

Tantárgy: VILLAMOS HAJTÁSOK

Tárgyfelelős: Dr. Burány Nándor

6. félév
Óraszám: 2+1+1

1

0. RÉSZ: BEVEZETŐ

- Mottó
- Hajtás gépek nélkül
- Hajtás gépekkel
- A villamos hajtások alkalmazási területei
- A villamos hajtások elemei
- A villamos hajtások multidiszciplináris jellege
- Oktatási témák
- Tantárgyi követelmények
- Irodalom
- Linkek

2

Mottó

A filiszteusok elfogták, kiszúrták a szemét és levitték Gázába. Kettős láncsal megkötözték és a fogságban malmot hajtattak vele.

Bírák 16.21

3

A múlt: hajtás gépek nélkül

Élő erőforrások:

- emberi erő (kerékpározás, kézi darálás...)
- állati erő (ló, ökör, teve, elefánt, kutya...)

Természeti erők:

- szél (vitorlás hajó, szélmalom)
- víz (vízimalom, tutaj)

4

Hajtás gépekkel

- Gőzgép (hajó, mozdony, bányaszivattyú, csoportos ipari hajtás, malom...)
- Belső elégsű motorok (közlekedés, mezőgazdaság...)
- Villamos hajtások

5

A villamos hajtások alkalmazási területei

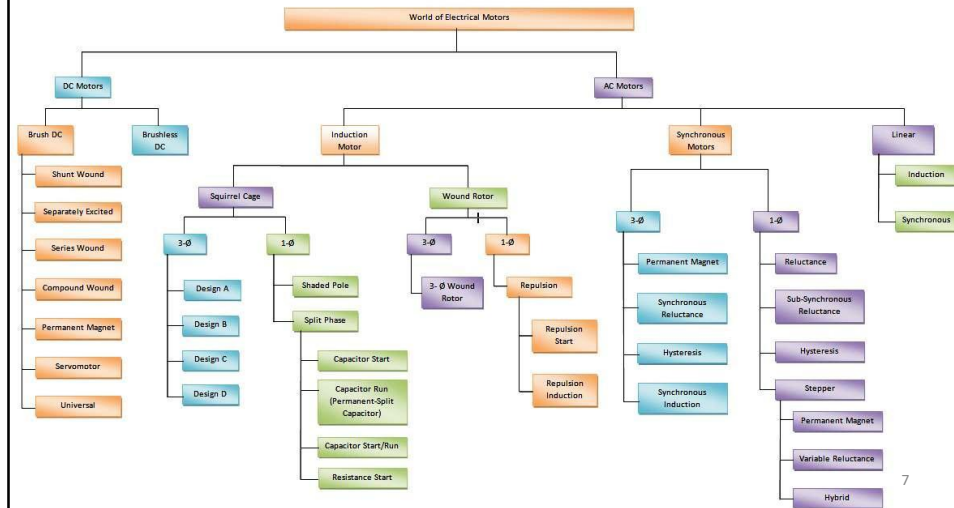
- ipari folyamatok vezérlése (papírgyártás, fémfeldolgozás, malomipar...)
- automatizálás (ipari robotok, csomagológép, szövőgép, nyomdagép...)
- szerszámgépek vezérlése (eszterga, maró, plazmavágó, automata hegesztő...)
- közlekedés (mozdonyok, villamos targoncák, kerékpárok, hibrid gépkocsik, futószalagok...)
- szivattyúk, ventilátorok (fűtés, hűtés, kőolaj- és gázkitermelés, bányászat, mezőgazdaság...)
- szélérőművek (beállítás, energia-átalakítás)

6

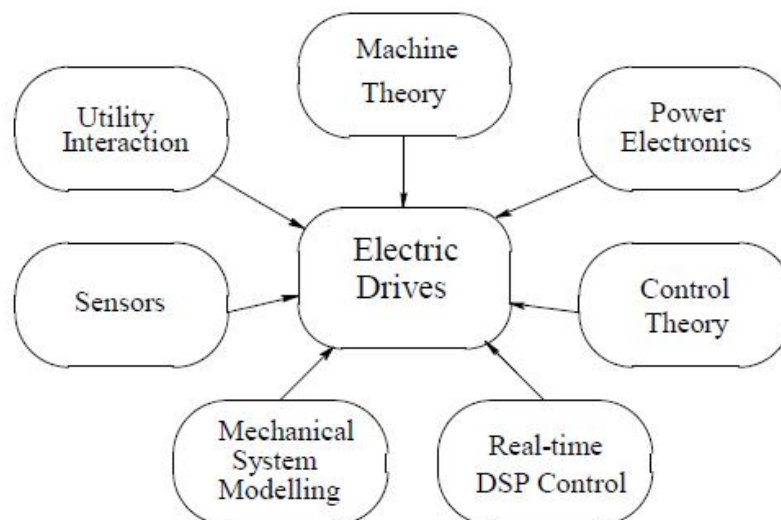
A villamos hajtások elemei

A villamos hajtások megvalósításához rendelkezésre álló eszközök:

- villanymotorok
- meghajtó elektronika



A villamos hajtások multidiszciplináris jellege



8

Oktatási témák

I. Alapok:

- mechanikai terhelések és illesztések
- villamos áramkörök (emlékeztető)
- kapcsolóüzemű átalakítók (emlékeztető)
- mágneses körök (emlékeztető)
- az elektro-mechanikai energia-átalakítás elvei

II. Hajtások:

- DC és BLDC motorok üzemeltetése
- DC hajtás szabályozása
- AC motorok és térvektorok
- szinkron motorok üzemeltetése
- aszinkron motorok állandósult üzeme
- sebességszabályozás aszinkron motoroknál
- aszinkron motorok vektor-vezérlése
- léptető motorok üzemeltetése
- hajtások hatásfoka és a gazdasági szempontok
- a hajtások illesztése a folyamatvezérléshez.

9

Tantárgyi követelmények

- **Előadások és gyakorlatok (számítási és laboratóriumi)** látogatása, jegyzetek készítése. Az előadásokon használhatók a kinyomtatott prezentációk, kézi jegyzetekkel kiegészítve.
- **Irodalom** beszerzése (nyomtatott és elektronikus).
- Szimulációs **szoftver** (LTSpiceXVII) letöltése, telepítése és megismerése.
- Az előadások anyagából **két teszt** esedékes (feleletválasztós), egyik a félév közepén, a másik a végén (max. **25-25 pont**). Egy javítási lehetőség lesz a félév végén, mindkettőből.
- A két teszten összesen legalább **harminc pontot** kell szerezni, ahhoz, hogy vizsgára lehessen jelentkezni a félév végén. Minden későbbi vizsgaidőszak előtt szervezünk egy javítási lehetőséget.
- A laboratóriumi gyakorlatokon nem osztályozzuk a teljesítést, de hasonló feladatokat kell megoldani a vizsgán.
- A **vizsgát** a vizsgaidőszakokban a hivatalosan kijelölt napon tartjuk, itt maximum **50 pontot** lehet szerezni. A vizsga kézi számításból, hajtás-szimulációból, bizonyos hajtás összerakásából és teszteléséből áll.

