik a bennük keletkezett veszteség.

A transzformátorban, üzemeltetése során két jellemző veszteség keletkezik:

-  a terheléstől függetlennek tekinthető vasveszteség, és
-  a terheléssel változó tekercselési veszteség, amely jó közelítéssel a terhelőáram négyzetével arányos.

A változó veszteségek miatt a hatásfok is terheléstől függő, és szélső értékkel rendelkezik.

##### 1. Névleges hatásfok

Névleges hatásfok alatt a szabvány a névleges terheléssel üzemelő transzformátor leadott és felvett teljesítményének hányadosát definiálja.

E megfogalmazásnál a névleges terhelésre kell figyelmet fordítani. A szabvány szerint névleges terhelés esetén a transzformátor az adattábláján feltüntetett névleges feszültségen üzemel, és tekercselésében a névleges áram folyik. A szabvány nem veszi figyelembe a teljesítményáramlás irányát, csak nagyobb és kisebb feszültségű oldalt különböztet meg, a felhasználóra bízva, hogy melyiket használja primernek, és melyiket szekundernek.

Következésképpen, a transzformátor adattábláján egyféle névleges teljesítmény szerepel, melyet akár a kisebb-, akár a nagyobb feszültségű oldal névleges feszültségének és névleges áramának szorzatából kapunk. Ezért ez mindig látszólagos teljesítmény, mértékegysége: VA, kVA, vagy MVA. Háromfázisú transzformátoroknál a névleges értékek a kapcsolatokra vonatkoznak, tehát függetlenül a kapcsolástól (akár csillag, akár háromszög) a névleges teljesítményt az

$$S_n = \sqrt{3} \cdot U_{n1} \cdot I_{n1} = \sqrt{3} \cdot U_{n2} \cdot I_{n2} \quad (2.65)$$

összefüggéssel kell kiszámítani.

A gyártónak többek között azt is kell garantálnia, hogy amennyiben az adattáblán feltüntetett névleges értékeknél nem veszik jobban igénybe termékét, az nem hibásodik meg. Ezért a névleges hatásfok számításánál a transzformátor felvett teljesítménye maximum a névleges lehet, a leadott teljesítmény pedig ennél a veszteségekkel kisebb.

Mivel a transzformátor névleges értékeihez tartozó veszteségek egyszerű mérésekkel meghatározhatók, (üresjárási jelleggörbe  $\Rightarrow$  vasvesztés; rövidzárási jelleggörbe  $\Rightarrow$  tekercselési veszteség) a hatásfokot nem a leadott és felvett teljesítmény közvetlen mérésével határozzák meg, hanem a veszteségek ismeretében közvetett módon.

Bár a névleges adatokból látszólagos teljesítmény számítható, a névleges hatásfok számításánál  $\cos \varphi = 1$  feltételezéssel azt hatásos teljesítménynek tekintik. Így a névleges hatásfok egyfázisú transzformátoroknál:

$$\eta_n = \frac{U_{1n} \cdot I_{1n} - P_{vn} - P_{tn}}{U_{1n} \cdot I_{1n}}, \text{ vagy } \eta_n = \frac{U_{2n} \cdot I_{2n}}{U_{2n} \cdot I_{2n} + P_{vn} + P_{tn}}. \quad (2.66)$$

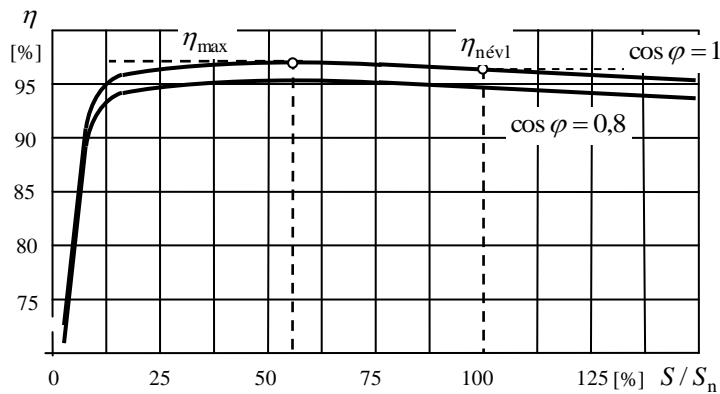
Háromfázisú transzformátoroknál:

$$\eta_n = \frac{\sqrt{3} \cdot U_{1n} \cdot I_{1n} - P_{vn} - P_{tn}}{\sqrt{3} \cdot U_{1n} \cdot I_{1n}}, \text{ vagy } \eta_n = \frac{\sqrt{3} \cdot U_{2n} \cdot I_{2n}}{\sqrt{3} \cdot U_{2n} \cdot I_{2n} + P_{vn} + P_{tn}}. \quad (2.66a)$$

## 2. Üzemi hatásfok

Üzemi hatásfok alatt a transzformátor üzemelése során az éppen esedékes feszültségből, terhelőáramból és teljesítménytényezőből számítható hatásfokot értjük.

Üzem közben a transzformátor tápfeszültsége kevés esetben különbözik a névlegestől (a szabvány szerint a fogyasztói oldalon a megengedett maximális eltérés +5 % és -10 %



2.49. ábra Transzformátor hatásfokának változása a relatív terhelés függvényében

lehet), ezért számításainknál állandó értéknek tekinthetjük a feszültségtől függő vasvesztéséget.

A transzformátoron adott időpontban átfolyó terhelőáram nagyságát a névleges áramhoz viszonyított leterhelési mértékben, vagy egyszerű százalékos arányban szokták jellemezni:

$$\beta = \frac{I_t}{I_n} (\cdot 100, \text{ ha } \%) . \quad (2.67)$$

A leterhelési mértékkel megadhatjuk az átvitt teljesítményt is a névleges teljesítmény százalékában:

$$S_1 = U_n \cdot I_t = U_n \cdot I_n \cdot \frac{I_t}{I_n} = S_n \cdot \beta .$$

A terhelőáram négyzetétől függő tekercselési veszteséget a névleges érték ismeretében  $P_{\text{tek}} = P_{\text{tn}} \cdot \beta^2$  alakban egyszerűen számíthatjuk.

Mivel az üzemi hatásfoknál a teljesítmény-átalakításban konkrét teljesítményekkel kell számolnunk, a felvett teljesítmény felírásához ismernünk kell a terhelőáram teljesítménytényezőjét is:  $P_1 = U_n \cdot I_n \cdot \beta \cdot \cos \varphi$ .

Az előbbieket összegezve, az üzemi hatásfokot a (2.68) összefüggésből számíthatjuk:

$$\eta = \frac{S_n \cdot \beta \cdot \cos \varphi - P_v - P_{\text{tn}} \cdot \beta^2}{S_n \cdot \beta \cdot \cos \varphi}. \quad (2.68)$$

### 3. Maximális hatásfok

A transzformátorokat névleges terhelésükkel aránylag ritkán üzemeltetik, mindig képeznek ugyanis egy biztonsági tartalékot, hogy többlet terhelésigénynél se kerüljenek túlterhelésbe. Mivel a hatásfoknak a terhelés függvényében maximuma van, jól tervezett transzformátor esetén ennek a leggyakrabban használt teljesítménytartományba kell esnie. A 2.49. ábrán egy változó terhelésű transzformátor hatásfokának változását láthatjuk a relatív terhelés függvényében.

Vizsgáljuk meg, hogy melyik terhelési állapotban lesz maximális a transzformátor hatásfoka? A hatásfokot felírhatjuk a (2.69) egyenletben megadott alakban is:

$$\eta = \frac{U_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1 - (P_v + P_t)}{U_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1}, \quad \text{vagy} \quad \eta = \frac{U_2 \cdot I_2 \cdot \cos \varphi_2}{U_2 \cdot I_2 \cdot \cos \varphi_2 + (P_v + P_t)}. \quad (2.69)$$

Osszuk el a számlálót és a nevezőt is  $I_1$ -gyel:

$$\eta = \frac{U_1 \cdot \cos \varphi - \left( \frac{P_v}{I_1} + \frac{I_1^2}{I_1} \cdot R \right)}{U_1 \cdot \cos \varphi}. \quad (2.70)$$

Ebből láthatjuk az összes veszteség terheléstől való függőségét, amelynek minimuma a  $\frac{d \left( \frac{P_v}{I_1} + I_1 \cdot R \right)}{d I_1} = 0$  helyen van. Differenciálva a függvényt,  $-\frac{P_v}{I_1^2} + R = 0$  egyenlőséget

kapjuk, melyet rendezve:

$$P_v = I_1^2 \cdot R = P_t, \quad \text{azaz} \quad I_1 = \sqrt{\frac{P_v}{R}} \quad (2.71)$$

Ha  $I_1$  mellett  $\cos \varphi$ -vel is osztjuk a hatásfok egyenletet, szembetűnik az is, hogy a minimális veszteség a terhelés teljesítménytényezőjétől is függ. Mivel  $\cos \varphi \leq 1$ , a maximális hatásfok állandó áramnál  $\cos \varphi = 1$ -nél lesz.

Megállapíthatjuk tehát, hogy a transzformátor maximális hatásfoka annál az áramterhelésnél van, ahol a terheléstől függő tekercselési veszteség egyenlő a terheléstől független vasveszteséggel, és a terhelés tisztán wattos.

#### 4. Éves hatásfok

Gazdaságossági számításokhoz, az üzemeltetés jellemzéséhez azt kell ismernünk, hogy egy adott időszakban (pl.: éves szinten) mennyi energiát mekkora veszteséggel tudunk átalakítani. Erről az éves hatásfok tájékoztat, ahol nem a leadott és felvett teljesítmények arányát, hanem az átalakított energiát vizsgáljuk. Az éves hatásfokot a fogyasztás folytonos változása miatt, általában fogyasztásmérő műszerekkel állapítják meg.

### 2.6. ÁTMENETI JELENSÉGEK

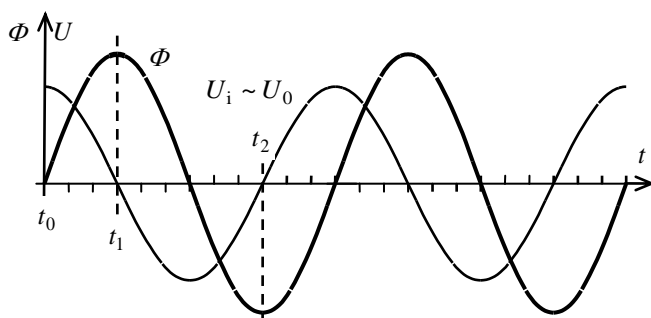
Egy áramkörben tárolt mágneses energia miatt az áramkör állapotváltozása esetén az átmenethez idő szükséges. A villamos gépek átmeneti jelenségeinek elemzésénél mindig abból indulunk ki, hogy egy tekercssel kapcsolódó fluxus pillanatszerűen nem változhat, az állandósult állapot beálltaig az áram- és feszültség viszonyok a fluxusállandóság elvét követik.

#### 2.6.1. Bekapcsolási áramlökés

A transzformátor bekapcsolásakor a névleges áram csúcértékének többszörösét kitevő áramlökések jöhetnek létre, ha a tápláló hálózat elég nagy teljesítményű. Az áramlökésekkel együtt járó dinamikus erőhatások a tekercselés jelentős mechanikai igénybevételét okozzák, amire már a transzformátor tervezésekor számítani kell.

A bekapcsolási áramlökés nemcsak a transzformátort, a hálózatot is igénybe veszi. Nem kellően méretezett, túlságosan gyors védelem esetén a védőkapcsolók leoldhatnak.

A bekapcsolási jelenségnek is nevezett tranziens folyamatot legjobban egy üresen járó transzformátor hálózatra kapcsolásakor ismertethetjük.



2.50. ábra A transzformátor indukált feszültségének és főfluxusának változása

Tudjuk, hogy a transzformátorra kapcsolt hálózati feszültséggel állandósult állapotban, a primer tekercselésben indukált feszültség és a belső feszültségesés tart egyensúlyt:

$$\bar{U}_1 = \bar{U}_i + \bar{I}_0 \cdot (R_1 + jX_{s1}).$$

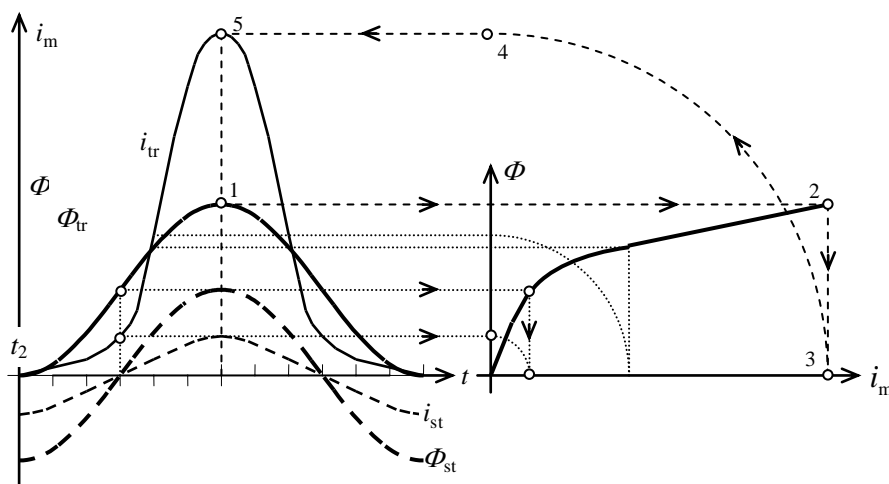
Az indukált feszültséget a transzformátor főfluxusának változása hozza létre, ez a főfluxus 90°-ot késik az

indukált feszültséghez képest. Üresjárásban azonosnak tekintve az indukált- és a kapcsolófeszültséget, a 2.50. ábrán állandósult állapotban felrajzoltuk a kapcsolófeszültség és a főfluxus időbeni változását.

Hogyan alakulhat ki ez az állandósult állapot bekapcsolás után? Ismeretes, hogy egy mágneses kör fluxusa, gerjesztő árama pillanatszerűen nem változhat. Ha a bekapcsolás a  $t_0$  időpillanatban történik, a főfluxusnak (és vele együtt a mágnesező áramnak) nullátmenete van, a mágneses tér minden nehézség nélkül kialakulhat (2.50. ábra).

Viszont, ha a bekapcsolás a  $t_2$  időpillanatban történik, akkor az indukált feszültség nullátmenete maximális fluxust és áramot feltételez. Ez azonban nyugalmi állapotból pillanatszerűen nem jöhet létre, mert a mágnesező áram nulláról nem ugorhat a maximális értékre. Az indukált feszültség kialakulásához az állandósult állapothoz hasonló időbeni változású fluxusra van szükség, de ennek nullából kell indulnia.

A 2.51. ábrán az első félperiódusra megrajzoltuk a  $t_2$  időpillanatban bekapcsolt transzformátor főfluxusának, és a főfluxust létrehozó mágnesező áram időbeni lefolyásának változását. Az ábrából láthatjuk, hogy az indukált feszültség kialakulásához kétszeres amplitúdójú főfluxusra van szükség. A vasmag telítődése miatt ez azonban többszörös mágnesező áramot igényel.



2.51. ábra A főfluxus és a mágnesező áram változása állandósult (st), ill. feszültség nulla átmenetkor történő bekapcsolási (tr) állapotban

A transzformátor teljesítmény-nagyságától függően a bekapcsoláskori áramlökés legkedvezőtlenebb esetben – a feszültség nullátmenetekor történő bekapcsolása esetén elérheti a névleges áram 5...10 szeresét. (Hidegen hengerelt lemezből készült transzformatorknál mértek 15-szörös áramlökést is.)

Az átmeneti folyamat nagyteljesítményű (MVA) transzformátoroknál több mint fél percig is eltarthat, kisebb teljesítményűeknél kb. 20 periódus alatt lezajlik.

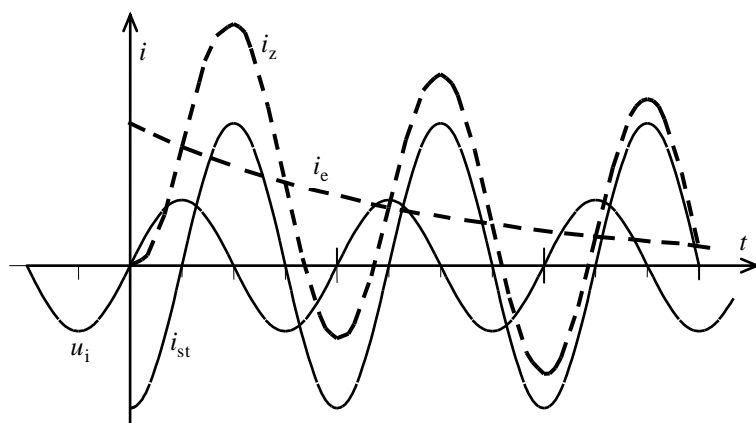
## 2.6.2. Hirtelen rövidzárlat

Hasonlóan a bekapcsolási jelenséghez, a fluxusállandóság miatt egy zárlat bekövetkezésekor is fellép egy átmeneti jelenség, amelynek lefolyása a zárlat bekövetkezésének időpontjától függ. A 2.52. ábrán feszültség-nullátmenetkor bekövetkező zárlat esetén kialakuló zárlati áram időbeni lefolyását ábrázoltuk.

A drop szokásos értékével számolva az állandósult zárlati áram maximuma kb.  $16...33 \cdot \sqrt{2} \cdot I_n$  értékű.

Egy tekercs árama azonban ugrásszerűen nem változhat, ezért a kapocsfeszültség zárlatkori pillanatértékétől függő egyenáramú összetevő fellépésére itt is számítani kell.





$i_{st}$  a állandósult zárlati áram;  $i_z$  a zárlati áram lefolyása;  $i_e$  a kezdeti fluxusállandóságot biztosító egyenáramú összetevő

**2.52. ábra Transzformátor zárlati áramának alakulása**

Mivel a transzformátor zárlati árama által létrehozott fluxus szórási utakon záródik, a vas mágneses telítődése most nem játszik szerepet, ezért legkedvezőtlenebb esetben sem haladja meg a tranzienst áram az állandósult csúcsérték kétszeresét. Ráadásul ez az egyenáramú összetevő sokkal gyorsabban csillapodik, mint a bekapcsoláskor fellépő. A zárlati áram pillanatértéke:

$$i_z = \sqrt{2} \cdot I_z \cdot \left\{ \sin(\omega t - \varphi_z) + \sin \varphi_z \cdot e^{-\frac{t}{T_z}} \right\}, \quad (2.72)$$

ahol  $I_z = \frac{U_1}{Z_z} = \frac{I_n}{\varepsilon_z}$  az állandósult zárlati áram effektív értéke.

