

Elektrotechnika

Előadásjegyzet ¹

2021. december 5.

¹Hallgatói jegyzet

Tartalomjegyzék

1. Bevezetés a tárgyba	2
2. Park-vektor	12
3. Transzformátor	19
4. Forgómezős alapok	36
5. Aszinkron gép	37
6. Szinkron gép	46
7. Vezérléstechnika	60
8. AC motorok fordulatszám-szabályzása	66

Előszó

Jelen jegyzet egyelőre csak az Elektrotechnika tárgy Dr. Veszprémi Károly és Égető Tamás gépes-hajtásos 2020-as előadásai alapján íródott, a nagyfeszültségű technika előadásait egyelőre nem tartalmazza.

A tárgy bemutatja a hallgatóknak a transzformátorokat, különféle villamos forgógépeket, azok vezérlését, az elektrotechnika és környezete - köztük az ember - kölcsönhatását, elektromágneses összeférhetetlenséget, elektromos kisüléseket, szigeteléseket, valamint az áramütés elleni védelem alapjait. Az elektrotechnika világa jellemzően a kilovolt, amper, az elektronáé a volt és milivolt.

A tárgy a Jelek és Rendszerek 1-ben tanultak mellett épít a Fizika 2-ben az elektromágnesességről tanultakra is, továbbá az Elektromágneses terek alapjaihoz is nyújt egyfajta alapot. A tárgy szemléletformáló jellegű, a kvantitív(számszerű) jellemzés mellett a kvalitatív(hogyan, miért történik, működik) jellegű ismeretek megszerzését is elvárja. A bevezető fejezet első négy pontja az általam fontosnak ítélt hálózatelméleti fogalmakat eleveníti fel. Az előadás során leadott anyag az 1.5. ponttól kezdődik.

A szerző.

1. fejezet

Bevezetés a tárgyba

1.1. Mértékegységek, dimenziók

Fizikai mennyiségeinket rendszerint számértékkel és mértékegységgel jellemezzük. Például:

$$U = 0,4kV$$

ahonnan $\{U\} = 0,4$ a számérték, $[U] = kV$ a mértékegység. A mértékegységet tovább tudjuk bontani alapegységekre (V , volt), valamint prefixumra (k , kilo, 10^3).

1.1.1. SI prefixumok

A Nemzetközi Mértékegységrendszerben (SI) az előtagok/prefixumok a nagyon nagy, valamint nagyon kicsi mennyiségek leírására használatosak, 10 hatványain alapulnak. Gyakran használt SI prefixumok:

Előtag	Jele	Szorzó	Előtag	Jele	Szorzó
tera	T	10^{12}	deci	d	10^{-1}
giga	G	10^9	centi	c	10^{-2}
mega	M	10^6	milli	m	10^{-3}
kilo	k	10^3	mikro	μ	10^{-6}
hekto	h	10^2	nano	n	10^{-9}
deka	da	10^1	piko	p	10^{-12}

1.1.2. Koherens mértékegységrendszer

Koherens mértékegységrendszert alkalmazva elkerülhetőek a számításokban történő átváltások, valamint annak meg nem létéből eredő számítási hibák nagy része. A választott koherens mértékegységrendszer akkor a legjobb, ha a számaink minél kisebbek, könnyen kezelhetőek. Az alapelképzelésünk az, hogy a szorzótagban az előtagok szorzata legyen egy:

$$k\Omega \cdot \mu F = 10^{-3}\Omega \cdot 10^{-6}F$$

$$k\Omega \cdot mF = 10^3\Omega \cdot 10^{-3}F$$

Például ami áll a mikrofarád előtt, azt le kell osztani 10^3 -mal, azaz ezerrel.

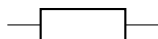
1.2. Elektromos ellenállás

1.2.1. Rezisztencia, konduktancia

Ohm törvénye szerint a vezetőben átfolyó áram arányos az azon eső feszültséggel (feszültség esik, áram folyik):

$$R = \frac{U}{I}$$

ahol az R állandó a vizsgált vezetőre vonatkozó érték. Mértékegysége az ohm, jele Ω . A képlet átírható más formába, az ellenálláson átfolyó áram: $I = \frac{U}{R}$, az ellenálláson eső feszültség: $U = R \cdot I$. Az ellenállás áramköri jelölése:



A vezetőket jellemezhetjük az elektromos vezetőképességgel, azaz a konduktanciával is. Az elektromos vezetőképesség az ellenállás reciproka:

$$G = \frac{1}{R}$$

Mértékegysége a *siemens*, jele S , az ohm reciproka:

$$[G] = \frac{1}{[R]} = \frac{1}{\Omega} = S$$

1.2.2. Reaktancia és szuszceptancia

Váltakozó áramú hálózatokban a reaktancia a komplex impedancia képzetes része. Meddő ellenállásnak is nevezik. Jelölése X , mértékegysége ohm. A reaktancia előjele információt szolgáltat az impedancia jellegéről:

- $X < 0$: kapacitív
- $X = 0$: tisztán ohmos (rezisztív)
- $X > 0$: induktív

Kondenzátor reaktanciája $X = \frac{1}{\omega \cdot C}$, induktivitásé $X = \omega \cdot L$. A képletek alapján belátható, hogy a kondenzátor reaktanciája nagy frekvencián alacsony, míg az induktivitásé kis frekvencián alacsony.

A reaktancia reciproka a szuszceptancia, jele B . Soros és párhuzamos kapcsolásuk a tisztán rezisztív elemek számításával analóg.

1.2.3. Impedancia és admittancia

Az impedanciát nevezik váltakozó áramú ellenállás is. Komplex feszültség és komplex áramerősség hányadosa. Tartalmaz(-hat) valós(rezisztív), valamint képzetes(reaktív) tagot is. Jele Z , mértékegysége ohm, képlete:

$$Z = \frac{U}{I} = R + jX$$

Az impedanciából a komplex számoknál tanult módon számíthatjuk a valós, illetve képzetes tagot:

$$R = Z \cdot \cos\phi$$

$$X = Z \cdot \sin\phi$$

ahol Z az impedancia abszolútértékét jelöli: $Z = \sqrt{R^2 + X^2}$.

Egy valóságos tekercs modellezhető induktivitás és ellenállás soros eredőjeként:

$$Z_e = R + j \cdot X_L = R + j \cdot \omega \cdot L$$

Az impedancia reciproka az admittancia, amelynek jelölése Y , mértékegysége S (siemens).

1.3. Fazor

A fazorábrán komplex számokat lehet megjeleníteni. A fazor(vagy fázor, a fázisvektor rövidítése) szinuszos függvény jellemzésére használt komplex kifejezés. A vektorokat jellemezhetjük az amplitúdó, illetve szög segítségével, azonos frekvenciát feltételezve. A fazorok használatával szinuszos függvényekkel történő számítás helyett - sokszor könnyebb - vektorműveleteket lehet végezni, valamint a differenciálás és integrálás műveletek is leegyszerűsödnek. Ha egy hálózatban több frekvencia van jelen, akkor ezekhez eltérő fazorok tartoznak, tartozhatnak.

Szinuszos leírás:

$$u(t) = U \cdot \cos(\omega \cdot t + \phi)$$

Fazoros leírás:

$$\tilde{U} = U \cdot e^{j \cdot \phi}$$

1.4. Hálózatszámítás

1.4.1. Soros kapcsolás

Impedanciák soros kapcsolása során azok árama megegyezik, feszültségük az impedanciával arányos.

$$i = i_1 + i_2$$

$$u = u_1 + u_2$$

Soros kapcsolás esetén az impedanciák összeadódnak, például az eredő ellenállás:

$$R_e = R_1 + R_2$$

1.4.2. Párhuzamos kapcsolás

Impedanciák párhuzamos kapcsolása során azok feszültsége megegyezik, áramuk az impedanciával fordítottan arányos.

$$u = u_1 + u_2$$

$$i = i_1 + i_2$$

Párhuzamos kapcsolás esetén az impedanciák "repluszolódnak", azaz reciprokaik összeadódnak:

$$R_e = R_1 \times R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Másképp:

$$\frac{1}{R_e} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$$

Ha admittanciák adottak, akkor párhuzamos kapcsolás esetén elegendő ezeket összeadni:

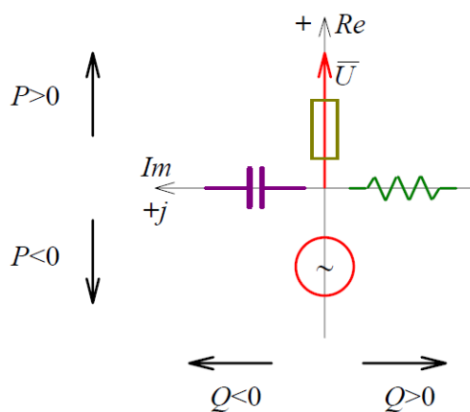
$$Y_e = Y_1 + Y_2$$

1.5. Fogyasztói pozitív irányrendszer

A fogyasztói pozitív irányrendszerben(FPI) egy konvenció, megállapodás, melyben:

- a felvett teljesítmény előjele pozitív
- a fázisszög az áram helyzete a feszültséghez képest
- az induktív fogyasztó meddő teljesítménye pozitív, a kapacitívé negatív

Mivel ez csak egy megállapodás, mintsem fizikai törvényszerűség, egyetemes igazság, ezért fontos, hogy következtetések legyünk!

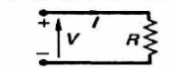
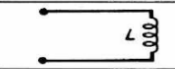
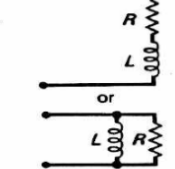
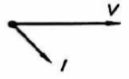
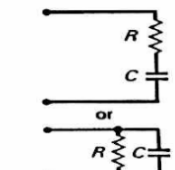
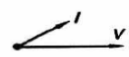


1.1. ábra. Különböző impedanciák hatásos és meddő teljesítménye

Létezik generátoros pozitív irányrendszer(GPI) is, azonban a tárgy során az FPI-t használjuk.

Generátoros		Fogyasztói	
Hatásos	Meddő	Hatásos	Meddő
+P termelés (betáplálás)	+Q kapacitív (szolgáltatás)	+P fogyasztás (felvétel)	+Q induktív (nyelés)
-P fogyasztás (vételezés)	-Q induktív (nyelés)	-P termelés (visszatáplálás)	-Q kapacitív (szolgáltatás)

Table 2-1

Load type	Phasor relation	Phase angle	Power absorbed by load	
			P	Q
		$\phi = 0$	$P > 0$	$Q = 0$
		$\phi = +90^\circ$	$P = 0$	$Q > 0$
		$\phi = -90^\circ$	$P = 0$	$Q < 0$
		$0 < \phi < +90^\circ$	$P > 0$	$Q > 0$
		$-90 < \phi < 0$	$P > 0$	$Q < 0$

1.2. ábra. Különböző impedanciák fazorjai

A fázisszög definiálható két fazor(vektor; U és I) által bezárt szöggént vagy két szinuszos hullám(U és I) közti különbséggént. A tárgy során a feszültséget tekintjük referenciának. FPI-ben a fogyasztásra jó példa a hajszáritó, termelésre a generátor. Tekercs teljesítménye pozitív, kondenzátoré negatív.

1.6. R-L-C kör számítása(példa)

Párhuzamos RLC körben a kapacitás $C = 80\mu F$, az induktivitás $L = 0,3H$, az ellenállás $R = 40\Omega$, a feszültség $U = 220V$, a frekvencia pedig $f = 162/3Hz$. Az egyes ágak impedanciája, valamint admittanciája(párhuzamos kapcsolásnál az impedanciák repluszolása helyett összeadhatjuk az admittanciákat):

- $R = 40\Omega \rightarrow \overline{Y}_R = \frac{1}{R}$
- $X_L = L \cdot \omega \rightarrow \overline{Y}_L = \frac{1}{\omega \cdot L}$
- $X_C = \frac{1}{\omega \cdot C} \rightarrow \overline{Y}_C = \omega \cdot C$

Az eredő admittancia, valamint impedancia:

$$\overline{Y} = \frac{1}{R} + \frac{1}{j \cdot X_L} + \frac{1}{-j \cdot X_C} = (0,025 - j \cdot 0,0234)\Omega$$

$$\overline{Z} = \frac{1}{\overline{Y}} = \frac{\overline{Y}}{[\overline{Y}]^2}$$

Az összes ágba, valamint áganként folyó áram:

- $\bar{I} = \frac{\bar{U}}{\bar{Z}} = (5, 5 - j5, 15)A$
- $\bar{I}_R = \frac{\bar{U}}{\bar{R}}$
- $\bar{I}_L = \frac{\bar{U}}{\bar{X}_L}$
- $\bar{I}_C = \frac{\bar{U}}{\bar{X}_C}$

A hatásos teljesítmény (csak az ellenálláson disszipálódik hatásos teljesítmény):

$$P_h = \bar{U} \cdot \bar{I}_h = 220 \cdot 5,5 = 1210W$$

A meddő teljesítmények:

$$Q_L = \bar{U} \cdot \bar{I}_L = 220 \cdot 7$$

$$Q_C = \bar{U} \cdot \bar{I}_C = 220 \cdot 18,5$$

A rendszerben összes teljesítménye:

$$\sum P = 1210W + 1132Var$$

1.7. Szinuszos váltakozó áram

Ebben a részben egyelőre az egyfázisú, szinuszos váltakozó áramról lesz szó. Az alapok megismerése után térünk át a háromfázisúra.

1.7.1. Létrehozása

Időben váltakozó frekvencia létrehozásához forgathatom a keretet, de akár forgathatom a mágneset is. A lényeg: legyen valamilyen fluxusváltozás. Faraday törvénye szerint az indukált feszültség:

$$U_i = -\frac{d\phi}{dt}$$

A fluxus: $\Phi = B \cdot A$, ahol B a mágneses indukció, A pedig a felület. A keretnél B , valamint A is állandó, a keretre eső B normális komponense változik. Ha B_n (mágneses indukció normálisa) időben szinuszos változású, akkor Φ is szinuszos eloszlású, valamint a Faraday-törvény miatt U_i is szinuszos (U siet Φ -hez képest).

A maximális és effektív érték közötti összefüggés $\sqrt{2}$.

1.7.2. Teljesítményszámítás

A feszültség időfüggvénye:

$$U(t) = U_{max} \cdot \sin(\omega t)$$

Az áram időfüggvénye:

$$I(t) = U_{max} \cdot \sin(\omega t - \phi)$$

A pillanatnyi teljesítmény - ritkán használjuk, a levezetéstől eltekintünk:

$$P(t) = U(t) \cdot I(t) = P \cdot (1 - \cos(2\omega t)) - Q \cdot \sin(2\omega t)$$

Hatásos teljesítmény képlete: $P_h = U_{eff} \cdot I_{eff} \cdot \cos\phi$, mértékegysége W (watt)

A meddő teljesítmény képlete: $Q = U_{eff} \cdot I_{eff} \cdot \sin\phi$, mértékegysége VA (volt-amper-reaktív). A lengő tag nem végez munkát/hatásos teljesítmény, de mágnesezéshez szükséges, terheli a hálózatot, így a méretezésnél nem tekinthetünk el tőle.

A látszólagos teljesítmény képlete: $S = U_{eff} \cdot I_{eff}$, mértékegysége VA (voltamper). Nem tartalmaz lengő tagot, fizikai jelentése nem igazán van. Névleges érték, gépek méretezésénél játszik fontos szerepet.

1.7.3. Fazor

A vektorokat jellemezhetjük az amplitúdó, illetve szög segítségével, azonos frekvenciát feltételezve.

1.8. Három fázis

1.8.1. Létrehozása

Mindezt úgy hozzuk létre, mint az 1F-et, de 3 keretet forgatunk térben 120° -kal eltolva, így a feszültségek időben 120° -kal vannak eltolva.

1.8.2. Tulajdonságok

A háromfázisú áramok forgó mágneses mezőt keltenek, így könnyen létre tudunk hozni - lüktetésmentes - motorokat.

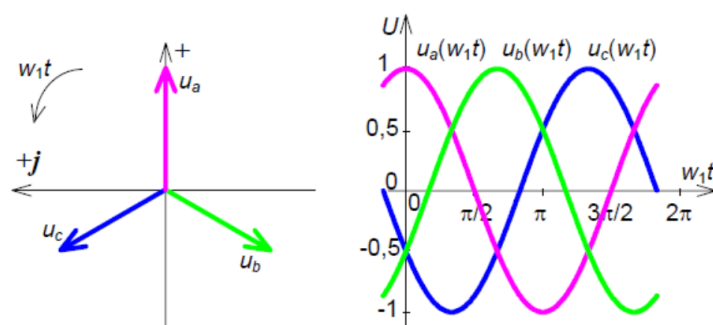
Nagy előnye, hogy szimmetrikus rendszer esetén a terhelés is szimmetrikus. A három fázis áramfázorainak vektoriális összege nulla, így nem szükséges visszavezetés. A három fázisfeszültség fázorainak vektorális összege szintén nulla, így a csillagpontot leföldelhetjük(bővebben a transzformátornál). Ha ez nem teljesül(az egyes fázisokat aszimmetrikusan terheljük), akkor szükséges a visszavezetés.

1.8.3. Fázismennyiségek

Az egyes fázisok időfüggvényei:

- $u_a = \sqrt{2}U_f \cos(\omega t)$

- $u_b = \sqrt{2}U_f \cos(\omega t - 120^\circ)$
- $u_c = \sqrt{2}U_f \cos(\omega t + 120^\circ)$



1.3. ábra. Háromfázisú feszültség fazorjai, valamint időfüggvényei

Az ábrákon látható, hogy a feszültség-fazorok, valamint időfüggvények pillanatnyi összege (minden pillanatban) nulla.

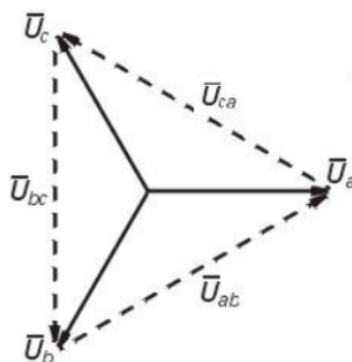
Villamos berendezések névleges feszültsége mindig vonali feszültségként van megadva. Vonali mennyiségek:

$$U_a = U_b = U_c = U_f$$

Két vektor közti különbség értéke mindig:

$$U_v = \sqrt{3}U_f$$

Hazánkban háromfázisú hálózatban a vonali feszültség 400V, a fázisfeszültség 230V. Csillagkapcsolásnál az egyes fogyasztókon U_f , delta kapcsolásnál pedig U_v esik. A nagyobb feszültség nagyobb teljesítményt eredményez (azonos impedanciát feltételezve).



1.4. ábra. Vonali feszültség származtatása

S

1.8.4. Teljesítményszámítás

Háromfázisú teljesítmény pillanatértékei is állandók. Az egyes fázisteljesítmények $U_f \cdot I_f \cdot \cos\phi$ körül lengenek, az eredő ennek a háromszorosa.

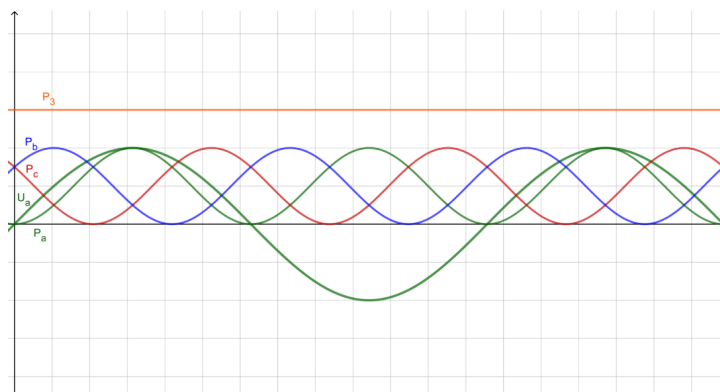
$$P_{3f}(t) = U_a(t) \cdot I_a(t) + U_b(t) \cdot I_b(t) + U_c(t) \cdot I_c(t)$$

Egyfázisú rendszerben a teljesítmény pillanatértéke lüktet, így a hatásos teljesítmény is lüktet. A pillanatnyi teljesítménynek van része, amelynek:

- nem nulla középértéke van: hatásos teljesítmény (tulajdonképp ez is leng, de nem nulla körül)
- középértéke nulla: meddő teljesítmény

$\sum P = P + Q$ meghatározza, hogy mennyi áram folyik át a rendszeren, méretezésnél figyelembe kell venni.

Az egyfázisú izzó nem villog, az 50Hz -es hálózati frekvencia ehhez kellően nem nagy, a szemünk mondhatni kiátlagolja, az izzónak nagy a termikus időállandója.



1.5. ábra. Háromfázisú rendszer hatásos teljesítménye

Háromfázisú rendszer teljesítménye az egyes fázisok teljesítményének összege. Szimmetrikus terhelést feltételezve:

$$P_{3f}(t) = P_{3f} = 3 \cdot U_f \cdot I \cdot \cos\phi = 3 \cdot P_{1f}$$

Vonali feszültséggel kifejezve:

$$P_{3f} = \sqrt{3} \cdot U_v \cdot I_f \cdot \cos\phi = \sqrt{3} \cdot \sqrt{3} \cdot U_f \cdot I_f \cdot \cos\phi$$

Időben állandó a teljesítménye a háromfázisú rendszernek.

Nem rezisztív, szimmetrikus háromfázisú rendszerben minden pillanatban a felépülő és lebomló terekkel kapcsolatos meddő teljesítmény előjelhelyes összege nulla.

Háromfázisú rendszerben is van meddő teljesítmény, de az eredő értéke mindig 0. Azonban továbbra is kell vele számolni a terhelhetőség miatt, valamint a szolgáltató is méri (fáziskompenzálásra kondenzátor-telepeket használnak).

$$Q_{3f} = 3 \cdot Q_{1f} = \sqrt{3} \cdot U_v \cdot I \cdot \sin\phi$$

1.8.5. Számítási példa

Villamos forgógépről (aszinkron gép) az alábbi adatokat olvastuk le: $U_n = 400\text{V}$, $I_n = 117\text{A}$, $P = 55\text{kW}$, $\cos\phi = 0,77$, $n_n = 1500\text{RPM}$ (névleges fordulatszám). Mekkora a névleges, látszólagos teljesítmény? Mekkora a hatásos teljesítmény? Mekkora a gép névleges nyomatéka?

Látszólagos teljesítmény:

$$S_n = U_n \cdot I_n$$

Hatásos teljesítmény:

$$P = S_n \cdot \cos\phi = 62kW$$

Ez nem egyezik meg a gép tengelyén mérhető, a táblán is szereplő teljesítménnyel. A villamos energia mechanikai energiává történő átalakítás során veszteségek(például hő) keletkeznek, a gép hatásfoka körülbelül $\eta = 0,89\%$.

Nyomaték:

$$P = M \cdot \omega \rightarrow M = \frac{P}{\omega}$$

Megtekintésre ajánlott tartalmak

- Energiatermelés: <https://www.youtube.com/watch?v=IdPTuwKEfmA>
- Szolenoid mágneses tere: <https://www.youtube.com/watch?v=4zvvaJj18Dk>
- Erőhatás mágneses térben: <https://www.youtube.com/watch?v=J9b0J290zAU>
- Fluxus, mágneses indukció: <https://www.youtube.com/watch?v=bq6IhapfucE>

2. fejezet

Park-vektor

Háromfázisú váltakozó áramú rendszerek leírására eddig időfüggvényeket - csúcsérték, effektív érték, (kör-)frekvencia - és fazorokat - amplitúdó, fázis - használtunk.

A cél:

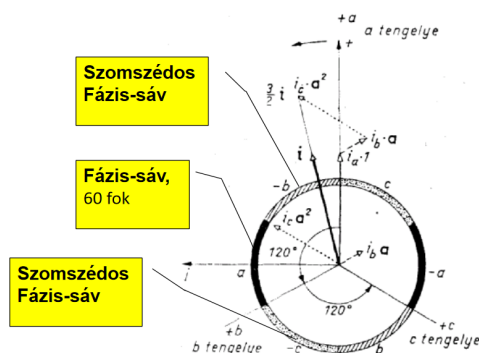
- Olyan kompakt ábrázolásra van szükségünk, amely egyszerre képes leírni a villamos gépeinkben lévő egy/többfázisú tekercselésének és ezen tekercsekben folyó időben változó áramok hatását,
- Olyan ábrázolást szeretnénk, amellyel villamos gépeink működése szemléletesen - intuitívan - megérthető,
- Villamos gépek viselkedése ne csak kvalitatívan, hanem kvantitívan (számszerűen) is leírható legyen,
- Nem elég a villamos gépek viselkedését leírni, és megérteni, hanem szeretnénk irányítani (szabályozni) is.

A Park-vektor (Park's vector) - más néven Rácz-vektor (Rácz István), háromfázisú vektor vagy térvektor (space vector) - erre szolgál.

2.1. Fizikai kép kialakítása

A villamos gép menetekből áll, a háromfázisú villamosgép mindhárom fázisában menetek vannak.

Az ábra megmutatja, hogy is helyezzük el a tekercseket a kerület mentén térben, azon a tényleges kialakítás látható. A kettő fekete sáv az a fázis sávja, bal oldalt (a) vannak a vezetők, a jobb oldalon ($a-$) jönnek vissza, tekercselve van, a kerület mentén eloszlatva. Egy sáv azért 60° -os, mert "oda-vissza jön" ($2 \cdot 60^\circ$), és a másik kettő - összesen három - fázis számára is helyet kell biztosítani ($3 \cdot 120^\circ$). A b fázis hozzá képest 120° -kal van eltolva, mert térben is 120° -ot kell tartani a szikkettriához. A tekercsnek az az irányultsága, hogy merre mutat az általa kialakított mágneses tér, a tekercselés irányára merőlegesen alakítja ki a mágneses teret. A másik kettő tekercs is el van osztva a kerület mentén, hornyokban. A c fázis is ezen az elven van kialakítva.



2.1. ábra. Háromfázisú tekercselés kerület mentén elosztva

Ez egy kétpólusú gép; egy fázisnak két pólusa van. Egy gépben minden fázisnak ugyan annyi pólussal kell rendelkeznie.