10

Irodalom

1. Ned Mohan: Electric Drives, Minneapolis, 2003.
2. Bimal Bose: Power Electronics and Motor Drives, Elsevier, 2006.
3. Varga József, Jovan Radaković: Villamos hajtások, jegyzet, Szabadka, 2006.
4. Pálfi Zoltán: Villamos hajtások, Műszaki könyvkiadó, Budapest, 1979.
5. Berislav Jurković: Elektromotorni pogoni, Školska knjiga, Zagreb 1986.
6. Vladan Vučković: Električni pogoni, Elektrotehnički fakultet, Beograd, 1997.

11

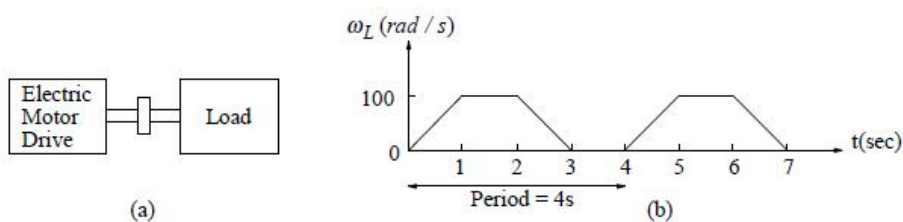
Hasznos linkek

- <http://people.vts.su.ac.rs/~bnandor/>
- <http://people.ece.umn.edu/~mohan/>
- <http://www.linear.com/designtools/software/>
- <http://www.uni-miskolc.hu/~elkrad/Vill-hajtasok.pdf>
- http://www.vgt.bme.hu/okt/atal_vh/villhajt.pdf
- <https://vet.bme.hu/sites/default/files/tamop/vivem319hu/out/html/vivem319hu.html>

12

1. RÉSZ: MECHANIKAI TERHELÉSEK ÉS ILLESZTÉSÜK

- Ki kell elégíteni a nyomaték- és sebesség-igényeket.
- Rendszerint nagyon változó követelmények jelentkeznek, az alkalmazástól függően.



13

1.1.a. Egyenes vonalú hajtás (mozgatás)

- Ha egy szabadon mozgatható, m tömegű testre F_M erő hat, a test sebessége Newton törvénye szerint változik:

$$F_M = m \cdot \frac{dv}{dt} = m \cdot a$$

ahol: v – a sebesség,

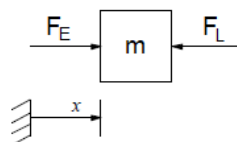
a – a gyorsulás.

- Villamos hajtásoknál az erőhatás rendszerint két összetevőből áll:

$$F_M = F_E - F_L$$

ahol: F_E – a villamos hajtás által kifejtett erő,

F_L – a munkagép által felhasznált erő.



14

1.1.b. Egyenes vonalú hajtás (mozgatás)

- A test gyorsulása: $a = \frac{dv}{dt} = \frac{F_M}{m}$
- Az elért haladási sebesség: $v(t) = v(0) + \int_0^t a(\tau) d\tau$
- A megtett út: $x(t) = x(0) + \int_0^t v(\tau) d\tau$
- A meghajtó motor által végzett elemi munka:

$$dW_E = F_E \cdot dx$$

- A meghajtó motor által leadott teljesítmény:

$$p_E(t) = \frac{dW_E}{dt} = F_E \cdot \frac{dx}{dt} = F_E \cdot v$$

- Időközben a test által felvett teljesítmény: $p_M = m \cdot a \cdot v$
- A test által felhalmozott mozgási (kinetikai) energia:

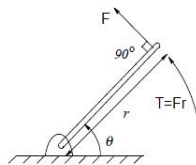
$$W_M = \int_0^t p_M(\tau) d\tau = m \cdot \int_0^t v \cdot \frac{dv}{d\tau} d\tau = m \int_0^v v dv = \frac{1}{2} mv^2$$

15

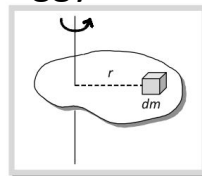
1.2.a. Forgó hajtás

Analógia az egyenes vonalú és a forgó hajtás között:

- erő ($F[N]$) – Forgatónyomaték ($T[Nm]$)
- tömeg ($m[kg]$) – tehetetlenségi nyomaték ($J[kgm^2]$)
- a megtett út ($s[m]$) – elfordulási szög ($\Theta[rad]$)
- sebesség ($v[m/s]$) – szögsebesség ($\omega[rad/s]$)
- gyorsulás ($a[m/s^2]$) – szöggyorsulás ($\alpha[rad/s^2]$)



Nyomaték definíciója



A tehetetlenségi nyomaték definíciója

$$J = \int_m r^2 dm$$

16

1.2.b. Forgó hajtás

- A test szöggyorsulása: $\alpha = \frac{d\omega}{dt} = \frac{T_M}{J}$
- Az elért szögsebesség: $\omega(t) = \omega(0) + \int_0^t \alpha(\tau) d\tau$
- Az elfordulás szöge: $\Theta(t) = \Theta(0) + \int_0^t \omega(\tau) d\tau$
- A meghajtó motor által végzett elemi munka:

$$dW_E = T_E \cdot d\Theta$$

- A meghajtó motor által leadott teljesítmény:

$$p_E(t) = \frac{dW_E}{dt} = T_E \cdot \frac{d\Theta}{dt} = T_E \cdot \omega$$

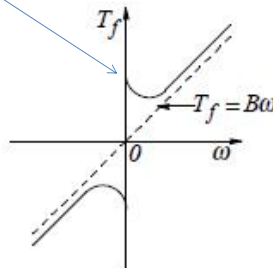
- Időközben a test által felvett teljesítmény: $p_M = J \cdot \alpha \cdot \omega$
- A test által felhalmozott mozgási (kinetikai) energia:

$$W_M = \int_0^t p_M(\tau) d\tau = J \cdot \int_0^t \omega \cdot \frac{d\omega}{d\tau} d\tau = J \int_0^\omega \omega d\omega = \frac{1}{2} J \omega^2$$

17

1.3. Súrlódási erő és nyomaték

- Ellenáll a hajtásnak.
- Különböző módon függ a sebességtől: nem függ (száraz súrlódás), arányos a sebességgel (nedves súrlódás), négyzetesen arányos a sebességgel (pl. légellenállás).
- Induláskor mindig nagyobb a súrlódási erő (nyomaték), mint utána.



18

1.4. Mechanikai illesztések

Legjobb a motor és a munkagép közvetlen csatolás (ha lehetséges).

Az illesztés szükséges ha:

- forgó motor egyenes vonalú mozgást végző munkagépet hajt
- a motor sokkal gyorsabb forgásra, de kisebb nyomatékra van tervezve, mint amit a mechanikai terhelés megkíván.
- a meghajtott tengely nem hozható egy vonalba a meghajtó tengellyel.