A zárlatkor fellépő egyenáramú összetevő időállandója:

$$T_z = \frac{L_s}{R} = \frac{X_s}{\omega \cdot R}. \quad (2.73)$$

Maximális áramértékre most is feszültség nullátmenetekor bekövetkező zárlat esetén számíthatunk, de ez az átmeneti jelenség a rendkívül kis időállandó miatt néhány periódus alatt lezajlik. Az áram okozta hőhatásnál sokkal veszélyesebb az azonnal megjelenő, és a tekercselés szélső meneteit érő dinamikus erőhatás.

## 2.7. KÜLÖNLEGES TRANSZFORMÁTOROK

### 2.7.1. Takarékkapcsolású transzformátor

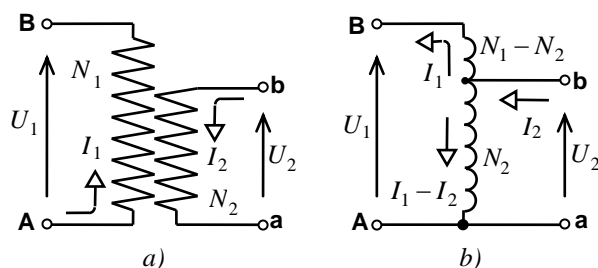
A transzformátor főfluxusa a primer és szekunder tekercseléssel kapcsolódva az egyes menetekben azonos nagyságú menetfeszültséget indukál. A 2.53. ábrán közös oszlopon helyeztük el a primer- és a szekunder tekercselést, és berajzoltuk a valóságos áram- és feszültség irányokat.

Mivel az egyes menetekben azonos a menetfeszültség, azok egymással rendre összeköthetők, így a különálló primer- és szekunder tekercselés helyett egy közös tekercselése lesz a transzformátornak.

Az ilyen közös tekercselésű transzformátorokat *takarékkapcsolású transzformátoroknak* nevezzük.

A közösítés miatt nemcsak  $N_2$  számú primer menetet takarítunk meg, hanem a 2.53b. ábrán láthatjuk, hogy a közös tekercs  $N_2$  meneteiben (a mágnesező áramtól eltekintve,) a szekunder- és a primer áram különbsége folyik. A tekercselésnek ezt a részét csak erre az

áramra kell méretezni, és ez jelentős anyagmegtakarítást eredményez a kétkerceselű transzformátor szekunder vezető keresztmetszetéhez viszonyítva. A megtakarítás a réz-keresztmetszet csökkenésén kívül a tekercselés közepes menethosszának kisebbedése miatt, a felhasznált huzalhossz rövidülésében is jelentkezik. A kisebb huzalkeresztmetszet, és a kevesebb menetszám miatt (elmaradt  $N_2$  számú primer menet), a lecsökkent tekercselési területet rövidebb vashosszal (járommal) tudjuk körülfogni, tehát vasanyag megtakarítás is jelentkezik.



2.53. ábra Takarékkapcsolású transzformátor

A megtakarítás nagyságának meghatározására a takarékkapcsolású transzformátorok esetére bevezetjük a *belső teherbírás* fogalmát.

A kétkerceselű transzformátor által átalakított teljesítmény (a veszteségektől eltekintve):  $S = U_1 \cdot I_1 = U_2 \cdot I_2$ . A 2.53b ábrán láthatjuk, hogy az  $I_2$  szekunder áramból az **A-a-b-B** útvonalon  $I_1$  mennyiségű

áram úgymond „megkerülve a transzformátort”, közvetlenül áthalad a fogyasztón. A takarékkapcsolású transzformátornak ezt a  $S_k = U_2 \cdot I_1$  teljesítményt nem kell átalakítania, csak az  $S_b = S - S_k = U_1 \cdot I_1 - U_2 \cdot I_1 = (U_1 - U_2) \cdot I_1$  belső teljesítményt, amit belső teherbírásnak is nevezünk.

Ha a takarékkapcsolású transzformátor belső teljesítményét viszonyítjuk az átalakított, más szóval átmenő ( $S = U_1 \cdot I_1$ ) teljesítményhez, akkor a

$$\frac{S_b}{S} = \frac{U_1 \cdot I_1 - U_2 \cdot I_1}{U_1 \cdot I_1} = 1 - \frac{1}{a} \quad (2.74)$$

összefüggést kapjuk.

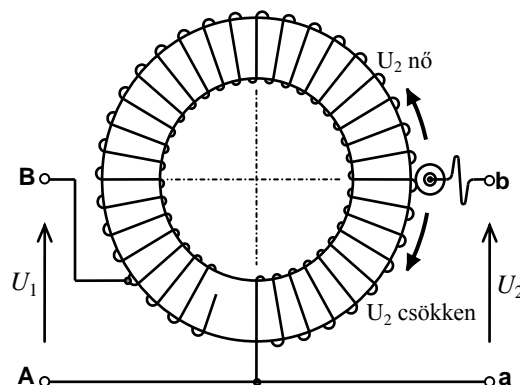
Mivel a takarékkapcsolású transzformátort a belső teherbírásra kell méretezni, ez az összefüggés azt fejezi ki, hogy takarékkapcsolásban mekkorára csökken a méretezés alapjául szolgáló típus teljesítmény a kétkerceseléses transzformátorhoz viszonyítva. A megtakarítás annál nagyobb, minél közelebb áll az áttétel az egyhez.

Például egy  $\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{a} = 0,8$ -szeres feszültség-

átalakítás esetén a takarékkapcsolású transzformátor nagysága 0,2-szerese, ötöde a kétkerceselű transzformátorénak.

A takarékkapcsolású transzformátorok egyik jellegzetes felhasználási területe a változtatható áttételű, *toroid* transzformátor (2.54. ábra).

Ezeknél a transzformátoroknál a tekercselést egy gyűrű alakú vasmagon helyezik el, és a változtatható feszültséget csúszó-, vagy görgős szénkefe érintkezővel veszik le a tekercselésről.



2.54. ábra Toroid transzformátor

Készítenek háromfázisú toroid transzformátorokat is három egyfázisú toroid egymásra építésével, ahol a szénkefe érintkező közös tengelyre van ékelve, és egyszerre azonos mértékben fordul el a három megcsupaszított tekercsen.

A három egyfázisú transzformátort csillagkapcsolásba kötik, és kivezetik a csillagpontját, amelyet célszerű a nullaponttal összekötni, hogy az egyes fázisokban biztosítsuk a mágnesező áram harmadik felharmonikusának kialakulását, és a fázisfeszültségek szinuszos alakját.

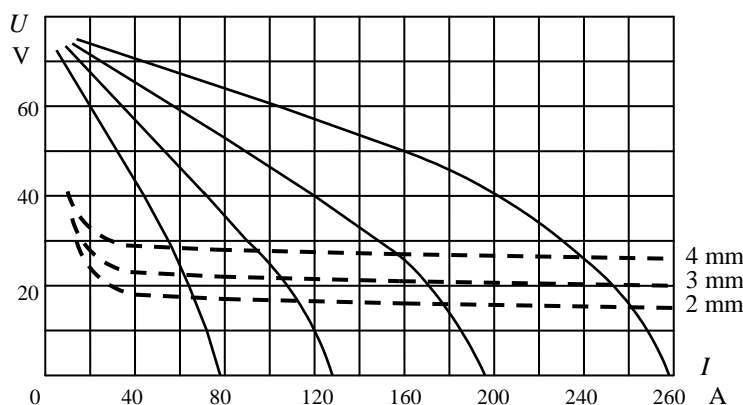
Toroid transzformátorokkal a folyamatosan változtatható feszültség nagysága általában  $U_2 = 0 \dots 1,1 \cdot U_1$ .

A takarékkapcsolású transzformátorok hátránya, hogy a szekunder tekercselés galvanikusan nincs leválasztva a primer tekercselésről, tehát a földhöz képest ugyanaz a potenciálkülönbség jelentkezik a szekunder oldalon mint a primeren. Ezért nem szabad alkalmazni takarékkapcsolású transzformátort olyan helyeken, ahol feszültségcsökkentést életvédelmi célokból alkalmaznak (pl.: törpefeszültségű kéziszerszámok esetén).

### 2.7.2. Hegesztőtranszformátorok

A villamos ívhegesztő transzformátorokkal szemben a közönséges erőátviteli transzformátoroktól lényegesen eltérő követelmények vannak.

A villamos ív begyújtásakor az elektróda és a munkadarab összeér, a transzformátor rövidzárási üzemállapotban, 100...300 A-es árammal felizzítja az elektródát, majd az elektróda eltávolítása után 60...100 V feszültséget kell szolgáltatnia az ív begyújtásához. A



**2.55. ábra** Hegesztőtranszformátor különböző rövidzárási áramra beállítható statikus jelleggörbéi, és a 2, 3 és 4 mm hosszúságú ívkarakterisztikák

begyújtott ív fenntartásához 20...30 V feszültség szükséges, és a hegesztő elektróda vastagságától függően 50...250 A a beállítható üzemi áram.

E követelmények teljesítéséhez a hegesztő áramforrásnak a 2.55. ábrán látható terhelési jelleggörbékkel kell rendelkeznie. Az ábrába berajzolunk különböző ívkarakterisztikákat, amelyek az ív hosszában különböznek egymástól.

A karakterisztikákból látható, hogy az ív fenntartásához szükséges feszültség kevésbé függ az ív áramától, nagyobb mértékben az ív hosszától. Mivel kézi hegesztésnél az ívhossz óhatatlanul változik, közel állandó árammal akkor hegeszthetünk, ha a terhelési jelleggörbe ebben a feszültség tartományban minél meredekebben esik.

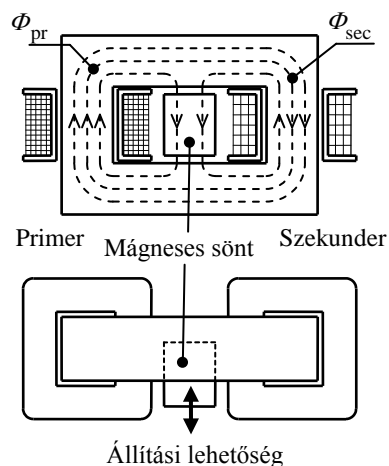
Ezt a meredek feszültségesésű jelleggörbét a hegesztőtranszformátorok egyik fajtájánál mágneses sönt alkalmazásával érik el. A külön oszlopra elhelyezett primer és szekunder tekercs közé a 2.56. ábrán látható módon változtatható helyzetű mágneses söntöt helyeznek el.

A mágneses sönt helyzetének változtatásával különböző rövidzárási áramokat állíthatunk be a használt elektrodának megfelelően. A mágneses sönt és a járom közötti légrés biztosítja, hogy üresjárásban a primer tekercselés által létrehozott főfluxus teljes egészében kapcsolódik a szekunder tekercseléssel, és létrejön a két tekercs menetszáma és a primer kapocsfeszültség által meghatározott üresjárási szekunder feszültség.

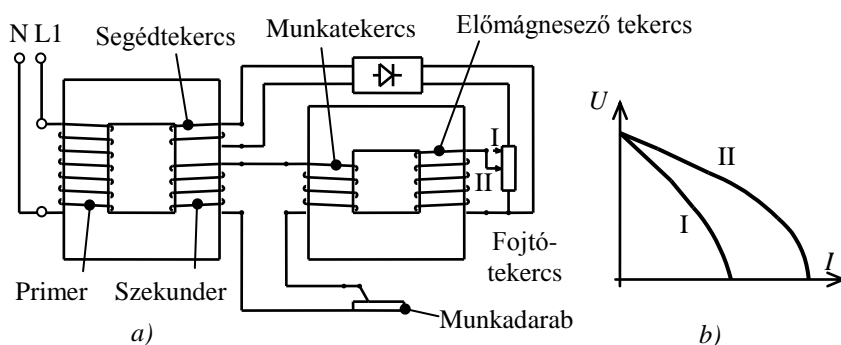
A szekunder áram növekedésével azonban egyre nagyobb ellengerjesztés jön létre a szekunder tekercselés oszlopán, és ez a főfluxus egy részét a mágneses söntbe kényszeríti. A primer tekercseléssel eredetileg (üresjárásban) kapcsolódó erővonalak lényegileg nem változhatnak, de a mágneses söntön át záródó erővonalak a légrés miatt nagyobb mágnesező áramot igényelnek. A szekunder ellengerjesztés hatására a szekunder tekercseléssel kapcsolódó erővonalak száma viszont csökken az üresjárási állapothoz képest, vagyis csökken benne az indukált feszültség nagysága is.

Mivel a feszültségátvitel (definíciója szerint) a nagyobb- és a kisebb menetszámú tekercselésben indukált feszültségek hányadosa, a hegesztőtranszformátoroknak erről a fajtájáról azt mondhatjuk, hogy a terhelés hatására változtatják áttételüket. A leírtakkal magyarázható e típusok rendkívül alacsony teljesítménytényezője ( $\cos \varphi = 0,3$ ), de előnyös tulajdonságuk, hogy a terhelés függvényében a lineárisnál meredekebben eső feszültségjelleggörbékük van.

Az ívhegesztésre használt készülékek másik fajtájánál normál erőátviteli transzformátort alkalmaznak, amelynek szekunder tekercselése az üzemi hegesztőáramra van méretezve. (Általában szakaszos üzem,  $bi = 60\%$ .)



2.56. ábra Mágneses sönt alkalmazása hegesztőtranszformátornál



2.57. ábra Hegesztőtranszformátor előmágnesezett fojtótekercs alkalmazásával

érintésekor (rövidzárában) sem szabad telítésbe kerülnie.

Az üresjárási feszültséget (gyújtási feszültséget) a transzformátor áttétele határozza meg, míg a rövidzárási áramot a szekunder körbe iktatott fojtótekercs korlátozza.

A vasmagos fojtótekercsnek az elektróda munkadarabhoz történő

A transzformátor szekunder körében az ohmos jellegű (ív) fogyasztóval egy reaktancia van sorba kötve, ezért ez a berendezés is kis teljesítménytényezővel üzemel. Ráadásul állandó reaktancia esetén a statikus jelleggörbe az üresjárási ponttól a rövidzárásig egyenes. Ezen az előmágnesezett fojtótekerccsel lehet változtatni, ha az előmágnesezés mértéke a szekunder áram növekedésével csökken. Így elérhető, hogy a statikus jelleggörbe a lineárisnál erőteljesebben essen.

A 2.57a ábrán bemutatott kapcsolásban az előmágnesezést végző segédtekerccset a transzformátor mágneses körének olyan részén kell elhelyezni, ahol a szekunder ellen-gerjesztés hatása észrevehetően érvényesül, így az előmágnesezés mértéke a terhelőáram növekedésével csökkenni fog, így kapjuk a 2.57b ábrán bemutatott jelleggörbét.

Egyfázisú hegesztőtranszformátorokkal történő váltakozóáramú ívhegesztésnél az ív stabil fenntartását nehezíti a félperiódusonként változó áramirány. Ezen a körülményen segít a hegesztőáram egyenirányítása, és a hullámos egyenáram fojtótekerccsel történő simítása. A nagyteljesítményű, igényes berendezések azonban már háromfázisú transzformátorokat alkalmaznak, a kívánt jelleggörbét mágneses erősítővel állítják be, és a hegesztőáramot egyenirányítják. A hegesztőtranszformátorokra jellemző erősen induktív jellegű fogyasztást fázisjavító kondenzátorokkal kompenzálják.

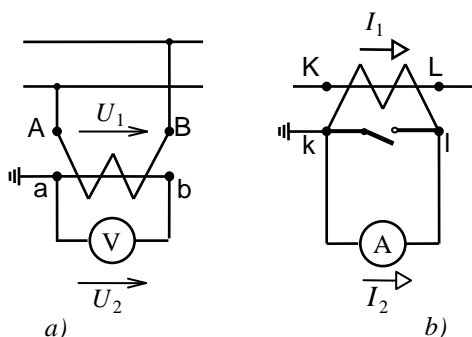
### 2.7.3. Mérőtranszformátorok

Üresjárásban a transzformátorok áttétellel megszorozott  $U_2$  szekunder feszültsége csak kis mértékben különbözik az  $U_1$  primer feszültségtől. Rövidzárában pedig a primer oldalra redukált  $I_2'$  áram alig tér el a primer áramtól. Lehetőség van tehát arra, hogy változó feszültséget, vagy áramot transzformátor közbeiktatásával a tetszőlegesen megválasztható áttételi számnak megfelelő szekunder értékekkel mérjünk. Az ilyen, mérési célokra készült transzformátorokat *feszültség-*, illetve *áramváltóknak*, összefoglaló néven *mérőváltóknak* nevezzük.

A közvetett módszerrel való mérésre akkor van szükség, ha a mérendő feszültség, vagy áram olyan nagy, hogy a közvetlenül bekapcsolt műszerek nem elég pontosak, vagy nagyon drágák lennének, illetve a kezelő személyzetet a nagyfeszültségű hálózattól életvédelmi

célból óvni kell. Ugyanezek a szempontok a működető elektromágnesekre, relékre is mértékadók.

A 2.58a ábrán feszültségváltó szabványos jelképi jelölését és kapocsjeleit, a 2.58b ábrán az áramváltót láthatjuk. A mérőváltók bekötése akkor szabályos, ha a primer körben folyó váltakozó mennyiség pillanatértékének iránya megegyezik a szekunderkörü műszeren átfolyó mérőáram pillanatértékének irányával. E feltétel teljesítését teszi lehetővé a kapcsok szabványos jelölése.