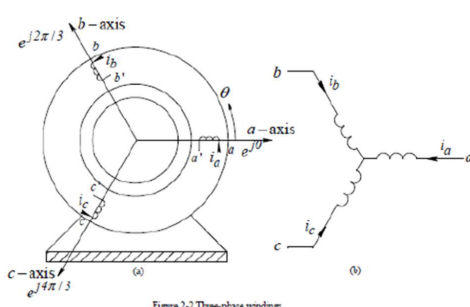


Figure 2.2 Three-phase windings.

2.2. ábra. A kerület mentén elosztott tekercseket koncentrált tekercsekkel helyettesítettük

Ez egy absztrakció, láthatóvá váltak a tekercsek, a hornyokban található tekercselés hatásában helyettesíthető koncentrált tekercsel. A geometriai elemeket sokszor nem rajzoljuk le, csak a tekercseket (b ábra). Két fajta módon kapcsolhatjuk a tekercseket: csillagban, mint ahogy az ábrán is látható, vagy deltába.



2.3. ábra. Egy tekercs/fázis - a szinuszos áram- és gerjesztéseloszlás térvektora. A gerjesztés és az áram szoros kapcsolatban van; gerjesztési törvény

Egy tekercs/fázis képét vizsgáljuk. A tekercselés körökkel van jelölve - ez a valósághoz közelebb áll, valójában hasonlít a kerület mentén elosztott szolenoidokra. A gerjesztés és az áram szinte egymás szinonimája - I áram végez Θ gerjesztést. A kapcsolat a gerjesztési törvény.

2.1.1. Gerjesztési törvény

Ampere törvénye az elektromos áram és az általa gerjesztett mágneses mező kapcsolatát írja le. A mágneses térerősség tetszőleges zárt görbe menti integrálja egyenlő a görbe által határolt felületen átfolyó áramok előjeles összegével szorozva a mágneses permeabilitással:

$$\oint \vec{B} \cdot d\vec{l} = \mu_0 \cdot I$$

Ahol:

- $\oint$ tetszőleges zárt görbe menti vonalintegrál
- $\vec{B}$ mágneses indukcióvektor
- μ_0 a vákuum mágneses permeabilitása
- I a zárt görbe által határolt tetszőleges felületen áthaladó áram

Más formában:

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = \int_V \vec{J} \cdot d\vec{A} = \sum_k i_k$$

$\vec{J}$: áramsűrűség-vektor

A H térerősséget az l vonal mentén integráljuk (körintegrál), a körbeforgatott áramokat (gerjesztéseket) adja össze. Az integrálás fázistolást eredményez.

A permeabilitás fogalma kapcsolatot teremt B (indukció) és H (térerősség) mezők között: $B = \mu \cdot H = \mu_r \cdot \mu_0 \cdot H$. A lágymágneses anyagok relatív permeabilitása $\mu_r = 2000 - 6000$ - ezért használunk vasat. A vákuum permeabilitása $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ henry/méter}$.

A vas mágneses permeabilitása, konyhanyelven fogalmazva jól vezetni a mágneses erővonalakat. Emiatt előszeretettel alkalmazzuk a villamos (elektromágneses) gépeinkben, a levegőt pedig ellenségnak tekintjük - ám bár forgó gépekben valamekkora levegőréteg szokott lenni az álló és forgó részek között. Nagy mágneses permeabilitás esetén kicsi gerjesztő áram szükséges. A lágyvas telítődik (mágnesezési görbe), hiába növeljük a gerjesztő áramot, a mágneses tér nem növekszik. Például az MRI berendezésekben nagy légrés található, a térerősség jellemzően $1 - 3T$.

A fluxus a felületen áthaladó indukciók értéke: $\Phi = B \cdot A$.

Az ábrán a kerület mentén folytonosan és szinuszosan eloszlónak képelt áramok (áramréteg) esetében a gerjesztési görbe is térbeli szinusz alakú görbe.

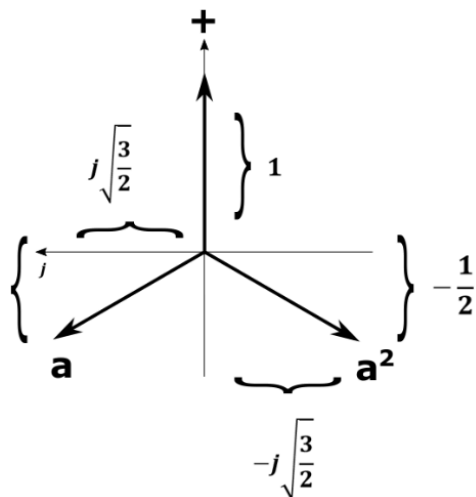
Ezt a térbeli gerjesztéseloszlást a pozitív maximum helyén rajzolt, a maximummal arányos nagyságú Θ gerjesztési térvektorral jellemezhetjük.

Mivel a kerület menti szinuszos árameloszlás legnagyobb értéke és a gerjesztés csak egy állandó tényezővel, a hatásos menetszámmal tér el egymástól, az áramelosztást is jellemezhetjük egy-egy pillanatban egy, a maximális áramérték helye helyett a maximális gerjesztés helyén rajzolt i áram-térvektorral. A gerjesztésekre az áram hatása összegezhető.

A mező is arányos Θ -val, így a B indukció jellemzése hasonlóan történhet.

Egy fázistekercs áramának tetszőlegesen kiragadott pillanatértékéhez tehát a tekercs tengelyének irányában elhelyezkedő rögzített helyzetű, a pillanatérték nagyságával és előjelével megszabott hosszúságú és értelmű áram fázis-térvektor tartozik.

Az egyes fázistekercsek tengelyeit a 0 , 120° , illetve 240° térbeli szöggel elforgatott egységvektorok, tehát 1 , a és a^2 jelölik ki.



2.4. ábra. 1 , a és a^2 egységvektorok

Tetszőlegesen kiragadott pillanatban a három fázistekercs áramainak összetartozó pillanatértékeihez tartozó áram fázis-térvektorait a tekercsek tengelyeiben, tehát az 1 , a , a^2 irányokban - értelemre helyesen - felrajzolva és vektorosan összegezve a háromfázisú tekercselés térvektorát nyerjük. Így a háromfázisú eredőáram

$$1 \cdot i_a + ai_b + a^2i_c$$

kifejezéssel írható le.

Az ábrán láthatjuk az összegzést. Az eredő áram-térvektort - alább látható okokból - célszerűen nem a három fázisvektor összegével, hanem annak $2/3$ -ad részével jellemezzük. A definíció:

$$i = \frac{2}{3} (i_a + ai_b + a^2i_c)$$

Helyesen $\bar{i}$ lenne, de gyakran vonal nélküli i -vel jelölik.

Ez az áram háromfázisú vektora, Park-vektora vagy térvektora. A három fázisáramot egyetlen mennyiségben összefoglalva jellemezhetjük.

2.2. Feltételezések

A Park-vektor használatához az alábbi feltételezésekkel élünk:

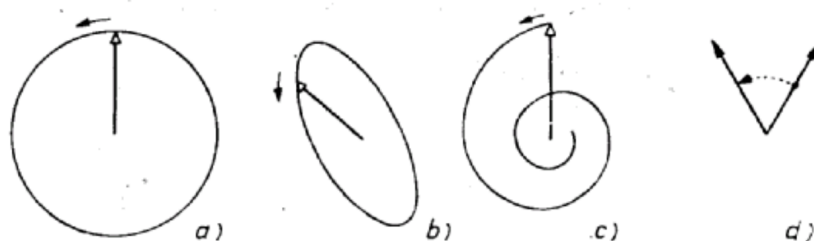
1. Villamos forgógépekben a légrésindukció kerületmenti(térbeli) eloszlása szinuszos

2. A mágnesezési görbe lineáris
3. A vasveszteséget elhanyagoljuk
4. Az ellenállások és induktivitások frekvencia-függését elhanyagoljuk

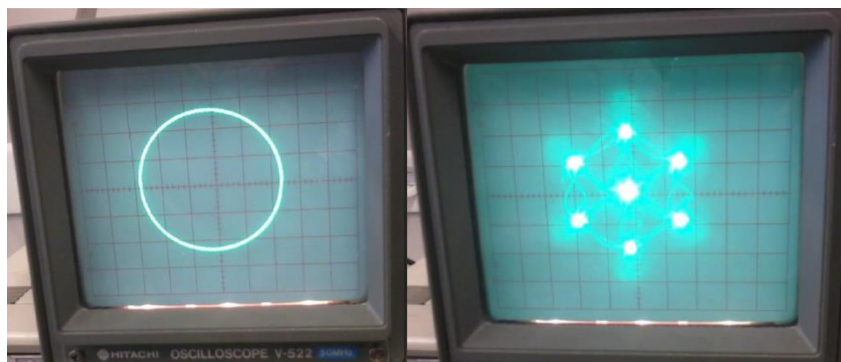
A Park-vektort a fázisáramok tetszőleges összetartozó pillanatértékeire egy adott kiragadott időpontra definiáltuk és rajzoltuk fel. Az tehát az áramok tetszőleges időbeli változásakor alkalmazható.

A fázisvektorok ilyen összegzésének feltétele a szimmetrikus felépítésű háromfázisú tekercselés volt. Az eredő térvektorok alkalmazásának feltétele így a definíciójuk értelmében szükséges kerület menti szinuszos gerjesztés eloszlás mellett a szimmetrikus felépítésű háromfázisú tekercselés. Csak térbeli feltételek vannak.

A Park-vektor nem csak időben szinuszos - állandósult - aszimmetrikus esetben alkalmazható. A 2.5 ábrán látható a háromfázisú áramvektor végpontjának pályája állandósult szimmetrikus (a), aszimmetrikus (b), tranziens (c) esetben. A háromfázisú vektor ugrásokat is végezhet kapcsolások hatására (d).



2.5. ábra. A háromfázisú áramvektor pályája különböző időbeli lefolyások esetén



2.6. ábra. Szinuszos mennyiség, valamint inverter feszültsége oszcilloszkópon

Definíciójakor - mind a matematikai, mind a fizikai bevezetések - csak a tekercsek térbeli szimmetriáját és a térbeli, gyakorlatilag szinuszos eloszlást kötöttük ki - valamint egyelőre a zérus sorrendű áram hiányát -, de az egyes fázisáramok időbeli változására semminemű kikötést nem tettünk.

Azok tehát tetszőleges időbeli változásúak lehetnek, így szinuszosak, periodikusak, felharmonikusokkal, tranziensekkel, sőt, akár lehetnek egyenáramok, vagy bármilyen más időbeli lefolyásúak.

A Park-vektor - ebben a még nem legáltalánosabb megfogalmazásban - a forgó tér vagy gerjesztés általánosabb alakja. A forgó vektor nagysága és sebessége is változhat itt - ekkor a

lenti ábra c) részén található zsugorodó vektorát nyerjük -, sőt még ugrásai is lehetnek - d ábra -, mint például vezérelt félvezető kapcsolóknál.

2.3. Park vektor képzése

Lépései:

1. háromfázisú gerjesztés összegzése
2. egységvektor
3. számítás

Normáló faktor: Park-vektor adott tekercs tengelyre vett vetülete egyezzen meg a tekercsben lévő fázismennyiséggel - például fázis árammal.

$$i = \frac{2}{3} [i_A(t) + ai_B(t) + a^2 i_C(t)]$$

2.4. Mint-transzformáció

A térvektor síkvektor, amelyet két adat - például a két komponense vagy a nagysága és a fáziszöge - meghatároz. Jogosan gondolhatjuk, hogy három fázis leírásához (legalább) három számot kéne ismernünk. A három fázis rendszerint nem független egymástól, amennyiben nincsen zérus sorrendű áram - kiváltképp szigetelt csillagpontú rendszer esetén. A zérus sorrendű áram minden fázisban ugyan úgy jelenik meg.

Ez a három fázisáramot azáltal determinálja, hogy mint láttuk, azok nem függetlenek, hanem az $i_a + i_b + i_c = 0$ egyenlet köti őket össze.

Ha most elhagyjuk ezt az eddigi kikötésünket, és feltesszük, hogy zérus sorrendű áram is folyik, akkor a fázisáramok pillanatértékei:

$$i_a = i'_a + i_0$$

$$i_b = i'_b + i_0$$

$$i_c = i'_c + i_0$$

Az előbbieket szerint:

$$i_a + i_b + i_c = 3i_0$$

3F fázisáram összege a zérussorrendű ára, háromszorosa.

A térvektor a zérus sorrendű áramot nem tartalmazza, mert az

$$i = \frac{2}{3} (i_a + ai_b + a^2 i_c) = \frac{2}{3} [(i'_a + i_0) + a(i'_b + i_0) + a^2(i'_c + i_0)]$$

$$\frac{2}{3} [i'_a + ai'_b + a^2 i'_c + i_0(1 + a + a^2)] = \frac{2}{3} (i'_a + ai'_b + a^2 i'_c)$$

összefüggés szerint abból kiesik (megjegyzés: $1 + a + a^2 = 0$). A zérus sorrendű áramot tehát külön kell figyelembe venni.

A térvektorra vezető koordinátatranszformáció egyenletei tehát az összevetéskor - a fázismennyiségekből a vektormennyiségek irányában:

$$i_x = \frac{2}{3} \left(i_a - \frac{1}{2}i_b - \frac{1}{2}i_c \right)$$

$$i_y = j \frac{2}{3} \left(0 + \frac{\sqrt{3}}{2}i_b - \frac{\sqrt{3}}{2}i_c \right)$$

A fentiekből:

$$\frac{2}{3} (i_a + ai_b + a^2i_c) = i$$

$$abc \rightarrow i$$

$$\frac{1}{3} (i_a + i_b + i_c)$$

A felbontáskor - a vektorból a fázismennyiségekbe (fázistengelyekre vonatkozó vetületek) - a vetületszabályt alkalmazzuk

$$i \rightarrow abc$$

$$i_a = \Re(i) + i_0$$

$$i_b = \Re(a^2i) + i_0$$

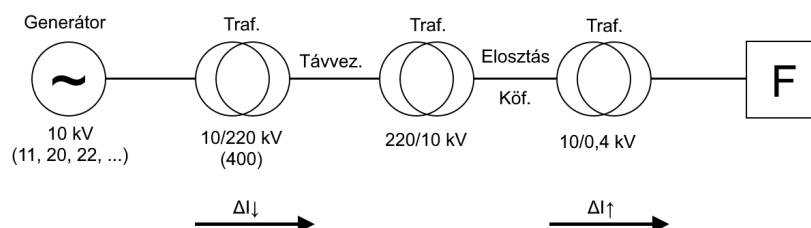
$$i_c = \Re(ai) + i_0$$

3. fejezet

Transzformátor

3.1. Motiváció

A villamosenergia-termelés rendszerint 10 kV nagyságrendben történik, a felhasználása pedig jellemzően kismegfeszítésen (nagyobb ipartelepek esetén gyakran közepesfeszítésen) történik. A különböző pontok között a feszültség nagyságát át kell alakítani ("transzformálni"), de a hálózati veszteségek csökkentése érdekében is szükség van transzformátorra. Szállítás során - Ohm törvénye szerint - $P = I^2 \cdot R$ veszteség keletkezik. Azonos átvitt teljesítményt feltételezve - a $P = U \cdot I$ képlet értelmében - a feszültség növelése esetén az áramerősség csökken, így a hálózati veszteség is csökken a $P = I^2 \cdot R$ képlet alapján.



3.1. ábra. A villamos energia átvitele

A transzformátor - nyugvó szerkezetű - villamos gép, amely váltakozó áramú villamos teljesítménynek a feszültségét és áramerősségét alakítja át. Az indukció térben nem, csak időben változik, ezért egyenáramú hálózatban nem használatos. A zárt vasmagú transzformátort Bláthy Ottó, Déry Miksa és Zipernowsky Károly szabadalmaztatta 1885-ben. A feltalálók családnevei után ZBD néven tett ismertségre.

Adott valamilyen - időben változó - gerjesztés a tekercsen. Ennek a tekercsnek elektromágneses tere van, ebbe a térbe elhelyezünk egy eltérő menetszámú tekercset. A Faraday-törvény szerint ebben a tekercsben - eltérő - feszültség indukálódik. Faraday indukciós törvénye kimondja, hogy az időben változó mágneses mező - időben változó - feszültséget generál.

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

A transzformátor vasmagja (amelyben záródik a fluxus, a mágneses teret irányítja) lemezt, laminált lapokból áll a vasvesztés csökkentése miatt. A transzformátor üzem közben

melegszik, ezért olajba mártják, ami a hőcsere mellett szigetelési feladatokat is ellát. A vas mágneses permeabilitása nagy, jól vezeti a mágneses erővonalakat.

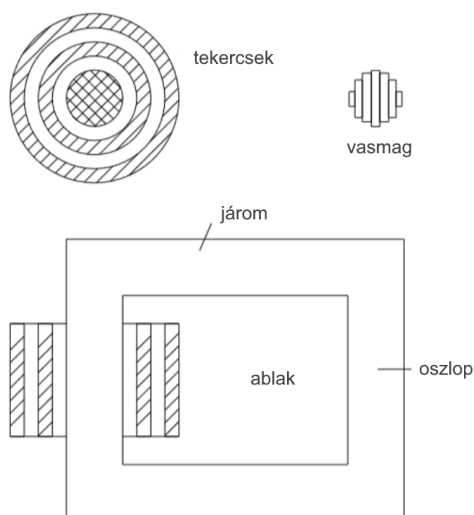
3.2. Konstrukció

A két tekercs térben egymással szemben, közös vasmagon van elhelyezve. Primer oldalon I_g gerjesztőáram van, ezáltal lesz a tekercsnek tere, Φ fluxust hoz létre. A Φ fluxus átjut a vasmagot keresztül a másik tekercsbe. Ha az I_g gerjesztőáram időben szinuszos eloszlású, akkor a Φ fluxus is szinuszos eloszlású időben. Faraday indukciós törvénye:

$$U_i = -\frac{d\psi}{dt} = -N \cdot \frac{d\Phi}{dt}$$

Φ az egy menetre, ψ a több(összes) menetre vonatkoztatott fluxus a tekercsen.

Vasat azért használnak előszeretettel, mert adott I_g gerjesztőárammal sokkal nagyobb indukciót lehet létrehozni. A vas relatív mágneses permeabilitása $\mu_r = 3000 \dots 6000$, permalloy ötvözeteké akár $\mu_r = 30000$ is lehet (konyhanyelven fogalmazva annyszor szívesebben megy a fluxus, mint levegőben; mennyire jól vezeti a fluxust, tereli azt). Vasmag nélkül is indukálódik feszültség a túloldalon, csak sokkal kisebb lesz.

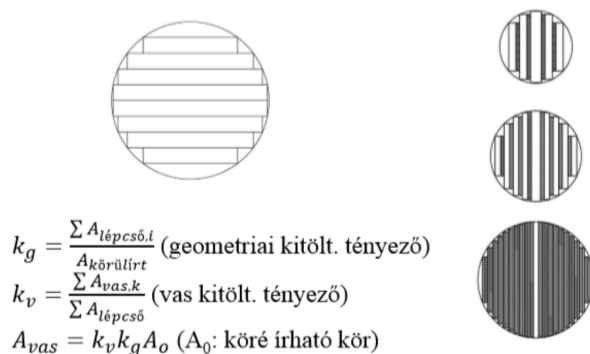


3.2. ábra. Transzformátor általános felépítése

A vasmagot a vasvesztés csökkentése miatt lemezelik. A váltakozó fluxus a vasmagban is indukál feszültséget, örvényáramokat (angolul eddy current) indít a vasmagban, amelyek melegítik azt. Az örvényáramok mellett a hiszterézis veszteség is növeli a vasvesztést. A laminálással (lemezeléssel) érik el, hogy minél kisebbek legyenek az áramutak, minél kevésbé tudjon folyni a nagy köráram. A legtöbb villamos gép lemezelte felépítésű. A vaslemezek között szigetelőanyag található, például lakk.

A vasmag felépítése lépcsős, kört alakítanak ki a - különböző szélességű - lemezekből, majdnem kör alakú. Ez a megoldás a 3.3 ábrán látható. Ha a vasmag négyzetes lenne, akkor a sarkokon szóródna a fluxus, csúcshatás alakulna ki.

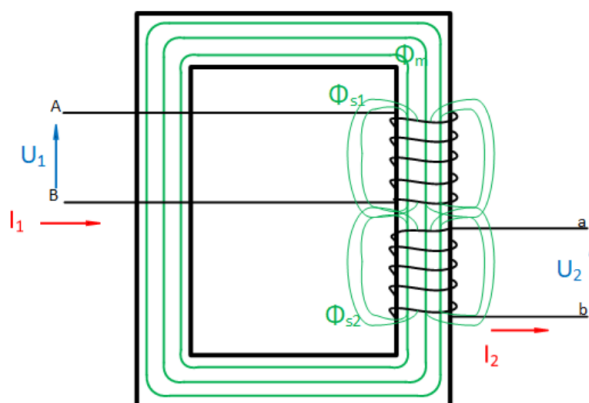
A tekercseket sokszor egymásba ágyazzák. Szigetelési szempontokat figyelembe véve a kiefeszültségű rész van belül, a nagyfeszültségű pedig kívül.



3.3. ábra. Transzformátor lépcsőzetes lemezelése

3.3. Helyettesítőkép

Jelen jegyzet a transzformátor ún. koncentrált paraméterű helyettesítőképével foglalkozik. Először tekintsük azt az esetet, amikor a két menetszám megegyezik. A primer és szekunder oldal az energiaáramlás irányát jelenti. Az energiaáramlás iránya sokszor nem meghatározható (például otthoni napelem) ezért a nagyfeszültségű, illetve kisfeszültségű oldal megnevezések használata előnyösebb.

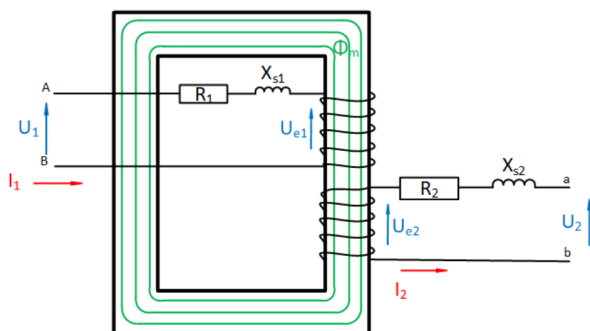


3.4. ábra. Transzformátor felépítése - egy oldalon a tekercsek

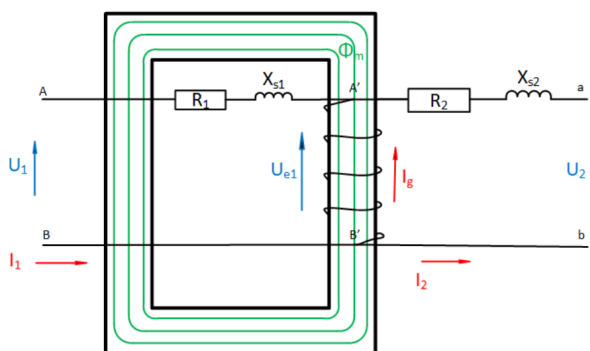
A tekercs modellezhető egy ellenállás és induktivitás sorba kapcsolásával (3.6 ábra). Tekercsből oldalanként 1-1 van. Az ábrán az induktivitás jobb alsó indexében az s a szórást jelöli. Lesz olyan fluxus, ami mindkettő (főmező fluxus), de olyan is, ami csak az egyik tekercshez (szórt fluxus) kapcsolódik. A szórt fluxus veszteségként kezelendő, azt vizsgáljuk, hogy hol lesz ez a veszteség (U_{be} és U_{ki} között mutatkozik feszültségesés). A fluxus (Φ), reaktancia (X) és induktivitás (L) nagyon közel állnak egymáshoz.

Amennyiben a két menetszám megegyezik, akkor a két tekercs (3.6 ábra) meneteit menetenként össze tudjuk kötni (3.7 ábra). Ez esetben a feszültségük megegyezik, 1 : 1-es transzformátorhoz jutunk (galvanikus leválasztást biztosít, például védelem mérésnél túl nagy teljesítmény ellen).

A vasmagot is helyettesíthetjük kettő, párhuzamosan kapcsolt passzív elemmel. A vasvesztés (emiatl laminálják) egy R ellenállás modellezi, a főmező fluxust (a fluxus, ami átér a túloldalra) pedig egy induktivitással, az ún. főmező reaktanciával.

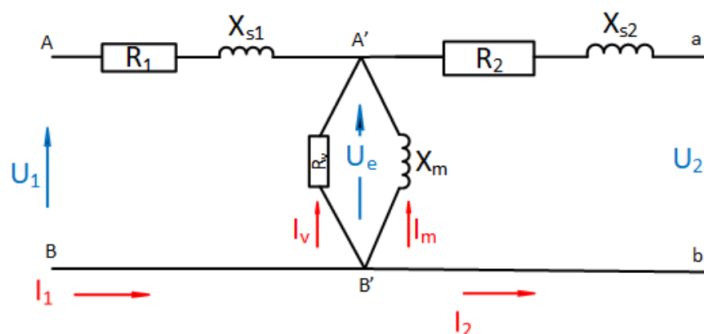


3.5. ábra. Tekercs modellezése ellenállással és induktivitással



3.6. ábra. Tekercsek összekötése azonos menetszám esetén

Ezzel kész is van a transzformátor helyettesítőképe(3.7 ábra). A soros ágakban van az R_1 , R_2 ellenállás és az X_{s1} , X_{s2} szórási reaktancia. A keresztágban pedig az R_v vasvesztés és az X_m fővező reaktancia.