19

1.4.1. Forgó mozgás átalakítása egyenes vonalú mozgássá

- A vonal menti sebesség és a körsebesség viszonya:

$$v = r \cdot \omega_m$$

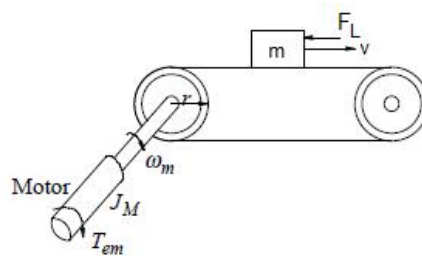
- Az m tömegű testre ható erő:

$$F = m \cdot \frac{dv}{dt} + F_L$$

- A motor ezt az erőt a következő nyomaték által hozza létre:

$$T = r \cdot F = r^2 \cdot m \cdot \frac{d\omega_m}{dt} + r \cdot F_L$$

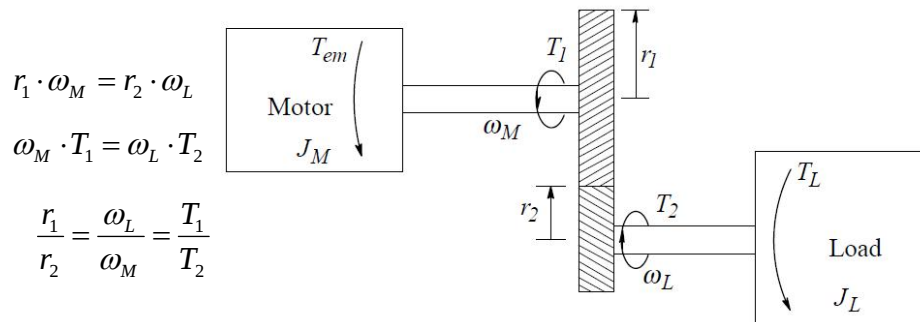
- A motor teljes nyomatéka: $T_{em} = J_M \cdot \frac{d\omega_m}{dt} + r^2 \cdot m \cdot \frac{d\omega_m}{dt} + r \cdot F_L$
- Hasonló módon számítható a motor nyomatéka más esetekre.



20

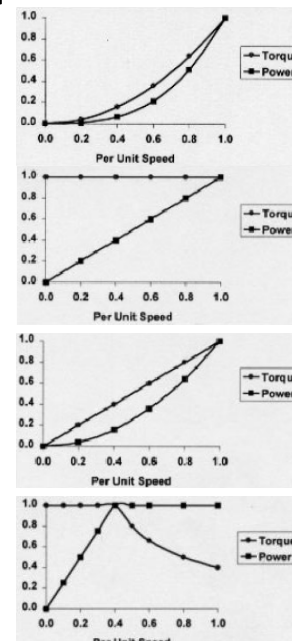
1.4.2. Áttételek modellezése

- A **villanymotorok** általában **nagy szögsebességet és kis nyomatékot adnak**, a terhelések viszont gyakran nagy nyomatékot igényelnek kis szögsebesség mellett.
- Az összehangolást megfelelő áttétellel tudjuk megkapni.



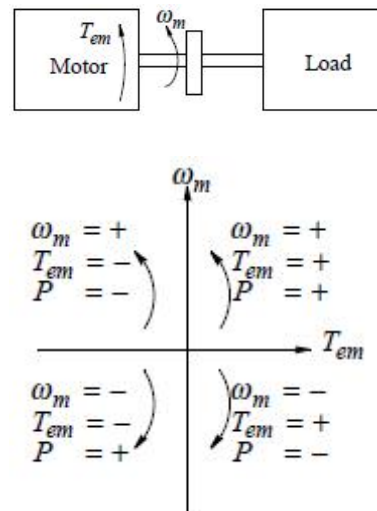
1.4.3. Terhelések típusai

1. A nyomaték négyzetesen függ a fordulatszámtól, a teljesítmény a harmadik hatvány szerint (pl. ventilátor).
2. A nyomaték nem függ a fordulatszámtól, a teljesítmény arányos a fordulatszámmal (pl. futószalag, lift, emelődaru).
3. A nyomaték arányos a fordulatszámmal, a teljesítmény viszont a fordulatszám négyzetével arányos (pl. légszivattyú).
4. A teljesítmény állandó, a nyomaték fordítottan arányos a fordulatszámmal (pl. tekercselő gép).



1.4.4. Üzemeltetési síknegyedek

- **Egynegyedes** hajtás: a motor csak egyik irányban hajt, nincs fékezés visszatáplálással.
- **Kétnegyedes** hajtás: a motor csak egy irányban hajt de lehetséges fékezés visszatáplálással (megfordul a nyomaték iránya).
- **Négynegyedes** hajtás: mindkét irányú hajtás és fékezés lehetséges, visszatáplálással.

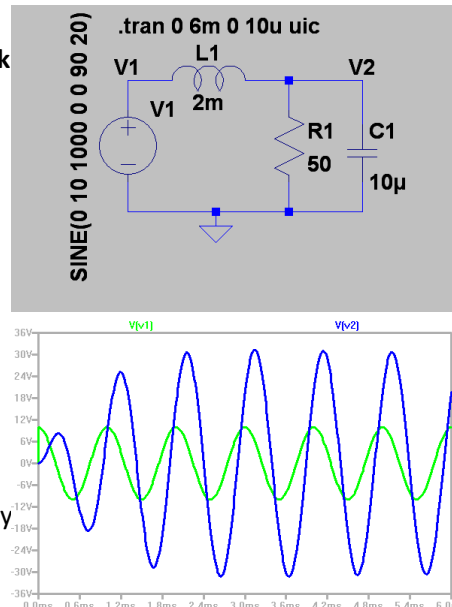


2. RÉSZ: VILLAMOS ÁRAMKÖRÖK ELEMZÉSE - EMLÉKEZTETŐ

- A villamos hajtásoknál az áramok és a feszültségek állandósult állapotban vagy konstans értékűek, vagy szinusz függvény szerint változnak időben (a viselkedés a forrás/források jellegétől függ).
- **DC hajtás:** a forrás(ok) feszültsége ill. árama állandó, így a bekapcsolást követő átmeneti jelenség lecsengése után minden mennyiség állandó. Az ilyen hajtások elemzéséhez a DC analízis módszereit alkalmazzuk.
- **AC hajtás:** a forrás(ok) feszültsége ill. árama szinuszos jellegű, így a bekapcsolást követő átmeneti jelenség lecsengése után minden mennyiség szinusz függvény szerint változik (ha az alkatrészek lineárisak). Az ilyen hajtások elemzéséhez az AC analízis módszereit alkalmazzuk.