2.58. ábra Mérőtranszformátorok jelölése  
a) feszültségváltó, b) áramváltó

A mérőváltókkal szemben elsőrendű követelmény a primer- és a szekunder oldal egymástól való megbízható szigetelése, galvanikus szétválasztása. Nagyfeszültségű szinten történő mérés esetén ezen túlmenően a szekunder oldalt (vagy a mérőváltó vasmagját) földelik. Az áramváltók szekunder köre túlfeszültség keletkezésének veszélye miatt nem szakadhat meg, ezért ott olvadó biztosítót, vagy más megszakító szerkezetet alkalmazni nem szabad.

A mérőtranszformátorok pontosságát az határozza meg, hogy a mért szekunder értékből a megadott áttétel segítségével milyen pontosan állapítható meg a primer oldali mennyiség. A primer és redukált szekunder oldali mennyiség nagyságbeli eltérése a mérőváltó *áttételi hibájától* függ.

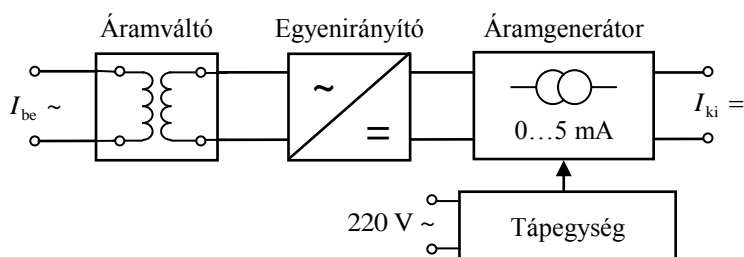
Teljesítménymérés esetén lényeges, hogy a tényleges primer-, és a mért szekunder mennyiség fázisszöge se különbözzön egymástól. Ezt az eltérést a mérőváltó *szöghibája* jellemzi.

A hibák csökkentése érdekében a mérőtranszformátorok mágnesező áramát kis értéken kell tartani. Ezt jó mágneses tulajdonságú vasmaggal, és az erőátviteli transzformátoroknál alkalmazott indukciónál jóval kisebb (kb. feleakkora) megengedett indukcióval érik el. Feszültségváltók esetén lényeges még a tekercselések viszonylag kis ohmos ellenállása és szórási reaktanciája.

Üzemi mérések céljára készítenek olyan áramváltót, amelynek vasmagja fogószerűen szétnyitható, és a mérendő áramvezetőt a vasmaggal körülfogva, az áramkör megbontása nélkül mérhetjük a vezetékben folyó áram nagyságát. Ezeket a több méréshatárral rendelkező, mérőműszerrel egybeépített árammérő eszközöket *lakatfogóknak* nevezik.

### 2.7.3.1. Áramtávadók

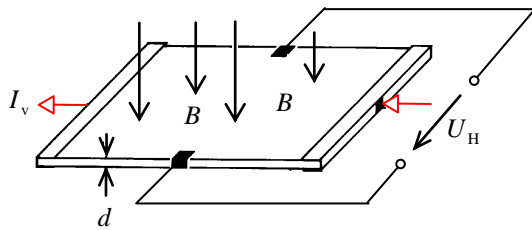
Áramtávadóra bemutatott első példánk a 2.59. ábrán vázolt felépítésű. A távadó bemenő jele 1...5 A váltakozóáram, kimenő jele 0...5 mA egyenáram. A mérendő váltakozó áramot áramváltóval érzékeljük, diódás hiddal egyenirányítjuk, majd egy feszültségvezérelt áramgenerátorral állítjuk elő a kimenő jelet. A távadó tápegysége hálózati transzformátort, egyenirányítót, feszültség szabályozót és szűrő elemeket tartalmaz.



2.59. ábra Váltakozóáramú áramtávadó blokkvázlata

Az áramtávadók másik, jelenleg egyre gyakrabban alkalmazott generációjának működése a Hall-effektus kihasználásán alapul (2.60. ábra). Eszerint ha egy a mágneses erővonalakra merőlegesen elhelyezett félvezető lapka két szemközti oldalán egy áramgenerátorral állandó,  $I_v$  értékű áramot folytatunk keresztül, akkor a szonda másik két oldaláról levehető feszültség a mágneses tér indukciójával arányos:

$$U_H = k_{\text{HALL}} \cdot I_v \cdot B. \quad (2.75)$$



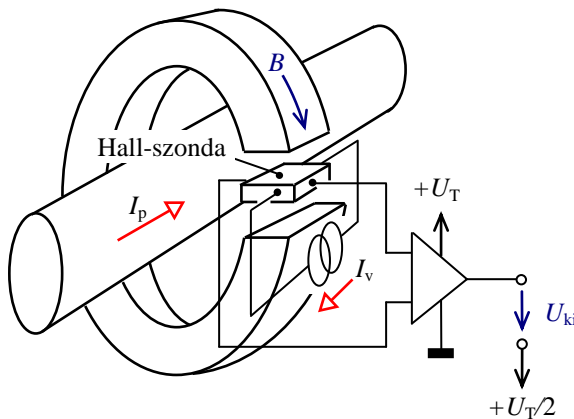
2.60. ábra A Hall érzékelő felépítése

lét gyakorlati felhasználás megkönnyítésére erősítik és az offset kiküszöbölése érdekében kompenzálják.

Kis áramok (<50 A) mérése esetén tanácsos a primer oldali menetszámot megnövelni annak érdekében, hogy az érzékelő a legérzékenyebb működési tartományban (kb. 50 Ampermenet névleges primer gerjesztés környékén) működjék.

A Hall-érzékelő áramtávadók két kiviteli formája jól érzékelteti a nyitott- és zárt hatásláncú távadók közötti különbségeket.

A nyílt hurkú áramérzékelő esetén a Hall-érzékelőt a 2.62. ábrán látható módon, egy telítetlen (a legnagyobb bemeneti áramoknál is lineáris) toroid-vasmag légrésében helyezik el. Ezzel eléri, hogy a légrésben az indukció (és a 2.75 összefüggés szerint a Hall-cella kimenetén mérhető feszültség is) a primer oldal gerjesztésével lesz arányos. Mint már említettük, a Hall-szonda kimeneti feszültsége mV nagyságú, ezért a megfelelő jelszint

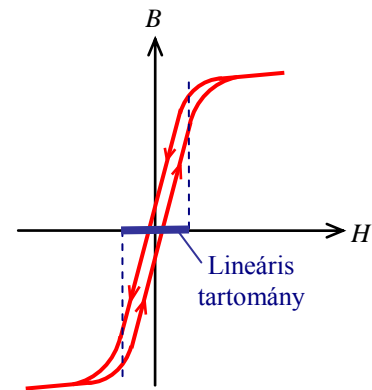


2.62. ábra Egy tápfeszültséges, nyitott hatásláncú, Hall-érzékelős áramtávadó felépítése feszültségkimenettel

pontossággal,  $\pm 0,5 \%$  linearitással az 5...2500 A-es áramtartományban készítenek távadókat, amelyek az egyenáramtól kiindulva kb. 25 kHz frekvenciáig működőképesek.

(2.75)-ben  $k_{\text{HALL}}$  egy anyagtól és a lapka  $d$  vastagságától függő állandó. A linearitás érdekében a mágneses kört úgy méretezik, hogy a a fellépő maximális indukciónál se lépjük túl a hiszterézis hurok lineáris tartományát (2. 61. ábra).

A lineáris tartományban 10...100 mV nagyságrendű Hall-feszültséget szolgáltató Hall-szondák je-



2.61. ábra Mágnesezési görbe

elérése érdekében a távadó erősítőt tartalmaz. A különböző áramerősségek mérését a mágneses kör méretezésével (pl.: a légrés változtatásával) teszik lehetővé.

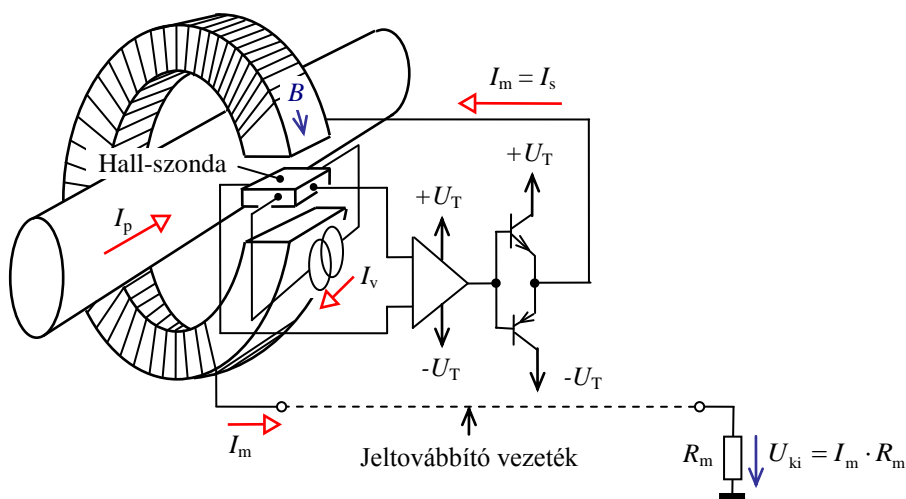
Annak érdekében, hogy az áramtávadó egy tápfeszültség esetén is alkalmas legyen váltakozó áramok mérésére az  $U_{ki}$  kimenő feszültség zérus mérendő áramhoz ( $I_p = 0$ ) tartozó kimeneti értékét a tápfeszültség feléhez szokták eltolni (lásd a 2.62. ábrát).

Ilyen módon kb.  $\pm 1,5 \%$  mérési

Méréstechnikai szempontból előny, hogy a távadó felépítéséből adódóan megoldja a primer- és a mérőoldal elszigetelését egymástól.

A nyitott hurkú áramtávadók tipikus alkalmazási területei: egyen- és váltakozó áramú hajtásokban, frekvenciaváltók áramszabályozóiban; teljesítménytényező vezérlő áramkörökben; hegesztő készülékek áramszabályozóiban; szünetmentes áramforrásokban; villamos járművekben, töltő áramkörökben; trakciós hajtásokban; áramvédelmekben, az energia-menedzsmentben.

A 2.63. ábrán vázolt felépítésű, zárt hatásláncú (visszacsatolt) áramtávadó működése a gerjesztés-kompenzáción alapul. Ennek megvalósítására a telítetlen tartományban működő vasmagon szekunder tekercselést helyeznek el. A szekunder tekercselés szokásos menetszáma:  $N_s = 1000 \dots 5000$ , a szekunder áram általában  $I_s = 25 \dots 300$  mA, de nagyáramú távadóknál elérheti a 2 A-t is. Ez utóbbiaknál külön tápegység szükséges ennek a nagy kimeneti áramnak az előállítására. Az áramtávadó áttételi számának szokásos értékei:  $a = N_p / N_s = 1/1000 \dots 1/2000$ .



2. 63. ábra Két tápfeszültséges, zárt hatásláncú (visszacsatolt), Hall-érzékelős áramtávadó felépítése áramkimenettel

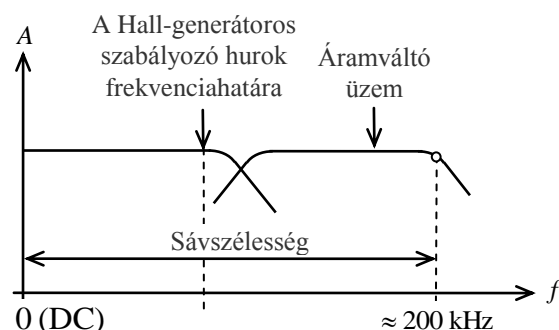
A vasmag légrésébe helyezett Hall-érzékelő a mágneses indukciót érzékeli. Az indukcióval arányos kimeneti feszültséget egy feszültség-áram átalakítóval negatívan csatoljuk vissza a szekunder körbe. Az így kialakuló szabályozókör zérus indukcióra, vagyis gerjesztés-egyensúlyra szabályoz:  $N_p \cdot I_p = N_s \cdot I_s$ , ahol  $I_m = I_s$  az áramtávadó kimeneti (mérő) árama. Az összefüggésből adódóan a kimenő áram a primerkörü árammal arányos:

$$I_m = I_s = \frac{N_p}{N_s} \cdot I_p = \frac{I_p}{a} \quad (2.76)$$

A távadó kimeneti jelét zavaró jelekkel teli környezetben lehetőleg hibátlanul kell eljuttatni a felhasználás helyére, amely a távadótól akár több száz méterre is lehet. Zavarvédelem szempontjából legjobb az áramhurokban történő átvitel, amire a zárt hurkos



áramtávadó  $I_m = I_s$  áramgenerátoros kimenetét tervezték. A feldolgozás helyén a kört  $R_m$  értékű ellenállással lezárva a kimeneti feszültség arányos lesz az  $I_p$  mérendő árammal:



2.64. ábra A „HALL-generátor” és az „áramváltó” üzemi frekvenciamenete

$$U_{ki} = \frac{R_m}{a} \cdot I_p. \quad (2.77)$$

Kis frekvenciáknál (amibe beletartozik az egyenáram is) az áramtávadó a Hall-generátort és az azt kiegészítő elektronikát használja az áram érzékelésére (2. 64. ábra). Nagyobb frekvenciáknál a távadó mint áramváltó működik, vagyis a szekunder áramot az áramtranszformátor áttétele határozza meg.

A visszacsatolás valamint a megfelelő frekvenciakompenzálás eredményeként a távadó pontossága  $\pm 0,5 \%$ -ra, linearitása  $\pm 0,1 \%$ -ra, működési frekvenciatartománya kb. 200 kHz-re nőtt meg. Természetesen a zárt hurkú jeladók is megoldják a mérő- és az erősáramú kör elszigetelését egymástól.

Az áramtávadók minőségét jellemző adat továbbá az ún. válaszidő is, vagyis hogy a távadó milyen sebességgel tudja követni az áramban bekövetkező értékváltozást ( $di/dt$  követés). Ezt több dinamikus paraméter összessége határozza meg úgymint a késleltetési idő, felfutási idő és reakcióidő. A zárt hurkú áramtávadók gyors reagálásúak, a reakcióidő általában jobb, mint  $1 \mu s$ , és egyes típusokkal mérhető  $di/dt = 50 \dots 400 A/\mu s$  áramváltozási sebesség is. Ez a sebesség lehetővé teszi ezen érzékelők felhasználását félvezetők és teljesítményelektronikai berendezések zárlatvédelmében.

A zárt hurkú áramtávadók jól használhatók továbbá olyan ipari alkalmazásokban, amelyek megkövetelik a nagy pontosságot, a nagy sávszélességet és a gyors válaszidőt. Ezért érzékelő elemként gyakran megtalálhatók áram-, erő, nyomaték-, szögsebesség-, pozíció-, és nyomásszabályozókban, szervohajtásokban, robotokban, radarforgató rendszerekben stb.

#### 2.7.4. Nagyfrekvenciás transzformátorok

A frekvencia növelése csökkenti az adott teljesítmény eléréséhez szükséges transzformátor oszlopkeresztmetszetét, mivel:

$$A_0 = c \cdot \sqrt{\frac{S}{f}}. \quad (2.78)$$

ahol  $S$  a transzformátor látszólagos teljesítménye,  $f$  a frekvencia,  $c$  egy állandó.

Ez a lehetőséget jelent a kapcsolóüzemi tápegységek méreteinek csökkentésére. Kapcsolóüzemű tápegységekben a frekvencia növelését a kapcsolóelem (általában MOSFET) megengedhető frekvenciája, a kimeneti szűrőkapacitás, ill. induktivitás mérete és minősége (kondenzátoroknál pl. az ESL értéke), valamint a gyakran szigetelési funkciókat is ellátó transzformátor méretei korlátozzák.

A jelenleg rendelkezésre álló MOSFET-ekkel jelenleg kb. 1...2 MHz frekvencia érhető el. A szűrők esetében a többrétegű kerámiakondenzátorok megjelenése, valamint a frekvencia növekedésekor a megfelelő minőségű szűréshez szükséges induktivitás csökkenése jelentősen csökkenti a kimeneti szűrők méretét. Így napjainkban a transzformátor mérete (és ezzel együtt súlya) valamint ára vált a kapcsolóüzemű alkalmazások miniatürizálásának legnagyobb korlátjává.

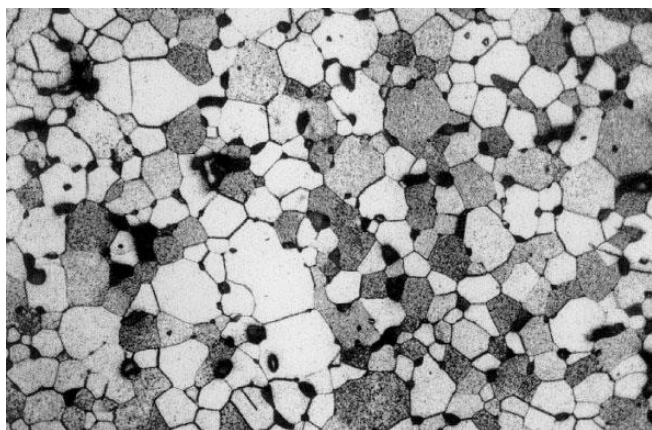
Mivel nagy darabszámokról, és jelentős termelési értékekről van szó, természetesen rögtön felmerült a kérdés, hogy hogyan lehet a transzformátorok méreteit (súlyát) és árát csökkenteni? A méret- és súly csökkentés elsősorban műszaki-, míg az ár csökkentése inkább technológiai (tömeggyártási) kérdés. A nagyfrekvenciás transzformátorok kapcsolóüzemi tápegységekben történő alkalmazása esetén további kérdésként merült fel a pontos reprodukálhatóság kérdése is (például hogy hogyan tudják tömeggyártás esetén a veszteségek kézben tartása érdekében pontosan ugyanazt a kapcsolóüzemi frekvenciát biztosítani).

Műszaki oldalról nézve a transzformátor frekvenciájának növelése transzformátor vas- és tekercsveszteségének, valamint a transzformátorban alkalmazott szigetelő anyagokban keletkező dielektromos veszteség nagyságától, valamint a veszteségekből adódó hőmérsékletemelkedés megengedhető mértékétől függ. Mindezek a jellemzők erősen frekvencia- és hőmérsékletfüggők.