3.7. ábra. Transzformátor helyettesítő képe

3.3.1. Redukálás

Amennyiben a két menetszám nem egyezik meg, azaz $N_1 \neq N_2$, akkor redukálnunk kell(a redukált értékeket vesszővel jelöljük). A menetszám-áttétel jelölésére az a betűt használják. A menetszám-áttétel közelítőleg megegyezik a feszültség-áttétellel, de nem azonos.

$$a = \frac{N_1}{N_2} \approx \frac{U_{nagy}}{U_{kis}} = \frac{U_1}{U_2}$$

Energia nem keletkezik a semmiből, ezért az egyik oldallal valamint kezdeni kell, mégpedig

redukálni. Redukálás során - megfelelően levezetve a másik irányban is érvényes - N_2 tekercset N_1 menetszámúnak gondoljuk, N_2 -t helyettesítjük N_1 tekercssel:

$$N_1 = a \cdot N_2$$

Megadjuk feltételként, hogy a gerjesztés ne változzon:

$$\Theta_{eredeti} = \Theta'$$

$$I_2 \cdot N_2 = I'_2 \cdot a \cdot N_2 \rightarrow I'_2 = \frac{I_2}{a}$$

A feszültség nagysága a -szorosára változik. Azért, hogy a veszteség ne változzon, a redukálást R , X és Z -re is el kell végezni.

$$\begin{aligned} I_2'^2 \cdot R_2 &= I_2^2 \cdot R_2 \\ \left(\frac{I_2}{a}\right)^2 \cdot R_2' &= I_2^2 \cdot R_2 \\ R_2' &= a^2 \cdot R_2 \end{aligned}$$

Az átalakítások helyes elvégzésével belátható, hogy a teljesítmény állandó - a feszültséget a -val szorozzuk, az áramot a -val osztjuk:

$$U_2' \cdot I_2' = a \cdot U_2 \cdot \frac{I_2}{a} = U_2 \cdot I_2$$

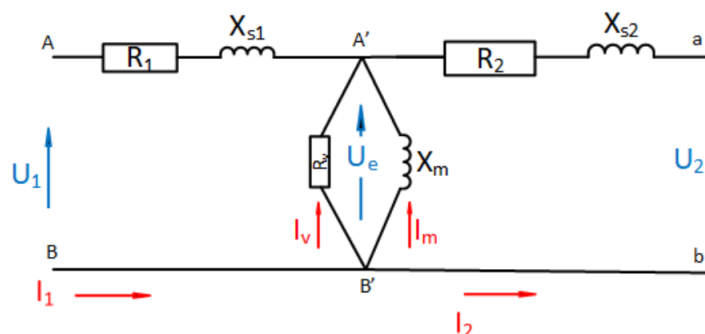
3.3.2. Viszonylagos egységek

A viszonylagos egységek módszere a névleges impedanciához viszonyított érték. Százalékosan adják meg.

$$Z_n = \frac{U_n}{I_n}$$

A helyettesítőképben szereplő impedanciák nagysága viszonylagos egységekben:

$$r_1 : r_2' : x_{s1} : x_{s2}' : x_a : r_v = 1 : 1 : 2 : 2 : 1000 : 10000\%$$

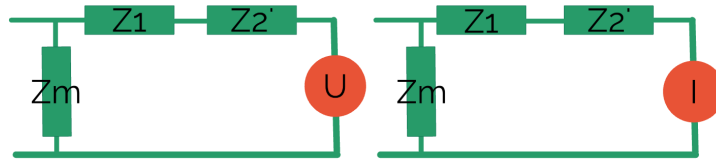


3.8. ábra. Transzformátor helyettesítő képe

Nagy terhelés esetén (a kisebb impedanciájú soros ág terhelődik inkább) nagyobb a hatásfok. A párhuzamos ágba folyó áram nagyjából állandó, mondhatni független a transzformátoron átáramló teljesítménytől, a soros ágba folyó áramtól.

3.4. Transzformátor mérése

A transzformátornak kétfajta mérése van: rövidzárási és üresjárási mérés. Üresjárási mérés során a szekunder oldalt szakadással, rövidzárási mérés során rövidzárral zárjuk le.



3.9. ábra. Transzformátor üresjárási és rövidzárási mérése

3.4.1. Üresjárási mérés

Példaként vegyünk egy egyfázisú transzformátort, amelynek a nagyfeszültségű oldalán a névleges feszültség $U_{1n} = 11kV$, a kisfeszültségű oldalán a névleges feszültség $U_{2n} = 440V$, a hálózati frekvencia pedig $50Hz$.

Üresjárási mérés során a transzformátor "szekunder" oldalát szakadással zárjuk le, így azon nincs fogyasztás, nem folyik áram (ezáltal a helyettesítőkép oldalán nem esik feszültség). A helyettesítőkép soros ágának bal oldali részeit átpakolhatjuk a jobb oldalra, mert a soros ág impedanciája meglehetősen alacsony a párhuzamos ágéhoz képest. Ez látható a ?? ábrán is. Az alábbi adatokat mértük a primer oldalon: $U_{1\ddot{u}j} = 11kV$, $I_{1\ddot{u}j} = 1A$, $P_{1\ddot{u}j} = 1,1kW$, $S_{1\ddot{u}j} = 110kVA$. Számoljuk ki a keresztág elemeit!

$$R_v = \frac{U_{1\ddot{u}j}^2}{P_{1\ddot{u}j}} = 110k\Omega$$

$$Z_n = \frac{U_{1n}}{I_{1n}} =$$

$$I_{1n} = \frac{S_n}{U_{1n}} = 10A$$

$$r_v = 10000\%$$

A vasveszteséget létrehozó áram (ami a vas ágában folyik):

$$I_v = \frac{U_{1n}}{R_v} = 0,1A$$

Meddő áram (I_o komplex áram, I_v hatásos áram):

$$I_m = \sqrt{I_o^2 - I_v^2} = 1A$$

$$X_m = \frac{U_{1n}}{I_m} = 11k\Omega = 1000\%$$

3.4.2. Rövidzárási mérés

Rövidzárási mérés során a szekunder/kisfeszültségű oldal vizsgáljuk. Az áram a kisebb impedancia felé folyik, ezért a soros ágot vizsgáljuk, a keresztágot elhanyagoljuk. Az alábbi értékeket mértük: $U_{1z} = 500V$ (az a feszültség, amely esetén a szekunder oldali áram névleges), $I_{2z} = I_{2n} = 250A$ (primer oldalon $\frac{250A}{a}$), $P_{1z} = 1kW$. Egy veszteséges elem van, ami hővesztességet termel: $R = \frac{P_{1z}}{I_{1z}^2}$, amely értéke a primer oldalról nézve $\frac{1000}{10^2} = 10\Omega$, a szekunder oldalról $\frac{1000}{250^2} = 0,016\Omega$. A redukálás miatt a transzformátor két oldalán az impedancia értéke "eltérő". Attól függ, hogy az ellenállást melyik oldalról látjuk.

$$X = \sqrt{\left(\frac{U_{1z}}{I_{1z}}\right)^2 - R^2} = 49\Omega = 41\%$$

Drop

A drop megmutatja, hogy rövidzárási esetén a soros ágon mekkora feszültség esik, százalékosan szokás megadni. A drop rendszerint 15% alatt van, a 8% egy tipikus érték.

$$\varepsilon_z = \frac{U_z}{U_n} \cdot 100\%$$

3.4.3. Vasvesztesség

A vasvesztesség a hiszterézis és örvényáramú veszteségből áll.

A veszteség *teljesítmény/tömeg* dimenziójú:

$$\frac{W}{kg} = k \cdot f^m \cdot B^n$$

A ferritre jellemző szám adatok: $k = 10^{-8} - 10^{-3}$, $m = 1 - 3,5$ frekvencia kitevő, $n = 2,5 - 2,8$ indukció kitevő. Van olyan anyag, ami nagy frekvencián jó, de van olyan, ami kicsin jó.

Az U_i indukált feszültség függ a Φ fluxustól, ami pedig a B mágneses indukciótól. Az I áram függ a $\Theta = N \cdot I$ gerjesztéstől, a gerjesztés pedig a Maxwell által kiegészített Ampér-törvénytől: $\oint \vec{H} \cdot d\vec{l}$. A B mágneses indukció és H mágneses térerősség között a hiszterézis görbe teremt kapcsolatot.

Miért zümmög a transzformátor?

Röviden a magnetostrikció miatt. Minden gerjesztési periódusban a hiszterézis görbe a végpontokban az összes domain beáll egy irányba, a következő félperiódusban pedig irányt váltanak. A két végpont között "ütögetik" az anyagot. Az anyag szerkezete minden periódusban kétszer változik meg. A hallható hang 100Hz frekvenciájú.

3.4.4. Példa

Egyfázisú transzformátorról az alábbi adatokat olvastuk le: $S = 100kVA$, $U_{1n} = 5000V$, $U_{2n} = 400V$, $U_m = 4,25$ menetfeszültség (az a feszültség, amennyivel egy menet találkozik; mekkora fluxust lát; mekkora az indukált feszültség; U_m a Φ_m főfluxustól függ).

A transzformátor menetszáma:

$$N_1 = \frac{U_{1n}}{U_m} = 1176,47 \approx 1177$$

$$N_2 = \frac{U_{2n}}{U_m} \approx 94$$

A névleges feszültségekből számított menetszám-áttétel $a = 12,5$, a kerekített menetszámokból kapott érték kicsit eltér ettől.

Továbbá azt is leolvastuk, hogy a megengedett áramsűrűség $J_{meg} = 3,2 \frac{A}{mm^2}$.

$$I_{nagy} = \frac{S_n}{U_{1n}} = 20A$$

$$I_{kis} = \frac{S_n}{U_{2n}} = 250A$$

Kiszámítható, hogy milyen vastag vezető szükséges:

$$A_{nagy} = \frac{I_{nagy}}{J_{meg}} = 6,25mm^2$$

$$A_{kis} = \frac{I_{kis}}{J_{meg}} = mm^2$$

Az ablak a transzformátor vasmagja által körülöt, (részben) levegővel (vagy olajjal) kitöltött rész. A k_{kit} a kitöltési tényező (a vezetékek nem mindig töltik ki a térrészüket teljesen). Az ablakkeresztmetszet:

$$A_k = \left[N_1 \cdot \frac{I_1}{J_{meg}} + N_2 \cdot \frac{I_2}{J_{meg}} \right] \cdot k_{kit}$$

3.5. Indukált feszültség

A transzformátor feszültsége primer, illetve szekunder oldalon:

$$\bar{U}_{i1m} = N_1 \frac{d \cdot \bar{\phi}_m}{dt}$$

$$\bar{U}_{i2m} = N_2 \frac{d \cdot \bar{\phi}_m}{dt}$$

A főfluxus teljes komplex időfüggvénye:

$$\bar{\phi}_m = \hat{\phi}_m \cdot e^{j\omega t} = \phi_m \cdot e^{j \cdot \phi_\phi} \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t}$$

Ahonnán $\phi_m \cdot e^{j \cdot \phi_\phi}$ értelmezhető mintegy komplex amplitúdó.

Visszahelyettesítve az eredeti képletünkbe:

$$\bar{U}_{i1m} = j \cdot \omega \cdot N_1 \cdot \hat{\phi}_m \cdot e^{j\omega t}$$

$$\bar{U}_{i2m} = j \cdot \omega \cdot N_2 \cdot \hat{\phi}_m \cdot e^{j\omega t}$$

Az időfüggvények elhagyásával állandósult állapotban az indukált feszültség fazora kifejezhető a hálózati körfrekvencia ($\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$), a primer- és szekunder menetszámok (N_1 és N_2), valamint a főfluxus csúcsértéke (ϕ_m) segítségével:

$$\hat{U}_{1i,max} = j \cdot \omega \cdot N_1 \cdot \hat{\phi}_m$$

$$\hat{U}_{2i,max} = j \cdot \omega \cdot N_2 \cdot \hat{\phi}_m$$

Ezzel a két letisztult képlettel kiszámíthatjuk a korábbi tanulmányokból ismert menetszám-áttételt:

$$\frac{U_{1i,m}}{U_{2i,m}} = \frac{N_1}{N_2} = n$$

A menetszám-áttétel nem egyezik meg a feszültség-áttétellel (hamarosan kiderül, hogy miért nem).

Az indukált feszültség effektív értékét az alábbi összefüggés szerint számíthatjuk:

$$U_{i,eff} = 4,44 \cdot f \cdot N_1 \cdot \phi_m$$

Az $\bar{U}$ fázor nagyságát az $U_{i,eff}$ értékével jellemezhetjük. $U_{i,eff} = \frac{U_{i,max}}{\sqrt{2}}$ szinuszos feszültség esetén igaz csak. A 4,44-es érték úgy adódik, hogy a feszültség effektív értékének számítása során a - körfrekvenciában található - konstansokat leosztjuk. $\frac{\omega}{\sqrt{2}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{\sqrt{2}} = \frac{2 \cdot \pi}{\sqrt{2}} f = \frac{2 \cdot 3,14}{1,41} = 4,44$

A fenti képletet kifejezhetjük az oszlopindukcióval is:

$$U_{i,eff} = 4,44 \cdot f \cdot N \cdot B_o \cdot A_v$$

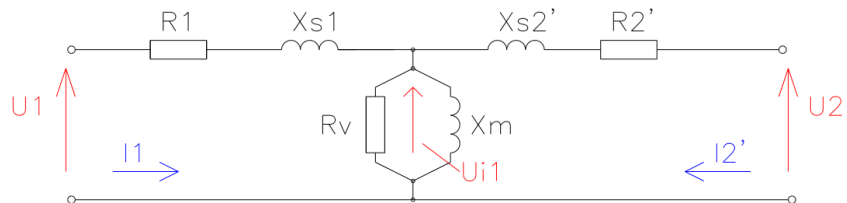
- B_o az oszlopindukció csúcsértéke
- A_v a vaskeresztmetszet, továbbá $A_v = k_g \cdot k_v \cdot A_o$
 - k_g a geometriai kitöltési tényező
 - k_v vaskitöltési tényező
 - A_o a vasmag köré írható kör keresztmetszete

Megjegyzések:

- $U_{i,eff}$ effektív érték, a villamos teljesítmény számításához szükséges
- ϕ_m vagy $B_{o,m}$ csúcsérték (m, mint maximális maximális), a mágneses kör méretezési számításaihoz szükséges
- A képletben szereplő $4,44 = \frac{2 \cdot \pi}{\sqrt{2}}$ csak szinuszos esetben igaz

3.6. Helyettesítő kapcsolás

Állandósult állapotbeli vizsgálatokra alkalmas, egyszerű, koncentrált paraméterű helyettesítő - modellező - áramkört alkotunk meg. A szuperpozíció alkalmazása érdekében lineáris, állandó paraméterű és galvanikus csatolású kapcsolást alkalmazunk.



3.10. ábra. Transzformátor helyettesítő kapcsolása

I_2' ellentétes előjelű, mint I_1' (fogyasztói pozitív irányrendszer), a feszültség-egyenletek szimmetrikus alakúak:

$$\bar{U}_1 = R_1 \cdot \bar{I}_1 + j \cdot X_{s1} \cdot \bar{I}_1 + \bar{U}_{1,i}$$

$$\bar{U}_2 = R_2 \cdot \bar{I}_2 + j \cdot X_{s2} \cdot \bar{I}_2 + \bar{U}_{2,i}$$

Ahonnan R a tekercsek ohmos ellenállása (hővesztés eredményez), X_s a szórt fluxus által indukált feszültséget feszültségesésként modellezzük (valójában nem veszteség, de fázistolást eredményez).

3.6.1. Gerjesztések egyensúlyának törvénye

Mit tudunk Θ -ról? $U_1 = \text{állandó}(r, x \approx 0) \rightarrow U_i \approx \text{állandó} \rightarrow \phi \approx \text{állandó} \rightarrow B \approx \text{állandó} \rightarrow \Theta \approx \text{állandó}$

A gerjesztések egyensúlyának törvénye:

$$\bar{\Theta}_1 + \bar{\Theta}_2 \approx \text{állandó} = \bar{\Theta}_{1,\bar{u}j} \rightarrow \approx \bar{0}$$

$$\bar{I}_1 + \bar{I}'_2 \approx \text{állandó} = \bar{I}_{1,\bar{u}j} \rightarrow \approx \bar{0}$$

Ha állandó, akkor szekunder áram nélkül = üresjárásban is közel ugyan az.

A transzformátor - primer oldali - mágnesező árama, amely az üresen járó - nyitott szekunderű - transzformátor vasmagjában ugyanakkora főfluxust hoz létre, mint terheléskor a primer és szekunder tekercsek (gerjesztései) együtt.

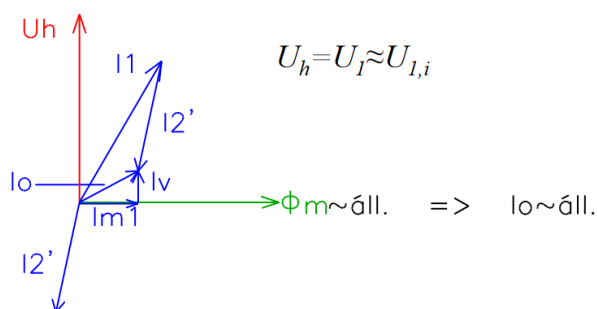
3.7. Vektorábra

Az állandó $U_{1,i}$ indukálásához állandó ϕ_m főfluxus szükséges, annak létesítéséhez pedig állandó $I_{1,o}$ üresjárási áram, illetve állandó $\Theta_{1,o} = N_1 \cdot I_{1,o}$ üresjárási gerjesztés

Az $U_h = \text{állandó}$ hálózati feszültségkényszer tehát a transzformátor állandó üresjárási gerjesztését írja elő.

I_2' nagyságát és fázisszögét a rákapcsolt terhelés határozza meg (ezért S_n a névleges teljesítménye).

I_0 induktív, a mágnesezés miatt. Üresjárásban rossz a fázisszög.



3.11. ábra. Transzformátor üzemábrája

3.8. Üzemállapotok

A kis primer feszültségesésnek megfelelően gyakran közelítésként az áthidaló ágot a primer impedancia elé kapcsoljuk, és így nyerjük a jobb oldali ábrán látható ún. egyszerűsített helyettesítő kapcsolást, amelynek számos elvi és gyakorlati előnye van.

A két párhuzamos ággal különválasztottuk a vasmag és a tekercselés helyettesítő áramkörét. Az előbbi impedanciája 5%-os üresjárási áram és névleges állapot esetén utóbbiának körülbelül húszszorososa, így akár el is hanyagolható.

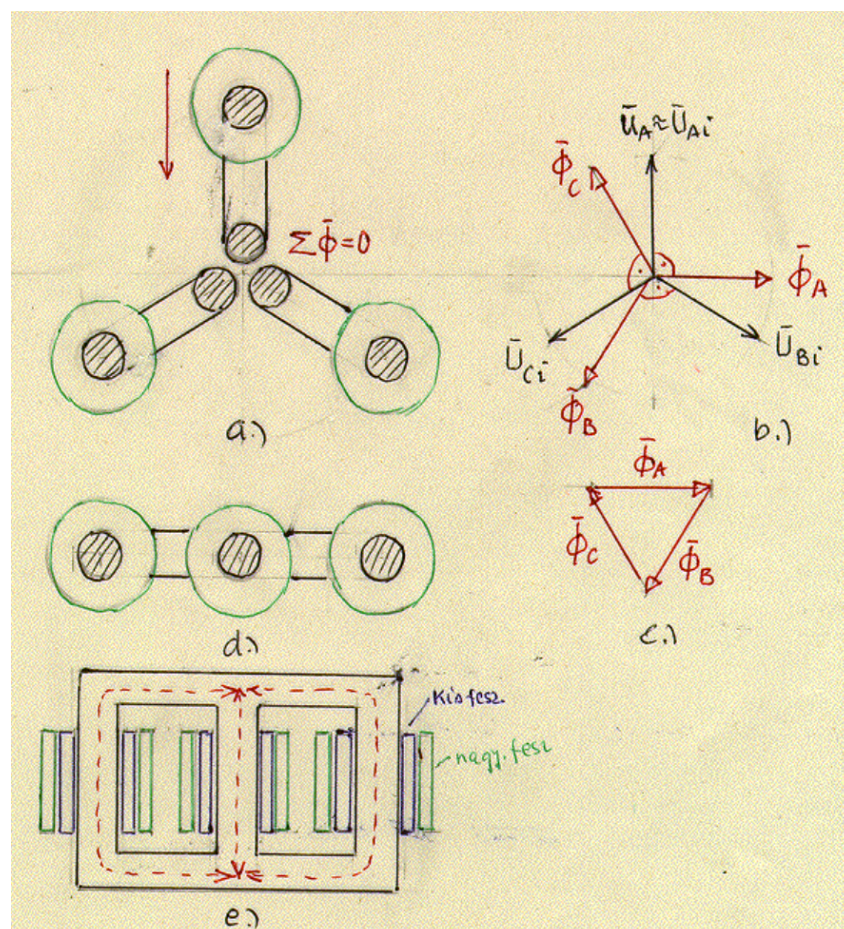
Hálózati vizsgálatoknál ezért csak az ún. soros ágot vesszük figyelembe ($Z_1 + Z_2'$). A dropot is ebből számítjuk (feszültségesés, feszültség változás). Üresjárásban csak a párhuzamos ág lényeges (Z_m). Rövidzársban a soros ág lényeges.

3.9. Háromfázisú transzformátor

3.9.1. Felépítés

Lehet három különálló 1F transzformátor - egy fázis cseréje olcsóbb, de elsősorban szállíthatóság nehézsége esetén alkalmazzák, vagy "közös vasmagos".

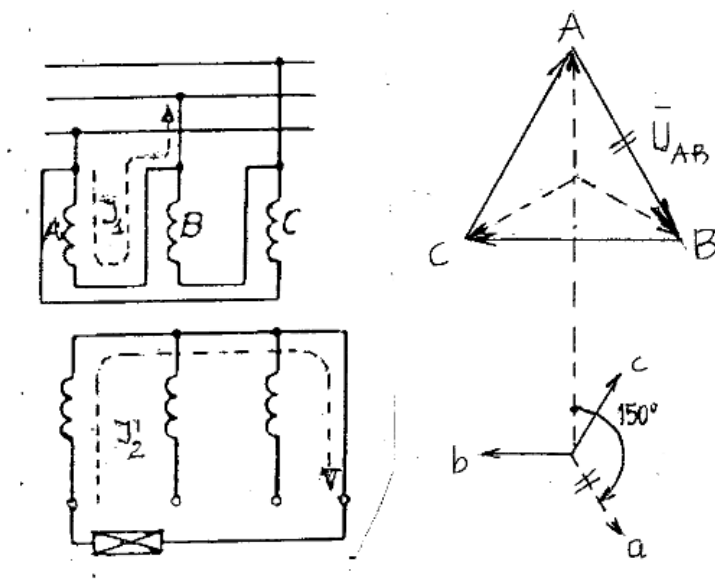
A 3.12 ábrán látható a háromfázisú transzformátor felépítése. Az *a)* ábrán a használatos magtípus leszármaztatásához szimmetrikusan helyezünk el három lánctípusú egyfázisú egységet. Az *b)* ábrán a hálózat szimmetrikus háromfázisú feszültségrendszerét, az azzal gyakorlatilag egyező indukált feszültségrendszert és az utóbbihoz képest 90° -kal késő fluxus-rendszert rajzolunk. Az *c)* ábrán látható, hogy $\sum_k \vec{\phi}_m = \vec{0}$. Az *a)* ábra középső oszlopa így fluxusmentes, ezért elhagyható. Az egyik oszlopot a másik kettő közé betolva a *d)* és *e)* ábrákon a használatos aszimmetrikus magtípusú háromfázisú transzformátort kapjuk.



3.12. ábra. Háromfázisú transzformátor felépítése

3.9.2. Delta, csillag és zeg-zug kapcsolás

A háromfázisú transzformátorok fázistekercseit csillagba (gyakran Y jellel jelölik) vagy deltába (másnéven háromszög, Δ) vagy - csak a szekunder oldalon és kizárólag négyvezetékes kommunális fogyasztónál - zeg-zugba kapcsolják. A kapcsoljelölések cseréjével elméletileg 1296 változat lehetséges, de a gyakorlatban csak néhányat alkalmazunk.



3.13. ábra. Csillag és delta kapcsolás

Problémát elsősorban az egyfázisú kommunális fogyasztók (lakások, irodák, stb...) okoznak. A kivezetett csillagponttal ún. négyvezetékes rendszert nyerünk, és az egyes fogyasztókat a nullavezeték és egy fáziskapocs közé kapcsolják. A fázisokat az egyes utcák, házak között elosztják. Az egyes fázisok fogyasztói csoportjai nem egyformán terhelik a hálózatot, így aszimmetrikus terheléeloszlás jön létre, ami kiegyenlítetlen gerjesztést okoz, és aszimmetrikussá teszi a feszültséget a különböző fázisokon lévő fogyasztókon (egyiken kisebb, másikon nagyobb).

A primer fázisáram úgy folyik vissza a hálózatba, hogy másik fázistekercsen nem megy keresztül. Így kiegyenlítetlen oszlopgerjesztések nem keletkeznek.

A primer oldali delta kapcsolás tehát megoldotta a problémánkat. A primer háromszög kis teljesítmény és nagy primer feszültség esetén előnytelen, mert sokmenetű primer tekercset kell készíteni drága, vékony vezetőből. Ilyenkor például a szekunder oldali zeg-zug kapcsolás lehet a megoldás, bár a hálózati mérnökök - ha lehet - kerülnek.

3.9.3. Kapcsolási csoportok

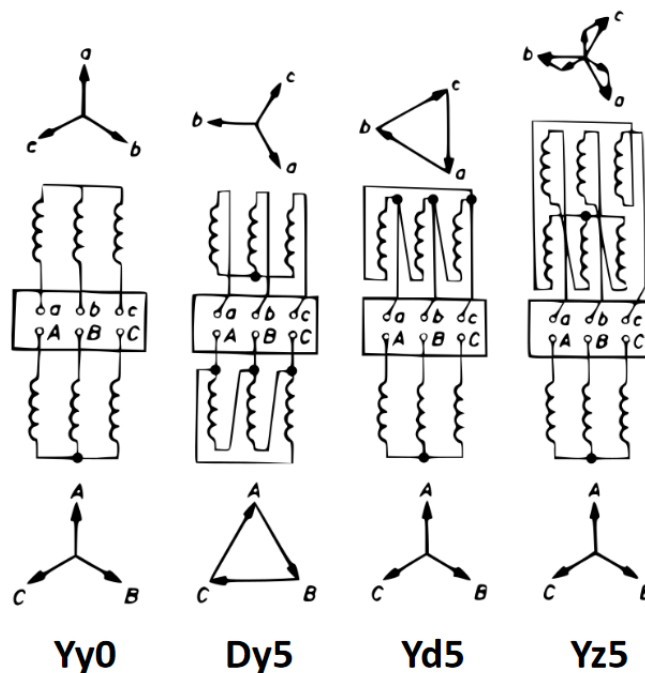
A bemutatott kapcsolásoknál a primer és szekunder fázisfeszültségek között fázisszög-eltérés van. A szimmetriaviszonyokból feltűnik, hogy ezen fáziseltolás csak 30° többszöröse lehet, ezért az óra számlapjában jellemzik.