2.1. Átmeneti jelenség és állandósult állapot szinuszos gerjesztés bekapcsolását követően - példa

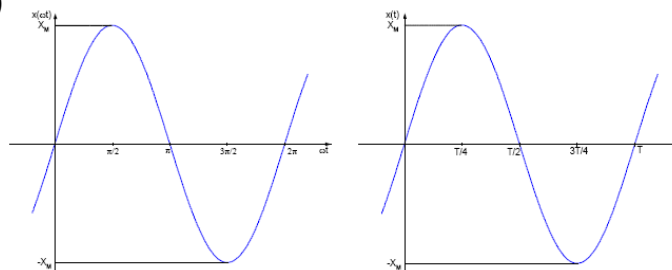
- Olyan áramköröket elemzünk, amelyekben a **gerjesztések szinuszosak**.
- Miután az esetleges **átmeneti jelenségek** a kezdeti tárolt energia ill. a források bekapcsolása miatt már **csillapodtak**, kialakul az állandósult állapot.
- Példa:
 - Egyszerű RLC áramkör, amelyben a $v_1(t) = 10 \cos(2\pi 1000t)$ [V] forrást a $t=0$ időpontba kapcsoljuk be.
 - A bekapcsolást követően átmeneti jelenség lép fel, a v_2 feszültség nem lesz azonnal szinuszos.
 - Kb. 2 [ms] alatt az átmeneti jelenség lecseng - beáll az állandósult állapot.
- Itt kizárólag az állandósult állapotot elemezzük!**
- Időnként szükség van a váltakozó áramú hálózatokban fellépő átmeneti jelenségek elemzésére is - pl. indítás vagy zárlat következtében fellépő áramok és feszültségek számítása - mi ezzel itt nem foglalkozunk.



2.2. Alapfogalmak a szinuszos mennyiségekkel kapcsolatban

- A váltakozó áramú áramkörben az összes feszültség és áram szinuszos jellegű. Az esetleges nemlineáris torzításokat mellőzzük (ezek fennállhatnak állandósult állapotban is).
- Egyszerűbb esetben** a szinuszos mennyiség így írható: $x(t) = X_m \cdot \sin \omega t$.
- A független változó lehet maga az **idő** (t) vagy az **idő és a körfrekvencia szorzata** (ωt , szög)

- Érvényes:
 $\omega \cdot T = 2 \cdot \pi$
 $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$
 $f = 1/T$.



- Ha több szinuszos jellel dolgozunk, nem elég tudni az **amplitúdót** és a **frekvenciát**, hanem az egyes jelek közötti **fázisviszonyokat** is ismerni kell.
- Ezért a szinuszos mennyiségek **általános alakja**:
 $x(t) = X_m \cdot \sin(\omega t + \vartheta)$.

26

2.2.1. A szinuszos mennyiségek ábrázolása komplex számokkal - alapok

- A váltakozó áramú áramkörök megoldása során a Kirchhoff egyenletekben **szinuszos mennyiségek algebrai összegei** szerepelnek.
- Az összegzés elvileg elvégezhető **trigonometriai transzformációk** alkalmazásával, de ez a munka hosszadalmas és nagyok a tévedési lehetőségek.
- Sokat egyszerűsödik a matematikai apparátus, ha a szinuszos mennyiségeket **komplex számokkal (fázorokkal)** helyettesítjük.

27

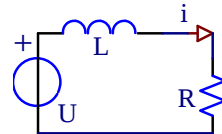
2.2.2. Az szinuszos mennyiségek ábrázolása komplex számokkal - példa - megoldás trigonometriai transzformációkkal

- Az RL soros kötést szinuszos feszültséggel gerjesztjük:

$$u(t) = U_m \cdot \cos(\omega \cdot t)$$

- Kirchhoff második törvénye szerint érvényes:

$$L \cdot \frac{di}{dt} + R \cdot i = U_m \cdot \cos \omega \cdot t.$$



- **Feltételezzük**, hogy az áram a következő alakú lesz: $i = I_M \cdot \cos(\omega \cdot t + \varphi)$.
- Ezt helyettesítve a differenciálegyenletbe, majd megoldva az I_M és φ változókra, **hosszadalmas számítás után**, a következő eredményt kapjuk:

$$I_M = \frac{U_M}{\sqrt{R^2 + \omega^2 \cdot L^2}}, \phi = -\arctg \frac{\omega \cdot L}{R}.$$

$$i(t) = \frac{U_M}{\sqrt{R^2 + \omega^2 \cdot L^2}} \cdot \cos \left[\omega \cdot t - \arctg \left(\frac{\omega \cdot L}{R} \right) \right].$$

- Bonyolultabb áramkörök elemzése ilyen módon reménytelen.

28

2.2.3 A szinuszos mennyiségek ábrázolása komplex számokkal - példa - a komplex számokkal való ábrázolás bevezetése

- Az **Euler-féle képlet**ből indulunk ki (a komplex szám exponenciális és trigonometrikus alakja közötti összefüggés):

$$e^{j\omega t} = \cos \omega \cdot t + j \cdot \sin \omega \cdot t.$$

- A **forrás feszültségét**, amely az idő valós függvénye, a következő komplex függvénnyel helyettesítjük (**a valós rész a tényleges gerjesztés**, a képzetes rész bizonyos értelemben felesleges):

$$U_M \cdot e^{j\omega t} = U_M \cdot (\cos \omega \cdot t + j \cdot \sin \omega \cdot t).$$

- Az **áramot hasonló alakban** tételezzük fel (de figyelembe vesszük, hogy lehet fáziskülönbség az áram és a feszültség között):

$$I_M \cdot [\cos(\omega \cdot t + \phi) + j \cdot \sin(\omega \cdot t + \phi)] = I_M \cdot e^{j(\omega t + \phi)}.$$

29

2.2.4. A szinuszos mennyiségek ábrázolása komplex számokkal - példa - a differenciál-egyenlet helyettesítése algebrai egyenlettel

- A differenciálegyenletbe az **időfüggvények helyett** a megfelelő **komplex függvényeket helyettesítjük** ($U_M \cdot e^{j\omega t}$, $I_M \cdot e^{j(\omega t + \phi)}$):

$$L \frac{d}{dt} [I_M \cdot e^{j(\omega t + \phi)}] + R \cdot I_M \cdot e^{j(\omega t + \phi)} = U_M \cdot e^{j\omega t}.$$

- A **deriválás** elvégzése **után** a következő egyenletet kapjuk:

$$j \cdot \omega \cdot L \cdot I_M \cdot e^{j(\omega t + \phi)} + R \cdot I_M \cdot e^{j(\omega t + \phi)} = U_M \cdot e^{j\omega t}.$$

- Ez már **algebrai egyenlet**. Ha ezt az egyenletet az $e^{j\omega t}$ tényezővel egyszerűsítjük, a következő komplex együtthatójú algebrai egyenletet kapjuk: $j \cdot \omega \cdot L \cdot I_M \cdot e^{j\phi} + R \cdot I_M \cdot e^{j\phi} = U_M$.