#### 2.7.4.1. Vasveszteségek

A transzformátor vasmagjában hiszterézis- és örvényáramú veszteség keletkezik. Mint tudjuk, a *hiszterézis veszteség* a periodikus átmágnesezés következménye. Nagyfrekvenciás transzformátorok esetén a hiszterézis veszteséget veszteségsűrűséggel (térfogategységre vonatkozó veszteség) jellemzik, ami a következő összefüggésből számítható [26]:

$$p_h, \text{W/m}^3 = K_1 \cdot (c_{\tau 0} + c_{\tau 1} \cdot \tau + c_{\tau 2} \cdot \tau^2) \cdot f^{K_2} \cdot B_{\max}^{K_3} = K_1 \cdot K_{\tau} \cdot f^{K_2} \cdot B_{\max}^{K_3}. \quad (2.79)$$



2.65. ábra Az MnZn (Mangán-Cink) ferrit mikroszerkezete

(2.79)-ben  $K_1$ ,  $K_2$  és  $K_3$  hiszterézisveszteségi tényezők;  $c_{\tau 0}$ ,  $c_{\tau 1}$ ,  $c_{\tau 2}$ , és  $K_{\tau}$  hőmérsékleti tényezők,  $\tau$  a hőmérséklet. A  $K_1$ ,  $K_2$  és  $K_3$  veszteségi tényezőket, vagy az azokkal egyenértékű veszteségsűrűségi diagramokat a gyártók a különböző típusú ferritekre megadják.

Az *örvényáramú veszteséget* a vasmagban indukálódó feszültség hatására létrejövő örvényáramok okozzák. Csökkentésére a nagyfrekvenciás transzformátorokban vasmagjaiban fél-

vezető anyagból készült, egymástól vékony szigetelő réteggel elszigetelt kristályszemcséket használnak (2.65. ábra). 2 MHz frekvenciáig a ma leggyakrabban használt anyag a MnZn,

2 MHz felett pedig a NiZn. A szemcsék nemcsak vezetik az erővonalakat (amelyet a relatív  $\mu_r$  permeabilitással jellemzünk), hanem egymáshoz képest kapacitásként is viselkednek (amelyet az  $\varepsilon_r$  relatív permittivitással írunk le). Mind a ferritek vezetőképessége, mind a permittivitása erősen függ a frekvenciától és a hőmérséklettől, mivel a szigetelési kapacitások és a szemcseellenállások a kristályszemcsén belül párhuzamosan kapcsolódnak egymással. Például a jelenleg gyakran használt 3F3 típusú ferrit esetén a 10 kHz...1 MHz frekvencia-, illetve 25...100 °C hőmérsékleti sávban a fajlagos ellenállás a 0,3...2,1  $\Omega\text{m}$ , a relatív permittivitás 110000...600000 között változik.

Nagyfrekvenciás alkalmazások esetén ugyanúgy, mint a hiszterézis veszteségnél, az örvényáram veszteséget a veszteségsűrűség nagyságával jellemzik:

$$p_{\text{ö}}, \text{W/m}^3 = \frac{\pi}{4 \cdot \rho} \cdot (f \cdot B_{\text{max}})^2 \cdot A_{\text{vas}}, \quad (2.80)$$

amelyben  $\rho$  a fajlagos ellenállás,  $A_{\text{vas}}$  a vaskeresztmetszet.

A (2.79) és (2.80) összefüggések alkalmazásával a vasveszteségekre egy hőmodell építhető fel, amely tervezésnél felhasználható a vasveszteségi teljesítmény meghatározására.

#### 2.7.4.2. Tekercselési veszteségek

Egy kétkerceselésű transzformátor vesztesége az egyenáramú táplálás esetén:

$$P_t, \text{W} = I_1^2 \cdot R_1 + I_2^2 \cdot R_2 = I_1^2 \cdot \rho_1 \cdot \frac{l_{t1} \cdot N_1^2}{q_{a1}} + I_2^2 \cdot \rho_2 \cdot \frac{l_{t2} \cdot N_2^2}{q_{a2}}, \quad (2.81)$$

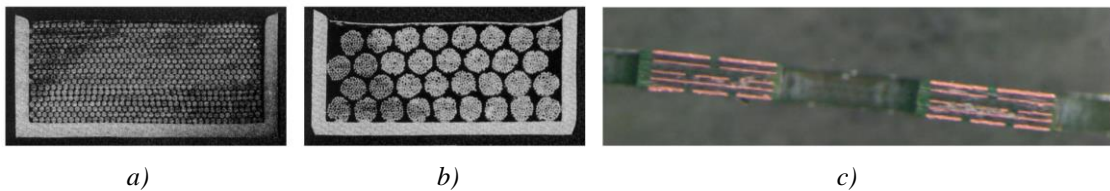
ahol  $\rho_1, \rho_2$  a tekercselő huzalok fajlagos ellenállása;  $A_{a1}, A_{a2}$  az összes huzalkeresztmetszetek;  $l_{t1}, l_{t2}$  a tekercsek közepes menethosszai.

Amennyiben a mágnesező áramot elhanyagoljuk, az  $a$  áttételt felhasználva írhatjuk:

$$P_t, \text{W} = I_1^2 \cdot \rho_1 \cdot \frac{l_t \cdot N_1^2}{q_{a1}} + (a \cdot I_1)^2 \cdot \rho_2 \cdot \frac{l_t \cdot N_2^2}{q_{a2}}. \quad (2.82)$$

Tételezzük fel továbbá, hogy a tekercselés rendelkezésére álló összes ablakfelület értéke  $A_a$  és  $n = A_{a1} / A_a$ , valamint hogy a tekercselés kitöltési (lásd ezzel kapcsolatban a 2.66. ábrát) tényezőjét  $\alpha$ -val jelöljük. Ekkor (2.82) a következőképpen alakul:

$$P_t, \text{W} = I_1^2 \cdot \rho_1 \cdot \frac{l_t \cdot N_1^2}{n \cdot A_a \cdot \alpha} + (a \cdot I_1)^2 \cdot \rho_2 \cdot \frac{l_t \cdot N_2^2}{(1-n) \cdot A_a \cdot \alpha}. \quad (2.83)$$



**2.66. ábra** Különböző tekercselési módok tekercskitöltési tényezői

a)  $\varnothing 0,19$  mm zománchuzal  $\alpha = 0,93$ ; b)  $81 \times 0,071$  mm sodrat;  $\alpha = 0,87$ ; c) többbrétegű NYÁK  $\alpha = 0,20$

A tekercselés akkor ideális, ha  $\alpha = 1$  és  $n = 0,5$ .

Váltakozó áramú tápláláskor a tekercselések ellenállása az áramkiszorulás és a közelhatások következtében megnő, amelyet a  $k_{tr1}$ ,  $k_{tr2}$  tényezővel veszünk figyelembe (lásd ezzel kapcsolatban az 1.4.2.2. pontot):

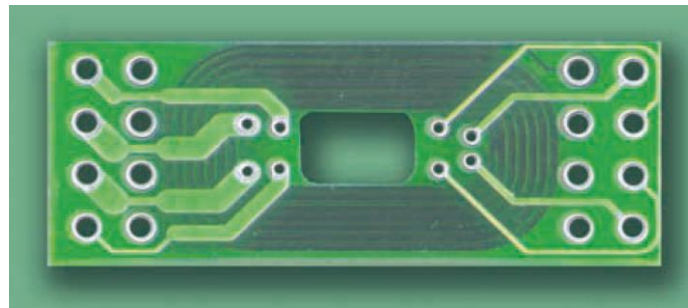
$$P_t, W = I_1^2 \cdot \rho_1 \cdot \frac{l_t \cdot N_1^2}{n \cdot A_a \cdot \alpha} \cdot k_{tr1} + (a \cdot I_1)^2 \cdot \rho_2 \cdot \frac{l_t \cdot N_2^2}{(1-n) \cdot A_a \cdot \alpha} \cdot k_{tr2}. \quad (2.84)$$

Négyszöghullámú táplálás esetén ezeket a veszteséget a legfontosabb harmonikusokra ki kell számolni. Az eredő tekercsvesztéseget ezek alapján összegzéssel kapjuk meg.

Az áramkiszorulás a frekvencia növekedésekor alapvetően befolyásolja a tekercsvesztések nagyságát, ezért mindent el kell követni a csökkentésére. Jó eredményt érhetünk el



a)

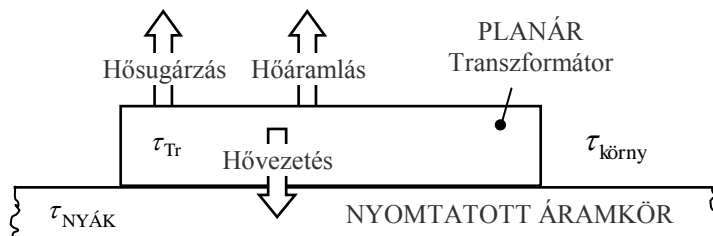


b)

### 2.67. ábra Nagyfrekvenciás transzformátor tekercselések

a) fóliatekercselés; b) többrétegű NYÁK tekercselés (amelynek 4 rétege látható a 2.72e ábrán)

a vezetők párhuzamosan kapcsolt vezetősálakra bontásával (sodrat, Litze huzal), illetve a tekercs vezető fóliából (lásd 2.67a, valamint a 2.72e ábrát), illetve NYÁK technológiával történő készítésével. Ezekben az esetekben az alkalmazott vezetőfólia 35...105  $\mu\text{m}$  vastagságú, amelyben az áramkiszorulás sokkal kisebb értékű, mint hagyományos tekercseléseknél. Ráadásul a hűtés szempontjából nagyon kedvező a vezetőfólia hűtőfelület/vastagság aránya, így sokkal nagyobb áramsűrűségek engedhetők meg, mint hagyományos tekercselésű transzformátorok esetén.

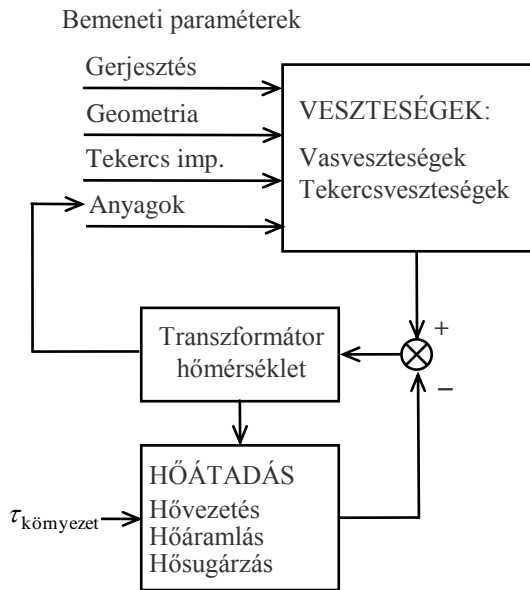


2.68. ábra Hőelviteli módszerek a transzformátorból

azt a 2.68. ábra mutatja, a hővesztesség három módon távozhat a transzformátorból: hővezetéssel, hőáramlással és hősugárzással.

### 2.7.4.3. Hőmérsékletemelkedés

Termikus méretezéskor biztosítanunk kell azt, hogy a veszteségi teljesítmények által okozott hőmérsékletemelkedés belül maradjon a beépített anyagokra megengedett mértékeken. Mint ahogy



**2.69. ábra** Iteratív transzformátorvesztés- és hőmérsékletemelkedés számítás

környezeti hőmérséklet közötti  $\tau_{Tr} - \tau_{körny}$  hőmérsékletkülönbséggel (lásd ezzel kapcsolatban később (6.72)-t.

Végül a hősugárzással történő hőátadás függ a Boltzmann állandótól ( $B$ ), a sugárzó felület emissziós tényezőjétől ( $\varepsilon$ ), nagyságától ( $A$ ), valamint a transzformátor és a környezeti abszolút hőmérséklet negyedik hatványának különbségétől ( $T_{Tr}^4 - T_{körny}^4$ ):

$$P_{hősug} = \varepsilon \cdot B \cdot (T_{Tr}^4 - T_{körny}^4). \quad (2.86)$$

Sajnos a hőmérséklet veszteségekből adódó emelkedése az ellenállás-változásoknak megfelelően befolyásolja mind a vas- mind pedig a tekercsvesztéseket, ezért a tényleges hőmérséklet meghatározás (a méretezés) csak iterációs módszerrel végezhető el [26].

Mint az a 2.69 ábrából látható, a számítás két hurkot tartalmaz. A belső hurok a transzformátor hőmérsékletét addig változtatja, amíg az összetevőkben (a vasmagban-, a tekercsekben) keletkező veszteségek egyenlővé nem válnak a teljes hővesztés-elviteli kapacitással.

#### 2.7.4.4. Planár transzformátorok

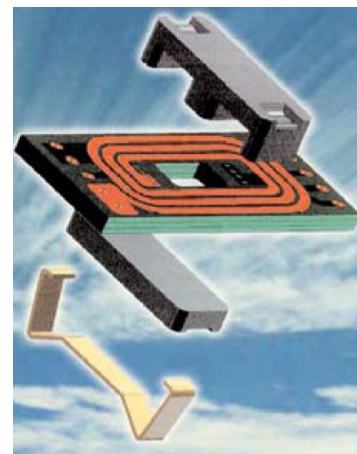
Az 1980-as évektől kezdődően a méret-, a súly- és nem utolsósorban az ár csökkentésére, valamint a gyors ütemben fejlődő kapcsolóüzemű alkalmazások kielégítésére a tervezők új (tömeg)gyártási technológiát dolgoztak ki a nagyfrekvenciás transzformátorok részére. A technológia főbb jellemzői:

A nyomtatott áramkör (NYÁK) felé hővezetéssel továbbított veszteség:

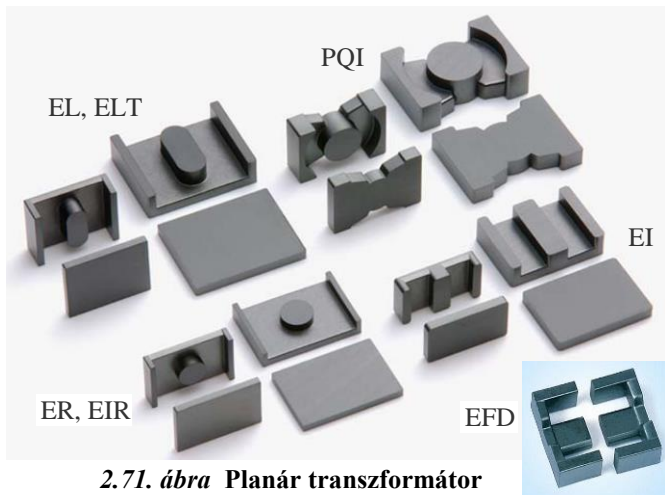
$$P_{hővezetés} = \frac{\tau_{Tr} - \tau_{NYÁK}}{R_{Tr-NYÁK}}, \quad (2.85)$$

amelyben  $R_{Tr-NYÁK}$  a transzformátor és a NYÁK hőmérséklete közötti hőellenállás, illetve a transzformátor és a NYÁK közötti hőmérsékletkülönbség:  $\tau_{Tr} - \tau_{NYÁK}$ .

Hőáramlás esetén a hővesztéseget egy mozgó, áramló közeg továbbítja a környezet felé. Az áramlást kényszerítheti a hőmérsékletkülönbség (természetes konvekció) de kikényszeríthetjük ventilátorral, vagy szivattyúval is. A továbbított hővesztés arányos egy hőáramlási tényezővel, az áramló közeggel érintkező  $A$  felülettel, valamint a transzformátor és a



**2.70. ábra** Planár transzformátor összeállítás (Ferrotec Inc.)  
(EI vasmag, NYÁK tekercselés, összeszorító rúgóelem)



2.71. ábra Planár transzformátor vasmagok (TDK)

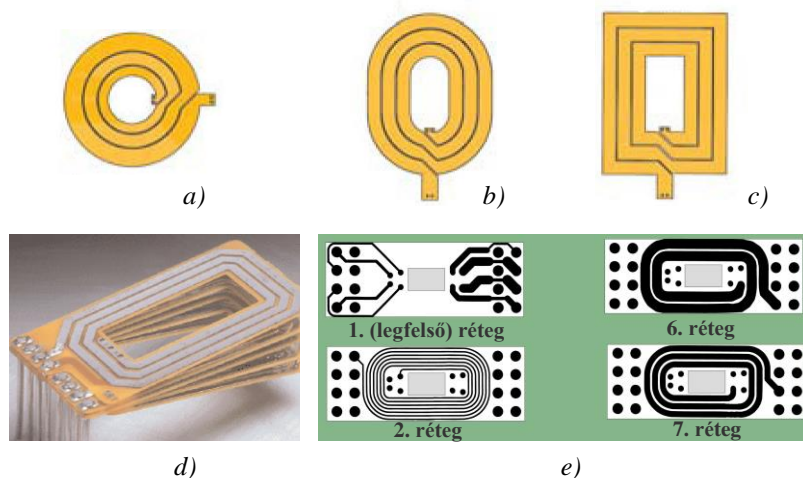
- ✚ Minél kisebb méretek elsősorban magassági irányban (innen ered a planár = sík) elnevezés). A térfo-gathoz képest relatíve nagy sík felület segíti a hőleadást, így nö-velve a teljesítménysűrűséget;
- ✚ Kis súlyú, lapos, nagy teljesít-ménysűrűségű, 1...2 MHz frek-vencián is kis vasvesztességű, (MnZn és NiZn) ferritek alkal-mazása;
- ✚ Nagy frekvencián is kis tekercs-vesztességű, jól technológizálha-

tó, cséve nélküli, tömeggyártásra alkalmas tekercselési módszerek alkalmazása;

- ✚ Tekercskivezetések alkalmassá tétele a NYÁK-ba ültetésre;
- ✚ Mind a vasmagok, mind a tekercselések gyártási szórásának csökkentése a paraméter-reprodukálhatóság, és a nem ideális működés (szórási induktivitások, kapacitív csatolások) csökkentése érdekében;
- ✚ Egyszerű összeszerelési technológia.

Planár mágneses technológia fő alkotó elemei: egy kis magasságú vasmag (a leggyakoribb az EI és E-E összeállítás); egy vékony NYÁK-, fólia-, vagy kivágott (de sík) tekercselés; a szigetelő betétek/elemek (amelyek lehetőleg vezessék a hőt a jobb hűtés érdekében); valamint az összeszorításhoz/rögzítéshez szükséges mechanikai elemek, ill. ragasztó (2.70. ábra).