A szögnek megfelelő óra az ún. jelölőszám. Így egy kapcsolás jele a primer kapcsolás nagybetűjétől, a szekunder kisbetűjéből és a jelölőszámból áll. A bemutatott kapcsolások sorrendjében ezek rendre: $Yy06$, $Dy05$

A kis o index a csillagpont kivezetést, azaz a nulla - negyedik - vezetékét jelöli.

A gyakorlatban elsősorban a 0 és 5 - valamint részben a velük ellenfázisban levő 6 és 11 - órajelű kapcsolásokat alkalmazzák.

Párhuzamosan csak olyan transzformátorokat lehet kapcsolni, amelyeknek a szekunder feszültségrendszere azonos nagyságú és fázishelyzetű fázisfeszültségekből áll; ne legyen feszültségkülönbség.



3.14. ábra. Néhány példa kapcsolási csoportra

A nagybetű a nagyobb feszültségű oldalra, a kisbetű a kisebb feszültségűre vonatkozik. Az n szám a transzformátor óraszámát jelöli ($n \cdot 30^\circ$ eltolás a fázisfeszültségek között).

3.10. Számolási példák

1. feladat $S_n = 100 \text{ kVA}$ névleges teljesítményű egyfázisú, köpeny típusú transzformátor feszültsége $\frac{U_1}{U_2} = \frac{5000 \text{ V}}{400 \text{ V}}$. A menetfeszültség effektív értéke $U_M = 4,26 \text{ V}$, a frekvencia $f = 50 \text{ Hz}$.

Menetfeszültség: a főmező fluxus által a tekercselés egyetlen menetében indukált feszültség.

Határozzuk meg:

1. Mindkét oldal menetszámát (N_1, N_2)

$$N_1 = \frac{U_1}{U_M} = \frac{5000 \text{ V}}{4,26 \text{ V}} = 1173$$

$$N_2 = \frac{U_2}{U_M} = \frac{400 \text{ V}}{4,26 \text{ V}} = 94$$

2. A tekercsek vezetőinek keresztmetszetét (A_1, A_2), ha az áramsűrűség $J = 3,2 \text{ A/mm}^2$

$$I_{1n} = \frac{S_n}{U_1} = 100 \cdot 10^3 / 5 \cdot 10^3 = 20A$$

$$I_{2n} = \frac{S_n}{U_2} = 100 \cdot 10^3 / 0,4 \cdot 10^3 = 250A$$

$$A_1 = \frac{I_{1n}}{J} = \frac{20}{3,2} = 6,25mm^2$$

$$A_2 = \frac{I_{2n}}{J} = \frac{250}{3,2} = 78,12mm^2$$

3. Az oszlop tiszta vaskeresztmetszetét (A_{0v}), ha az indukció csúcsértéke $B_0 = 1,4T$

$$\phi = \frac{U_m}{4,44 \cdot f} = \frac{4,26}{4,44 \cdot 50} = 0,01918Wb$$

$$A_{0v} = \frac{\phi}{B_0} = \frac{0,01918}{1,4} = 0,0137m^2$$

2. feladat Az 1. példában szereplő transzformátoron üresjárási és rövidzárási mérést végeztünk. Üresjárási mérésnél tápoldalként a kis feszültségű, rövidzárási mérésnél a nagy feszültségű tekercset választottuk.

A transzformátorról az alábbi adatokat olvastuk le: $P_0 = 900W$ üresjárási veszteség, $U_0 = 320V$, $I_0 = 16,5A$, $P_z = 1250W$, $U_z = 240V$, $I_z = 13A$

Határozzuk meg:

1. A transzformátor veszteségét (P_v), az üresjárási tekercsveszteség elhanyagolásával

$$P_v \approx \left(\frac{U_n}{U_o}\right)^2 \cdot P_0 = \left(\frac{400V}{320V}\right)^2 \cdot 900W = 1406W$$

(Közelítés: $P_v \propto U^2$)

2. A transzformátor névleges tekercsveszteségét (P_{tn})

$$P_{tn} \approx \left(\frac{I_n}{I_z}\right)^2 \cdot P_z = \left(\frac{20A}{13A}\right)^2 \cdot 1250W = 2956W$$

(Közelítés: $P_{tn} \propto I^2$)

3. Az üresjárási és rövidzárási teljesítménytényező ($\cos\phi_0$, $\cos\phi_z$)

$$\cos\phi_0 = \frac{P_0}{U_0 \cdot I_0} = \frac{900W}{320V \cdot 16,5A} = 0,1704$$

$$\cos\phi_z = \frac{P_z}{U_z \cdot I_z} = \frac{1250W}{240V \cdot 13A} = 0,4006$$

4. A dropot(ϵ_z)

$$U_{zn} = U_z \cdot \frac{I_n}{I_z} = 240 \cdot \frac{20}{13} = 369,2V$$

$$\epsilon_z = \frac{U_{zn}}{U_1} \cdot 100 = \frac{369,2V}{5000V} \cdot 100 = 7,384\%$$

(a 100-zal való szorzás a százalékképzés miatt szerepel)

3. feladat Az 1. példában szereplő transzformátort a kisfeszültségű oldalon $Z = R + j \cdot X = (1,2 + j \cdot 1,5)\Omega$ értékű impedanciával terheljük.

Határozzuk meg:

1. A transzformátor hatásfokát

$$I_2 = \frac{U_2}{Z} = \frac{400V}{(1,2 + j1,5)\Omega} = (130 - j162,6)A$$

$$[I_2] = \sqrt{130^2 + 162,6^2} = 208A$$

$$\cos\phi = \frac{R}{Z} = \frac{1,2\Omega}{\sqrt{1,2^2 + 1,5^2}\Omega} = 0,625$$

$$P_2 = I_2^2 \cdot R = (208A)^2 \cdot 1,2\Omega = 51920W$$

$$P_t = P_{tn} \cdot \left(\frac{I_2}{I_n}\right)^2 = 2956 \cdot \left(\frac{208}{250}\right)^2 = 2046W$$

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + P_v + P_t} \cdot 100 = \frac{51,92kW}{51,92kW + 1,406kW + 2,046kW} \cdot 100 = 93,72\%$$

4. feladat Egy háromfázisú, $Dy5$ kapcsolású transzformátor adattábláját leolvassva az alábbiakat tudjuk meg: $S_n = 40kVA$, $\frac{U_1}{U_2} = \frac{10kV}{0,4kV}$, $P_0 = 0,195kW$ üresjárási veszteség, $I_0 = 0,04 \cdot I_n$, $P_z = 1,1kW$, $\epsilon_z = 4,5\%$, az oszlopindukció csúcsértéke $B_0 = 1,67T$, a vasmag oszlopának tiszta vaskeresztmetszete pedig $A_{0v} = 65,4cm^2$

Határozzuk meg:

1. Az üresjárási és rövidzárási teljesítménytényezőket($\cos\phi_0$ és $\cos\phi_z$)

$$I_{1n} = \frac{S_n}{\sqrt{3} \cdot U_1} = \frac{40 \cdot 10^3}{1,73 \cdot 10^4} = 2,312A$$

$$I_{1nf} = \frac{I_{1n}}{\sqrt{3}} = \frac{2,312}{1,73} = 1,336A$$

$$I_{2n} = \frac{S_n}{\sqrt{3} \cdot U_2} = \frac{40 \cdot 10^3}{1,73 \cdot 400} = 57,8A$$

$$\cos\phi_0 = \frac{P_0}{\sqrt{3} \cdot U_0 \cdot I_0} = \frac{195}{173 \cdot 400 \cdot 0,04 \cdot 57,8} = 0,1218$$

$$U_{zn} = \frac{\epsilon_{zn} \cdot U_1}{100} = \frac{4,5 \cdot 10^4}{10^2} = 450V$$

$$\cos\phi_z = \frac{P_z}{\sqrt{3} \cdot U_{zn} \cdot I_{zn}} = \frac{1100}{1,73 \cdot 450 \cdot 2,312} = 0,6111$$

2. Fázisonkénti összes ellenállást és szórást

$$P_z = 3 \cdot I_{1nf}^2 \cdot R \rightarrow R = \frac{P_z}{3 \cdot I_{1nf}^2} = 205,4\Omega$$

(fázisonkénti összes ellenállás)

$$\tan\phi_z = \frac{X_s}{R} \rightarrow X_s = R \cdot \tan\phi_z = 205,4 \cdot 1,294 = 265,8\Omega$$

(fázisonkénti összes szórás)

3. A primer oldal fázisonkénti ellenállását(R_1), ha a közepes menethossz $l_{k1} = 0,567m$, a huzal keresztmetszete $A_1 = 0,503mm^2$ és a fajlagos ellenállás $\rho_{20} = 0,024\Omega mm^2/m$

$$U_M = 4,44 \cdot f \cdot B_o \cdot A_{0v} = 4,44 \cdot 50 \cdot 1,67 \cdot 65,4 \cdot 10^{-4} = 2,425V/menet$$

(menetfeszültség)

$$N_1 = \frac{U_1}{U_M} = \frac{10^4}{2,425} = 4124$$

$$N_2 = \frac{U_2}{\sqrt{3} \cdot U_M} = \frac{400}{1,73 \cdot 2,425} = 95,3$$

$$R_1 = \rho_{20} \cdot N_1 \cdot \frac{l_{k1}}{A_1} = 0,024 \cdot 4124 \cdot \frac{0,567}{0,503} = 111,6\Omega$$

Megtekintésre ajánlott tartalmak

- Hogyan működik a transzformátor - https://www.youtube.com/watch?v=vh_aCAHThTQ

4. fejezet

Forgómezős alapok

Megtekintésre ajánlott tartalmak

- Forgó mágneses mező és szinkron sebesség - <https://www.youtube.com/watch?v=8XF-11MQGQ0>

5. fejezet

Aszinkron gép

Az aszinkron gép az egyik legelterjedtebb villamos forgógép, szerkezete meglehetősen egyszerű, robusztus, megbízható, a tömege viszonylag magas. Rendszerint egy- és háromfázisú kivitelben gyártják. Motorként és generátorként is használható, a fordulatszám változtatását rendszerint költséges frekvenciaváltóval, póluspárok számának átkapcsolásával, ritkábban a szlip szabályozásával végzik.

5.1. Felépítés

Működés közben az állórészt(sztátor) háromfázisú hálózatra kapcsoljuk. A forgórész tekercselt vagy kalickás, üzem közben rövidre zárt. A két rész pólusszáma(így a fázisszáma) is eltérhet az alábbiak figyelembe vételével.

Induláskor, tranziens állapot során a tekercselt forgórész kapcsait kivezethetjük ún. csúszógyűrűkön, amelyekre indításkor külső ellenállásokat kapcsolhatunk a lágyabb indításért. Amennyiben megegyező forgórész és állórész pólusszámot akarunk, ezt még a tervezés során biztosítani kell. Ha a forgórész pólusszáma eltérő, akkor a forgórészen annak megfelelő számú fázis lesz, azaz a tekercselt forgórészű gép - megfelelő kivezetés esetén - alkalmazható pólus- valamint frekvenciaváltóként is.

A kalickás(squirrel cage, mókuskalicka) forgórész rudakból és azokat két végükön összekötő, rövidre záró gyűrűkből áll. Vizsgálat során háromfázisú, rövidre zárt tekercseléssel helyettesíthető. A kalickás forgórészű gépben rendszerint sokkal több rúd(pólus) van, így több fázis jön létre. Nem tudjuk frekvencia-váltásra használni, mivel nincs kivezetése.

A sztátor mező szinkron fordulatszámon forog, amely a hálózati frekvenciától, valamint a póluspárok számától függ: ($n_{szinkron}$ helyett sokszor n_{sz} -t, n_s -t valamint n_0 -t használunk):

$$n_{szinkron} = \frac{60 \cdot f}{p}; [n_{sz}] = \frac{1}{perc}, [f] = Hz$$

A pólusszám a fordulatszámból számítható:

$$p = \frac{60 \cdot f}{n_s}$$

5.2. Működés

A forgórész áramok - az állórész áramokhoz hasonlóan - létrehoznak egy forgó mezőt, a légrésben (a sztátor és rotor közötti "üres" rész) eredő mezővé egyesülnek. Nyomatékképzés szemléletes képét kapjuk, ha ezt a kettőt, összetapadt pólusrendszer hatásának tekintjük.

Állandó nyomaték csak a két pólusrendszer együttfutásakor, azonos fordulatszámok mellett lehetséges. Ezt írja le a frekvencia-feltétel:

$$\omega_{S|B|S} = \omega_{mech} \cdot \omega_{R|B|R}$$

Ahol $\omega_{S|B|S}$ a sztátor mező körfrekvenciája a sztátorból nézve, ω_{mech} a forgórész mechanikai körfrekvenciája az állórészhez viszonyítva, $\omega_{R|B|R}$ a rotor mező körfrekvenciája a rotorból nézve. Megfelelő átalakítások (mértékegységek, 2π -vel leosztás) esetén körfrekvenciák helyett fordulatszámokról beszélhetünk.

5.2.1. Szlip, szlipfrekvencia

Az állórész által kialakított mágneses mező (szinkron fordulatszám) és forgórész közötti (mechanikai) fordulatszámeltérés a szlip. Jellemző értéke 2-6 százalék, üresjárásban ennek töredéke. Szinkron forgás nem lehetséges, mert ekkor a két mező nem metszi egymást, és így nem képződik nyomaték.

$$s = \frac{n_0 - n}{n_0}$$

A frekvencia-feltétel alapján a szlip: (n_1 a sztátor, n_2 a rotor mező fordulatszáma)

$$\frac{n_1}{n_2} = \frac{n_1 - n}{n_1} = s$$

Azonos pólusszámok esetén a forgórész és állórész frekvenciák aránya:

$$\frac{f_2}{f_1} = \frac{n_2 \cdot p_2}{n_1 \cdot p_1} = \frac{n_2}{n_1} = s$$

Az egyik rész frekvenciája/fordulatszáma és a szlip ismeretében megkaphatjuk a másikat - ez a szlipfrekvencia:

$$\begin{aligned} f_2 &= s \cdot f_1 \\ n_2 &= s \cdot n_1 \end{aligned}$$

A frekvencia-feltétel minden fordulatszámon teljesül, mert a forgórész mezőt létrehozó áramok frekvenciáját pont a forgórész lemaradása határozza meg:

$$n_2 + n = n_1$$

5.2.2. Transzformátor-analógia

Indukált feszültségnek ugyan azt kapjuk, mint a transzformátornál. Mindegy, hogy a tekercs fluxusa az időben mi módon változik: lüktetéssel vagy mező forgatásával.

$$U_{i,eff} = 4,44 \cdot f_1 \cdot N_1 \cdot \xi_1 \cdot \phi_{max}$$

Ahol $4,44 = \frac{2 \cdot \pi}{\sqrt{2}}$. Az aszinkron gép értelmezhető transzformátorként, de ennél sokkal általánosabb, mert tud változtatni:

- feszültséget - sztátor és rotor tekercselésének menetszámának függvényében
- **frekvenciát** - szlip függvényében: $f_2 = s \cdot f_1$, szinuszosabb, mint teljesítmény elektronika esetében(kevesebb felharmonikus)
- fázisszöget - álló állapotban a forgórész szöghelyzetének függvényében.
- **fázisszámot** is

Ehhez természetesen rotor oldalon kivezetéssel rendelkező(tekercselt forgórészű) aszinkron gépet kell használni.

Mech. fordulat-szám	Szlip	Frekvencia	Üzem mód
$n = 0$	$s = 1 = 100\%$	$f_2 = 50Hz (= f_1)$	Álló helyzet
$n = 0,5n_1$	$s = 0,5$	$f_2 = 25Hz$	Félfordulat
$n = 0,95n_1$	$s = 0,05$	$f_2 = 2,5Hz$	Motoros üzem
$n = n_1$	$s = 0$	$f_2 = 0Hz$	Szinkron forgatás
$n = 1,05n_1$	$s = -0,05$	$f_2 = 2,5Hz$	Generátoros üzem
$n = -n_1$	$s = 2$	$f_2 = 100Hz$	Szinkron forgatás a mezővel ellentétesen

Az $s = 1$ állapotot rövidzárási vagy indítási állapotnak nevezik - nagy áram, de kicsi nyomaték jellelmi.

5.3. Helyettesítő kapcsolás

Az állórész ugyan olyan, mint transzformátornál, ezért a helyettesítő képe is ugyan olyan. A forgórész különbözik, mivel forog. Célunk, hogy a helyettesítő kapcsolás nyugvó áramkör legyen, ezért ki kell iktatni a forgást. A forgórész indukált feszültsége:

$$U_{i,2} = 4,44 \cdot f_2 \cdot N_2 \cdot \xi_1 \cdot \phi_{max} = 4,44 \cdot s \cdot f_1 \cdot \xi_2 \cdot N_2 \cdot \phi_{max}$$

$$U_{i,2}(s) = s \cdot U_{i,2}(f_1) \rightarrow U_{i,2}(f_1) = U_{i,2}$$

$$R_2 = \text{ál.}$$

$$X_{s,2} = 2 \cdot \pi \cdot f_2 \cdot L_s = s \cdot X_{s,2}(f_1)$$

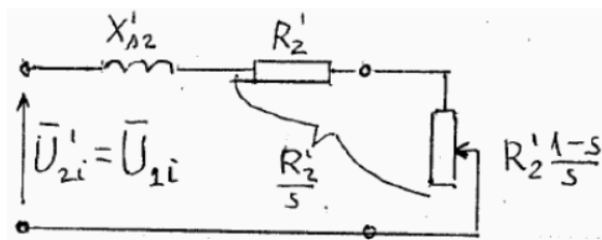
A feszültségegyenlet:

$$\bar{U}'_2(s) = s \cdot \bar{U}'_{2i} + R'_2 \cdot \bar{I}'_2 + j \cdot s \cdot X'_{s2} \cdot \bar{I}'_2 = 0$$

A forgórész-mező az állórész mezővel minden frekvencián együtt forog. A forgórész áramok az állórészről nézve mindig hálózati frekvenciájúnak(Magyarországon 50Hz) látszanak. Ezért elvégezzük az alábbi frekvencia-transzformációt:

$$f_2 \rightarrow f_1 = \frac{f_2}{s}$$

Osszuk le s-sel(az a frekvencia transzformáció), és bontsuk fel a rotor ellenállást két részre:



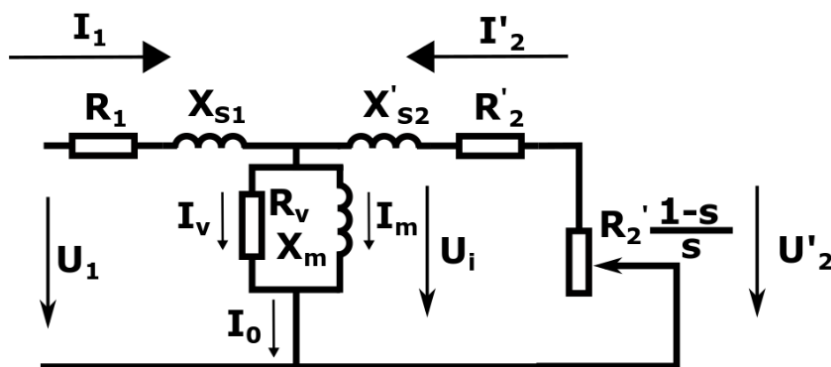
5.1. ábra. Szliptől függő rotor ellenállás

$$\bar{U}'_{i,2} + \frac{R_2}{s} \bar{I}'_2 + j \cdot X'_2 \cdot \bar{I}'_2 = 0$$

Így a helyettesítőképben(5.1 ábra) már összeköthető a primer és szekunder oldal:

$$\frac{R_2}{s} = R'_2 + R'_2 \cdot \frac{1-s}{s} = R'_2 + R'_m$$

Ahol R'_m a "mechanikai ellenállás", a tengelyen leadott teljesítmény, valamint R'_2 a forgórész tekercsvesztése. Olyan, mint egy terheléstől függő ellenállástól lezárt transzformátor(ezt láthatjuk az $R'_2 \cdot \frac{1-s}{s}$ képletben). Az indulást rövidzárási állapotnak nevezzük. Ilyenkor $s = 1$, és mivel $R'_2 \cdot \frac{1-s}{s} = R'_2 \cdot \frac{1-1}{1} = 0$, ezért a mechanikai ellenállás is nulla, a keresztágon mondhatni nem folyik áram, mivel annak az ellenállása jelentősen nagyobb. A viszonylagos ellenállás-értékek az alábbi ábrán láthatóak. Az aszinkron gép fogyasztása mindig induktív jellegű. A légrésnek a hatékony működés érdekében a lehető legalacsonyabbnak kell lennie - felhasználási terület, méret és gyártástechnológiától függ). Ezzel szemben szinkron gépnél nem szükséges a lehető legkisebbnek lennie, mivel a szinkron gép rotorjának saját gerjesztése van.



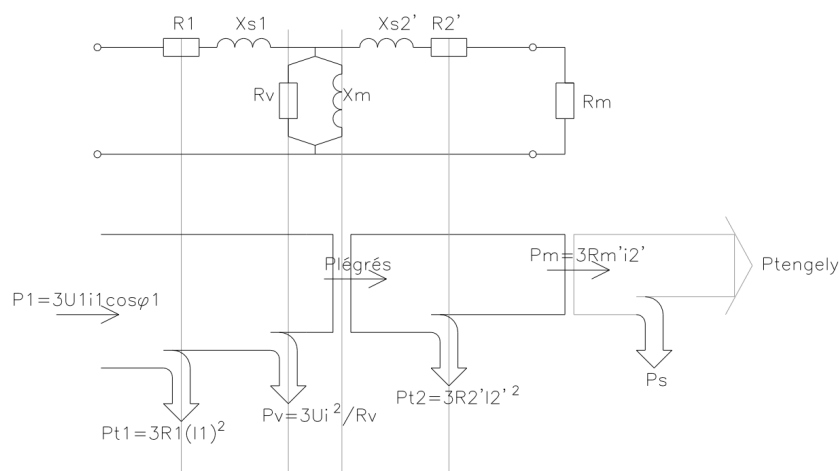
5.2. ábra. Helyettesítő kapcsolat

Az 5.2 ábrán szereplő változók: R_1 szttátor tekercselési ellenállás, R'_2 forgórész tekercselési ellenállás, R_v : vasvesztési ellenállás X_{s1} : szttátor tekercselési szórási reaktancia, X'_{s2} : rotor tekercselési szórási reaktancia, X_m : főmező reaktancia.

5.3.1. Teljesítmény mérleg, nyomaték

Az aszinkron gép teljesítménymérlege az 5.3 ábrán látható. A légrésteljesítmény(légrésen átadott teljesítmény):

$$P_l = 3 \cdot \frac{R'_2}{s} \cdot I'^2_2$$



5.3. ábra. Teljesítménymérleg

A forgórész tekercselés teljesítménye:

$$P_{t2} = s \cdot P_l$$

A mechanikai teljesítmény:

$$P_m = (1 - s) \cdot P_l = (1 - s) \cdot 3 \cdot \frac{R'_2}{s} \cdot I_2'^2$$

$P_{t,2} = 0$ esetén nincs P_l és M sincs (kell rotor ellenállás). A szlipnek kicsinek kell lennie, hogy kicsi legyen a veszteség. Másik képlet:

$$P_{mech} = \frac{1 - s}{s} \cdot I^2 \cdot R_2$$

Ezt értelmezhetjük úgy is, mintha az aszinkron gép végén egy potméter van, amely arányos a fordulatszámmal.

A tengelyen mérhető nyomaték:

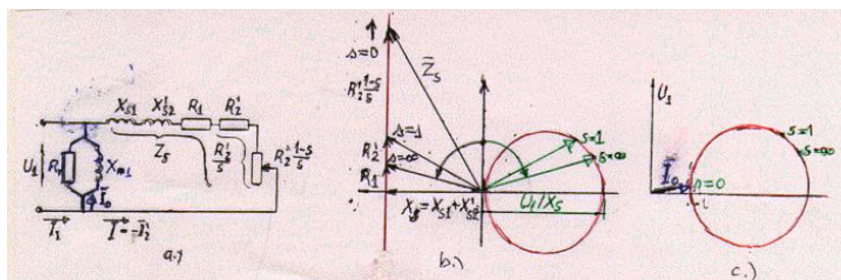
$$M = \frac{P_m}{\omega_m} = \frac{(1 - s) \cdot P_l}{(1 - s) \cdot \omega_0} = \frac{P_l}{\omega_0} = \frac{P_l}{w_1/p} = p \cdot \frac{P_l}{\omega_L} = \frac{3}{w_0} \cdot \frac{R'_2}{s} \cdot I_2'^2$$

5.4. Kördiagram

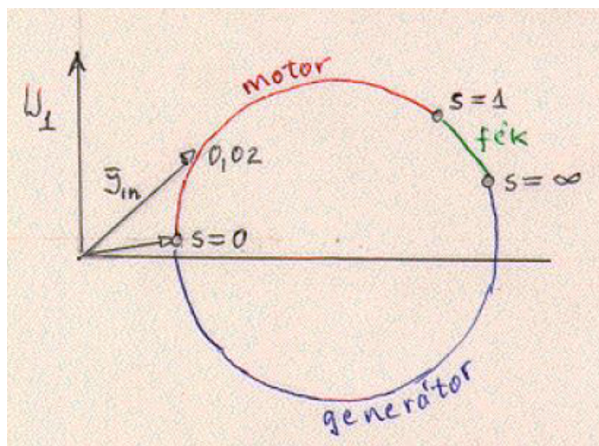
A kördiagramot áram-vektor diagramnak is nevezik. Állandó feszültség esetén az áram-vektor végpontjának pályája a terhelés/szlip változásakor:

$$\bar{I}_1 = U_1 \cdot \bar{Y}_1 = U_1 \frac{1}{\bar{Z}_1} = k \cdot \frac{1}{Z_1} \cdot e^{-j \cdot \phi_z}$$

Ha ezt ábrázoljuk (5.4 ábra), akkor egy kört kapunk. Először a soros rész áramdiagramját rajzoljuk fel, majd a kezdőpontot eltoljuk I_0 -lal, ami a párhuzamos ág árama. A kör átmérőjét - ahogy a származtatásból is látszik - egyedül az $X_s = X_{s1} + X'_{s2}$ szórási reaktancia határozza meg. A kis szlipű üresjárási pont és a szinkron pont - az $s = 0$ szinkron pont csak hajtó segédgéppel érhető el - nagyon közel esnek egymáshoz, nem különböztetjük meg egymástól. Az $s = 1$ pontot, amely a forgórész nyugvó, indulási pontjának felel meg rövidzárási pontnak nevezzük.