- Ennek megoldása:

$$I_M \cdot e^{j\phi} = \frac{U_M}{R + j \cdot \omega \cdot L} = \frac{U_M}{\sqrt{R^2 + \omega^2 \cdot L^2}} \cdot e^{-j \cdot \arctg\left(\frac{\omega \cdot L}{R}\right)}.$$

30

2.2.5. A szinuszos mennyiségek ábrázolása komplex számokkal - példa - a komplex megoldás elemzése

- A **tényleges megoldást** (az áramot mint az idő függvényét) úgy kapjuk, hogy a komplex megoldást beszorozzuk az $e^{j\omega t}$ tényezővel, majd elhagyjuk a képzetes részt:

$$i(t) = I_M \cdot \cos(\omega \cdot t + \phi) = \operatorname{Re} \left[\frac{U_M}{\sqrt{R^2 + \omega^2 \cdot L^2}} \cdot e^{-j \cdot \arctg\left(\frac{\omega \cdot L}{R}\right)} \cdot e^{j\omega t} \right],$$

$$i(t) = I_M \cdot \cos(\omega \cdot t + \phi) = \frac{U_M}{\sqrt{R^2 + \omega^2 \cdot L^2}} \cdot \cos\left(\omega t - \arctg \frac{\omega \cdot L}{R}\right).$$

- Ez **ugyanaz az eredmény**, amit korábban a trigonometrikus módszerrel kaptunk, de maga a **módszer sokkal ígéretesebb**, különösen bonyolultabb áramkörök elemzése esetén.
- Általános esetben** a szinuszos mennyiségek a következő alakban írhatók:

$$x(t) = X_M \cdot \cos(\omega \cdot t + \phi) = \operatorname{Re}[X_M e^{j(\omega t + \phi)}]$$
- Itt a lényeges információt az $X = X_M e^{j\phi}$ poláris koordináta rendszerben megadott komplex szám hordozza, amit **fázornak** nevezünk. A fázor amplitúdója egyenlő a szinuszos mennyiség amplitúdójával, a szöge viszont a szinuszos mennyiség fázisa a koszinusz függvényhez viszonyítva.
- A fázorokat nyomtatásban rendszerint vastag betűvel (**bold**) írjuk, kézírásban aláhúzást vagy fölé húzást alkalmazunk.

31

2.2.6. A szinuszos mennyiségek ábrázolása komplex számokkal - példa - megoldás fázorokkal

- Ha az analízis kezdetekor felírt differenciálegyenletet fázorokkal írjuk, a következő egyenletet kapjuk:

$$L \frac{d}{dt} (\underline{I} \cdot e^{j\omega t}) + R \cdot \underline{I} \cdot e^{j\omega t} = \underline{U} \cdot e^{j\omega t}, \text{ ahol: } I = I_M \angle \phi, U = U_M \angle 0^\circ.$$

- Miután elvégezzük a deriválást és az egyenlet mindkét oldalát elosztjuk az $e^{j\omega t}$ tényezővel, a következő fázoros (komplex) egyenletet kapjuk:

- Innen a keresett áram fázora: $j \cdot \omega \cdot L \cdot \underline{I} + R \cdot \underline{I} = \underline{U}.$

$$\underline{I} = \frac{\underline{U}}{R + j \cdot \omega \cdot L} = I_M \angle \phi = \frac{U_M}{\sqrt{R^2 + \omega^2 \cdot L^2}} \angle -\arctg\left(\frac{\omega L}{R}\right),$$

ami a korábbról ismert időfüggvényt adja:

$$i(t) = \frac{U_M}{\sqrt{R^2 + \omega^2 \cdot L^2}} \cdot \cos\left[\omega \cdot t - \arctg\left(\frac{\omega \cdot L}{R}\right)\right].$$

- A fázorokkal történő áramkör elemzést a **frekvencia tartományban** végzett elemzésnek is nevezzük. A módszer lényege, hogy a differenciálegyenlet(ek)et algebrai egyenletté/egyenletekké alakítjuk, ezzel megkönnyítjük a megoldást, majd a megoldásokat visszaalakítjuk időtartományba, így kapjuk meg az eredeti differenciálegyenlet(ek) megoldását.

32

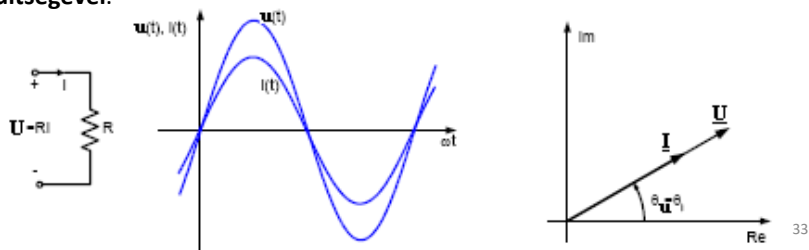
2.3.1. A passzív alkatrészek jellemzése a frekvenciatartományban - az ellenállás jellemzése

- Ha az R, L, C elemeket megfelelő módon jellemezzük a frekvencia tartományban, a differenciálegyenletek helyett közvetlenül felírhatjuk a megfelelő algebrai egyenleteket.
- Szükséges az egyes elem-típusokra felírni az áram- és feszültségfázorok közötti összefüggést.
- Ellenállásra** érvényes: $u(t)=R \cdot i(t)$. Ha $u(t)=U_M e^{j(\omega \cdot t + \theta_U)}$, $i(t)=I_M e^{j(\omega \cdot t + \theta_I)}$, akkor érvényes lesz a következő egyenlet:

$$U_M \cdot e^{j(\omega \cdot t + \theta_U)} = R \cdot I_M \cdot e^{j(\omega \cdot t + \theta_I)}$$

- Az **egyenlet fázoros alakja** a következő lesz: $\underline{U} = R \cdot \underline{I}$
- Mivel: $\underline{U} = U_M \cdot e^{j\theta_U} = U_M \angle \theta_U$, $\underline{I} = I_M \cdot e^{j\theta_I} = I_M \angle \theta_I$,

és R valós szám, következik, hogy $\theta_U = \theta_I$, tehát az **ellenállás árama fázisban van a feszültségével**.



2.3. 2. A passzív alkatrészek jellemzése a frekvenciatartományban - a tekercs jellemzése

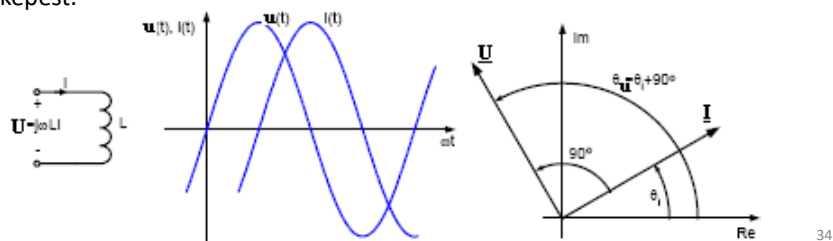
- Az **ideális induktív tekercsnél** az áram és a feszültség közötti összefüggés differenciálegyenlettel adott:

$$u(t) = L \cdot \frac{di(t)}{dt}$$

- Ezt **fázorok segítségével** a következő módon írhatjuk: $\underline{U} = j \cdot \omega \cdot L \cdot \underline{I}$

- Mivel: $j = 1 \cdot e^{j \cdot 90^\circ} = 1 \angle 90^\circ$,

következik, hogy $\theta_U = \theta_I + 90^\circ$, tehát a **tekercs feszültsége 90°-kal siet a tekercs áramához képest**, illetve a tekercs árama 90°-ot késik a tekercs feszültségéhez képest.