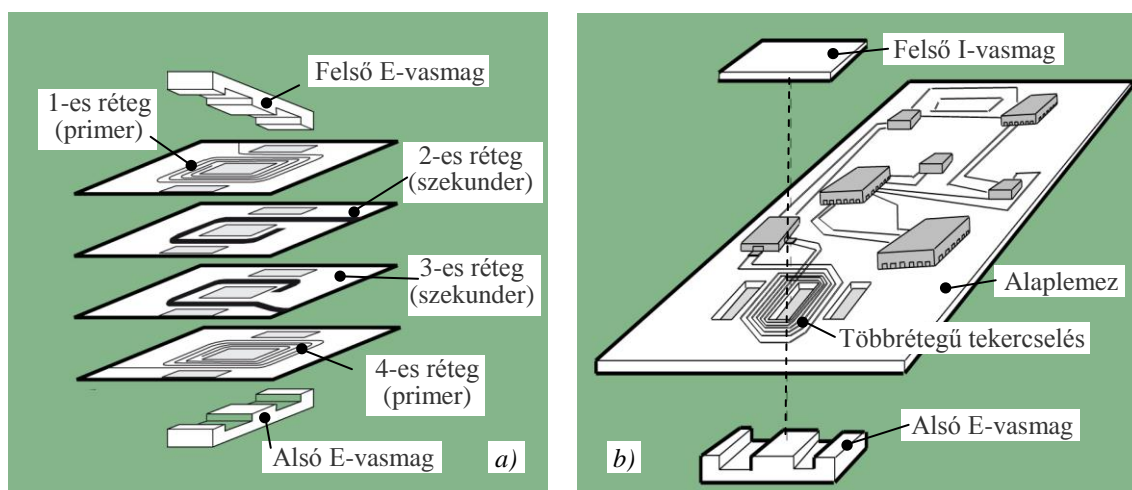
A 2.71. ábra egy, a nagyfrekvenciás/planár transzformátorok vasmagjairól készített összeállítást mutat be. Köszönhetően a ferrit anyagok viszonylag könnyű gyártástechnológiájának, sokféle alakban és méretben készülnek. A ferrit vasmag anyagok egyetlen kedvezőtlen tulajdonsága a viszonylag kicsiny telítési indukció.



2.72. ábra Planár transzformátor tekercskialakítások

- a) koncentrikus körös; b) koncentrikus „stadion”; c) koncentrikus négyszög;  
d) több (kétrétegű) NYÁK négyszög; e) egy 10 rétegű tekercselés 4 rétege



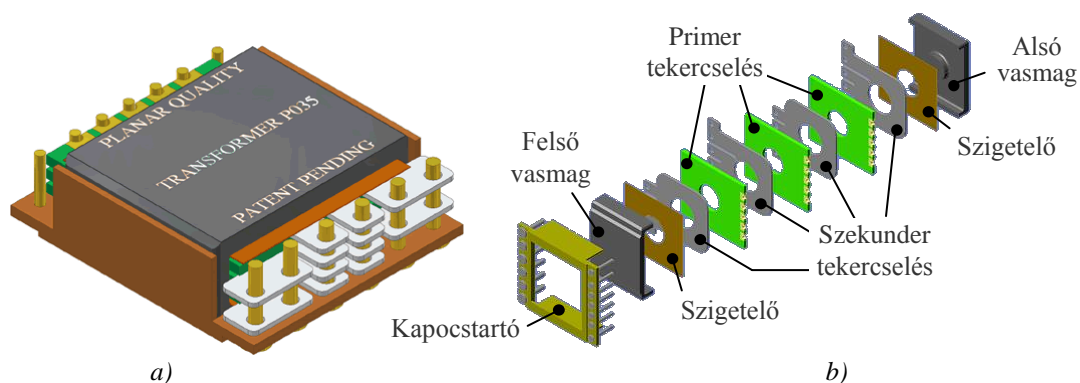


**2.73. ábra Planár transzformátor beépítési módok**

a) különálló transzformátorként; b) többretegű NYÁK-ba (pl.: PC alaplemezre) integrált

A planár transzformátorok tekercselésének tervezésekor a rendszerint rézfóliából készülő vezető szélességét és a fóliaréteg vastagságát tudjuk változtatni a hossz függvényében, ami nagyon kedvező a tekercsveszteség szempontjából. Műgyantát és egyéb alapanyagokat alkalmaznak a tipikusan epoxi-üvegből készülő NYÁK rétegeinek szigetelésére. Ez a kis költségű NYÁK alapanyag nagy hőmérséklettartománnyal és dielektromos szilárdsággal rendelkezik. Olyan nagyfrekvenciás alkalmazások esetén, amikor a minimális réteghapacitás a kívánalom teflon-üveg NYÁK lemezeket használnak.

A tekercsek alakja a vasmag alakjához igazodik [27]. A 2.72. ábrán a planár transzformátorokban leggyakrabban alkalmazott tekercsformák láthatók: az *a* ábrán a koncentrikus körös-, a *b* ábrán a „stadion-” a *c* ábrán pedig négyszög alakú. EI, illetve EE vasmagok alkalmazásakor ez utóbbi a leggyakoribb tekercsalak, míg a hengeres vasmagok esetén a koncentrikus körök a legmegfelelőbbek. A „stadion” forma átmenetet képez a két eset között. A három eset közül a koncentrikus körök alakú tekercselésnek van a legkisebb ellenállása és tekercsvesztesége. Mint már említettük, az ellenállás változtatható a vezetőfólia szélességével és a fólia vastagságával. A menetek közötti távolságot a menetek között felépő feszültségkülönbség befolyásolja.



**2.74. ábra Planár transzformátor (Planar Quality Corporation)**

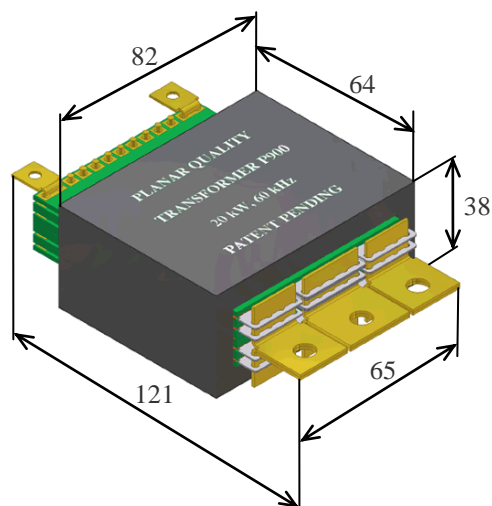
a) nézeti kép; b) szerelési ábra

A 2.73. ábrán a planár transzformátorok két alapvető beépítési módját ábrázoltuk. Az *a* ábra egy önálló-, míg a *b* ábra egy többretegű NYÁK-ba (pl.: PC alaplapha) integrált transzformátort mutat.

A 2.74a ábrán egy összeszerelt planár transzformátor nézeti képét, a *b* ábrán pedig tekercselés szerelési ábráját követhetjük nyomon. A tömeggyártásban, nagy méretpontos-sággal és illesztésekkel készülő alkatrészek összeszerelése nem igényel sem különleges összeszerelő gépet, sem pedig speciális szakképzettséget (olcsó, reprodukálható paraméterű gyártás).

A 2.75. ábrán egy 20 kW-os, 60 kHz- kapcsolási frekvencián üzemelő planár transzformátor fő méreteit mm-ben adtuk meg. A DC-DC átalakítóban lévő transzformátor néhány további adata:

- ✚ kapcsoló elem: IGBT;
- ✚ bemenő feszültség 600...700 V DC;
- ✚ kimeneti feszültség/áram (egyenirányítás után): 50 V/400 A;
- ✚ vasmagkeresztmetszet: 900 mm<sup>2</sup>;
- ✚ áttétel:  $a = 10$  menet/1 menet = 10;
- ✚ hatásfok: 99,5 %;
- ✚ alaplemez/hűtőborda maximum hőmérséklet: +100 °C;
- ✚ túlmelegedés maximum: 53 °C;
- ✚ primer ellenállás: 5 mΩ.
- ✚ Szekunder ellenállás: 0,22 mΩ.



2.75. ábra 20 kW-os, 60 kHz-en működő planár transzformátor méretei (Planar Quality Corporation)

A planár transzformátorok főbb alkalmazási területei: világűrbeni alkalmazások, telekommunikációs egyenirányítók; nagyteljesítményű akkumulátortöltők; inverterek, napelem inverterek, hajókon alkalmazott inverterek; teljesítményerősítők, hegesztő áramforrások, indukciós hevítők stb.

## 2.8. FOJTÓTEKERECSEK

Az erősáramú gyakorlatban számos helyen, különböző célokból szükség van induktív reaktanciára. Az induktivitás váltakozó áramú körökben mágneses energia tárolásával befolyásolja az áramkör jellemzőit. Bár a fojtótekercs nem kifejezetten energia-átalakító, felépítése és működése indokolja tárgyalását ebben a fejezetben.

Egy tekercsen átfolyó áram változása a tekercsel kapcsolódó mágneses tér megváltozását eredményezi, hatására a tekercselésben önindukciós feszültség jön létre:

$$u_L = \frac{d\Psi}{dt} = \frac{d\Psi}{di} \cdot \frac{di}{dt} = L \cdot \frac{di}{dt}. \quad (2.87)$$

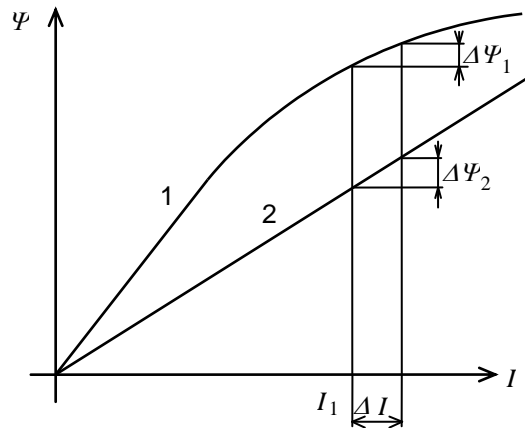
Az induktivitás tehát az áramváltozás hatására bekövetkező tekercsfluxus megváltozásának nagyságától függ.



A tekercset körülvevő mágneses tér erőssége, a tekercssel kapcsolódó erővonalak száma, az átfolyó áramon kívül a tekercs környezetének mágneses vezetőképességétől függ. A mágneses vezetőképességet a mágneses kör geometriai méretein kívül a mágneses kör anyagának permeabilitása határozza meg.

A 2.76. ábrán az 1. jelű mágneses kör vasanyaga a gerjesztőáram növekedésével telítésbe kerül, és csökken a permeabilitása. Bár a létrehozott mágneses tér  $I_1$  áramnál erősebb az 1. jelű mágneses körben mint a 2. jelűben, a  $\Delta I$  áramváltozás hatására létrejövő  $\Delta \Psi_1$  fluxusváltozás kisebb lesz  $\Delta \Psi_2$ -nél. Az 1. jelű mágneses körrel rendelkező tekercs induktivitása a telítődés miatt változik, a tekercsen átfolyó áram növekedésével csökkenni fog.

Mivel a legtöbb esetben nem engedhető meg az induktivitás függősége a tekercsen átfolyó áramtól, a vasanyagot tartalmazó fojtótekercsek mágneses körét úgy kell méretezni, hogy az a használt áramtartományban ne kerüljön telítésbe.

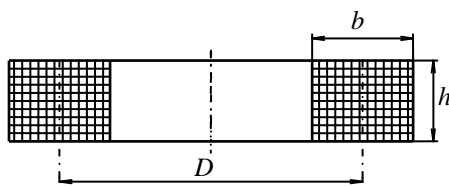


2.76. ábra Különböző jellegű mágneskörök fluxusai a gerjesztőáram függvényében

### 2.8.1. Légmagos fojtótekercsek

Azokban az áramkörökben, ahol gyors áramváltozások nagyfrekvenciás fluxusváltozást idéznek elő, a veszteségek csökkentése érdekében a fojtótekercs mágneses köre nem tartalmaz vasanyagot (pl.: kommutáló fojtótekercsek). Az ilyen, általában kis értékű lineáris (a fojtótekercsen átfolyó áramtól független induktivitású) fojtótekercsek légmagos kivitelben készülnek.

Egy hengergyűrű alakú, négyszög keresztmetszetű légmagos fojtótekercs geometriai méreteinek jelölését adtuk meg a 2.77. ábrán.



2.77. ábra Légmagos fojtótekercs geometriai méreteinek jelölése

Jelöljük a tekercs magasságának és közepes átmérőjének arányát  $\alpha$ -val, és a sugárirányú tekercsméret és a közepes átmérő viszonyát  $\beta$ -val:

$$\alpha = \frac{h}{D} \quad \text{és} \quad \beta = \frac{b}{D}. \quad (2.88)$$

A részletes matematikai levezetés mellőzésével a fojtótekercs induktivitása:

$$L = \frac{\mu_0}{4\pi} \cdot N^2 \cdot D \cdot F_L, \quad (2.89)$$

$F_L$  értékét  $\alpha$  és  $\beta$  függvényében a 2.78. ábrán megadott görbékkel kereshetjük ki.

Adott induktivitást különböző geometriai kialakításokkal is elérhetünk,  $\alpha$  és  $\beta$  értékét több tényező is befolyásolhatja, a hűlési viszonyok stb. A

fojtótekercs tömegére optimális  $\alpha = 0,345$  és  $\beta = 0,335$  értékeknél  $F_L = 8,45$ ; és a fojtótekercs induktivitása:

$$L_{\text{opt}}, H_y = 0,845 \cdot 10^{-6} \cdot N^2 \cdot D,$$

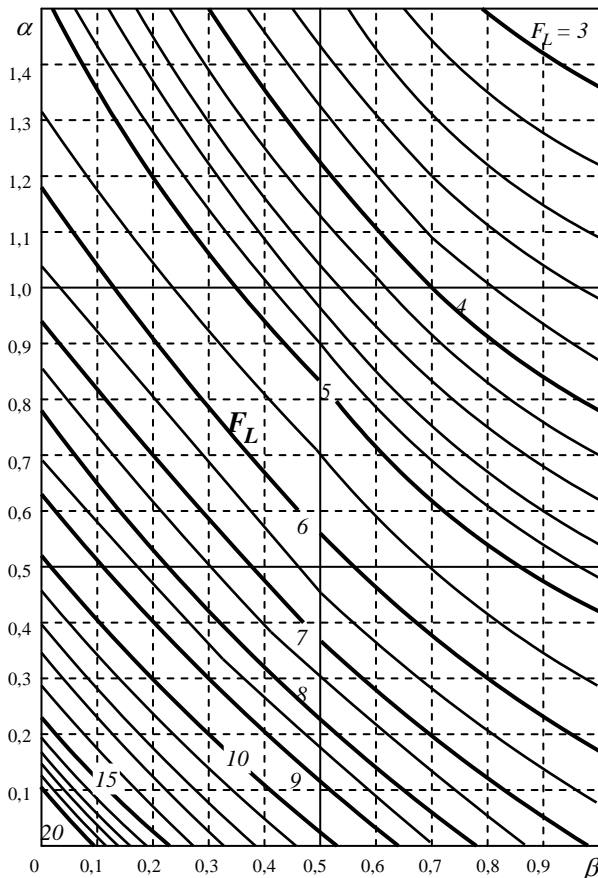
ahol  $D$ , a tekercs közepes átmérője.

Az előzetesen felvett  $\alpha$  és  $\beta$  értékeket esetenként többszöri módosítás után véglegesíthetjük, miután meggyőződünk arról, hogy a kiszámolt menetszámmal és felvett vezetők keresztmetszettel a tekercs elkészíthető  $b$  és  $h$  által meghatározott helyen, és a hűtési viszonyokat figyelembe véve nem melegsik a megengedettnél nagyobb mértékben.

Az alkalmazható tekercselőhuzal keresztmetszetét a tekercsben folyó áram effektív értékéből, és a vezetőkben megengedett áramsűrűségből határozhatjuk meg:  $q_{\text{vez}} = I / s$ , ahol az  $s$  áramsűrűség szokásos értéke:  $1,5 \dots 4 \text{ A/mm}^2$ .

Nagyfrekvenciás fojtótekercseknél az igényelt vezetők keresztmetszetet több, egymástól szigetelt párhuzamos szál alkalmazásával érjük el.

A kiszámított menetszámmal és vezetők keresztmetszettel a tekercs  $A_{\text{tek}} = \frac{N \cdot q_{\text{vez}}}{k_t}$



2.78. ábra  $F_L$  értékei  $\alpha$  és  $\beta$  függvényében

tekercselési területet igényel, ahol a tekercselés  $k_t$  kitöltési tényezőjének szokásos értéke:  $0,5 \dots 0,7$ .

A tekercselésben keletkező veszteségi teljesítmény, amely a tekercset melegíti:

$$P_{\text{veszt}} = I^2 \cdot R = I^2 \cdot \rho \cdot \frac{N \cdot D \cdot \pi}{q_{\text{vez}}}. \quad (2.90)$$

Természetes hűtés esetén a tekercselés melegeése  $C^\circ$ -ban:

$$\vartheta = \frac{P_{\text{veszt}}}{(13 \dots 15) \cdot A_h}, \quad (2.91)$$

ahol  $A_h$  a tényleges hűtőfelület  $\text{m}^2$ -ben, amelyen át a veszteségi hő sugárzás és természetes hőátadás útján távozik.

## 2.8.2. Vasmagos fojtótekercsek

Vasmag felhasználásával a fojtótekercs méretei jelentősen csökkenthetők a légmagoshoz képest, mivel a vasanyag permeabilitása nagyságrendekkel nagyobb

mint a levegőé. A fojtótekercsektől ugyanakkor elvárjuk, hogy teljes működési tartományukban lehetőleg állandó legyen induktitásuk. Ennek megvalósítása azonban

vasanyag alkalmazásakor némi nehézségbe ütközik, mivel a vas permeabilitását több tényező befolyásolja.

A következőkben csak egy közelítő módszert mutatunk be, amellyel kisebb méretű fojtótekercsek méretezhetők szabványosított transzformátor lemezsomag felhasználásával.