5.4. ábra. Helyettesítő kapcsolás és áram-vektor diagram



5.5. ábra. Áram-vektor diagram a különböző üzemmódokkal

5.4.1. Teljesítmény

A hálózatról felvett teljesítmény:

$$P_1 = 3 \cdot U_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi$$

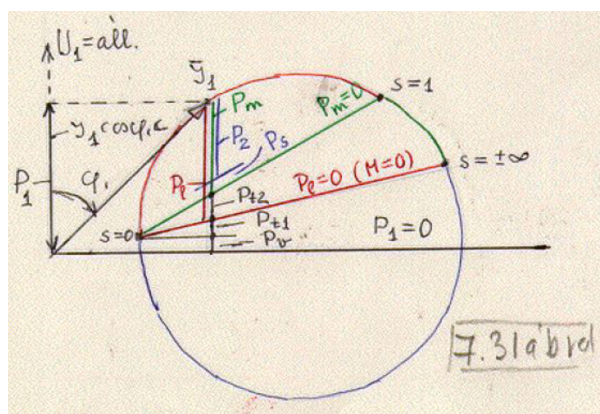
P_m nulla vonala: $s = 0 (I'_2 = 0)$ és $s = 1$ (álló)

A P_l légrésteljesítmény nulla vonala, amely egyben a nyomaték nulla vonala is: $s = 0 (I'_2 = 0)$ és $s = \infty (\frac{R'_2}{s} = 0)$

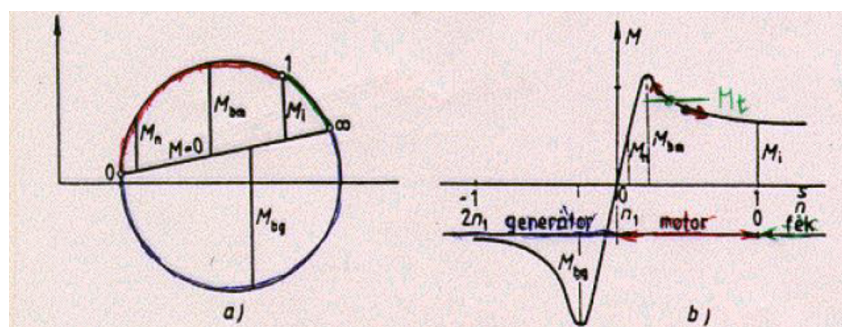
$$P_{t2} = P_l - P_m$$

5.4.2. Nyomaték

Az 5.7 ábráról leolvasható a billenés nyomatéka ($M_{bg} > M_{bm}$, azaz a generátoros nagyobb). Az indítási áram nagy, de az indítási nyomaték kicsi. A felvett teljesítmény erősen induktív, a meddő teljesítmény részaránya nagy. Az aszinkron gép mindig induktív, a mágnesező áramot - ami meddő áram - a hálózatról veszi.



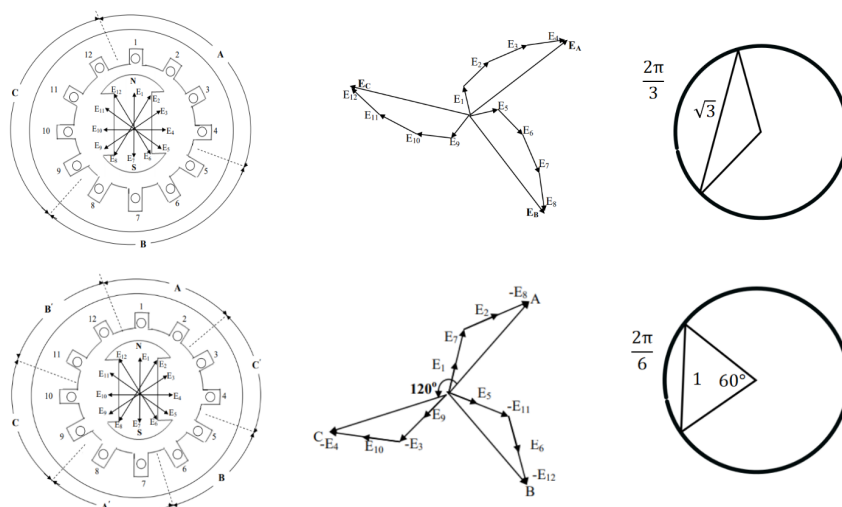
5.6. ábra. Áram-vektor diagram a különböző üzemmódokkal



5.7. ábra. Áram-vektor diagram a különböző üzemmódokkal

5.5. Sávtényező

Aszinkron gépeink legyártása során elosztott - azaz nem koncentrált - tekercselést használunk, mert így szinuszosabb térbeli elosztást valósíthatunk meg. Azonban így az indukált feszültség kisebb, mert az egyes tekercsoldalaban fázisban eltolt feszültségek indukálódnak - más időpontban ér oda a forgó mező -, amelyek vektorösszege kisebb, mint a részfeszültségek abszolút értékének összege.



5.8. ábra. 120° , illetve 60° -os sávtényezők

A tekercselési tényező megmutatja, hogy a tekercselés elosztottsága következtében milyen mértékben csökken az - alapharmonikus - indukált feszültség. Számítása(egységsugarú körben): $\xi = 2 \cdot \sin \frac{\alpha}{2}$, ahol α az eredeti szög.

5.6. Számítások

Egy aszinkron gépről az alábbi adatokat tudjuk: $U_{1n} = 380V, I_{1n} = 5,6A, P_n = 2,8kW, f = 50Hz, \eta_n = 84\%, R_1 = 1,8\Omega, R'_2 = 2,9\Omega, X_{s1} = 2,9\Omega, X'_{s2} = 3,6\Omega, X_m = 102\Omega$

Motor felvett teljesítménye:

$$P_{1n} = \frac{P_n}{\eta_n} = 3,33kW$$

Állórész teljesítménytényezője:

$$\cos \varphi_1 = \frac{P_{1n}}{\sqrt{3} \cdot U_{1n} \cdot I_{1n}} = 0.9034$$

Állórész áram vektoros alakja:

$$I_1 = I_1 \cdot \cos \varphi_1 - j \cdot I_1 \cdot \sin \varphi_1 = 5.6 \cdot 0.9034 - j \cdot 5.6 \cdot 0.4287 = 5.07 - j \cdot 2.4A$$

Üresjárási áram közelítő értéke: ($X \gg R_1$)

$$I_0 = -j \cdot \frac{U_{1f}}{X_{s1} + X_m} = -j \cdot 2.1A$$

Redukált szekunder áram: (I_0 állandó)

$$I'_2 = I_0 - I_1 = -j \cdot 2.1 - (5.07 - j \cdot 2.44)A = -5.07 + j \cdot 0.34A$$

$$|I'_2| = I'_2 = 5.08A$$

Szekunderkörüi tekercsveszteség: (P_{t2})

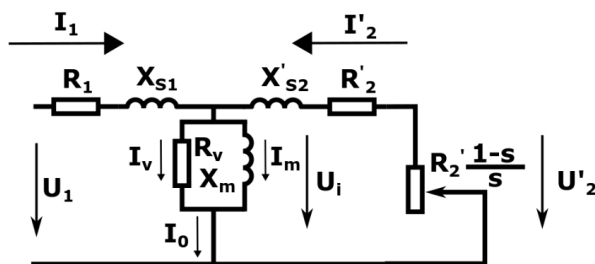
$$P_{t2n} = 3 \cdot I'^2_2 \cdot R'_2 = 224.5W$$

Mechanikai teljesítmény:

$$P_m = P_n + P_{s+v} = 1.01 \cdot P_n = 1.01 \cdot 2.8 = 2.83kW$$

Névleges szlip:

$$s_n = \frac{P_{t2n}}{P_l} = \frac{P_{t2n}}{P_{t2n} + P_m} = 0.0735$$



5.9. ábra. Helyettesítő kapcsolás

Rövidzárási impedancia: Rövidzárási számításnál elhanyagoljuk a párhuzamos ágot a nagy impedanciája miatt.

$$Z_z = \sqrt{R^2 + X_s^2} = \sqrt{(1,8 + 2,9)^2 + (2,9 + 3,6)^2} = 8,02\Omega$$

Rövidzárási áram:

$$I_{1Z} = I'_{2Z} = \frac{U_1}{Z_z} = \frac{220}{8,02} = 27,4A$$

Szinkron fordulatszám:

$$n_0 = 60 \cdot \frac{f}{p} = 1500RPM(1/perc)$$

Indítónyomaték($s = 1$):

$$M = \frac{P_m}{\omega_m} = \frac{(1-s) \cdot P_l}{(1-s) \cdot \omega_0} = \frac{P_l}{\omega_0} = \frac{P_l}{w_1/p} = p \cdot \frac{P_l}{\omega_L} = \frac{3}{w_0} \cdot \frac{R'_2}{s} \cdot I_2^2$$

$$\omega_0 = \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{p} = n_0 \cdot \frac{2\pi}{60} = \frac{n_0}{9,55}$$

$$M_{indító} = \frac{P_l}{\omega_0} \cdot \frac{3}{n_0} \cdot I_2^2 \cdot \frac{R'_2}{s} = 9,55 \cdot \frac{3}{1500} \cdot (27,4)^2 \cdot 2,9 = 41,6Nm$$

Megtekintésre ajánlott tartalmak

- Hogyan működik az indukciós motor/aszinkron gép? - <https://www.youtube.com/watch?v=LtJoJBUSe28>

6. fejezet

Szinkron gép

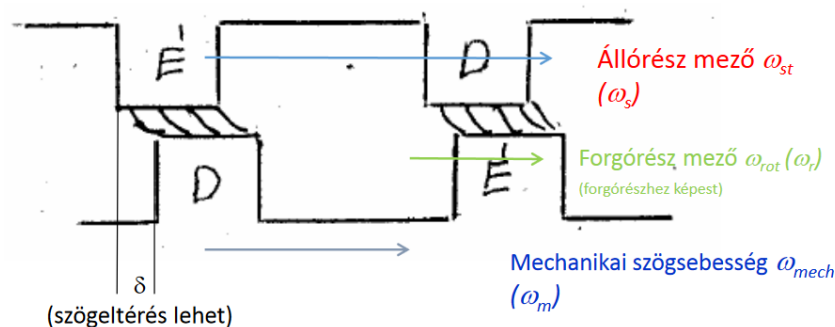
Amíg az aszinkron gépeket első sorban motorként, addig a szinkron gépeket villamos energia termelésre, azaz generátorként használják. Például a Paksi Atomerőműben is szinkron gépeket alkalmaznak. A használatára a másik motiváció a nagy energiasűrűség, járművekben motorként is gyakran alkalmazzák. A további tárgyalások során generátorként tekintünk rá.

Szinkron gépek esetén a forgórészt egyenárammal tápláljuk, melynek következtében a forgórész mágneses mezeje a forgórészhez képest nem forog, ahhoz rögzített, a szögsebessége 0, azaz $\omega_R = 0$. Így a frekvencia-feltétel:

$$\omega_{S|B|S} = 0 + \omega_{mech}$$

$$\omega_{S|B|S} = \omega_{mech}$$

Azaz a forgó rész együtt fut az állórész mágneses mezejével, szinkronban van. A szinkron gépet értelmezhetjük két összetapadt pólusrendszerként (6.1 ábra).



6.1. ábra. Összetapadt pólusrendszer

6.0.1. Frekvencia feltétel

A forgórészt egyenárammal tápláljuk. Az egyenáram állandó - azaz nem forgó - mágneses mezőt hoz létre, ezért

$$\omega_{R|B|R} = 0$$

Így a frekvencia-feltétel az alábbira változik:

$$\omega_{S|B|S} = 0 + \omega_{mech}$$

$$\omega_{S|B|S} = \omega_{mech}$$

δ terhelési szög a terhelő nyomaték nagyságának megfelelően áll be.

A gép átlagos(nem nulla középértékű) nyomatékot egyetlen fordulatszámra, az állórészmező fordulatszámán - azaz a szinkron fordulatszámra - képes csak kifejtetni, innen ered a neve. Az álló- és forgórész helyet is cserélhet. A háromfázisú tekercselés lehet a rotoron, a DC gerjesztés a státoron. Ennek a gyakorlati haszna elenyésző, de a frekvencia-feltétel így is teljesülne.

A villamos frekvencia a mechanikai fordulatszámtól függ:

$$n = \frac{60 \cdot f}{p} \rightarrow f = \frac{n \cdot p}{60}$$

ahol f a villamos frekvenciát Hz-ben, n a fordulatszámot 1/percben, p a póluspárok számát jelöli.

A szinkron gép forgórésze egyetlen egy szögsebességgel tud forogni, mégpedig a státor mező szögsebességével: $\omega_{S|B|S} = \omega_{mech}$, amelyet - ahogy fentebb is láttuk - a hálózat határoz meg. Ha egy szinkron gép hálózatra van kötve, akkor 50 Hz-nek megfelelő szinkron szögsebesség lesz a mechanikai fordulatszám is. Ha ez a két szögsebesség/fordulatszám eltér, akkor szétesik ez az összetapadt rendszer, azaz kiesik a szinkronból. Így nulla középértékű lengő nyomatékhoz jutunk, amit a hagyományos alkalmazási területeinken nem tudunk hasznosítani.

6.1. Működési elv

Váltakozó áramú gépeink működési alapja két szinkron forgómező, képletesen két összetapadt, együttfutó pólusrendszer. Tengelyeik közt - terhelő nyomaték hatására - szögeltérés (szögelfordulás) lép fel, de állandósult állapotban szögeltérés nem lehetséges. A szinkron gép állórészének a hálózatra kötött háromfázisú tekercselése a légrésben szinkron fordulatszámú forgómezőt hoz létre.

Az egyetlen forgórész tekercset - csúszógyűrűkön keresztül - egyenárammal tápláljuk, de ez lehet akár egy állandó mágnes (permanent magnet - PM) is. Az állandómágnes ritkaföldfém, exportja nehézkes, ezért az elektromos autók gyártásában kezdenek átállni a nagytömegű aszinkron gépekre. Egyenáramú(DC) gerjesztés esetén ezt üzem közben lehet változtatni. Ez fontos lesz a túl- és alulgerjesztettségi résznél. A forgórész mező így a forgórészhez képest áll, nyugalomban van(mert egy állandó mezőről beszélünk), ahhoz rögzített, hozzá van ragadva: $f_{R|B|R} = 0 \rightarrow n_{R|B|R} = 0$. Ebből következik, hogy a forgórésznek az állórész mezővel együtt, azaz szinkron kell forognia - fordulatszámuk, szögsebességük ezért megegyezik.

A gép tehát csak szinkron fordulatszámra(jelölése n_s és n_0) képes forogni. Ha a fordulatszáma eltér ettől, azaz kiesik a szinkronizmusból, és üzemképtelenné válik. Minden relatív fordulatlétérés alatt a teljes, zérus középértékű nyomatékgörbét befutva csak lengő nyomaték keletkezik, és a gép a hálózatra nézve gyakorlatilag rövidzárat jelent.

A forgórész mező a forgó mező legegyszerűbb alakja, akár nevezhetnénk *forogatott forgó mezőnek* is, mechanikailag forgatott mezőnek, miután egy állandó mező mechanikai forgatással jött létre.

Ezekből következik, hogy a szinkron gép nem tud indulni. A generátort a hajtó gép - például a turbina - forgatja névleges fordulatra. A motort kalickával indukciós motorként vagy

tápláló inverter nulláról növekvő frekvenciával kell a szinkron fordulathoz közelíteni. A szinkron fordulathoz eléréskor mind a generátort, mind a motort megfelelő módon kell a hálózatra kapcsolni, szinkronizálni kell.

A szinkron gép az aszinkron géphez hasonlóan zárlati állapotból indul, melyet nagy áramfelvétel - és így a hálózatra nézve nagy terhelés - jellemez. Azonban a szinkron gép nem tud magától indulni.

A szinkron gép lengőképes, lengésre hajlamos rendszer. Az indukció vonalak rugalmas gumiszalagként viselkednek. Az aszinkron gép lengését a kalicka indukált áramai fékezi. Hasonló hatások szinkron gépben is felléphetnek, ugyanakkor mivel a forgórész áramok - egyenáramú gerjesztés, valamint állandó mágnes - révén "saját" mágneses tere van - nem a hálózathoz felvett áramkomponensnek kell létesítenie - a szinkron gép képes meddő (kapacitív jellegű) teljesítményt szolgáltatni, azaz megfelelően nagy gerjesztés esetén képes úgy viselkedni, mint egy kondenzátor telep.

Az aszinkron és szinkron gép között különbség, hogy a szinkron gépnél minden az álló oldalról megy be, a nyomaték és a mágneses mező felépítésére szükséges áram is. A mágnesező áram miatt az aszinkron gép nagy mennyiségű meddő energiát fogyaszt. Megfelelő gerjesztés (túlgerjesztés esetén) a szinkron gép képes meddő teljesítményt szolgáltatni, ellenben az aszinkron géppel, ezért a nagy erőművi generátorok túlgerjesztettek. Ezt a gerjesztést a fogyasztási szükségletek alapján változtatják, ezért terjedt el a forgórészen az egyenáramú (DC) gerjesztés állandó mágnes (PM) helyett - azonban a szélgenerátorok egy része állandó mágneses, de frekvenciaváltóval ezek is részt tudnak venni a meddő energia termelésében.

A másik különbség az aszinkron géphez képest az, hogy az aszinkron gépben a kalickában olyan áramok indukálódnak, amelyek csillapítják a lengést. Szinkron gép forgórészébe is szoktak hasonló megfontolások mentén kalickát építeni, amely az indításban is segít. A lengés komoly probléma, felharmonikusokat gerjeszt, valamint a feszültség jelalakja kevésbé lesz szinuszos.

Szokásos a rögzített pólusokkal ellátott forgórészt póluskeréknek, mezejét pólusmezőnek nevezni. Az állórész háromfázisú tekercselésének a neve armatúra tekercselés (armatúra az, ahol a feszültség indukálódik), mezeje az armatúra mező. Az indukciós gépnél mindkét oldal ilyen, így ott ez a megnevezés nem használatos - aszinkron gépben mindkét részben indukálódik feszültség, ezért ott kettő armatúráról beszélhetünk. Szinkron gépnél a státor változó mágneses mezőben van, emiatt az örvényáramok ellen lemezelik. A rotor állandó mágneses mezőben van, ezért a legtöbb esetben nem szükséges lemezelni, akár tömör is lehet.

Az armatúra- és a pólusmező a szinkron gép légrésében egyetlen eredő mezővé tevődik össze, és csak ez mérhető. De a két részmező - pontosabban az azokat létesítő áramok - itt egymástól függetlenül változhatnak, célszerű a szinkron gépnél két részmezőben gondolkodni.

A szinkron gép elsősorban áramszolgáltató nagy generátorként fontos, belátható időn belül valószínűleg ez a tény nem változik meg. A hajtógép lehet gőz vagy gáz (nagy fordulatszám, ezért 2-4 pólus), szél vagy víz (alacsony fordulatszám, nagy pólusszám). Állandó mágnesekkel nagyon könnyű nagy pólusszámot létrehozni, valamint tekercseléssel nagy lesz az átmérő. Továbbá villamosmérnökként nem szeretjük a nagy mechanikai áttételeket.

6.1.1. Szinkronizálás feltételei

A szinkron gépek általában párhuzamosan vannak kapcsolva a hálózattal. A párhuzamos kapcsolás - amelyet szinkronozásnak szoktak nevezni - elvégzése előtt meg kell győződni az alábbi feltételek teljesüléséről:

- azonos feszültség nagyság (amplitúdó) - U : ha nem teljesül, akkor feszültség különbség hatására nagy zárlati áram
- azonos fázishelyzet - φ : ha nem teljesül, akkor feszültségkülönbség
- azonos fázissorrend - tengely megfelelő irányú forgatása
- frekvencia - f

Ahogy láthatjuk, ezek a (pillanatnyi) feszültségek egyenlőségét támasztják követelményként.

A szinkronizálás nem egyszerű, beavatkozást igényel:

- gerjesztés - U
- tengelyen teljesítmény beadása - f, φ

Ha egy kis teljesítményű szinkron gépet csak körülbelül szinkronizálunk, akkor - kisebb áramlökés kísérete mellett - a hálózat "berántja" szinkronizmusba. Azonban nagy generátornál az áramlökés is nagyobb, ezért ott pontosabban kell szinkronizálni.

A kapocsfeszültség amplitúdóját a gerjesztés nagyságával - és ezáltal a pólusfeszültséggel - lehet befolyásolni, egyenesen arányosan.

A szinkronizálást terheletlenül végzik el, valamint automatikára bízzák. Ha le van maradva a generátor, akkor növeljük a turbina nyomatékát, így gyorsabban forog, hogy azonos frekvencián legyenek.

6.1.2. Reluktancia motor

A reluktancia mágnesese ellenállás. A gerjesztés nélküli ferrogámneses motort a fluxusok beállítják iránya, próbál a legkisebb ellenállás irányába beállni. Szándékosan "elrontott", aszimmetrikus felépítésű a rotor. Idegen nyelvű neve synchronous reluctance machine (SRM).

6.2. Helyettesítőkép

A mágneses tér modellje kétmezős elmélet, mert a két mező többé-kevésbé függetlenül változtatható.

A pólusfeszültség - a pólus által forgással indukált feszültség - az ismert alakban:

$$U_p = \frac{2 \cdot \pi}{\sqrt{2}} \cdot f_1 \cdot \xi_1 \cdot N_1 \cdot \phi_{p_{max}}$$

Ugyan olyan, mint aszinkron gépnél. Feszültségforrással modellezzük. Alapelemben nem akarunk aktív elemet látni a helyettesítő képben, de ez nem munkapontfüggő, csak "tőlünk" függ.

Az armatúra-feszültség("armatúra visszahatás"):

$$U_a = \frac{2 \cdot \pi}{\sqrt{2}} \cdot f_1 \cdot \xi_1 \cdot N_1 \cdot \phi_a$$

A pólusfeszültségből és a reaktanciák előtt mértékből áll elő. $\Psi_a = \xi_1 \cdot N_1 \cdot \phi_a$, ez áramfüggő, az armatúraáram hozza létre, munkapontfüggő. Az armatúrafeszültségnél X_a taggal helyettesítünk.

Ez is indukált feszültség(körforgó mező, az armatúra mező indukálja), de feszültségesésként vesszük figyelembe. A transzformátorhoz hasonlóan U_i aktív, X_m passzív komponens.

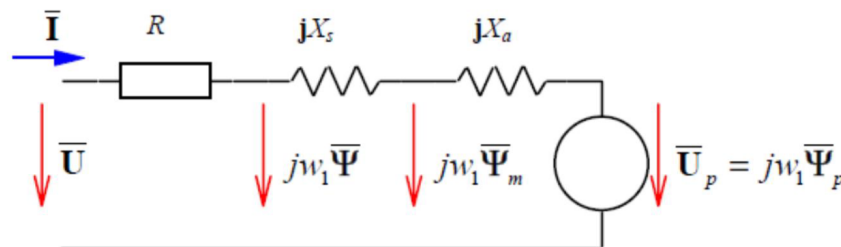
$$U_a = 2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot \frac{\Psi_a}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_a}{I_a} = 2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot \frac{\Psi_a}{\sqrt{2} \cdot I_a} \cdot I_a = 2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot L_a \cdot I_{a(ef)} = X_a \cdot I_{a(ef)}$$

Így már látható az X_a armatúra-reaktanciareaktancia, valamint az áramfüggés.

Azaz az armatúra feszültség $\bar{U}_a = j \cdot X_a \cdot \bar{I}_a$, ahol X_a az armatúra-reaktancia, I_a pedig az armatúra-áram. Ehhez járulnak a szórások, amelyekkel a feszültség-egyenlet:

$$\bar{U}_K = \bar{U}_p + j \cdot X_a \cdot \bar{I}_a + j \cdot X_s \cdot \bar{I}_a + R_a \cdot \bar{I}_a = \bar{U}_i + j \cdot X_s \bar{I}_a + R_a \cdot \bar{I}_a$$

Az armatúra és pólusfeszültséget összevonva: $U_i = U_a + U_p$. Az ellenállás tipikusan elhanyagoljuk, mert a százalékos értéke kicsi. A szórt fluxus által indukált feszültséget is feszültségesésként vesszük figyelembe, X_s : szórási reaktancia, U_k : kapocsfeszültség, X_s : szórási reaktancia, R_a : tekercselési ellenállás. X_s -t és X_a -t gyakran összevonjuk, ezáltal a szinkron reaktanciát kapjuk meg: $X_s + X_a = X_d$.

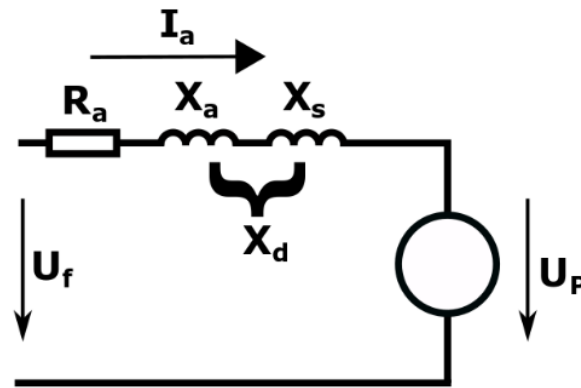


6.2. ábra. Szinkron gép helyettesítőképe

Üresjárásban a gép pólusfluxusa U_p nagyságú feszültséget hoz létre. Terheléskor az U_p feszültséghez hozzá kell adnunk az X_a fővező reaktancián eső U_a az X_s szórási reaktancián eső U_s és az armatúratekercselés R_a ellenállásán eső U_R feszültséget. Paraméterek szokásos értékei, nagyságrend szerint - a nagyságrendek eltérnek az aszinkron géptől:

- $R \approx 1\%$ (elhanyagolható)
- $X_s \approx 5 - 15\%$ (elhanyagolható)
- $X_a \approx 70 - 250\%$ (kisebb, mint aszinkron gépnél, mert a légrés nagyobb lehet, nem ott kell átvinni a gerjesztést)

A terhelési szög(δ vagy β) az U_p és U_f közötti szög.