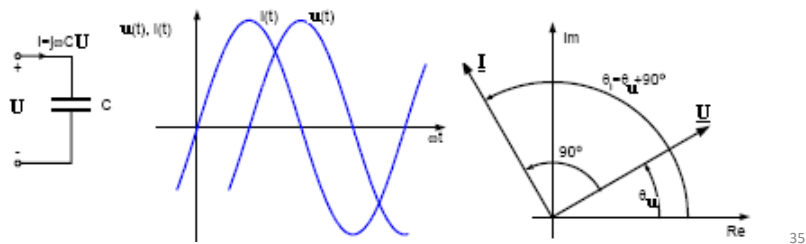
2.3.3. A passzív alkatrészek jellemzése a frekvenciatartományban - a kondenzátor jellemzése

- Az **ideális kondenzátornál** az áram és a feszültség közötti összefüggés differenciálegyenlettel adott:

$$i(t) = C \cdot \frac{du(t)}{dt}$$

- Ezt **fázorok segítségével** a következő módon írhatjuk: $\underline{I} = j \cdot \omega \cdot C \cdot \underline{U}$.
- Mivel: $j = 1 \cdot e^{j \cdot 90^\circ} = 1 \angle 90^\circ$,

következik, hogy $\theta_I = \theta_U + 90^\circ$, tehát a **kondenzátor árama 90° -kal siet a kondenzátor feszültségéhez képest**, illetve a kondenzátor feszültsége 90° -ot késik a kondenzátor áramához képest.



35

2.4.1. Ohm törvényének általánosítása: impedancia és admittancia - az impedancia fogalma

- Az egyenáramú áramkörökben az ellenállás feszültségének és áramának hányadosa az ellenállásérték (Ohm törvénye).
- A váltakozó áramú áramkörökben, ha a feszültségeket és áramokat fázorokkal (komplex számokkal) írjuk le, ezek hányadosai is komplex számok lesznek.

- Az adott alkatrésze **a feszültségfázor és az áramfázor hányadosa:**

$$\underline{Z} = \frac{\underline{U}}{\underline{I}}$$

- A $\underline{Z}$ komplex mennyiséget **impedanciának nevezzük**. Ennek a mennyiségnek hasonló szerepe van a váltakozó áramú hálózatokban, mint az ellenállásértéknek az egyenáramú hálózatokban. Az impedancia **mértékegysége** ugyanúgy Ω - ohm mint az ellenállásértéknél.
- Fontos: **az impedancia nem fázor** - annak ellenére, hogy frekvenciától függő komplex mennyiség - nem tartozik hozzá semmilyen szinuszos időfüggvény - nincs jelentése az időtartományban.

36

2.4.2. Ohm törvényének általánosítása: impedancia és admittancia - az impedancia tulajdonságai

- Az impedancia mint komplex szám írható **poláris alakban**:

$$\underline{Z} = \frac{V_M \angle \theta_U}{I_M \angle \theta_I} = \frac{V_M}{I_M} \angle (\theta_U - \theta_I) = Z \angle \theta_Z$$

- A **derékszögű koordináta rendszerben** ugyanez a mennyiség a valós rész és a képzetes rész összegeként fejezhető ki:

$$\underline{Z}(j\omega) = R(\omega) + jX(\omega)$$

- Az $R(\omega)$ elnevezése **rezisztancia**, az $X(\omega)$ elnevezése a **reaktancia**.
- A két írásmódban szereplő mennyiségek közötti összefüggések a következők:

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2}, \quad \theta_Z = \arctg \frac{X}{R},$$

$$R = Z \cdot \cos \theta_Z, \quad X = Z \cdot \sin \theta_Z.$$

37

2.4.3. Ohm törvényének általánosítása: impedancia és admittancia - az admittancia fogalma

- Egyes elemzéseknél az egyenáramú áramkörökben alkalmasabb volt a vezetőképességgel (az ellenállásérték reciprokával dolgozni).
- A váltakozó áramú áramkörökben az impedancia reciprokaként bevezették az admittanciát:

$$\underline{Y} = \frac{1}{\underline{Z}} = \frac{\underline{I}}{\underline{U}}.$$

- Az admittancia mértékegysége a S - siemens.
- Az admittancia is komplex mennyiség, tehát kifejezhető modulussal és szöggel (poláris alak):

$$\underline{Y} = \frac{I_M \angle \theta_I}{U_M \angle \theta_U} = \frac{I_M}{U_M} \angle (\theta_I - \theta_U) = Y \angle \theta_Y$$

- illetve a valós és a képzetes rész összegeként:

$$\underline{Y}(j\omega) = G(\omega) + jB(\omega)$$

- Az admittancia valós részét ($G(\omega)$) **konduktanciának** -, a képzetes részét ($B(\omega)$) **szuszeptanciának** nevezzük.

38

2.4.4. Ohm törvényének általánosítása: impedancia és admittancia - összefüggések az impedancia és az admittancia között

- Az impedancia és az admittancia valós és képzetes részei közötti összefüggéseket az alábbi egyenletből kapjuk:

$$G + jB = \frac{1}{R + jX} = \frac{R - jX}{R^2 + X^2}$$

- Innen:

$$G = \frac{R}{R^2 + X^2}, \quad B = \frac{-X}{R^2 + X^2}.$$

- A fordított összefüggések:

$$R = \frac{G}{G^2 + B^2}, \quad X = \frac{-B}{G^2 + B^2}.$$

- Fontos megjegyezni, hogy komplex impedancia esetén a konduktancia nem reciproka a rezisztanciának és a szuszceptancia nem reciproka a reaktanciának!

39

2.4.5. Ohm törvényének általánosítása: impedancia és admittancia - a három alapelem impedanciája és admittanciája

Alapelem	Impedancia ($\underline{Z}$)	Admittancia ($\underline{Y}$)
Ellenállás (R)	$\underline{Z}_R = R$	$\underline{Y}_R = G = 1/R$
Tekercs (L)	$\underline{Z}_L = j\omega L$	$\underline{Y}_L = 1/j\omega L = -j/\omega L$
Kondenzátor (C)	$\underline{Z}_C = 1/j\omega C = -j/\omega C$	$\underline{Y}_C = j\omega C$

40

2.5.1 Teljesítmény számítása a váltakozó áramú hálózatokban - a pillanatnyi teljesítmény

- A váltakozó áramú hálózat bizonyos elemén a feszültség és az áram szinuszos jellegűek, megfelelő amplitúdóval és fázissal: fázorokkal kifejezve: $\underline{U} = U_M e^{j\theta_U} = U_M \angle \theta_U$, $\underline{I} = I_M e^{j\theta_I} = I_M \angle \theta_I$. időfüggvényekkel: $u(t) = U_M \cos(\omega t + \theta_U)$, $i(t) = I_M \cos(\omega t + \theta_I)$.
- A pillanatnyi teljesítmény az áram és a feszültség pillanatnyi értékének szorzata:

$$p(t) = u(t) \cdot i(t) = U_M \cos(\omega t + \theta_U) \cdot I_M \cos(\omega t + \theta_I).$$
- Nem okoz lényegi változást, ha a feszültség kezdőfázisát nullának vesszük, az áram kezdőfázisát pedig $-\phi$ -nek. Ez esetben:

$$p(t) = U_M \cos \omega t \cdot I_M \cos(\omega t - \phi).$$
- Alkalmazzuk a következő trigonometriai átalakítást:

$$\cos(\omega t - \phi) = \cos \omega t \cdot \cos \phi + \sin \omega t \sin \phi.$$
- Így a teljesítmény képlete:

$$p(t) = U_M \cdot I_M \cdot \cos \phi \cdot \cos^2 \omega t + U_M \cdot I_M \cdot \sin \phi \cdot \sin \omega t \cdot \cos \omega t$$