Jó mágneses tulajdonságú tekercselt vasmag használatakor kis gerjesztés hatására a vasmag telítésbe kerülhet. Ennek elkerülésére a mágneses körbe légrést iktatunk, így lehetővé válik közel állandó induktivitás létrehozása. A légrést a félbevágott vasmagok közé helyezett antimágneses anyaggal biztosítjuk, ezért a légrés keresztmetszetét azonosnak tekinthetjük a vasmagéval, a vasban és a légrésben fellépő indukció azonos lesz.

Ha a vasmag méretét úgy választjuk meg, hogy az indukció maximális gerjesztés esetén sem emelkedik 1,3...1,5 T fölé, mondhatjuk, hogy a teljes gerjesztés a légrés felmágnesezésére fordítódik:

$$N \cdot I_{\max} \approx H_{\delta} \cdot \delta = \frac{B}{\mu_o} \cdot \delta. \quad (2.92)$$

Ismeretes, hogy egy tekercs induktivitását a tekercs menetszámának négyzete, és a tekercs körül kialakuló mágneskör mágneses vezetése határozza meg. Az alkalmazott alacsony indukciónál a légrés mágneses vezetése fogja jellemezni a mágneskört, így a fojtótekercs induktivitása:

$$L \approx N^2 \cdot A_{\delta} = N^2 \cdot \frac{A_{\delta}}{\delta} \cdot \mu_o. \quad (2.93)$$

A (2.92) egyenlet alapján  $\frac{\mu_o}{\delta} = \frac{B}{N \cdot I_{\max}}$ , ezt behelyettesítve (2.93)-ba, és figyelembe véve, hogy  $A_{\delta} = A_v$

$$L \approx N \cdot A_v \cdot \frac{B}{I_{\max}}. \quad (2.94)$$

Katalógusból kiválasztható szabványos vasmagoknál az  $A_v$  vaskeresztmetszethez rendelt jellemző a tekercselés elhelyezésére rendelkezésre álló  $A_a$  ablak-keresztmetszet. Az ablakban elhelyezhető huzalmennyiség a tekercs menetszámától, a vezető keresztmetszetétől és a tekercselés kitöltési tényezőjétől függ:

$$A_a = \frac{N \cdot q_{\text{vez}}}{k_t}. \quad (2.95)$$

A vezető keresztmetszetét a tekercselésen átfolyó áram effektív értéke és a megengedett áramsűrűség határozza meg:

$$q_{\text{vez}} = \frac{I}{s}. \quad (2.96)$$

A (2.95)-öt  $N$ -re rendezve, és (2.96)-ot behelyettesítve:

$$N = A_a \cdot \frac{s}{I} \cdot k_t \quad (2.97)$$

kapjuk, és ezt (2.94)-be helyettesítve:

$$L \approx A_v \cdot A_a \cdot \frac{B}{I_{\max}} \cdot \frac{s}{I} \cdot k_t \quad (2.98)$$

összefüggéshez jutunk, amelyben:

$L$	Hy	a létrehozandó induktivitás;
$A_v \cdot A_a$	m <sup>4</sup>	a vas- és ablakkeresztmetszet szorzata, amelynek alapján katalógusból kiválaszthatjuk a vasmagot;
$B$	$\frac{Vs}{m^2}$	a megengedett maximális indukció (1,3...1,5 $\frac{Vs}{m^2}$ );
$I_{\max}$	A	az áramkörben várható áram maximális értéke;
$I$	A	az áramkörben folyó áram effektív értéke;
$s$	$\frac{A}{m^2}$	a megengedett áramsűrűség: (1,5...3,5) · 10 <sup>6</sup> $\frac{A}{m^2}$ ;
$k_t$	–	a tekercselés kitöltési tényezője 0,5...0,7.

A fojtótekercs méretezésének menete:

1. A (2.98) összefüggésből meghatározzuk a vasmag főméretére jellemző  $A_v \cdot A_a$  szorzatot.
2. Katalógusból kiválasztjuk a konkrét,  $A_v$  vas- és  $A_a$  ablak-keresztmetszetű vasmagot.
3. A kiválasztott  $A_a$  ablakkeresztmetszet ismeretében (2.97)-ből meghatározzuk a fojtótekercs menetszámát, (2.96)-ból a tekercselőhuzal méretét.
4. A (2.93) összefüggés alapján meghatározzuk a kívánt induktivitást eredményező légrést.

Az ismertett közelítő módszer természetesen nem adhatja a tömeg vagy ár szerinti optimális megoldást, de kiindulási alapul szolgálhat egy mintadarab elkészítéséhez, melyen méréseket végezve tökéletesíthetjük a konstrukciót.

## 2.9. TRANSZFORMÁTOR SZÁMPÉLDÁK

**2.9.1. Számpélda.** Egy egyfázisú transzformátor adattábla adatai:  $S_n = 2,4 \text{ kVA}$  ;

$$U_1 / U_2 = 400 / 200 \text{ V} ; I_1 / I_2 = 6 / 12 \text{ A} ;$$

Az üresjárási mérés adatai:  $U_0 = 400 \text{ V}$  ;  $I_0 = 0,51 \text{ A}$  ;  $P_0 = 40 \text{ W}$ .

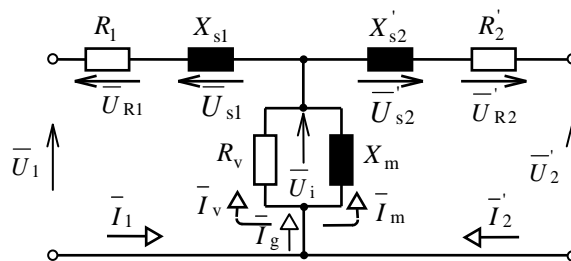
A rövidzárási mérés adatai:  $U_z = 26,8 \text{ V}$  ;  $I_z = 6 \text{ A}$  ;  $P_z = 72 \text{ W}$ .

*Feladatok:*

- a) Rajzoljuk le a transzformátor helyettesítő vázlatát, és határozzuk meg egyes elemeit a mérési eredmények alapján! ( $R_1 = R_2'$  és  $X_{s1} = X_{s2}'$ .)
- b) Mekkora maximális feszültségesés várható a 200 V-os szekunder oldalon névleges terhelésnél?
- c) Milyen terhelési állapotban lesz a transzformátor hatásfoka maximális? ( $\cos \varphi = ?$ ,  $I_1/I_n = ?$ )
- d) Mekkora a transzformátor hatásfoka  $\cos \varphi = 0,8$  és  $I_1 = I_n$  terhelésnél?
- e) Mekkora terhelés jut a transzformátorra, ha egy  $S_n = 4 \text{ kVA}$  ;  
 $U_1/U_2 = 400/200 \text{ V}$  ;  $\varepsilon = 5\%$  -os dropú transzformátorral dolgozik párhuzamos üzemben, amelynek a kihasználtsága 100 %?

### Megoldás

a) A feladat kiírásában nincs meghatározva, hogy melyik feszültségű oldalra történjen a redukálás, válasszuk a kényelmesebb megoldást, a nagyobb feszültségű oldalt, mivel a mérési adatok is erre vonatkoznak.



2.79. ábra A transzformátor helyettesítő kapcsolási vázlata

Az áthidaló ág ohmos ellenállását ( $R_v$ ), mely a vasveszteséget jelképezi, az üresjárási mérési eredményekből számíthatjuk. Az ellenálláson átalakuló teljesítményt kifejezhetjük

$P_v = \frac{U_i^2}{R_v}$  alakban, és ha megengedjük az  $U_0 = U_i$  a közelítést, akkor:

$$R_v = \frac{U_0^2}{P_0} = \frac{400^2}{40} = 4000 \text{ } \Omega.$$

A mágneses teret felépítő meddőteljesítményt az  $X_m$  reaktancia jelképezi. Ha ismerjük a felhasznált meddő teljesítményt, a számítás menete hasonló lehet, mint ami az ohmos tag meghatározásánál volt.

Az  $S^2 = P^2 + Q^2$  összefüggést felhasználva, a meddő teljesítmény:

$$Q_0 = \sqrt{(400 \cdot 0,51)^2 - 40^2} = 200 \text{ VAr.}$$

Az áthidaló ág reaktanciája:

$$X_m = \frac{U_0^2}{Q_0} = \frac{400^2}{200} = 800 \text{ } \Omega.$$

A helyettesítő vázlat soros elemeit a rövidzárási mérés eredményeiből számíthatjuk. Rövidzárássban elhanyagolhatjuk az áthidaló ágat ( $I_1 = I_2'$ ), a teljesítményeket a közös áram felhasználásával:

$$P_z = I_z^2 \cdot (R_1 + R_2'), \quad \text{és} \quad Q_z = I_z^2 \cdot (X_{s1} + X_{s2}')$$

alakba írhatjuk. Ezekből:

$$R_1 + R_2' = \frac{P_z}{I_z^2} = \frac{72}{6^2} = 2 \, \Omega. \quad \text{Mivel } R_1 = R_2', \quad R_1 = 1 \, \Omega, \text{ és } R_2' = 1 \, \Omega.$$

A rövidzárási meddőteljesítmény:

$$Q_z = \sqrt{(U_z \cdot I_z)^2 - P_z^2} = \sqrt{(26,8 \cdot 6)^2 - 72^2} = 144 \, \text{Var, vagyis}$$

$$X_{s1} + X_{s2}' = \frac{144}{6^2} = 4 \, \Omega. \quad \text{Mivel } X_{s1} = X_{s2}', \quad X_{s1} = 2 \, \Omega \quad \text{és} \quad X_{s2}' = 2 \, \Omega.$$

b) A transzformátor terhelés hatására bekövetkező feszültségváltozása a terhelő áramon kívül a terhelés teljesítménytényezőjétől ( $\cos \varphi_t$ ) is függ. Értékét névleges terhelésnél, a következő közelítő képlettel számíthatjuk:  $\Delta U = U_{zn} \cdot \cos(\varphi_z - \varphi_t)$ , vagyis maximális lesz a feszültségváltozás, ha a terhelő áram fázisszöge megegyezik a rövidzárási áram fázisszögével.

A névleges rövidzárási feszültség nagysága azonban attól függ, hogy melyik oldalra vonatkoztatjuk. A kiinduló adatok megadásánál a rövidzárási áram a nagyobb feszültségű oldal névleges áramával azonos ( $I_z = I_{1n} = 6 \, \text{A}$ ), tehát a megadott rövidzárási feszültség a nagyobb feszültségű oldalra vonatkozik.

A kérdésre adandó válaszhoz át kell számolnunk a rövidzárási feszültséget a kisebb feszültségű oldalra:  $U_{z2} = U_{z1} \cdot \frac{U_2}{U_1} = 26,8 \cdot \frac{200}{400} = 13,4 \, \text{V}.$

Tehát maximálisan  $\Delta U = 13,4 \, \text{V}$  feszültségesés várható, ha a terhelés teljesítménytényezője megegyezik a rövidzárási teljesítménytényezővel.

c) A transzformátor adattábláján a névleges áram és feszültség szorzatából számított látszólagos teljesítmény szerepel névleges teljesítményként. A transzformátor felvett teljesítménye tehát maximum az adattáblán szereplő teljesítmény lehet, ha a primer feszültség- és áram fázisszöge azonos ( $\cos \varphi = 1$ ). Szabályosan tehát akkor járunk el a hatásfok kiszámításánál, ha a transzformátor felvett teljesítményéből kivonjuk összes veszteségét, és az így kapott leadott teljesítményt osztjuk a felvett teljesítménnyel.

$$\eta = \frac{S_1 \cdot \cos \varphi - (P_v + P_t)}{S_1 \cdot \cos \varphi}, \quad \text{ahol } P_v + P_t \text{ a transzformátor vas- és tekercselési vesztesége.}$$

A vasveszteség az indukált feszültség (főfluxus) négyzetével arányos. A terhelés hatására bekövetkező fluxusváltozás olyan csekély mértékű, hogy a gyakorlatban az indukált feszültséget állandónak tekintve, a vasveszteséget terheléstől független veszteségként vesszük számításba.

A tekercselési veszteséget a terhelő áram okozza, annak négyzetével arányos. Névleges terhelésnél, a névleges rövidzárási teljesítménnyel vehetjük azonosnak. Ha a terhelő áram

eltér a névleges értéktől, akkor a tekercselési veszteséget az eltérés négyzetének arányában számítjuk át az új terhelési állapotra:

$$P_{\text{tek}} = \left( \frac{I_1}{I_n} \right)^2 \cdot P_{\text{zn}}.$$

A transzformátor hatásfokának maximuma a terhelés függvényében ott lesz, ahol a terheléstől függő veszteség egyenlő a terheléstől függetlennel, és az adott áramhoz tartozó maximális teljesítményt alakítja át. Tömören fogalmazva,  $P_{\text{tek}} = P_{\text{vas}}$ , és  $\cos \varphi = 1$ . A kérdés pontos megválaszolásához még meg kell határoznunk a leterhelés mértékét kifejező  $\beta = \frac{I_1}{I_n}$  arányt.

A  $P_{\text{vas}} = P_{0n} = \left( \frac{I_1}{I_n} \right)^2 \cdot P_{\text{zn}}$  egyenlet alapján  $\frac{I_1}{I_n} = \sqrt{\frac{40}{72}} = 0,745 \approx \frac{3}{4}$  terhelésnél, azaz  $I_1 = 4,5$  A-nél.

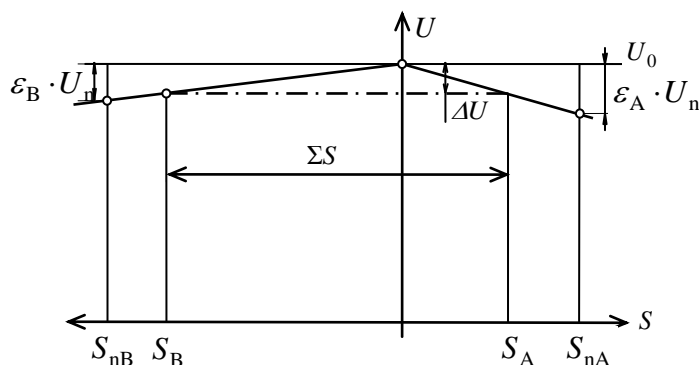
d) A transzformátor hatásfokát tetszőleges üzemiállapotban az

$$\eta = \frac{S_n \cdot \beta \cdot \cos \varphi - \beta^2 \cdot P_{\text{zn}} - P_0}{S_n \cdot \beta \cdot \cos \varphi}$$

egyenlet segítségével számíthatjuk ki, ahol  $S_n \cdot \beta \cdot \cos \varphi$  a transzformátor felvett teljesítménye a kérdéses üzemiállapotban;  $\beta^2 \cdot P_{\text{zn}}$  a terhelő áram négyzetével arányos tekercselési veszteség ( $\beta = \frac{I_1}{I_n}$ );  $P_0 \approx P_v$  a terheléstől független vasveszteség.

A kérdésre adandó válasz tehát:  $\eta = \frac{2400 \cdot 1 \cdot 0,8 - 1^2 \cdot 72 - 40}{2400 \cdot 1 \cdot 0,8} = 0,9416 = 94,16\%$ .

e) Különböző dropú transzformátorok párhuzamos üzemeltetésekor a terheléeloszlás meghatározása általános esetben nem tartozik az egyszerű feladatok közé, mert az függ az egyes transzformátorok rövidzárási teljesítménytényezőjén kívül a terhelés teljesítménytényezőjétől is. Ha feltételezzük, hogy a párhuzamosan üzemelő transzformátorok rövidzárási  $\cos \varphi$ -je közel azonos (ami nem jelent elrugaszkodást a gyakorlattól), és a terhelési  $\cos \varphi$  is ehhez közeli érték, könnyen kezelhető, közelítő módszert alkalmazhatunk. Mivel a



2.80. ábra Párhuzamosan kapcsolt transzformátorok terhelés eloszlása különböző drop esetén

példa kiírásában nincs kitétel a közelítés alkalmazásával szemben, ismerkedjünk meg ezzel a gyakorlatban jól használható módszerrel.

A 2.80. ábrán feltüntettük az egyes transzformátorok szekunder feszültségeinek eloszlását a terhelés függvényében. Mivel a példában csak két

transzformátor szerepel, a függőleges feszültségtengelytől jobbra az egyik, balra pedig a másik transzformátor teljesítményét (áramát) mértük fel. A módszer természetesen alkalmazható kettőnél több transzformátor esetében is.

Kiindulási feltételeink szerint a transzformátorok névleges terhelésüknél dropjuk által meghatározott mértékben ejtik feszültségüket, az így nyert különböző lejtésű egyenesek a szekunder feszültséget ábrázolják a terhelés függvényében.

Párhuzamos üzemben azonban a szekunder feszültségek is azonosak lesznek. Az eredményvonallal rajzolt közös feszültség helyzetét az eredő terhelés ( $\Sigma S$ ) határozza meg. Az ábra segítségével meghatározhatjuk adott összerterheléshez tartozó közös feszültséget is, és ennek birtokában az egyes transzformátorok leterheltségének mértékét. Az

$$\frac{\varepsilon_A \cdot U}{S_{nA}} = \frac{\Delta U}{S_A}; \quad \frac{\varepsilon_B \cdot U}{S_{nB}} = \frac{\Delta U}{S_B}; \dots \text{ és az } S_A + S_B + \dots = \Sigma S$$

egyenletekből egyenletrendszer felállítva, tetszőleges kérdésre válaszolhatunk.

Ebben az esetben legyen A indexű a 2,4 kVA-es transzformátor, amelynek dropja:

$$\varepsilon_I = \frac{U_m}{U_n} = \frac{26.8}{400} = 6,7 \% .$$

A felírható egyenletek:

$$\frac{\varepsilon_A \cdot U}{S_{nA}} = \frac{\Delta U}{S_A}; \quad \frac{6,7 \cdot U}{2,4} = \frac{\Delta U}{S_A}, \quad \text{és} \quad \frac{\varepsilon_B \cdot U}{S_{nB}} = \frac{\Delta U}{S_B}; \quad \frac{5 \cdot U}{4} = \frac{\Delta U}{S_B},$$

mert  $S_B = S_{nB} = 100 \% .$

Mindkét egyenletet  $\Delta U$ -ra rendezve, és a két egyenletet egyenlővé téve,  $S_I$  számítható:  $\frac{6,7 \cdot U}{2,4} \cdot S_A = \frac{5 \cdot U}{4} \cdot 4$  alapján  $S_A = 1,8 \text{ kVA}.$

Ezek alapján az összerterhelés:  $\Sigma S = S_A + S_B = 1,8 + 4 = 5,8 \text{ kVA}$  lesz.