6.3. ábra. Sematikus ábra

6.3. Vektorábra

Három dolog írhatja le a gépeink működését:

- egyenlet - egzakt
- helyettesítő vázlat/kép - látjuk, mi hogyan történik
- vektorábra - egyenletből írjuk fel ezt is, mutatja az arányokat

Kéz a kézben járnak. Az alábbiakban az ellenállást a viszonylag kis értéke miatt elhanyagoljuk.

$4 = 2 \cdot 2$ üzemállapota van a szinkron gépnek: motoros valamint generátoros, túlgerjesztett valamint alulgerjesztett. Motoros és generátoros is lehet alul- valamint túlgerjesztett.

Megállapítása az alábbiak szerint történik:

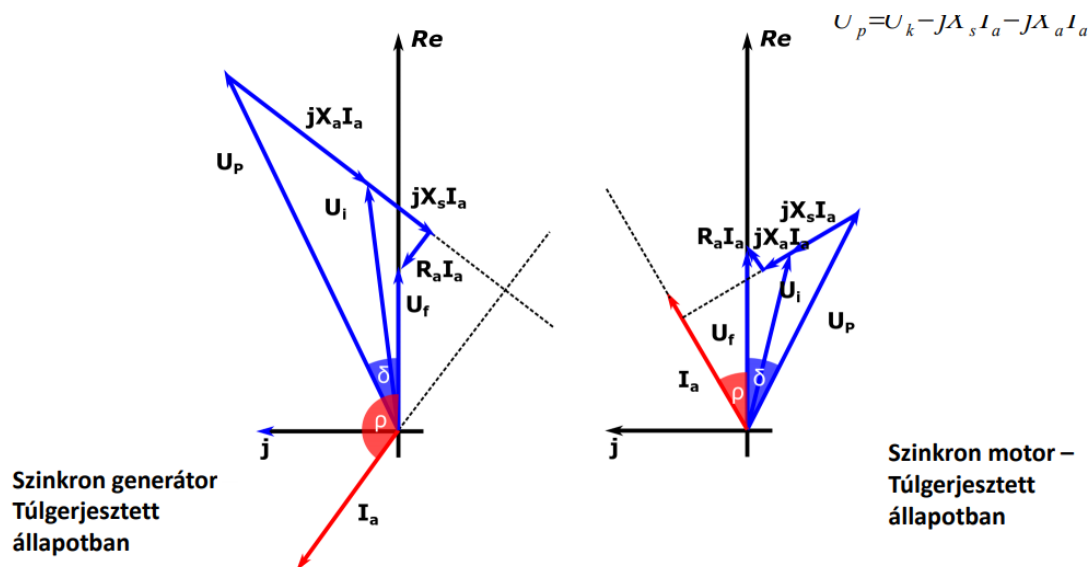
- motoros: ha az áramnak a feszültségre pozitív vetülete van(koszinusz) - a feszültséghez képest az áram felfelé mutat
- generátoros: ha az áramnak a feszültségre negatív vetülete van - a feszültséghez képest az áram lefelé mutat
- túlgerjesztett: ha a pólusfeszültség nagyobb, mint a kapocsfeszültség, akkor túlgerjesztett. U és I fázishelyzete alapján: túlgerjesztett esetben kapacitív, I siet(órával ellentétes forgásirány)
- alulgerjesztett: ha a pólusfeszültség kisebb, mint a kapocsfeszültség, akkor alulgerjesztet, induktív jellegű, I késik.

Üresjárási állapotban(U és I merőleges, vetületük 0) is megkülönböztethetünk alul-(meddő fogyasztó) és túlgerjesztett(meddő termelő) állapotokat. Tud fázisban működni, ez esetben $U = U_p$, mert nem folyik áram, meddő sem.

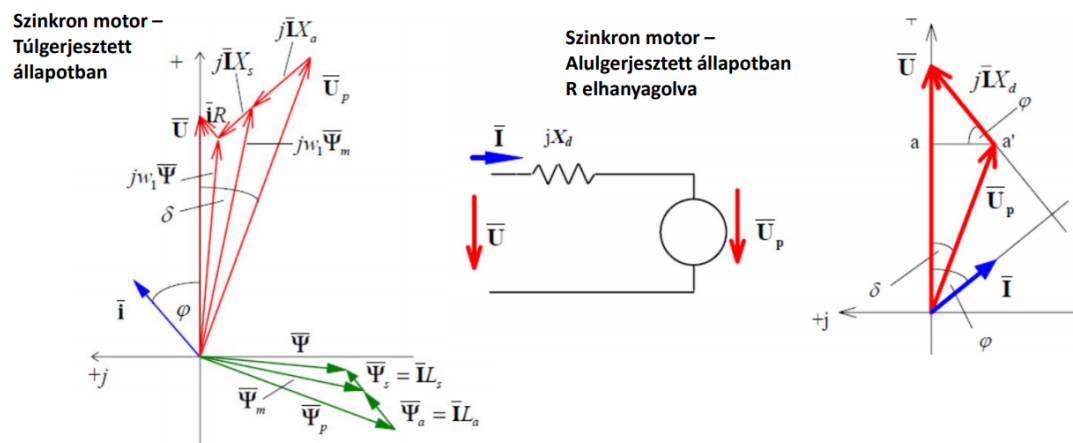
Terhelés felvétele:

- szinkronizálás után: $U_{\text{hálózat}} = U_{\text{kapocs}}(U_{\text{pólus}}$ ha üresjárásban van - üresjárás esetén nincs áram)

- gerjesztést növelve: meddő leadás
- tengelyen teljesítmény beadva(például turbina által): hatásos villamos teljesítmény leadása



6.4. ábra. Alul- és túlgerjesztettség 1.



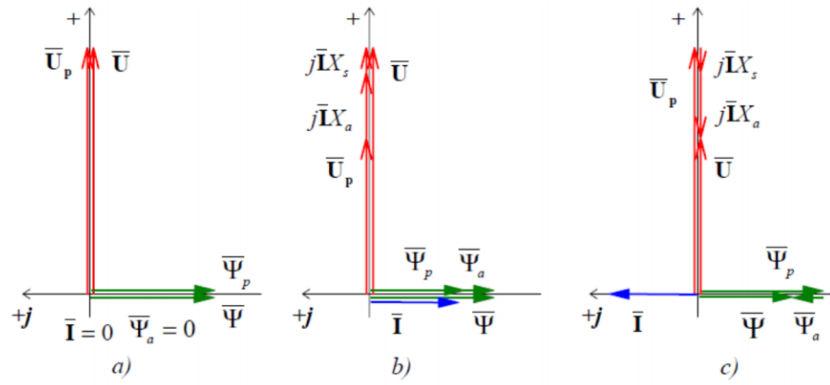
6.5. ábra. Alul- és túlgerjesztettség 2.

6.4. Nyomaték

Kiálló pólusú gép esetén(salient pole):

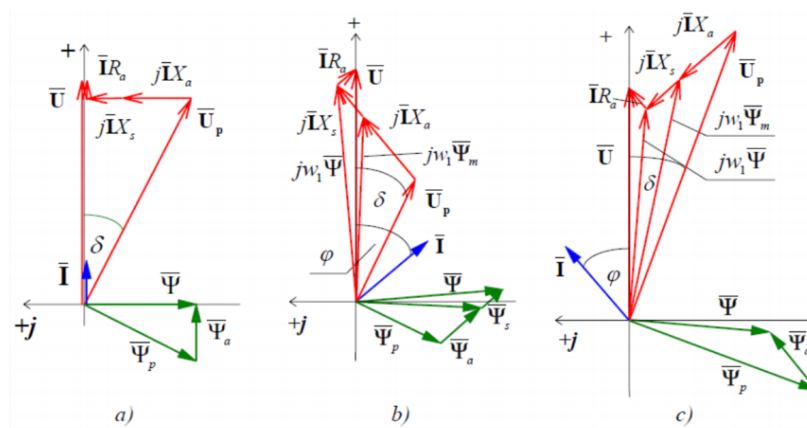
$$M = 3 \cdot \frac{p}{\omega_1} \left[\frac{U_p \cdot U_k}{X_d} \cdot \sin \delta + \frac{X_d - X_q}{2 \cdot X_d \cdot X_q} \cdot U_k^2 \cdot \sin 2\delta \right]$$

A zárójelben az első tag a hengeres nyomaték, a második a reluktancia nyomaték. A hengeres nyomatékkal mindkét gép esetén számolunk, de reluktancia nyomaték csak kiálló pólusú gép esetében lép fel, mivel hengeres pólusú gép esetében $X_d = X_q$, ezért a számláló($X_d - X_q$) nulla lesz. A kiálló pólusú gépet a hengereshez képest magasabb pólusszám jellemzi.



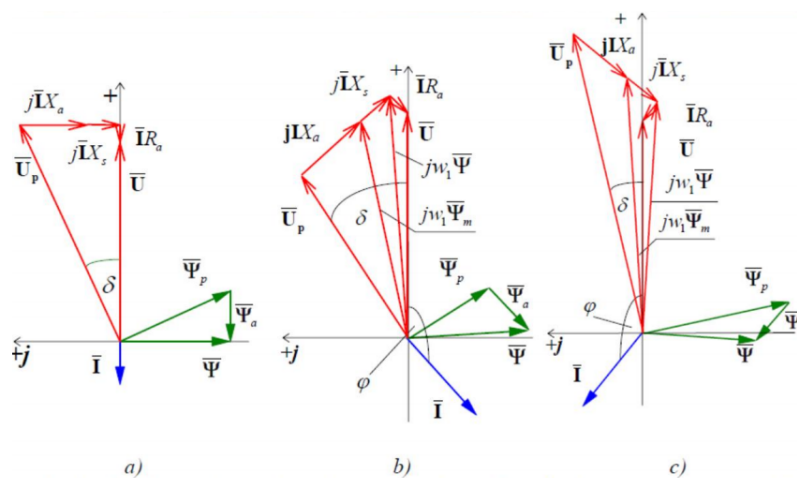
Végtelen hálózatra kapcsolt szinkron gép üresjárási vektorábrája
a) $U=U_p$, b) alulgerjesztett, c) túlgerjesztett

6.6. ábra. Alul- és túlgerjesztettség 3.



Végtelen hálózatra kapcsolt szinkron motor vektorábrája a) $\cos \varphi=1$ esetén, b) alulgerjesztett, c) túlgerjesztett állapotban

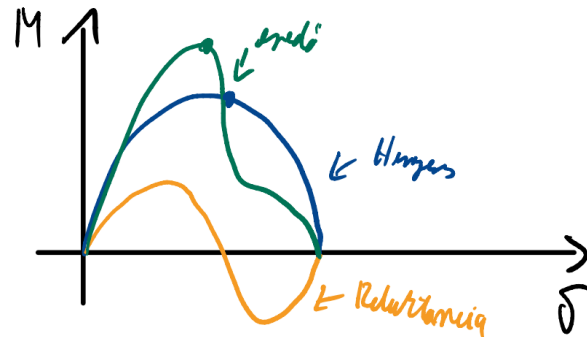
6.7. ábra. Alul- és túlgerjesztettség 4.



Végtelen hálózatra kapcsolt szinkron generátor vektorábrája a) $\cos \varphi=1$ esetén, b) alulgerjesztett, c) túlgerjesztett állapotban

6.8. ábra. Alul- és túlgerjesztettség 5.

Ahogy láthatjuk, a hengeres nyomaték nagysága függ az U_p pólusfeszültségről, azaz az egyenáramú gerjesztés változtatásával tudjuk a nyomatéket is változtatni. A reluktancia nyomaték csak a kialakítástól függ, ezt legutoljára a tervezőasztalon vagy a gyárban(esetleg a szerelőasztalon) lehet módosítani.



6.9. ábra. Szinkron gép nyomatéka

Hengeres gép esetén(non-salient pole):

$$M = \frac{P_{mech}}{\omega_0} = \frac{3 \cdot p}{\omega_1} \cdot \frac{U \cdot U_p}{X_d} \cdot \sin \delta$$

A nyomaték a fordulatszámnak nem függvénye, hanem $M(\delta)$ vagy $M(\beta)$ a jelleggörbe - a nyomaték és elfordulás szöge. Azért sem érdemes a nyomatékat a fordulatszám függvényeként ábrázolni, mert csak a szinkron fordulatszámon van nyomaték.

A nyomatékgörbe statikusan stabilis szakasza a motoros és generátoros billenőnyomatéka között található. A terhelő- vagy hajtónyomatékról általában feltehető, hogy a δ szögnek nem függvénye.

Szinkronozó nyomaték: $S = \frac{dM}{d\beta} \beta = 0$ -nál maximális értékű, míg $\beta = 90^\circ$ -nál zérussá, majd pedig negatívvá válik. Terheléslökéseket a gerjesztés, ezzel U_p rövid idejű megnövelésével lehet kivédeni.

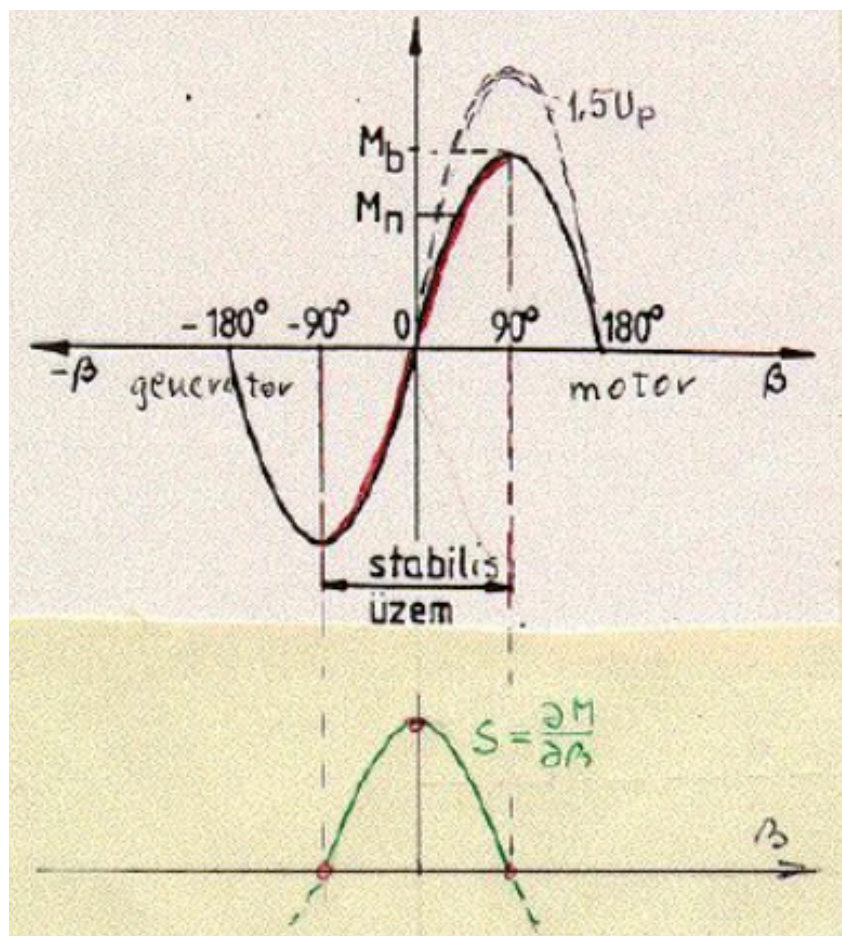
A gerjesztés a meddő viszonyok mellett a terhelhetőséget is meghatározza. Minél nagyobb U_p , annál nagyobb M .

6.4.1. Stabilitás

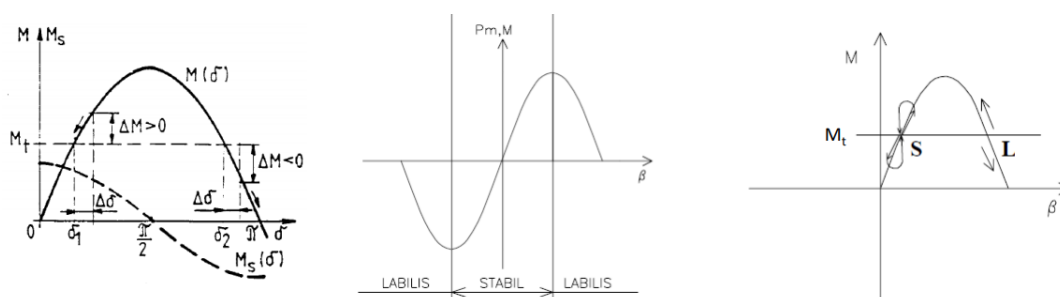
A munkapont stabilis, ha kis kitérést követően a gép visszatér eredeti állapotába. A munkapont labilis, ha kis kitérést követően a gép nem tér vissza eredeti állapotába.

Megkülönböztetünk statikus és dinamikus stabilitást:

- statikus stabilitás: lassú változások esetén követelmény
- dinamikus stabilitás: gyors változások esetén követelmény



6.10. ábra. Szinkron gép nyomatéka



6.11. ábra. Szinkron gép stabilitása

6.5. Mérések

6.5.1. Üresjárási mérés

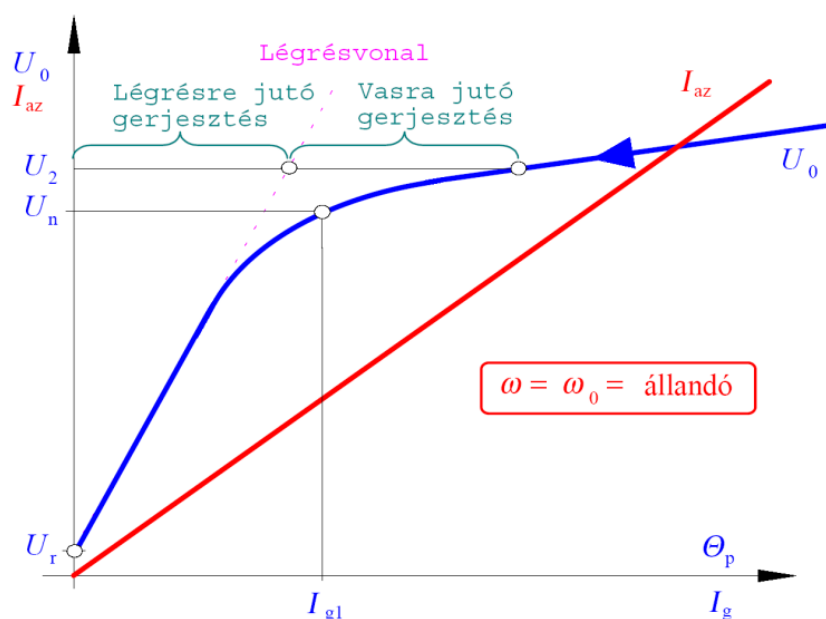
Az üresjárási jelleggörbe az n_0 szinkron fordulatszámon forgatott, terheletlen gép U_0 kapocsfeszültségének változását mutatja az I_g gerjesztőáram függvényében: $U_0(I_g)$.

Mivel ilyenkor nem folyik armatúra áram, ezért nincsen feszültség esés, emiatt U_0 megegyezik az adott gerjesztéshez tartozó pólusfeszültséggel.

A jelleggörbét a szinkron gép generátoros üzemében szokás felvenni úgy, hogy először a névleges feszültség 125%-ára gerjesztjük fel, majd a gerjesztőáramot monoton csökkentve mérjük az összetartozó $U_0(I_g)$ értékeket.

Az üresjárási jelleggörbe egy tipikus mágnesezési jelleggörbe. A kezdeti lineáris szakaszon a gerjesztés a légrés mágnesezésiére fordítódik (légrésvonal). Egy adott indukció felett megkezdődik a vasmagra jutó gerjesztésrész rohamos növekedése (telítődés). A remanens indukció által létrehozott U_r remanens feszültség a névlegesnek kb 5 – 6%-a.

Üresjárásban a gépben keletkező veszteségeket a hajtómotor fedezi. Ezek a vasvesztés, valamint a súrlódási és ventilációs veszteség.



6.12. ábra.

6.5.2. Rövidzárási mérés

A rövidzárási jelleggörbe az I_{az} armatúraáram változását a gerjesztőáram függvényében ábrázolja, rövidrezárt armatúrakapcsok és állandó n_0 fordulatszán esetén.

A jelleggörbe méréssel történő felvételekor a gép gerjesztését nulláról fokozatosan növelve mérjük a gerjesztő- és armatúraáramot.

Rövidzárássban a gépet gyakorlatilag az X_d szinkron reaktancia terheli (az ellenállásokat elhanyagolhatjuk), ezért a reaktancia állandósága miatt a rövidzárási áram egyenesen arányos a gerjesztőárammal.

A gép üresjárási és rövidzárási méréseiből az X_d szinkron reaktanciát határozhatjuk meg. Ehhez adott gerjesztéshez leolvassuk az U_0 és I_{az} értékeket:

$$X_d = \frac{U_p}{I_{az}}$$

6.6. Számítások

1. feladat Egy szinkron gépről az alábbi adatokat olvastuk le: $S_n = 65kVA$ látszólagos teljesítmény, $U_n = 400VRMS$ névleges feszültségű, $\cos\varphi = 0,7$ teljesítménytényező, hat pólus, háromfázisú, túlgerjesztett szinkrongenerátor, $X_s = 0,384\Omega$ szórási reaktancia, $X_a = 3,77\Omega$ főmező reaktancia, $50Hz$ hálózati frekvencia, az armatúra ellenállást elhanyagoljuk.

Gép szinkron fordulatszáma:

$$n_0 = \frac{f}{p} \cdot 60 = 1000RPM$$

Névleges armatúra áram: (U_{fn} : névleges fázisfeszültség)

$$I_{an} = \frac{S_n}{3 \cdot U_{fn}} = \frac{65000}{3 \cdot 231} = 93,8A$$

Armatúra áram hatásos összetevője:

$$I_{aw} = I_{an} \cdot \cos\phi = 93,8 \cdot (-0,7) = -65,7A$$

Armatúra áram meddő összetevője(túlgerjesztett, kapacitív):

$$I_{am} = I_{an} \cdot \sin\phi = j \cdot 93,8 \cdot (0,4141) = j67A$$

Armatúra áram fazor:

$$I_a = -65,7 + j \cdot 67A$$

Szinkron reaktancia:

$$X_d = X_a + X_s = 3,77 + 0,384 = 4,154\Omega$$

Feszültségesés a szinkron reaktancián:

$$U_x = j \cdot I_a \cdot X_q = -278 - j \cdot 273V$$

Pólusfeszültség fazora:

$$U_p = U_f - j \cdot I_a \cdot X_d = U_f - U_x = 509 + j \cdot 273V$$

Pólusfeszültség effektív értéke:

$$U_{prms} = \sqrt{509^2 + 273^2} = 578V$$

Terhelési szög szinusza:

$$\sin\delta = \frac{Im(U_p)}{U_{prms}} = 0,4723 \rightarrow \delta = -28,2^\circ$$

ezt tekinthetjük negatívnak, mivel generátoros

Névleges impedancia:

$$Z_n = \frac{U_{fn}}{I_{an}} = \frac{231}{93,8} = 2,462\Omega$$

Relatív impedanciák:

$$X_s^{pu} = 15,6\%$$

$$X_a^{pu} = 153,1\%$$

2. feladat Szinkron gépünk az alábbi környezetben van: 3000V fázisfeszültség, túlgerjesztett, kétpólusú, háromfázisú szinkronmotor, $M_1 = 981Nm$ nyomatékkal hajt gépcsoportot. $X_d = 45\omega$ szinkron reaktanciájú gép hálózathoz felvett látszólagos teljesítménye ekkor $S_1 = 380kVa$, a tápláló hálózat frekvenciája $f = 50Hz$.

Mechanikai szinkron szögsebesség:

$$\omega_m = \frac{\omega_0}{p} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{p} = 314rad/s$$

Mechanikai teljesítmény:

$$P_m = M_1 \cdot \omega_m = 981 \cdot 314 = 308kW$$

Teljesítménytényező:

$$\cos\phi = \frac{P_m}{S_1} = \frac{308}{380} \rightarrow \phi = 36^\circ$$

Armatúra áram:

$$I_a = \frac{S_1}{3 \cdot U_f} = 42,22A$$

Armatúra áram hatásos összetevő:

$$I_{aw} = I_a \cdot \cos\phi = 34,2A$$

Armatúra áram meddő összetevő(túlgerjesztett):

$$I_{am} = I_a \cdot \sin\phi = j24,8A$$

Armatúra áram fázor:

$$I_a = 34,2 + j24,8A$$

Pólusfeszültség fazora:

$$U_p = U_f - j \cdot I_a \cdot X_d = 4116 - j1539V$$

Pólusfeszültség effektív értéke:

$$U_{prms} = \sqrt{4116^2 + 1539^2} = 4393V$$

Terhelési szög szinusza:

$$\sin\delta = \frac{\operatorname{Im}(U_p)}{U_{prms}} = -0,3503 \rightarrow \delta = 20,5^\circ$$

ezt tekinthetjük pozitív

Megtekintésre ajánlott tartalmak

- Hogyan működik a generátor? - <https://www.youtube.com/watch?v=tiKH48EMgKE>
- Szinkrongép működése - <https://www.youtube.com/watch?v=Vk2jDXxZIhs>

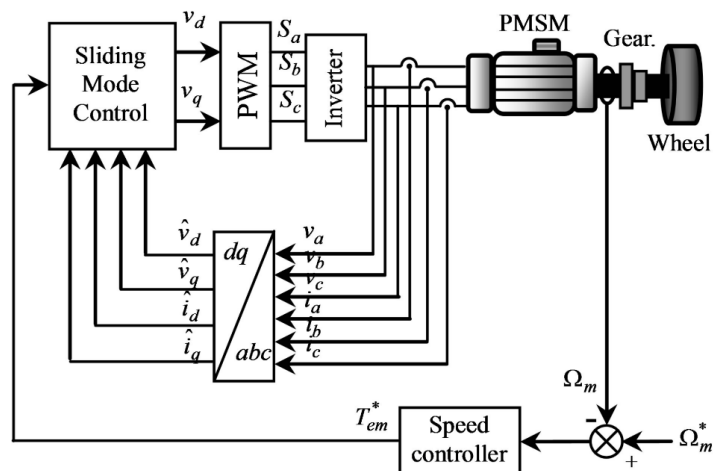
7. fejezet

Vezérléstechnika

Ötlet: várható olyan feladat, mint ami volt az 5. mérés jegyzőkönyvében.