41

2.5.2. Teljesítmény számítása a váltakozó áramú hálózatokban - az aktív teljesítmény

- Az előző diakockán kapott kifejezést tovább alakíthatjuk a következő trigonometriai azonosságok figyelembevételével:

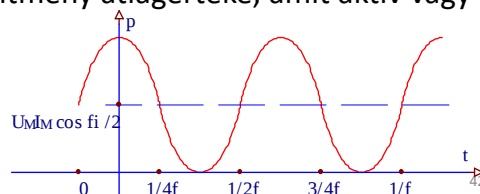
$$\cos^2 \alpha = \frac{1}{2}(1 + \cos 2\alpha) \quad \text{és} \quad \sin \alpha \cos \alpha = \frac{1}{2} \sin 2\alpha$$

- Így a pillanatnyi teljesítményre a következő kifejezést kapjuk:

$$p(t) = \frac{1}{2} \cdot U_M \cdot I_M \cdot \cos \phi \cdot (1 + \cos 2\omega t) + \frac{1}{2} \cdot U_M \cdot I_M \cdot \sin \phi \cdot \sin 2\omega t.$$

- Az első tag egy pozitív konstansból és körülötte oszcilláló szinuszos mennyiségből áll.
- A pozitív konstans a teljesítmény átlagértéke, amit aktív vagy hatásos teljesítménynek nevezünk:

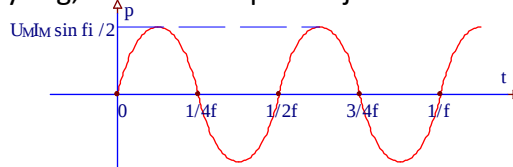
$$P = \frac{1}{2} \cdot U_M \cdot I_M \cos \phi.$$



2.5.3. Teljesítmény számítása a váltakozó áramú hálózatokban - a meddőteljesítmény definiálása

- Az egyenáramú hálózatokban csak egyfajta teljesítményről volt szó - ennek a váltakozó áramú hálózatokban az aktív teljesítmény felel meg.
- A váltakozó áramú hálózatok jellemzésekor az aktív teljesítmény mellett a meddőteljesítmény is használatos.
- Az előző diakockán levezetett teljesítményképlet második tagja egy 2ω frekvenciájú váltakozó mennyiség, ennek az amplitúdóját nevezzük **meddőteljesítménynek**:

$$Q = \frac{1}{2} \cdot U_M \cdot I_M \cdot \sin \phi$$



- A 2ω frekvenciájú váltakozó mennyiség középvértéke ugyan nulla, de bizonyos valós energiaáramlást ír le a hálózat két része között, az energiaáramlás iránya 2ω frekvenciával váltakozik.
- A meddőteljesítmény **többlet terhelést** jelent az átviteli vonalnak, jelforrásnak, generátornak stb., ezért általában **károsnak** tekintjük, illetve igyekszünk megszüntetni (meddőteljesítmény kompenzálás).

2.5.4. Teljesítmény számítása a váltakozó áramú hálózatokban - az ellenállás által felvett teljesítmény, effektív feszültség és áram fogalma

- Ha **ellenállást táplálunk** szinuszos árammal/feszültséggel, mivel az áram és a feszültség között **nincs fáziskülönbség**, a teljesítmény átlagértéke:

$$P = \frac{U_M \cdot I_M}{2} \cos 0 = \frac{U_M \cdot I_M}{2}.$$

- Mivel a az ellenállásra érvényes: $U_M = R \cdot I_M$,

$$P = \frac{R \cdot I_M^2}{2} = \frac{U_M^2}{2 \cdot R}.$$

- Ugyanezt az ellenállást egyenárammal/egyenfeszültséggel táplálva akkor kapunk azonos teljesítményt, ha az egyenáram egyenlő a váltakozó áram úgynevezett **effektív** értékével illetve az egyenfeszültség egyenlő a váltakozó feszültség effektív értékével.

2.5.5. Teljesítmény számítása a váltakozó áramú hálózatokban - az ellenállás által felvett teljesítmény, effektív feszültség és áram számítása

- A két esetre kiegyenlítve a teljesítményt a következő összefüggéseket kapjuk:

$$P = \frac{R \cdot I_M^2}{2} = R \cdot I_{eff}^2 \Rightarrow I_{eff} = \frac{I_M}{\sqrt{2}},$$

$$P = \frac{U_M^2}{2 \cdot R} = \frac{U_{eff}^2}{R} \Rightarrow U_{eff} = \frac{U_M}{\sqrt{2}}.$$

- Tehát, a szinuszos áram ill. a feszültség effektív értékét úgy kapjuk, hogy a megfelelő szinuszos mennyiség amplitúdóját elosztjuk kettő négyzetgyökével (csak szinusz esetén!).
- A csúcértéknél az M vagy m index következetesen használatos, az effektív értéket viszont leginkább index nélkül írjuk (U , I).
- A **fázorokkal végzett számításoknál** gyakran a **fázor amplitúdóját** nem a szinuszos mennyiség amplitúdójával, hanem **effektív értékkel egyenlítjük ki**.

45

2.5.6. Teljesítmény számítása a váltakozó áramú hálózatokban - a tekercs és a kondenzátor által felvett teljesítmény

- Mivel az ideális tekercsnél $\varphi=90^\circ$, a tekercs aktív teljesítménye:

$$P_L = \frac{1}{2} \cdot U_M \cdot I_M \cos \phi = 0.$$

- A tekercs meddőteljesítménye:

$$Q_L = \frac{1}{2} \cdot U_M \cdot I_M \sin \phi = \frac{1}{2} \cdot U_M \cdot I_M = UI = \omega LI^2 = \frac{U^2}{\omega L}.$$

- Az ideális kondenzátornál $\varphi=-90^\circ$, így a kondenzátor aktív teljesítménye:

$$P_C = \frac{1}{2} \cdot U_M \cdot I_M \cos \phi = 0.$$

- A kondenzátor meddőteljesítménye:

$$Q_C = \frac{1}{2} \cdot U_M \cdot I_M \sin \phi = -\frac{1}{2} \cdot U_M \cdot I_M = -UI = -\omega CU^2 = -\frac{I^2}{\omega C}.$$

46

2.6.1 Kirchhoff törvényei a váltakozó áramú hálózatokban - az első törvény

- Az egy csomópontban találkozó áramok összegére Kirchhoff első törvénye akkor is érvényes, ha nem egyenáramokról van szó, hanem bármilyen időfüggvényekről:

$$\sum_{j=1}^N i_j(t) = 0$$

- Egyszerűperiódikus váltakozó áramok esetén:

$$\sum_{j=1}^N I_{Mj} \cos(\omega t + \phi_j) = 0.$$

- Ha a szinuszos mennyiségeket fázorokká alakítjuk:

$$\sum_{j=1}^N \underline{I}_j = 0.$$

- Tehát: az adott csomópontban találkozó áramok fázorainak algebrai összege nulla értékű.