### 2.9.2. Számpélda. Egy transzformátor adattábla adatai:

névleges teljesítmény:  $S_n = 4 \text{ kVA}$ ; névleges feszültség:  $3 \times 380 \text{ V} / 3 \times 42 \text{ V}$ ; névleges áramok:  $6,1 \text{ A} / 55 \text{ A}$ ; kapcsolás:  $Yy0$ .

Üresjárási mérési adatok:  $U_0 = 42 \text{ V}$ ;  $I_0 = 8 \text{ A}$ ;  $P_0 = 145 \text{ W}.$

Rövidzárási mérési adatok:  $U_z = 23,7 \text{ V}$ ;  $I_z = 6,1 \text{ A}$ ;  $P_z = 200 \text{ W}.$

A nagyobb feszültségű tekercselés fázisellenállása:  $R_{lf} = 0,8 \Omega.$

*Feladatok:*

- Határozzuk meg a helyettesítő vázlat elemeit a nagyobb feszültségű oldalra vonatkoztatva, ha feltételezzük, hogy  $X'_{s2} = 0,8 \cdot X_{s1}.$
- Mekkora a transzformátor dropja, annak ohmos és induktív összetevője?



- c) Mekkora a transzformátor névleges hatásfoka, és mennyi  $\cos \varphi = 0,8$  mellett  
 féltérhelésnél?  
 d) Mekkora ellenállás mérhető a kisebb feszültségű oldal kapcsai közt?

### Megoldás

a) A mérési adatokból kitűnik, hogy az üresjárási mérést a kisebb feszültségű oldalról, a rövidzárást pedig a nagyobb feszültségű oldalról végezték el.

A helyettesítő vázlat soros elemeinek meghatározása a nagyobb feszültségű oldalra a rövidzárási mérés adataiból semmilyen nehézségbe nem ütközik, csak arra kell figyelni, hogy a helyettesítő vázlatot egy fázisra kell vonatkoztatnunk, a mérési adatok viszont háromfázisúak.

A transzformátor nagyobb feszültségű oldala Y kapcsolású, a mért áramérték a transzformátor fázisárama, így a felvett teljesítmény  $P_z = 3 \cdot I_z^2 \cdot (R_1 + R_2')$  alapján:

$$R_1 + R_2' = \frac{P_z}{3 \cdot I_z^2} = \frac{200}{3 \cdot 6,1^2} = 1,8 \, \Omega. \quad \text{Ebből } R_1 = 0,8 \, \Omega, \text{ és } R_2' = 1 \, \Omega.$$

A rövidzárási meddő teljesítményt célszerű a látszólagos teljesítményből számítani:

$$Q_z = \sqrt{S_z^2 - P_z^2} = \sqrt{(\sqrt{3} \cdot U_z \cdot I_z)^2 - P_z^2} = \sqrt{(\sqrt{3} \cdot 23,7 \cdot 6,1)^2 - 200^2} = 150,7 \, \text{VA}.$$

$$X_{s1} + X_{s2}' = \frac{Q_z}{3 \cdot I_z^2} = \frac{150,7}{3 \cdot 6,1^2} = 1,35 = 1,8 \cdot X_{s1} \text{ alapján } X_{s1} = \frac{1,344}{1,8} = 0,75 \, \Omega, \text{ és } X_{s2}' = 0,6 \, \Omega.$$

Az áthidaló ág elemei a váltakozó fluxus előállításához szükséges hatásos- és meddő teljesítményeket jelképezik. Az üresjárási mérés eredményei a kisebb feszültségű oldalra vonatkoznak ugyan, de névleges feszültség esetén a névleges fluxus van jelen a transzformátorban, akár a kisebb, akár a nagyobb feszültségű oldalról tápláljuk a transzformátort. Ezért az ott megállapított teljesítményeket vonatkoztathatjuk azonnal a nagyobb feszültségű oldalra, elkerülve ezzel a redukálással járó esetleges számítási hibákat.

(Ne feledkezzünk meg arról, hogy a helyettesítő vázlat a transzformátor egy fázisára vonatkozik, abban fázisértékeknek kell szerepelniük!)

$$\frac{P_0}{3} \cong \frac{U_{\text{If}}^2}{R_v} \text{ alapján } R_v = \frac{3}{P_0} \cdot \left( \frac{U_1}{\sqrt{3}} \right)^2 = \frac{U_1^2}{P_0} = \frac{380^2}{145} = 996 \, \Omega.$$

Az áthidaló ág reaktanciáját az ohmos taghoz hasonlóan számíthatjuk. A névleges fluxus fenntartásához szükséges meddő teljesítmény igény:

$$Q_0 = \sqrt{S_0^2 - P_0^2} = \sqrt{(\sqrt{3} \cdot 42 \cdot 8)^2 - 145^2} = 563,6 \, \text{VA}, \text{ és } X_m = \frac{U_1^2}{Q_0} = \frac{380^2}{563,6} = 256 \, \Omega.$$

b) Mint minden mérési eredmény, a rövidzárási adatok is a vonalon mérhető értékekre vonatkoznak. A névleges áram esetén mérhető rövidzárási feszültséget ezért a transzformátor adattábláján feltüntetett névleges (vonali) feszültséggel kell osztanunk.

$$\varepsilon = \frac{U_{zn}}{U_n} = \frac{23,7}{380} = 0,06237 = 6,237 \, \%.$$

A drop hatásos összetevőjét a rövidzárási teljesítménytényezővel számíthatjuk:

$$\cos \varphi_z = \frac{P_z}{\sqrt{3} \cdot U_z \cdot I_z} = \frac{200}{\sqrt{3} \cdot 23,7 \cdot 6,1} = 0,8 \text{ és } \varepsilon_R = \varepsilon \cdot \cos \varphi_z = 6,237 \cdot 0,8 = 5 \% .$$

$$\text{A meddő összetevő: } \varepsilon_X = \sqrt{\varepsilon^2 - \varepsilon_R^2} = \sqrt{6,237^2 - 5^2} = 3,75 \% .$$

c) A transzformátor névleges hatásfoka:

$$\eta_n = \frac{S_n - (P_v + P_t)}{S_n} = \frac{4000 - (145 + 200)}{4000} = 0,9137 = 91,37 \% .$$

Féltérhelésnél,  $\cos \varphi = 0,8$  teljesítménytényező mellett:

$$\eta_{2/4} = \frac{S_n \cdot \beta \cdot \cos \varphi - (P_0 + \beta^2 \cdot P_m)}{S_n \cdot \beta \cdot \cos \varphi} = \frac{4000 \cdot 0,5 \cdot 0,8 - (145 + 0,5^2 \cdot 200)}{4000 \cdot 0,5 \cdot 0,8} = 0,878 = 87,8 \%$$

d) Kiszámítottuk a nagyobb feszültségű oldalra redukált fázisellenállásokat:  $R_2' = 1 \ \Omega$ . Ez

a redukálás szabályai szerint fázisonként  $R_2 = \frac{1}{a^2} \cdot R_2' = \left(\frac{42}{380}\right)^2 \cdot 1 = 0,01222 \ \Omega$ -nak

felel meg a kisebb feszültségű oldalon.

(Érdeemes a redukálással kapcsolatban megjegyezni egy gyakorlati szabályt: a teljesítmény azonosságának megfelelően, ha a nagyobb feszültségű oldalról történik az átszámítás kisebb feszültségűre, a mérőszámoknak csökkennie kell, és viszont!)

A feladatban a kapcsok közt mérhető ellenállás a kérdés. Mivel a transzformátor Yy kapcsolású, a kapcsok között a kétszeres fázisellenállás mérhető:

$$R_{ab} = 2 \cdot R_2 = 2 \cdot 0,0122 = 0,0244 \ \Omega.$$

**2.9.3. Számpélda.** Egy transzformátor adattábla adatai: névleges teljesítmény:

$S_n = 4 \text{ kVA}$ ; névleges feszültségek:  $U_1 / U_2 = 3 \times 380 \text{ V} / 3 \times 190 \text{ V}$ ; kapcsolás: Dy<sub>0</sub>5.

Üresjárási mérési eredmények:  $U_{0n} = 190 \text{ V}$ ;  $I_{0n} = 3,2 \text{ A}$ ;  $P_{0n} = 86 \text{ W}$ .

Rövidzárási mérési eredmények:  $U_{zn} = 13,6 \text{ V}$ ;  $I_{zn} = 6,08 \text{ A}$ ;  $P_{zn} = 106 \text{ W}$ .

Ellenállás adatok:  $R_{AB} = 0,8 \ \Omega$ ;  $X_{s2}' = 1,2 \cdot X_{s1}$ .

*Feladatok:*

- Számítsuk ki a helyettesítő vázlat elemeit a nagyobb feszültségű oldalra redukálva!
- Mekkora a kisebbik oldal feszültsége, ha  $U_1 = 380 \text{ V}$ ;  $I_1 = 6,08 \text{ A}$ ;  $\cos \varphi = 1$  és az  $I_1 = I_2'$  közelítés megengedett?
- Mekkora a kisebb feszültségű tekercselés fázisellenállása?

*Megoldás*

a) A transzformátor névleges áramai:  $I_1 = \frac{4000}{\sqrt{3} \cdot 380} = 6,08 \text{ A}$ , és  $I_2 = \frac{4000}{\sqrt{3} \cdot 190} = 12,17 \text{ A}$ ,

tehát a rövidzárási eredmények a nagyobb feszültségű oldalra vonatkoznak.

A 380 V-os oldal háromszög (D, delta) kapcsolású, a tekercselésen átfolyó fázisáram a mért érték  $\sqrt{3}$ -ad része, vagyis  $I_{\text{lf}} = \frac{6,08}{\sqrt{3}}$  A. A tekercselésben a veszteség rövidzáráskor:

$$P_{\text{zn}} = 3 \cdot I_{\text{lf}}^2 \cdot (R_1 + R_2') = 3 \cdot \left( \frac{6,08}{\sqrt{3}} \right)^2 \cdot (R_1 + R_2') = 106 \text{ W.}$$

$$\text{Ezt felhasználva: } R_1 + R_2' = \frac{106}{6,08^2} = 2,86 \text{ } \Omega.$$

A feladat kiírásában a nagyobb feszültségű oldal kapcsai között mérhető ellenállás van megadva:  $R_{\text{AB}} = 0,8 \text{ } \Omega$ . Háromszög kapcsolásban a kapcsok közt mérhető ellenállás a fázisellenállás két harmada, vagyis  $R_1 = 1,5 \cdot R_{\text{AB}} = 1,5 \cdot 0,8 = 1,2 \text{ } \Omega$ .

$$\text{Következésképpen: } R_2' = (R_1 + R_2') - R_1 = 2,86 - 1,2 = 1,66 \text{ } \Omega.$$

A rövidzárássban felhasznált meddő teljesítmény:

$$Q_{\text{zn}} = \sqrt{(\sqrt{3} \cdot 13,6 \cdot 6,08)^2 - 106^2} = 96 \text{ VAr.}$$

$$\text{Ennek alapján a soros reaktanciák összege: } X_{s1} + X_{s2}' = \frac{96}{6,08^2} = 2,6 \text{ } \Omega.$$

Ezt felbontva primer-, és redukált szekunder részre:  $X_{s1} + 1,2 \cdot X_{s1} = 2,6 \text{ } \Omega$ , vagyis:

$$X_{s1} = \frac{2,6}{2,2} = 1,18 \text{ } \Omega, \text{ és } X_{s2}' = 2,6 - 1,18 = 1,42 \text{ } \Omega.$$

Az áthidaló ág  $R_v$  ellenállását a vasveszteségből és a nagyobb feszültségű oldal fázis-feszültségéből számíthatjuk. A névleges üresjárási feszültséget egyenlőnek tekinthetjük a névleges feszültségre kapcsolt transzformátor vasveszteségével,  $P_{\text{vas}} \cong P_0$ .

A nagyobb feszültségű oldal háromszög kapcsolású, fázisfeszültsége: 380 V.

$$\text{Az áthidaló ág ohmos összetevője: } R_v = \frac{U_{\text{lf}}^2}{\frac{P_0}{3}} = \frac{3 \cdot 380^2}{86} = 5037 \text{ } \Omega.$$

A reaktancia értékét az üresjárásban felvett meddő teljesítményből számíthatjuk:

$$Q_0 = \sqrt{S_0^2 - P_0^2} = \sqrt{(\sqrt{3} \cdot U_0 \cdot I_0)^2 - P_0^2} = \sqrt{(\sqrt{3} \cdot 190 \cdot 3,2)^2 - 86^2} = 1048 \text{ VAr.}$$

$$\text{Az áthidaló ág reaktanciája: } X_m = \frac{U_{\text{lf}}^2}{\frac{Q_0}{3}} = \frac{3 \cdot 380^2}{1048} = 413 \text{ } \Omega.$$

- c) A fenti megfogalmazásban a kérdésre adandó válasz egyszerű, mert névleges áramnál, ohmos terhelés esetén a feszültségváltozás a drop hatásos összetevőjével arányos:

$$\varepsilon_R = \varepsilon \cdot \cos \varphi_z = \frac{U_{\text{zn}}}{U_n} \cdot \frac{P_{\text{zn}}}{\sqrt{3} \cdot U_{\text{zn}} \cdot I_{\text{zn}}} = \frac{13,6}{380} \cdot \frac{106}{\sqrt{3} \cdot 13,6 \cdot 6,08} = 0,0265.$$

Bár a drop meghatározása a nagyobb feszültségű oldalról történt, a kiszámított adatot használhatjuk a kisebb feszültségű oldalon is:

$$U_2 = U_{20} - \varepsilon_R \cdot U_{2n} = 190 - 0,0265 \cdot 190 = 185 \text{ V.}$$

c) Ismerjük a tekercselés nagyobb feszültségű oldalra redukált értékét:  $R'_2 = 1,66 \Omega$ .

Ezt a menetszám áttétel négyzetével kell átszámolnunk a tényleges oldalra. Menetszám áttétel alatt az egyes oszlopokon elhelyezett menetszámok hányadosát, vagyis a fázisfeszültségek hányadosát értjük. Mivel transzformátorunk kapcsolási csoportja Dy<sub>0</sub>5, ez különbözni fog a feszültség áttételtől:

$$a_M = \frac{N_1}{N_2} = \frac{U_{1f}}{U_{2f}} = \frac{U_1}{\frac{U_2}{\sqrt{3}}} = \frac{380 \cdot \sqrt{3}}{190}.$$

A kisebb feszültségű tekercselés egy fázisának ellenállása:

$$R_2 = \frac{R'_2}{a_M^2} = 1,66 \cdot \left( \frac{190}{380 \cdot \sqrt{3}} \right)^2 = 0,139 \Omega.$$

**2.9.4. Számpélda.** Egy háromfázisú transzformátorról a következő adatokat tudjuk:

névleges teljesítmény  $S_n = 63 \text{ kVA}$ ; frekvencia  $f = 50 \text{ Hz}$ ; névleges feszültségek  $U_1/U_2 = 21/0,4 \text{ kV}$ ; a kapcsolási csoport: Yz5; névleges hatásfok  $\eta_n = 96,8\%$ ; a drop  $\varepsilon = 4,5\%$ ; rövidzárási teljesítménytényező  $\cos \varphi_z = 0,6$ .

*Feladatok:*

- Határozzuk meg a transzformátor névleges áramait, valamint a drop hatásos és meddő összetevőjét!
- Határozzuk meg a transzformátor névleges áramához tartozó tekercselési veszteséget a drop ohmos összetevője alapján!
- Határozzuk meg a vasvesztést a transzformátor névleges hatásfokának ismeretében!
- Határozzuk meg az egy fázisra vonatkozó egyszerűsített helyettesítő vázlat elemeit a nagyobb és kisebb feszültségű oldalra redukálva!
- Mekkora feszültségesés várható a szekunder kapcsokon névleges árammal történő terhelés esetén?
- Indítsunk egy 37kW teljesítményű, 3x380 V-os, delta kapcsolású aszinkron motort transzformátorunkról! A motor névleges feszültségre számított rövidzárási árama 360 A, teljesítménytényezője  $\cos \varphi_z = 0,4$ . Határozzuk meg a motor zárlati impedanciája alapján a várható szekunder oldali feszültségesést közvetlen hálózatra kapcsolás esetén, ha a primer tápfeszültség  $U_1 = 21 \text{ kV}$ !

*Megoldás*

a) A szabvány szerint a háromfázisú transzformátor névleges teljesítményén a névleges feszültség és a névleges áram szorzatának  $\sqrt{3}$ -szorosát értjük:

$$S_n = \sqrt{3} \cdot U_1 \cdot I_1 = \sqrt{3} \cdot U_2 \cdot I_2 \text{ alapján: } I_1 = \frac{63}{\sqrt{3} \cdot 21} = 1,73 \text{ A, és } I_2 = \frac{63}{\sqrt{3} \cdot 0,4} = 91 \text{ A.}$$

A drop ohmos összetevője:  $\varepsilon_R = \varepsilon \cdot \cos \varphi_z = 4,5 \cdot 0,6 = 2,7 \%$

A meddő összetevő értéke:  $\varepsilon_s = \varepsilon \cdot \sin \varphi_z = 4,5 \cdot 0,8 = 3,6\%$ .

b) Mivel  $\varepsilon_R = \frac{U_{zn} \cdot \cos \varphi_{zn}}{U_n}, P_{zn} = \sqrt{3} \cdot U_{zn} \cdot I_{zn} \cdot \cos \varphi_{zn}$  és  $I_{zn} = I_n$ ,

három fázisra vonatkoztatva felírhatjuk hogy:  $\varepsilon_R = \frac{U_{zn} \cdot \cos \varphi_{zn}}{U_n} \cdot \frac{I_n \cdot \sqrt{3}}{I_n \cdot \sqrt{3}} = \frac{P_{zn}}{S_n},$

vagyis:  $P_{zn} = P_{tek} = \varepsilon_R \cdot S_n = 0,027 \cdot 63000 = 1700 \text{ W.}$

c)  $\eta_n = \frac{P_1 - (P_t + P_v)}{P_1} = 0,968 = \frac{63000 - (1700 + P_v)}{63000},$  mert a névleges hatásfok  $I = I_n$  és

$\cos \varphi = 1$ -re vonatkozik.