7.1. Mit is szeretnénk?

A vezérlés során a gépünknek utasításokat adunk, míg szabályozásnál van visszacsatolás, például szenzoradat a tengely mechanikai fordulatszámáról. Szabályozási folyamataink során egy analóg jelet ADC-vel digitalizálunk (például az előbbiekhöz hasonlóan most is mérjük a fordulatszámot), feldolgozzuk egy PLC-vel, ezt a jelet a frekvenciaváltóra juttatjuk, és befolyásolja a motor sebességét. Ha az adatok továbbítására áramot használunk fel, akkor a skála nem 0A-tól indul. Ha nem nullától indul, akkor egy extra információt is továbbít: nem-e szakadt meg az információs lánc/vezeték.

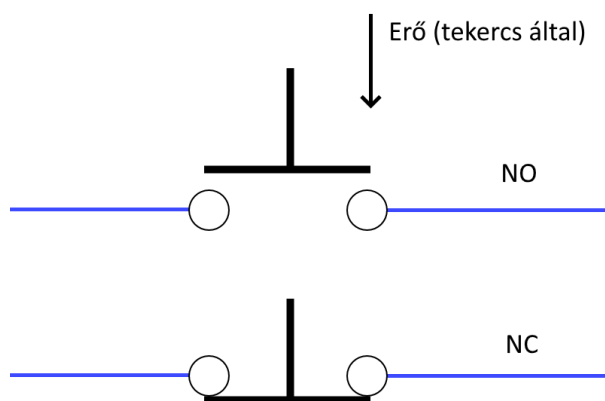


7.1. ábra. Sematikus ábra

7.2. Relé és mágneskapcsoló

A relék és mágneskapcsolók között két fő típust különböztetünk meg: NC(normally closed) és NO(normally open). Mint ahogy a nevük is mutatja, ha az NC relé/mágneskapcsoló tekercsét nem esik feszültség, a kapcsolót nem húzza magához akkor zárva van(vezet), az NO pedig nyitva van(nem vezet).

A relék jellemzően kisebb feszültségűek, 400V-os nem igen van. Jellemzően mágneskapcsolók és PLC-k közé építjük be a vezérlési feszültség-különbség áthidalása végett. A mágneskapcsolók nagyobb feszültségre vannak tervezve, felépítésük hasonló a reléhez. Általában a három fázisnak megfelelően három kontaktust tartalmaz.



7.2. ábra. Sematikus ábra

7.3. Védelmek

A gépeinket, valamint a hálózatot védeni kell. Léteznek motorvédő(túláram és hő) kapcsolók. Különböző áramerősségekhez különböző átmérőjű, valamint anyagú(következtetésképp ellenál-lású) vezetékeket engednek meg(7.3 ábra).

Biztosítók - nem biztosíték

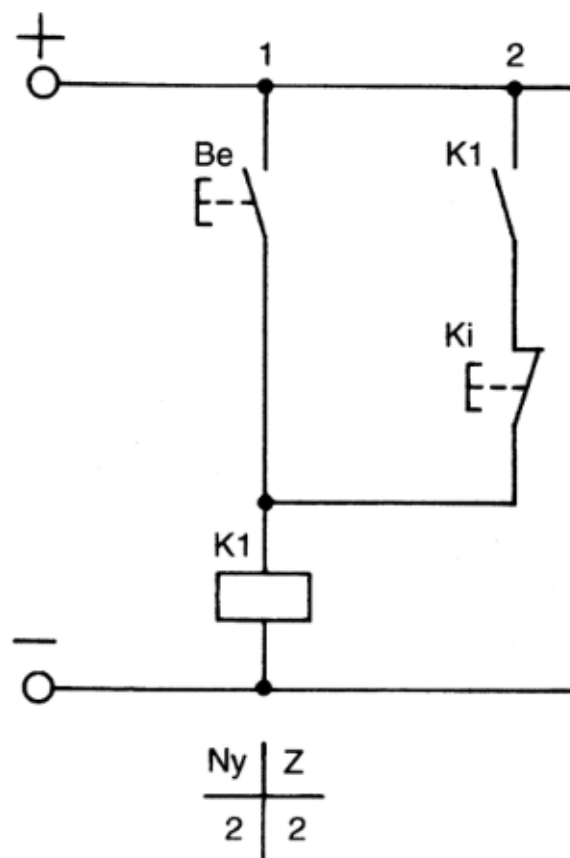
- Olvadóbiztosító - Túláram esetén elszakad, nincs vezetés, ezért cserélni kell. Lassú, de biztonságos.
- Automata biztosító - Gyorsabb, nem kell cserélni. Sok kiloamper esetén azonban átégphet.

7.3.1. Öntartó kapcsolás

BE gombot benyomjuk, K_1 kapcsoló behúz. A BE gombbal bármi történhet, a tekercs feszültség alatt lesz, amíg KI -et meg nem nyomjuk. Haszna abban mutatkozik meg, hogy feszültség kimaradás után nem kapcsol egyből vissza, és okoz sérülést például fűrészüzemben. Öntartó kapcsolásra példát a 7.4 ábrán láthatunk.

A vezető keresztmetszete mm ²	Megengedett terhelés „A” www.novill.hu						Biztosító betétek
	A csoport		B csoport		C csoport		
	Cu	Al	Cu	Al	Cu	Al	
0.5	7	-	10	-	13	-	-
0,75	10	-	13	-	16	-	-
1	12	-	16	-	20	-	6
1.5	16	13	20	17	25	22	10
2.5	21	16	27	21	34	27	16
4	27	21	36	29	45	35	20
6	35	27	47	37	57	45	25
10	48	36	65	51	78	61	35
16	63	51	87	68	104	82	50
25	83	65	115	90	137	107	63
35	110	86	143	112	168	132	80
50	140	110	178	140	210	165	100
70	175	140	220	173	260	205	125
95	215	175	265	210	310	245	160
120	255	205	310	245	365	285	200
150	295	235	355	280	415	330	250
185	340	270	405	320	475	375	315
240	400	300	480	380	560	440	400
300	470	375	555	435	645	510	500
400	570	455	690	540	770	605	630
500	660	530	820	640	880	690	-

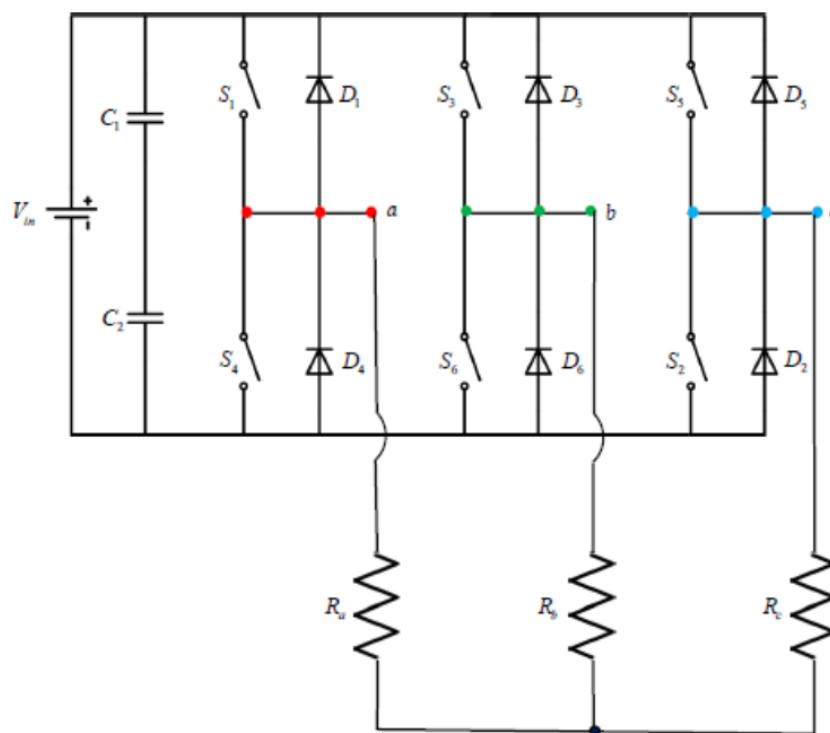
7.3. ábra. Vezetékek adott áramerősséghez



7.4. ábra. Példa öntartó kapcsolásra

7.4. Inverter feladat

A frekvenciaváltó adott frekvenciájú váltakozó áramból állítja elő a kívánt frekvenciájú váltakozó áramot. Először egy egyenirányítóval egyenáramot hoz létre, majd pedig inverterrel az elvárt frekvenciájú váltakozó áramot.



7.5. ábra. Egyszerű inverter

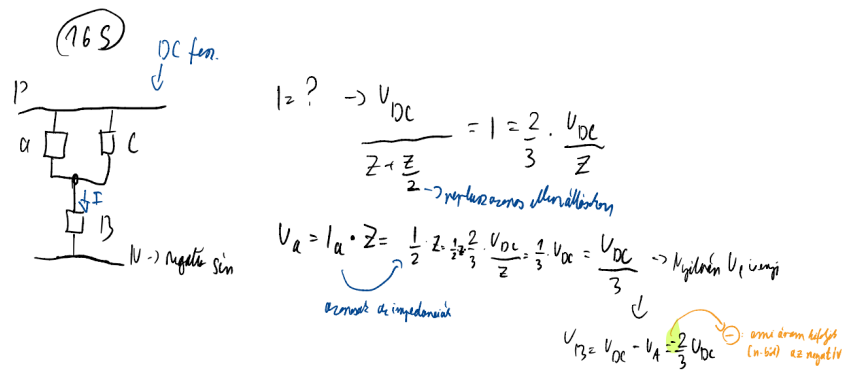
A számításaink során használt inverter ábráján IGBT-k helyett kapcsolók szerepelnek. Egy híd ág kettő IGBT-ből és kettő ellenpárhuzamosan kapcsolt visszáram diódából áll.

Megállapodás szerint amelyik áram az n-be(nulla pontba) folyik, az a pozitív. Szimmetrikus, azaz az ellenállások azonosak: $R_a = R_b = R_c$. Egyszerre mindig három IGBT van bekapcsolva ($2^3 = 8$ kapcsolási lehetőség), de sosem az egymással szemben lévők, mert akkor zárlat következik be.

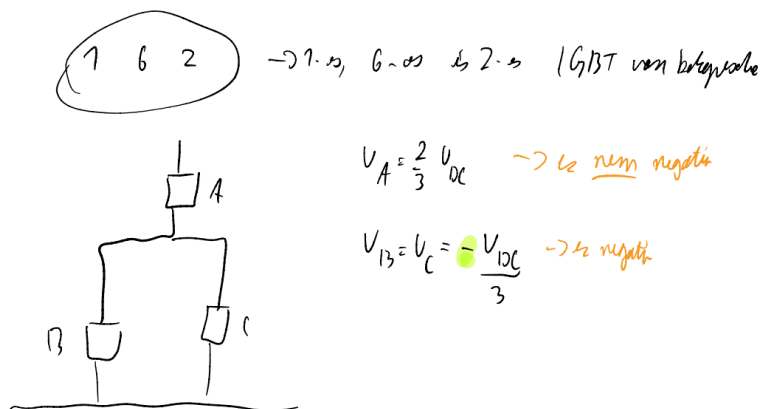
Példa: 1 6 5 Az 1, 6 és 5 sorszámú tranzisztorok vannak bekapcsolva. A megoldás a 7.6 ábrán látható.

Példa: 1 6 2 Az 1, 6 és 2 sorszámú tranzisztorok vannak bekapcsolva. A megoldás a 7.7 ábrán látható.

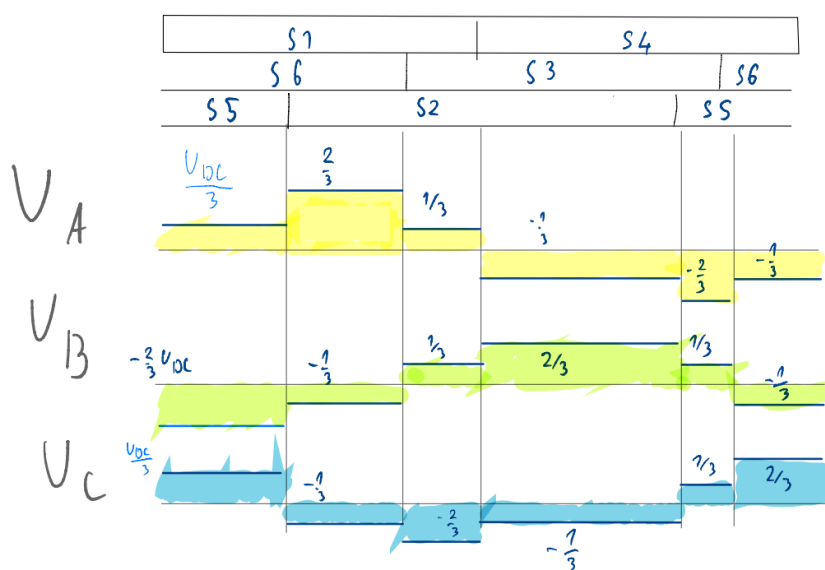
Egy nagyobb példa Adott ideig(180°) vannak bekapcsolva az adott IGBT-k. Vannak tiltott állapotok: 1-4, 3-6 és 5-2. Ennél az egyszerű példánál a feszültségszinteket nem tudjuk változtatni. A kimeneti jelalak szinuszos lesz. A tekercsek a vonali feszültséget látják - ez a jel nem a legszinuszosabb, egy csomó felharmonikus van benne. A kapcsolások a 7.8 ábrán, a kimeneti feszültség a 7.9 ábrán látható. Ha nem fix időnként kapcsolunk, akkor finomabb jelet kapunk. Az alapharmonikus simaságát(szinuszosága) az induktivitás befolyásolja. Minél nagyobb az indukció, annál simább lesz($Z_l = j \cdot \omega \cdot L$).



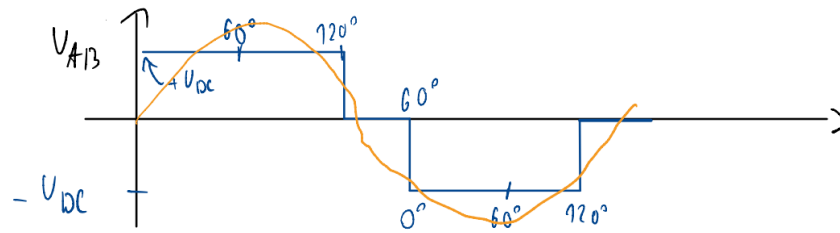
7.6. ábra. Kimeneti feszültség 1-6-5 kapcsolás során



7.7. ábra. Kimeneti feszültség 1-6-2 kapcsolás során



7.8. ábra. Nagypélda



7.9. ábra. Kimenet - nagypélda

Megtekintésre ajánlott tartalmak

- Változtatható sebességű hajtás - <https://www.youtube.com/watch?v=VbswgXV0eu8>

8. fejezet

AC motorok fordulatszám-szabályzása

A teljesítményelektronikák, köztük a VFD(variable frequency drive, változatható frekvenciájú hajtás) nem csak indításra, hanem fordulatszámváltásra, szabályzásra is használható, használatuk előnyös. Azonban például egy szobaventilátorban nem valószínű, hogy találkozzunk frekvenciaváltóval, mert kis áramokról, teljesítményekről van szó, valamint anyagilag nem érné meg.

A tárgyban a fő célunk az AC motorok vezérlése(nem szabályozása - szabályozásnál van visszacsatolás, vezérlésnél nincs; gyűjtőnevük az irányítás), fordulatszám-változtatás. A fordulatszámot a frekvencia változtatásával változtatjuk.

8.1. Szabályozási feladat

Az optimális és nagy hatásfokú működéshez elengedhetetlen a frekvenciaváltó, hátránya a magas ára.

Gyakorlatilag mindig van fordulatszám-változtatási feladat:

- jármű
- szivattyú (szabályozandó szállítással, fojtással szemben nagy energiamegtakarítás)
- szerszámgép hajtások és robot hajtások (pozicionálás, nagy dinamikai igény, koordinált mozgítás több tengelyen)
- szélgenerátor (illeszteni kell a szélsébséghez)
- emelő berendezések, pl. daru, lift (pontosság, álló állapoti nyomaték)
- szállító berendezések, pl. szállítószalag (együttfutás, szinkronizálás)
- ipari berendezések, pl. hengerművek, darálók (nyomatéklökések elviselése, dinamika)

Változó sebességű hajtásnál figyelni kell a hűtésre, mivel az önszellőzés sokszor nem elég.

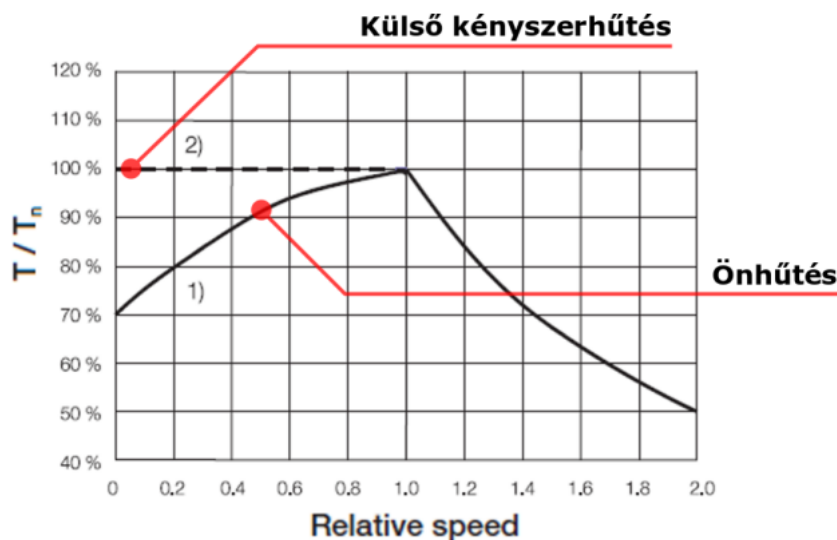
Álló állapotban is kell nyomatékot szolgáltatni, például a lift vagy daru megtartására. Ugyan van mellette biztonsági mechanikai fék is, de a villamos géppel történő helybentartás esetén nem kopik, fékezés esetén vissza tud táplálni energiát, valamint hatékonyabb.

Tisztában kell lennünk az alkalmazással, ennek fényében választunk villamos gépet, valamint teljesítmény elektronikát.

Ismerni kell az alkalmazás által megkövetelt szükségleteket, az adott fordulatszámhoz tartozó terheléseket. Például egy jármű esetében indításhoz és gyorsításhoz kell nagy nyomatékot szolgáltatni, míg egyenletes sebességgel történő haladás esetén csak a súrlódást, valamint légellenállást kell legyőzni.

Figyelembe kell venni az adott hálózatot, arra kell illeszteni. Eltérő feszültség-szint (váltakozó áram esetén) egy transzformátor beépítése megoldást jelenthet.

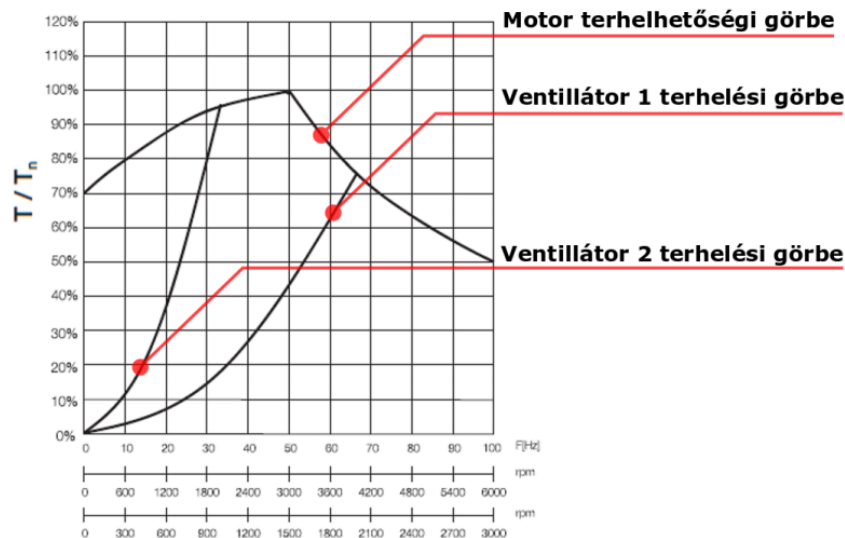
A motor kiválasztásánál figyelembe kell venni a terhelhetőségi karakterisztikát (milyen fordulatszámon mekkora nyomaték, 8.1 ábra), a sebesség, valamint nyomaték profilt. Meg kell felelnie az alkalmazás által állított követelményeknek.



8.1. ábra. Terhelhetőségi görbe

A 8.1 ábrán viszonylagos értékek szerepelnek. Nem tudja végig biztosítani a névleges nyomatékot, csak névleges fordulatszámon. A nyomaték függ a hűtéstől is. A motor kiválasztásánál szempont lehet a hűtés, hűthetőség is. Névleges fordulatszám felett jelentősen esik a terhelhetőség.

A konverterrel szemben támasztott egyik fő követelményünk, hogy képes legyen a gépünk nyomatékát (függ I -től és Ψ -től) ahhoz elegendő árammal szolgáltatni. A lényeg, hogy tartósan "tudja" a névleges nyomatéknak megfelelő áramot, valamint rövid időre a névlegesnél nagyobb áramot is meg lehet engedni (például indítás esetén).



8.2. ábra. Terhelhetőségi görbe eltérő hűtések mellett

8.1.1. Mezőgyengítés

A motor fluxusa nem tartható névleges értéken, ha a fordulatszáma a névleges értéknél nagyobb. Ennek oka a Faraday-törvénnyel írható le (szinuszosan változó mennyiségekre):

$$U_i \frac{d\Psi}{dt} \rightarrow U_i \sim w \cdot \Psi$$

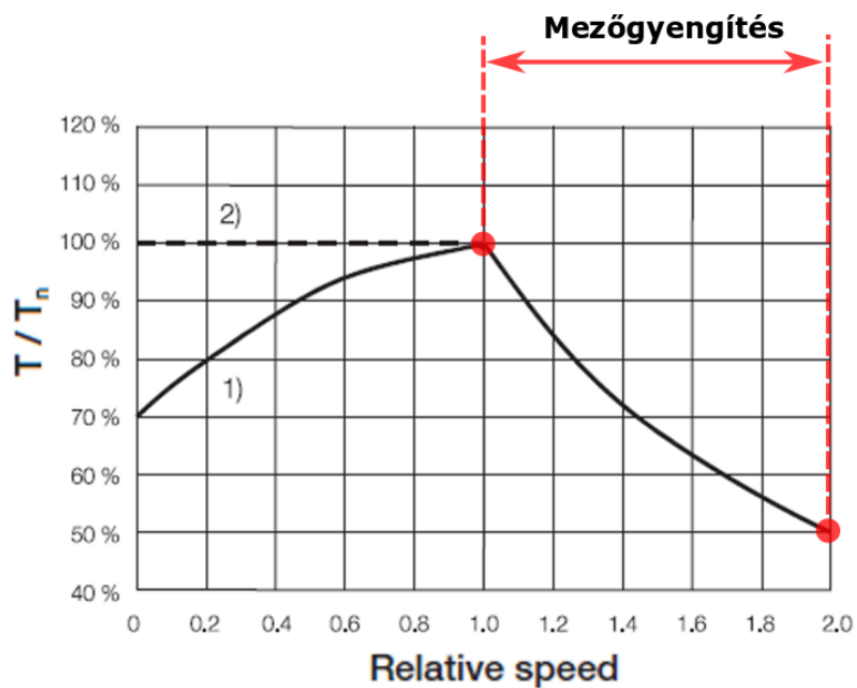
Korábban a 4,44-es képletben is szerepelt ez az összefüggés. A feszültség együtt változik a fordulatszámmal. A feszültséget és a frekvenciát egyszerre kell változtatni:

$$\frac{U}{f} \sim \Psi$$

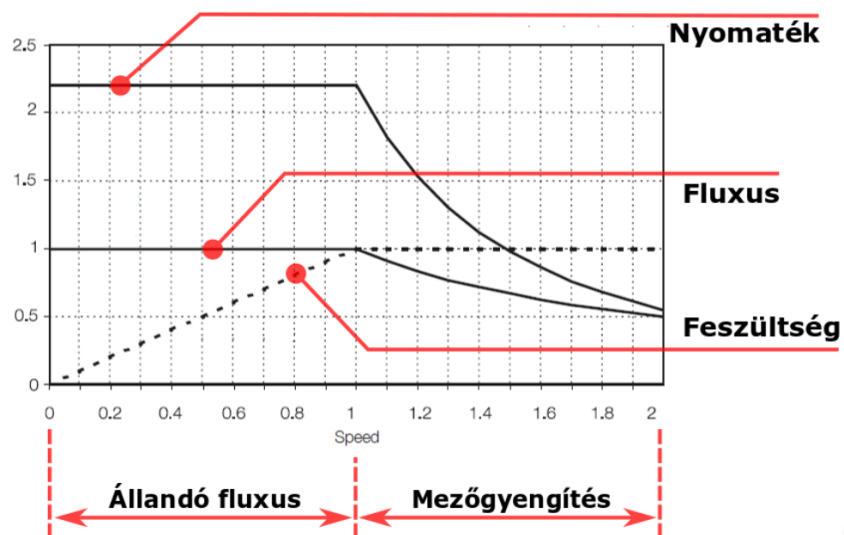
Ez az arányosság látható a 8.3 ábra szaggatott, meredek szakaszán, az állandó fluxusú tartományom, névleges értéken tartjuk. A fluxust nem tudjuk növelni, csökkenteni pedig nem akarjuk, mert akkor "nem használjuk ki a vasat". Névleges fluxus névleges feszültséget névleges frekvencián szolgáltat. Ha névleges fordulatszám felett is akarjuk használni, az a csapágyazás tartósságát befolyásolja (de általában kibírja). Ha a görbét folytatni akarjuk, akkor az a névlegesnél nagyobb feszültséget igényel, amelyet a szigetelés nem bír ki (általában max +10%). Ezért állandó feszültséget tartunk, és a fluxust csökkentjük, ezt a tartományt mezőgyengítéses tartománynak nevezzük. A fluxus mellett a nyomatékban való terhelhetőség is csökken.

Ahogy a 8.4 ábrán láthatjuk, a fordulatszámot a névleges értékének kétszereséig is növelhetjük, de ilyenkor a nyomaték lecsökken.