A felírt egyenlet alapján:  $P_{vas} = 63000 \cdot (1 - 0,968) - 1700 = 316 \text{ W.}$

d) Mivel a fázisáramok egyenlőek a névleges áramokkal, a névleges tekercselési veszteség ismeretében felírhatjuk, hogy:  $P_{tek} = 3 \cdot I_{ln}^2 \cdot (R_1 + R_2') = 3 \cdot I_{2n}^2 \cdot (R_1' + R_2) = 1700 \text{ W.}$

Ebből következően:  $R_1 + R_2' = \frac{1700}{3 \cdot 1,73^2} = 189 \Omega,$  és  $R_1' + R_2 = \frac{1700}{3 \cdot 91^2} = 0,0684 \Omega.$

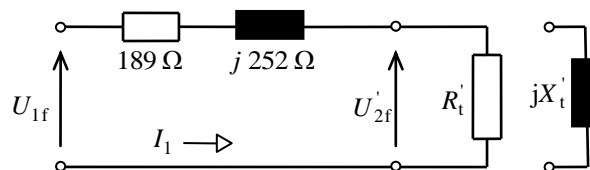
A drop meddő összetevőjéből számíthatjuk a névleges rövidzárási teljesítményt:

$Q_{zn} = S_n \cdot \varepsilon_s = 63000 \cdot 0,036 = 2268 \text{ Var.}$  (Vagy bonyolultabb megoldással:

$$Q_{zn} = \sqrt{(\sqrt{3} \cdot U_{zn} \cdot I_n)^2 - P_{zn}^2} = \sqrt{(\sqrt{3} \cdot 0,045 \cdot 400 \cdot 91)^2 - 1700^2} = 2267 \text{ VAr.})$$

A meddő teljesítmény ismeretében az ellenállásokhoz hasonlóan számíthatjuk a reaktanciákat:  $X_{s1} + X_{s2}' = \frac{Q_{zn}}{3 \cdot I_1^2} = \frac{2268}{3 \cdot 1,73^2} = 252 \Omega,$  és  $X_{s1}' + X_{s2} = \frac{2268}{3 \cdot 91^2} = 0,0913 \Omega.$

e) Az üresjárási feszültséghez képest terhelés hatására bekövetkező feszültségváltozás a terhelő áram nagyságától, és a terhelés teljesítménytényezőjétől függ!



2.81. ábra Transzformátor hatásos és meddő terhelése

Vizsgáljuk meg, hogy mekkora lesz a szekunder feszültség, ha először egy névleges áramot előidéző ohmos fogyasztóval, majd egy induktív reaktanciával terheljük a transzformátort!

$$I_1 = \frac{U_{1f}}{\sqrt{(R + R_t')^2 + X_s^2}} \text{ alapján: } \sqrt{(189 + R_t')^2 + 252^2} = \frac{21000}{\sqrt{3} \cdot 1,73},$$

ebből  $R_t' = 6806 \Omega.$

A szekunder fázisfeszültség a primerre redukálva:

$$U'_{2f} = I_1 \cdot R'_t = 1,73 \cdot 6806 = 11774 \text{ V.}$$

Ezt átszámítva a kisebb feszültségű oldal kapcsaira:

$$U_2 = \frac{U'_{2f}}{a} \cdot \sqrt{3} = 11774 \cdot \frac{0,4}{12} \cdot \sqrt{3} = 388 \text{ V.}$$

A feszültségesés tehát:  $\Delta U = U_{20} - U_2 = 400 - 388 = 12 \text{ V.}$

Reaktanciával történő terhelés esetén a:  $\sqrt{189^2 + (252 + X'_t)^2} = \frac{21000}{\sqrt{3} \cdot 1,73}$  egyenletből

$X'_t = 6745 \text{ } \Omega$ . A primerre redukált szekunder oldal fázisfeszültsége ebben az esetben:

$$U'_{2f} = I_1 \cdot X'_t = 1,73 \cdot 6745 = 11669 \text{ V.}$$

Ez a kisebb feszültségű oldal kapcsaira átszámítva:  $U_2 = 11669 \cdot \frac{0,4}{21} \cdot \sqrt{3} = 384 \text{ V.}$

A reaktív terhelés hatására bekövetkező feszültségesés:  $\Delta U = 400 - 384 = 16 \text{ V.}$

Ismert áramú, és tetszőleges teljesítménytényezőjű terhelés okozta feszültségváltozás kiszámítására közelítést kaphatunk a következő képlettel is:

$$\Delta U_f = U_{1f} - U'_{2f} = I_1 \cdot (R \cdot \cos \varphi - X_s \cdot \sin \varphi),$$

ahol  $R$  és  $X_s$  a transzformátor egyszerűsített helyettesítő vázlatának elemei, és  $\varphi$  a terhelés fázisszöge. Alkalmazzuk a képletet az előbbi esetekre!

Ohmos terhelésnél  $\cos \varphi = 1$  és  $\sin \varphi = 0$ ,  $\Delta U_f = 1,73 \cdot 189 = 327 \text{ V.}$  Ez a kisebb feszültségű kapcsokra vonatkoztatva:  $\Delta U = 327 \cdot \frac{0,4}{21} \cdot \sqrt{3} = 10,8 \text{ V.}$

Induktív terhelésnél  $\cos \varphi = 0$  és  $\sin \varphi = 1$ ,  $\Delta U_f = 1,73 \cdot 252 = 436 \text{ V.}$  Ez a kisebb feszültségű kapcsokra vonatkoztatva:  $\Delta U = 436 \cdot \frac{0,4}{21} \cdot \sqrt{3} = 14,3 \text{ V.}$

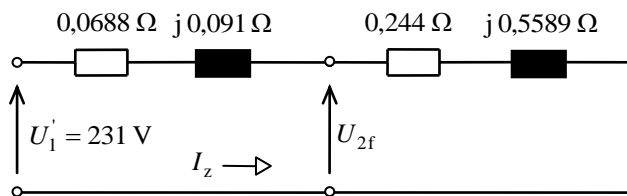
f) A transzformátor szempontjából lényegtelen, hogy a motor milyen kapcsolású, kezelhetjük „fekete doboz”-ként. A transzformátor felé a motor indítása úgy jelentkezik, mintha annak kapcsaira fázisonként  $Z_t = \frac{U_f}{I_z} = \frac{380}{\sqrt{3} \cdot 360} = 0,61 \text{ } \Omega$ , komplex alakban:

$Z_t = R_t + jX_t = Z_t \cdot (\cos \varphi_t + j \sin \varphi_t) = 0,61 \cdot (0,4 + j0,916) = 0,244 + j0,5589 \text{ } \Omega$  értékű impedanciát kapcsolnánk.

A helyettesítő vázlatot ebben az esetben a kisebb feszültségű oldalra rajzoljuk fel:

$$\text{Az indítási áram értéke: } I_z = \frac{231}{\sqrt{(0,0688 + 0,244)^2 + (0,091 + 0,5589)^2}} = 320 \text{ A.}$$

A motor indítási árama tehát nem éri el a számított értéket a transz-formátoron bekövetkező feszültségesés miatt. (A transzformátort tápláló hálózatot végtelen teljesítményűnek tekinthetjük, amelynek értéke nem változik a terhelés hatására.)



2.82. ábra Transzformátor terhelése komplex impedanciával

A szekunder oldal fázisfeszültsége a helyettesítő vázlat (2.82 ábra) alapján:

$$U_{2f} = I_z \cdot Z_t = 320 \cdot 0,61 = 195,5 \text{ V.}$$

Ez a transzformátor kapcsain az üresjárási 400 V-os feszültséghez képest

$$\Delta U = U_0 - U_2 = 400 - \sqrt{3} \cdot 195,5 = 61,8 \text{ V}$$

feszültségesést jelent.

Gépiesen alkalmazva az előzőekben ismertetett közelítő képletet:

$$\begin{aligned} \Delta U &= \sqrt{3} \cdot (U'_{1f} - U_{2f}) U = \sqrt{3} \cdot I_z \cdot (R \cdot \cos \varphi + X \cdot \sin \varphi) = \\ &= \sqrt{3} \cdot 360 \cdot (0,0688 \cdot 0,4 + 0,091 \cdot 0,916) = 69 \text{ V} \end{aligned}$$

feszültségesést kapnánk.

A bemutatott példa jól szemlélteti a közelítő képletek alkalmazásának előnyeit és hátrányait. Nagyságrendileg megfelelő eredmény mellett ezek néha nem tükrözik jól a valóságban lezajló folyamatot.

**2.9.5. Számpélda.** Az előző példában szereplő transzformátor egyik oszlopára menetszámok meghatározása céljából vizsgáló meneteket fűztünk.

A vizsgáló tekercs menetszáma:  $N_v = 10$  menet.

*Feladatok:*

- Határozzuk meg a kisebb- és nagyobb feszültségű tekercselés menetszámait, ha a kisfeszültségű oldalra 400 V-ot kapcsolva, a vizsgáló tekercs kapcsain  $U_v = 37,3 \text{ V}$  feszültséget mérünk.
- Mekkora oszlop-keresztmetszettel kell készülnie a transzformátornak, ha a maximális oszlopindukció  $B_{oszl} = 1,4 \frac{\text{Vs}}{\text{m}^2}$  lehet?

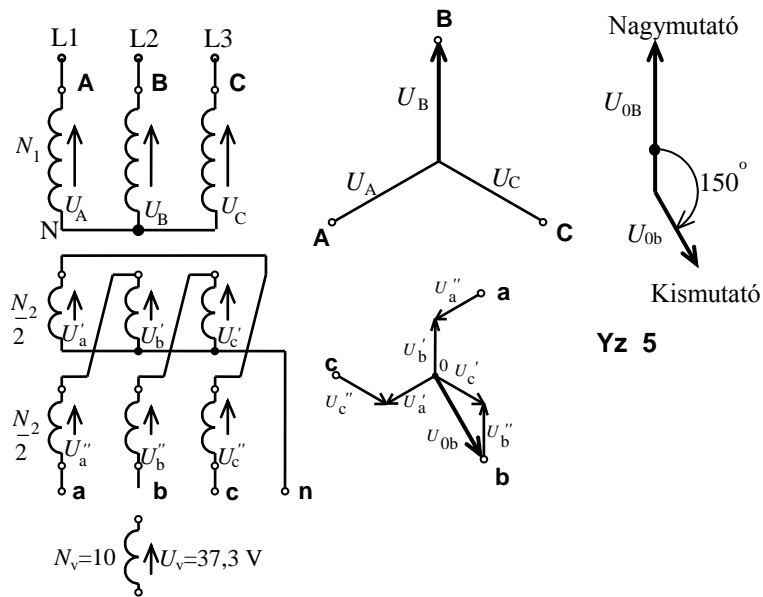
*Megoldás*

a) Mivel a tekercselésre a névleges feszültséget kapcsolunk, a vasmagban a névleges fluxus változik. Ez a változó fluxus a vizsgáló tekercs egyes meneteiben:

$$U_M = \frac{U_v}{N_v} = \frac{37,3}{10} = 3,73 \text{ V}$$

feszültséget indukál, vagyis az oszlopon elhelyezett tekercselés menetfeszültsége 3,73 V lesz.

A 2.83. ábrán felrajzoltuk a transzformátor oszlopain elhelyezett tekercseléseket, és az azokban indukált feszültségek fázishelyzetét. A vektorok fázishelyzete alapján felírhatjuk névleges fluxus esetén az egyes tekercsekben indukált feszültségek értékeit is:



2.83. ábra Csillag/zeg-zug kapcsolású transzformátor feszültség vektorai

$$U_{AB} = 21000 \text{ V}; \quad U_B = \frac{U_{AB}}{\sqrt{3}} = \frac{21000}{\sqrt{3}} = 12139 \text{ V};$$

$$U_{ab} = 400 \text{ V}; \quad U_{0b} = \frac{U_{ab}}{\sqrt{3}} = 231 \text{ V}; \quad U'_b = \frac{U_{0b}}{\sqrt{3}} = \frac{231}{\sqrt{3}} = 133,6 \text{ V}.$$

Az indukált feszültségek és a menetfeszültség ismeretében a tekercsek menetszámai könnyen kiszámíthatók:

$$N_1 = \frac{U_B}{U_M} = \frac{12139}{3,73} = 3254 \text{ menet, és } \frac{N_2}{2} = \frac{U'_b}{U_M} = \frac{133,6}{3,73} = 35,8 \approx 36 \text{ menet.}$$

b) A megállapított menetfeszültségből következik, hogy ezekkel a tekercselési adatokkal névleges feszültségen a fluxus maximális értéke az  $U_i = 4,44 \cdot f \cdot N \cdot \Phi_{\max}$  egyenlet alapján:

$$\Phi_{\max} = \frac{U_M}{4,44 \cdot f \cdot 1} = \frac{3,73}{4,44 \cdot 50 \cdot 1} = 0,0168 \text{ Vs.}$$

A szükséges oszlop keresztmetszet pedig a  $B = \frac{\Phi}{A}$  összefüggésből következően:

$$A_{\text{oszl}} = \frac{\Phi_{\max}}{B_{\text{oszl}}} = \frac{0,0168}{1,4} = 0,012 \text{ m}^2.$$



## 2.10. ELLENŐRZŐ KÉRDÉSEK

1. Röviden ismertesse a transzformátor működési elvét!
2. Milyen törvény alapján tudja meghatározni a transzformátor mágnesező áramát és hogyan?
3. Milyen áramköri elemmel vesszük figyelembe a transzformátor vasveszteségeit?
4. Hogyan redukáljuk a szekunder feszültséget a primer oldalra?
5. Hogyan redukáljuk a szekunder áramot a primer oldalra?
6. Hogyan redukáljuk a szekunderkörüi reaktanciát a primer oldalra?
7. Milyen arányúak a transzformátor impedanciái a primer ellenálláshoz viszonyítva?
8. Rajzolja fel a teljes helyettesítő vázlatot a feszültség- és áramirányok bejelölésével!
9. Adja meg a transzformátor helyettesítő vázlatában szereplő elemek nagyságát a primer tekercselés ellenállását egységnyinek tekintve!
10. Milyen mennyiségek a helyettesítő vázlatban szereplő feszültségek, ill. áramok?
11. Ismertesse a transzformátor felhasználási lehetőségeit!
12. Hol használunk transzformátorokat az energiaelosztó rendszerben?
13. Írja fel a transzformátor feszültségegyenleteit a helyettesítő vázlat alapján!
14. Írja fel a transzformátor áramegyenleteit a helyettesítő vázlat alapján!
15. Rajzolja fel egy tisztán ohmos terhelésre dolgozó transzformátor vektorábráját!
16. Rajzolja fel egy ohmos-induktív terhelésre dolgozó transzformátor vektorábráját!
17. Rajzolja fel egy ohmos-kapacitív terhelésre dolgozó transzformátor vektorábráját!
18. Milyen vasmagtípusú egy hengerelt szalagmagos egyfázisú transzformátor?
19. Miért használunk ötoszlopos transzformátort?
20. Milyen szerkezeti tekercskialakításokat ismer?
21. Milyen lehet a transzformátorok tekercseinek kapcsolása a primer-, ill. a szekunder oldalon?
22. Mi a különbség a transzformátor-, ill. a dinamólemez között?
23. Mi a különbség a hidegen- ill. a melegen hengerelt transzformátorlemez között?
24. Milyen matematikai függvény írja le a transzformátor veszteségi jelleggörbáját üresjárásban és miért?
25. Milyen függvény írja le a transzformátor üresjárási áramát és miért?
26. Milyen matematikai függvény írja le a transzformátor veszteségi jelleggörbáját rövidzársban és miért?
27. Definiálja a transzformátor dropját és a drop komponenseit! Milyen összefüggés van közöttük?
28. Mitől függ egy transzformátor feszültségváltozása?
29. Rajzolja fel két különböző:  $\varepsilon_I > \varepsilon_{II}$  dropú transzformátor szekunder feszültségét a terhelés függvényében!
30. Mi okozza a transzformátorok egyenlőtlen terhelését?
31. Milyen következményei vannak a transzformátorok egyenlőtlen terhelésének?
32. Milyen módszereket ismer a transzformátorok egyenlőtlen terhelésének kiküszöbölésére?

33. Magyarázza meg, hogy miért alkalmas a Dy kapcsolású transzformátor egyenlőtlen terhelésre!
34. Magyarázza meg, hogy miért alkalmas a Yz kapcsolású transzformátor egyenlőtlen terhelésre!
35. Mire szolgál a járommenet?
36. Írja fel és magyarázza meg egy transzformátor szabványos jelölését!
37. Melyek a transzformátorok párhuzamos üzemének feltételei?
38. Mi történik, ha két, nem azonos dropú transzformátort kapcsolunk párhuzamosan?
39. Definiálja a transzformátor hatásfokát!
40. Hogy függ a transzformátor hatásfoka a teljesítménytényezőtől?
41. Hol maximális egy transzformátor hatásfoka?
42. Milyen előnye, ill. hátránya van a takarékkapcsolású transzformátor alkalmazásának?
43. Definiálja a belső-, ill. az átmenő teljesítmény fogalmát!
44. Mikor legnagyobb egy takarékkapcsolású transzformátor megtakarítása?
45. Miért kell erősen esőnek lennie egy hegesztő transzformátor terhelési karakterisztikájának?
46. Milyen hibáit ismeri a mérőtranszformátoroknak? Hogyan csökkenthetők a mérőtranszformátorok hibái?
47. Mitől függ a Hall szenzorban keletkező feszültség?
48. Miben különbözik egymástól a nyílt-, ill. a zárt hurkú áramérzékelő?
49. Ismertesse Hall szenzoros, zárt hurkú áramtávadó működését!
50. Mit nevezünk planár transzformátornak?
51. Milyen vasmaguk van a nagyfrekvenciás transzformátoroknak? Mekkora frekvencián működnek?