Az alábbi ábrán látható jelleggörbék frekvenciamódosítás során eltolódtak, erre is képesnek kell lennie a frekvenciaváltónak, ha mezőt akarunk gyengíteni.



8.3. ábra. Mezőgyengítés ábra 1



8.4. ábra. Mezőgyengítés ábra 2

8.2. Aszinkron gépek fordulatszámának szabályozása

Aszinkron gép esetében mindent a sztátor oldal felől fedezünk. Aszinkron gépek mechanikai fordulatszámának szabályozása többféleképpen megoldható. A korábban tanult képletek:

$$n = (1 - s) \cdot 60 \cdot \frac{f}{p}$$

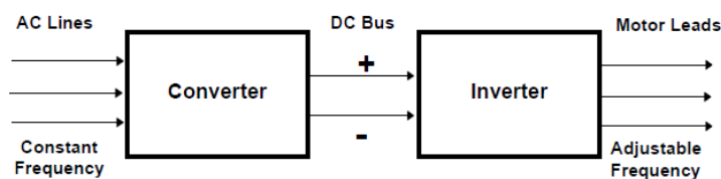
$$s = \frac{n_{sz} - n}{n_{sz}}$$

ahol n a gép tengelyének mechanikai fordulatszáma, f a táplálás frekvenciája, s a szlip, p a póluspárok száma, n_{sz} a szinkron fordulatszám.

Az alábbi módokat tudjuk alkalmazni a fordulatszám szabályozására:

- Póluspár változtatás - A pólusszámot nehéz változtatni, ezért nem sokszor használják. Erre példa az ún. Dahlander-motor, amely értelmezhető diszkrét frekvenciaváltóként is. Bonyolult, drága, valamint nekünk folytonos frekvenciák kellenek.
- Sztátor feszültség szabályozása - A szlip változtatása ennél a kapcsolásnál látszik. Az aszinkron gépnél: $M \sim U \Delta^2 \rightarrow$ a nyomaték jobban változik, mind a fordulatszám.
- Rotor ellenállás - Csúszógyűrűkön keresztül kivezetjük külső ellenállásokra. Hátránya, hogy csak tekercselt forgórészű gépeknél alkalmazható, valamint az ellenállás veszteséget termel.
- Szlip energia injektálás - ez a frekvenciát nem változtatók közül az egyik legjobb, ezek a két oldalról táplált aszinkron generátorok, például a szélgenerátorok.
- Táplálási frekvencia szabályozása - széles fordulatszám-tartomány, közel veszteségmentes.

8.3. Közbülső egyenáramú körös frekvenciaváltó

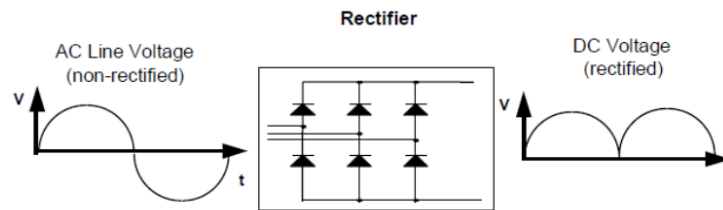


8.5. ábra. Közbülső egyenáramú körös frekvenciaváltó felépítése

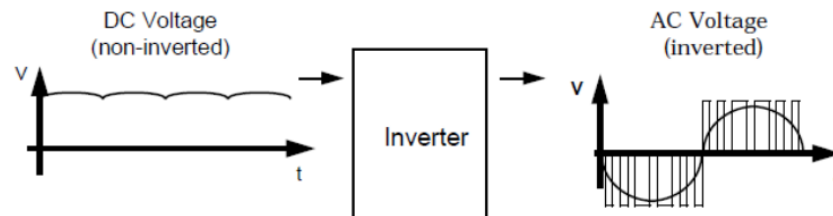
Napjainkban még nem elterjedtek a közvetlen frekvenciaváltók, hanem még az ún. közbülső egyenáramú körös frekvenciaváltót használjuk. Ez a váltakozó áramot átalakítja egyenárammá, majd pedig a megfelelő frekvenciájú váltakozó árammá.

A 8.6 ábrán látható az úgynevezett egyenirányító, a kimenete a kétoldalasan egyenirányított jel. Egyfázisú változata a Graetz-híd. Háromfázisú megoldások esetén a kimenő DC jel simább, valamint nagyobb maximumú, mint ahogy az a 8.7 ábrán is látható.

Azonban az AC kimenet nem ideális, mert véges számú félvezetővel nem tudunk sima egyenfeszültséget létrehozni. Az inverter se tökéletes, mert véges számú alkatrészekből áll.

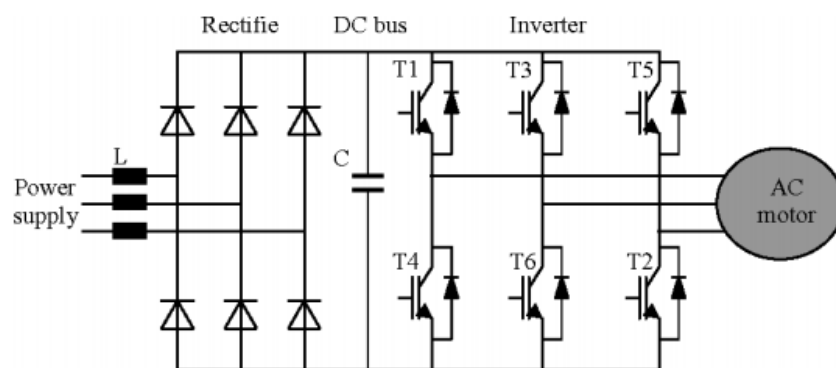


8.6. ábra. Egyenirányító működése



8.7. ábra. Inverter működése

Nem tisztán szinuszos, ezért lesznek felharmonikusok. Célunk, hogy kicsi legyen a felharmonikusok amplitúdója, valamint frekvenciájuk nagy legyen az alapharmonikushoz/fordulatszámhoz képest, mert így alig befolyásolják a fordulatszámot. A felharmonikusok feleslegesen melegítik a motort és a teljesítmény elektronikát. A kimeneten nem csak a frekvenciát, hanem a feszültséget, pontosabban annak amplitúdóját is tudjuk változtani.



8.8. ábra. Frekvenciaváltó egyszerűsített kapcsolási rajza

Az inverterben ún. IGBT-k (insulated gate bipolar transistor) találhatók, amelyek egyesítik a BJT-k és FET-ek előnyös tulajdonságait. Gyorsak, nagyáramú alkalmazásokban kapcsolóüzemben (vagy vezet vagy nem/vagy zár vagy nyit) működnek, mivel így kisebb a disszipáció. A kapcsolási rajzon (8.8 ábra) egy kétszintű feszültséginverter található. A kondenzátor feszültséggenerátorrá teszi, terheléstől függetlenül állandó a DC kör feszültsége. Továbbá megfigyelhetők az ún. visszáram diódák is.

Egyenkori feszültség középvértéke (állandó feszültség):

$$U_{DC} \sim 1,35 \cdot U_{LLGrid_{RMS}}$$

Motor fázisfeszültségének csúcscértéke - PWM vezérlés során:

Moduláció függő:

$$U_{LNMotPKMAX} = \frac{U_{DC}}{2} \dots \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$$

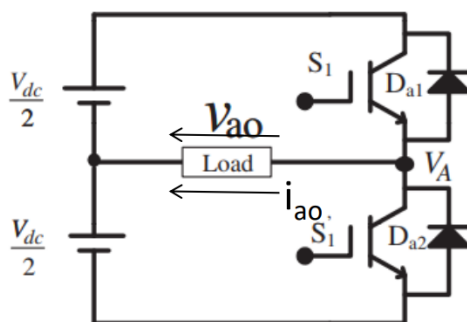
SPWM(Sine PWM, szinuszos ISZM) során $\frac{U_{DC}}{2}$, SVPWM(Space Vector PWM) esetén pedig $\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$.

PWM-nél nem 60°-onként történik a kapcsolás. Több, változó hosszú kapcsolással jobban alakulnak a felharmonikus viszonyok, valamint a kimeneti feszültség nagyságát is tudjuk változtatni.

8.4. Konverter technika

8.4.1. Félhíd

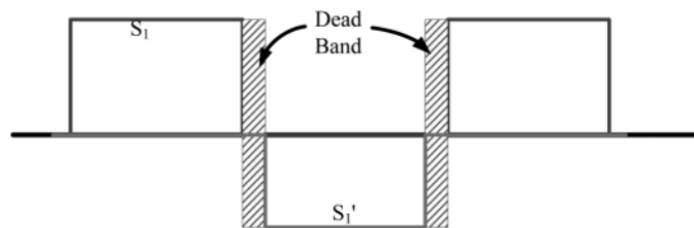
Az alábbi kapcsolási rajzon(8.9 ábra) egy hídág látható. A háromfázisú inverterben három ilyen található. A tranzisztorokkal ellenpárhuzamosan(antiparallel) visszáram diódák találhatók. Egyszerre az egy hídágban levő kapcsolók/tranzisztorok nem lehetnek bekapcsolva, ellenkezőleg rövidzár következik be. A motorra a negatív vagy pozitív sín feszültségét kell kapcsolni a tranzisztorokkal. A nulla pont a kettő DC forrás között található.



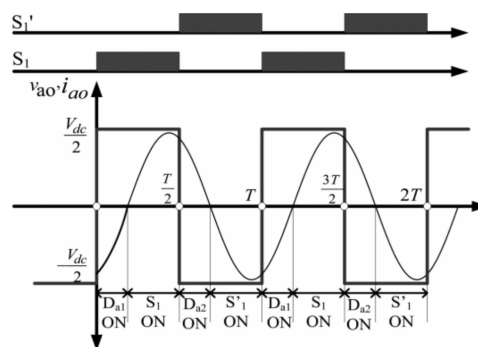
8.9. ábra. Egyfázisú félhíd kapcsolási rajza

A rövidzár elkerülése végett kapcsolási holtidót vezetünk be. Ha S1 és S1' egyszerre lennének bekapcsolva, akkor az rövidzárhoz vezetne. Az alábbi kapcsolási rajzon egy hídág látható. A háromfázisú inverterben három ilyen található. A tranzisztorokkal ellenpárhuzamosan(antiparallel) visszáram diódák találhatók. Egyszerre az egy hídágban levő kapcsolók/tranzisztorok nem lehetnek bekapcsolva, ellenkezőleg rövidzár következik be. A motorra a negatív vagy pozitív sín feszültségét kell kapcsolni a tranzisztorokkal. A nulla pont a kettő DC forrás között található.

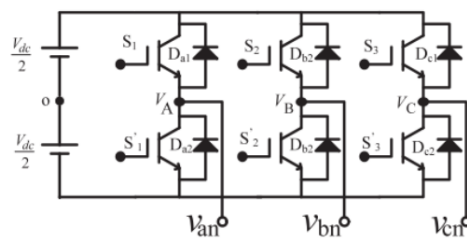
A 8.11 ábrán alábbi ábrán látható a fenti félhíd kimenete. Lehet a feszültség frekvenciáját és amplitúdóját változtatni. Az ábra annyiban félrevezető, hogy az ilyen szép négyszögjel nem lesz szép szinuszos. Az alábbi kapcsolási rajzon egy hídág látható. A háromfázisú inverterben három ilyen található. A tranzisztorokkal ellenpárhuzamosan(antiparallel) visszáram diódák találhatók. Egyszerre az egy hídágban levő kapcsolók/tranzisztorok nem lehetnek bekapcsolva, ellenkezőleg rövidzár következik be. A motorra a negatív vagy pozitív sín feszültségét kell kapcsolni a tranzisztorokkal. A nulla pont a kettő DC forrás között található.



8.10. ábra. Holtidő

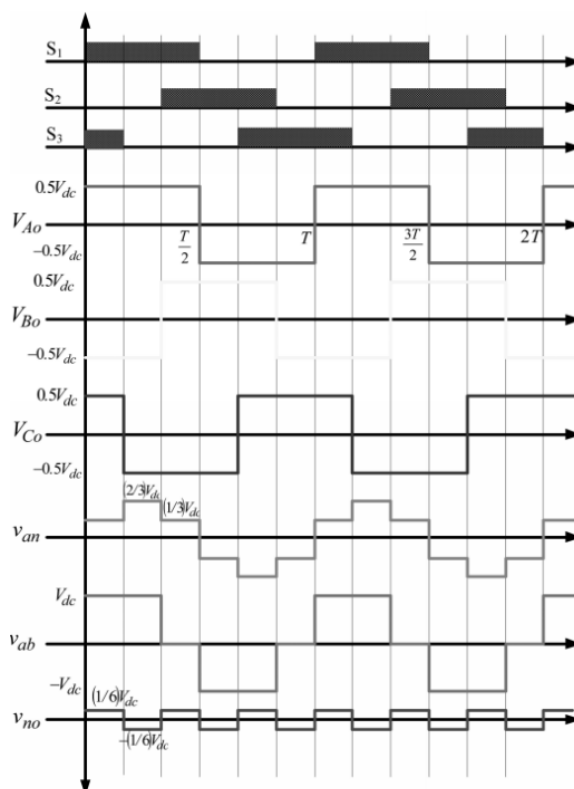


8.11. ábra. Kimeneti jelalak



8.12. ábra. Háromfázisú híd kapcsolási rajza

Háromfázisú híd esetében háromszor annyi ág található(8.12 ábra). Itt is fontos, hogy az egy ágban(egymás felett) található tranzisztorok ne legyenek egyszerre bekapcsolva. Egyszerű inverternél(six-step mode) U_{DC} változtatásával változtatjuk az alapharmonikus feszültségét.



8.13. ábra. Háromfázisú híd kimeneti jelalakja

8.4.2. Impulzusszélesség moduláció

Az impulzusszélesség modulációt(rövidítése ISZM, angolul pulse width modulation, PWM) kapcsolóüzemben működő teljesítményelektronikánál használatos egyenfeszültség változtatására.

A duty cycle azt mondja meg, hogy a periódusidő hány százaléka alatt van bekapcsolva. A pulzusuk szélességének változtatásával tudjuk változtatni a jel effektív középértékét(RMS-t). Ez akár a periódusidő egésze alatt be, valamint ki lehet kapcsolva.

A háromszögjellel(vezérlőjel) komparálunk egy szinuszos jelet(moduláló jel), lásd 8.16 ábra. A metszéspontok határozzák meg a kapcsolási pontokat. Ha a moduláló jel a vezérlő jel alatt megy, akkor pozitív feszültséget kapcsolunk a kimenetre, ha pedig alatta, akkor nullát vagy negatívot.

Alapharmonikus frekvenciaváltoztatás(nem a kapcsolás frekvenciája) során a moduláló jel frekvenciáját változtatjuk. Alapharmonikus feszültségamplitúdó változtatása során az egyenáramú feszültséget változtatjuk az előbb látott módon, azaz impulzusszélesség moduláció esetén az ISZM-mel változtatjuk az alapharmonikus feszültségét.

Ennek hatására az áram lüktet. A motornak van induktivitása, ezért szűrőként üzemel, főleg nagyfrekvenciák esetén($Z_L = j \cdot \omega \cdot L$). Ezért szeretjük a nagyfrekvenciás háromszögjelet. Simább, kisebb lüktetés nagy kapcsolási frekvencia esetén.

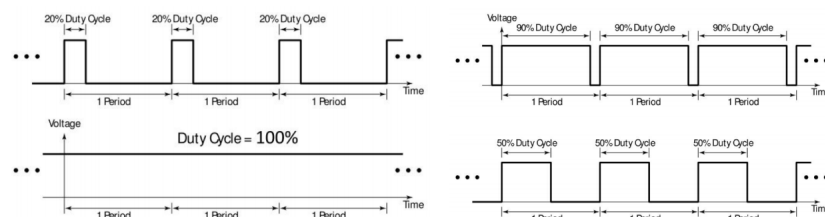
Leg/Pole voltages of a three-phase VSI during six-step mode of operation

Switching Mode	Switches ON	Leg voltage V_A	Leg voltage V_B	Leg voltage V_C
1	S_1, S'_2, S_3	$0.5V_{dc}$	$-0.5V_{dc}$	$0.5V_{dc}$
2	S_1, S'_2, S'_3	$0.5V_{dc}$	$-0.5V_{dc}$	$-0.5V_{dc}$
3	S_1, S_2, S'_3	$0.5V_{dc}$	$0.5V_{dc}$	$-0.5V_{dc}$
4	S'_1, S_2, S'_3	$-0.5V_{dc}$	$0.5V_{dc}$	$-0.5V_{dc}$
5	S'_1, S_2, S_3	$-0.5V_{dc}$	$0.5V_{dc}$	$0.5V_{dc}$
6	S'_1, S'_2, S_3	$-0.5V_{dc}$	$-0.5V_{dc}$	$0.5V_{dc}$

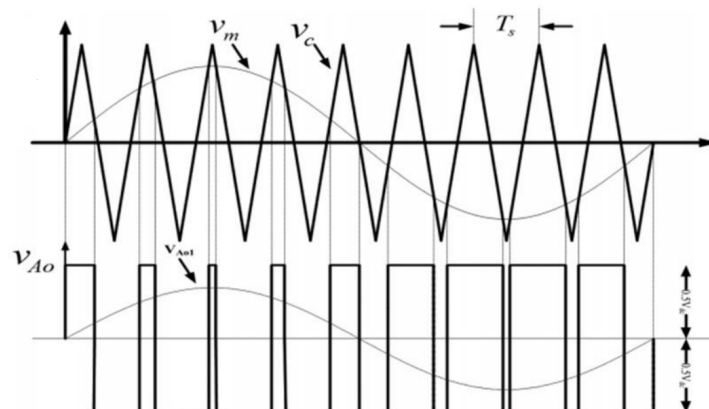
Phase-to-neutral voltages for six-step mode of operation

Switching mode	Switches ON	Phase voltage v_{an}	Phase voltage v_{bn}	Phase voltage v_{cn}
1	S_1, S'_2, S_3	$1/3V_{dc}$	$-2/3V_{dc}$	$1/3V_{dc}$
2	S_1, S'_2, S'_3	$2/3V_{dc}$	$-1/3V_{dc}$	$-1/3V_{dc}$
3	S_1, S_2, S'_3	$1/3V_{dc}$	$1/3V_{dc}$	$-2/3V_{dc}$
4	S'_1, S_2, S'_3	$-1/3V_{dc}$	$2/3V_{dc}$	$-1/3V_{dc}$
5	S'_1, S_2, S_3	$-2/3V_{dc}$	$1/3V_{dc}$	$1/3V_{dc}$
6	S'_1, S'_2, S_3	$-1/3V_{dc}$	$-1/3V_{dc}$	$2/3V_{dc}$

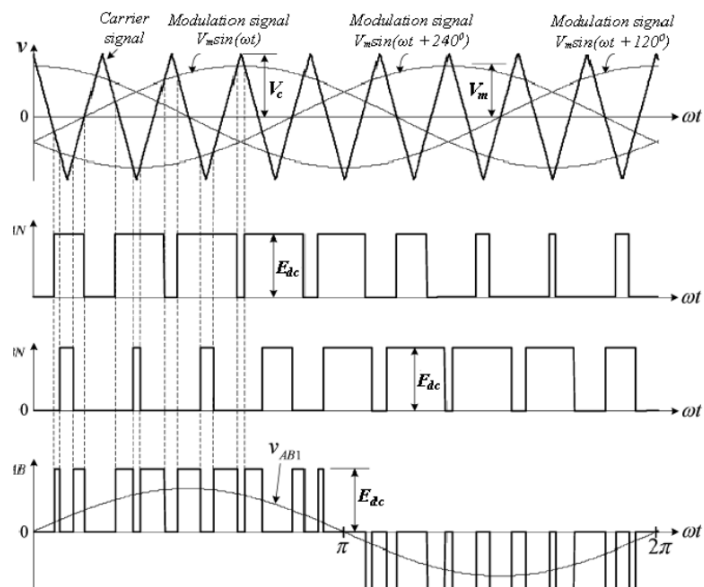
8.14. ábra. Egyenköri nullához(fent), valamint csillagponthoz képesti feszültségek(fázisfeszültségek, lent)



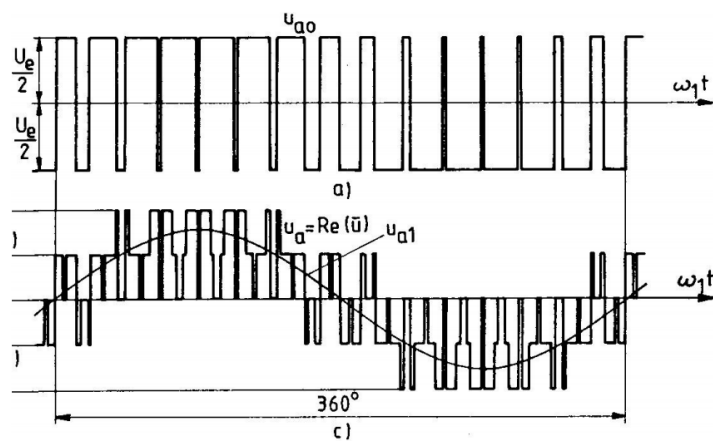
8.15. ábra. Impulzusszélesség moduláció



8.16. ábra. Háromszögjellel történő komparálás



8.17. ábra. Háromfázisú impulzusszélesség moduláció



8.18. ábra. Fent: DC feszültség a 0 ponthoz képest. Lent: fázisfeszültség(2/3, 1/3, 0, -1/3, -2/3). A csillagpont a tengelyek metszéspontjában található.

8.5. Park-vektor alkalmazása

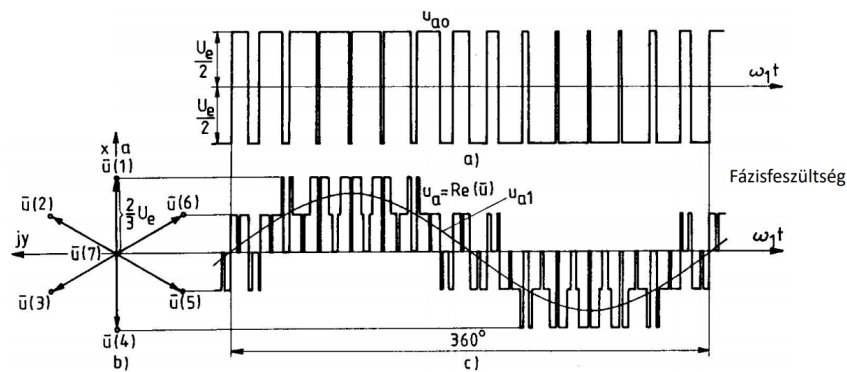
A nulla feszültséget nem tudjuk elérni úgy, hogy semmit se kapcsolunk rá, mert ilyenkor a szinkron gép forog tovább. Mivel van fluxusa, ezért van belső feszültsége is. Helyette rövidre zárjuk, a felső vagy alsó három IGBT-t nyitjuk meg. Az ábrán látható a feszültség Park-vektor képzése időfüggvényből (a másik irányba a vetületszabály alapján képezhető). A feszültség Park-vektor számítása ($\bar{u}_1$ -nél a fázis a P, b és c fázis az N sínen):

$$\bar{u}_1 = \frac{2}{3} (u_a + a \cdot u_b + a^2 \cdot u_c) = \frac{2}{3} (u_{a0} + a \cdot u_{b0} + a^2 \cdot u_{c0}) =$$

$$\frac{2}{3} \cdot \frac{U_e}{2} + \left(-\frac{1}{2} + j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \cdot \left(-\frac{U_e}{2} \right) + \left(-\frac{1}{2} - j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \cdot \left(-\frac{U_e}{2} \right) = \frac{2}{3} \left(\frac{U_e}{2} + \frac{U_e}{2} + j \cdot 0 \right) = \frac{2}{3} \cdot U_e$$

Lehet a zérussorrendet tartalmazó, egyenkörű nullához képesti feszültségekből is számolni, mert a zérussorrendű komponens hasonlóan kiesik. A 60 fokos szimmetriának megfelelően 60 fok lesz közöttük.

Háromfázisú rendszer esetén szemléletesebb, mint három időfüggvény. Bármilyen időbeli (akár ugrás) lefolyás jellemzésére megfelelő.



8.19. ábra. Park-vektor

Függelék

Nagyfeszültségű kisülések és átütési szilárdság vizsgálata

A biztonságos laboratóriumi munkavégzés érdekében a feszültségmentesítés szabványos lépéseinek, valamint a nagyfeszültségű vizsgálatérbe történő belépés feltételeinek ismerete nélkül a beugrót elégtelennek tekintik.

A feszültségmentesítés öt szabványos lépése

1. **Teljes leválasztás.** A villamos berendezés azon részét, amelyen a munka folyik, le kell választani az összes tápforrásról.
2. **Biztosítás visszakapcsolás ellen.** A villamos berendezések munkavégzés céljából történő leválasztására használt összes kapcsolót biztosítani kell visszakapcsolás ellen az azt működtető folyamat reteszelésével. Távműködtetésű kapcsolóeszközök esetén helyi eszközökkel kell megakadályozni az visszakapcsolást. Fontos, hogy a leválasztásnál használt jelző- és reteszelőrendszernek megbízhatónak kell lennie.
3. **A villamos berendezés feszültség nélküli állapotának ellenőrzése.** A villamos berendezés minden pólusán ellenőrizni kell a feszültség nélküli állapotot a munkavégzés helyén vagy annak közelében. Az ellenőrzésbe beletartozik a szerkezetbe épített vagy különálló kémlelőeszközök használata.
4. **Földelés és rövidre zárás.** Minden nagy- és meghatározott kisfeszültségű villamos berendezésnél a munkavégzés helyén minden olyan részt, ahol munka folyik le kell földelni és rövidre kell zárni. A földelő és rövidre záró eszközöket először a földponthoz kell csatlakoztatni, majd csak ezután a földelendő alkatrészhez. A használt eszközöknek a munkavégzés helyéről jól láthatónak kell lenniük.
5. **A közeli, feszültség alatt álló részek elleni védelem.** A feszültségmentesített részt úgy kell körülhatárolni, hogy még a határvonal érintése sem lehessen feszültség alatti tevékenységnek tekinthető.

A Nagyfeszültségű Laboratórium hallgatói, munkatársai készítettek egy videót a feszültségmentesítés folyamatáról: <https://www.youtube.com/watch?v=t72CyWj5QBY>