47

2.6.2. Kirchhoff törvényei a váltakozó áramú hálózatokban - a második törvény

- Az egy hurok mentén jelentkező feszültségek összegére Kirchhoff második törvénye akkor is érvényes, ha nem egyenfeszültségekről van szó, hanem bármilyen időfüggvényekről:

$$\sum_{j=1}^N U_j(t) = 0.$$

- Egyszerűperiódikus váltakozó feszültségek esetén:

$$\sum_{j=1}^N U_{Mj} \cos(\omega t + \phi_j) = 0.$$

- Ha a szinuszos mennyiségeket fázorokká alakítjuk:

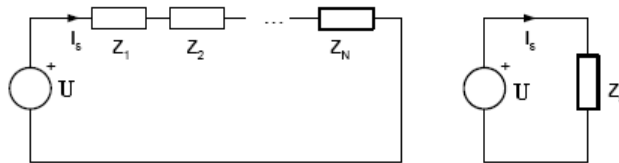
$$\sum_{j=1}^N \underline{U}_j = 0.$$

- Tehát: az adott hurok mentén jelentkező feszültségek fázorainak algebrai összege nulla értékű.

48

2.7.1. Impedancia transzformációk a váltakozó áramú hálózatokban - impedanciák soros kötése

- Az egyenáramú hálózatokban jelentkező ellenállások soros kötéséhez hasonlóan a váltakozó áramú hálózatokban is jelentkezhetnek sorosan kötött impedanciák:



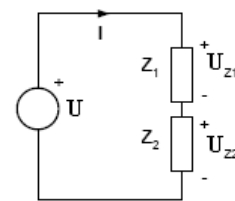
- Az impedanciák soros kötése, Kirchhoff második törvénye alapján, egyetlen eredő impedanciával helyettesíthető

$$Z_s = Z_1 + Z_2 + \dots + Z_N.$$

49

2.7.2. Impedancia transzformációk a váltakozó áramú hálózatokban - feszültségosztó két impedanciával

- Az impedanciák soros kötésének különleges esete a mindössze két impedancia soros kötése, amit gyakran feszültségosztóként használunk.
- Az impedanciák a forrás feszültségét az impedancia értékek arányában osztják meg:



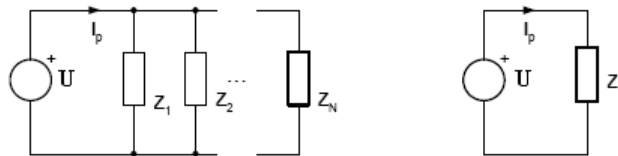
$$\underline{U}_{Z1} = \frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2} \cdot \underline{U},$$

$$\underline{U}_{Z2} = \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2} \cdot \underline{U}.$$

50

2.7.3. Impedancia transzformációk a váltakozó áramú hálózatokban - impedanciák párhuzamos kötése

- Az egyenáramú hálózatokban jelentkező ellenállások párhuzamos kötéséhez hasonlóan a váltakozó áramú hálózatokban is jelentkezhetnek párhuzamosan kötött impedanciák:

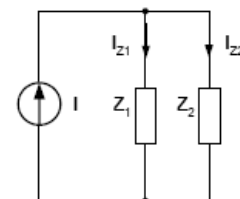


- Az impedanciák párhuzamos kötése, Kirchhoff első törvénye alapján, egyetlen eredő impedanciával helyettesíthető:

$$Y_P = Y_1 + Y_2 + \dots + Y_N, \text{ illetve: } \frac{1}{Z_p} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \dots + \frac{1}{Z_N}$$

2.7.4. Impedancia transzformációk a váltakozó áramú hálózatokban - áramosztó két impedanciával

- Az impedanciák párhuzamos kötésének különleges esete a mindössze két impedancia párhuzamos kötése, amit gyakran áramosztóként használunk.



- Az impedanciák a forrás áramát az admittancia értékek arányában osztják meg:

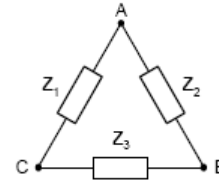
$$I_{Z1} = \frac{Y_1}{Y_1 + Y_2} \cdot I = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \cdot I,$$

$$I_{Z2} = \frac{Y_2}{Y_1 + Y_2} \cdot I = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} \cdot I.$$

2.7.5. Impedancia transzformációk a váltakozó áramú hálózatokban - csillag-háromszög átalakítások

- A lenti csillagkapcsolás akkor ekvivalens a fenti háromszöghálózattal, ha érvényesek a következő összefüggések:

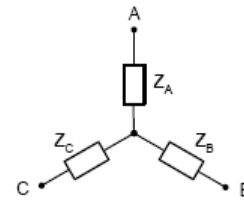
$$Z_A = \frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2 + Z_3}, \quad Z_B = \frac{Z_2 \cdot Z_3}{Z_1 + Z_2 + Z_3}, \quad Z_C = \frac{Z_3 \cdot Z_1}{Z_1 + Z_2 + Z_3}.$$



- A fenti háromszöghálózathoz akkor ekvivalens a lenti csillagkapcsolás, ha érvényesek a következő összefüggések:

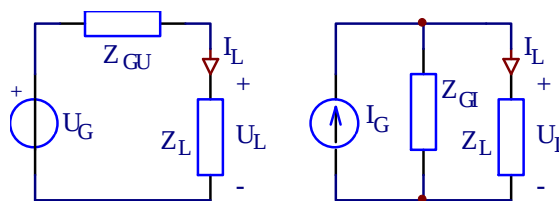
$$Z_1 = \frac{Z_A \cdot Z_B + Z_B \cdot Z_C + Z_C \cdot Z_A}{Z_B},$$

$$Z_2 = \frac{Z_A \cdot Z_B + Z_B \cdot Z_C + Z_C \cdot Z_A}{Z_C}, \quad Z_3 = \frac{Z_A \cdot Z_B + Z_B \cdot Z_C + Z_C \cdot Z_A}{Z_A}.$$



2.7.6. Impedancia transzformációk a váltakozó áramú hálózatokban - valós források átalakítása

- A váltakozó áramú áramkörök elemzésénél is gyakran szükség mutatkozik a források átalakítására.



- A **valós feszültségforrás** (ideális feszültségforrás és impedancia soros kötése) **átalakítható valós áramforrássá** (ideális áramforrás és impedancia párhuzamos kötése) és viszont, úgy, hogy az áramkör többi részében ne változzon meg semmi (ekvivalens átalakítás).
- A **két forrás akkor ekvivalens**, ha ugyanazt az áramot hozzák létre a tetszőlegesen megválasztott Z_L impedancián:

$$I_L = \frac{U_G}{Z_{GU} + Z_L} = \frac{Z_{GI} \cdot I_G}{Z_{GI} + Z_L}.$$

- Tehát, teljesülniük kell a következő feltételeknek:

$$U_G = Z_{GI} \cdot I_G, \quad Z_{GU} = Z_{GI}.$$

54

2.8.1. A csomóponti potenciálok módszere a váltakozó áramú hálózatokban - az egyenletek felírása

- Váltakozó áramú hálózatoknál a csomóponti potenciálokra vonatkozó egyenletrendszer a következő formában írható:

$$\underline{Y}_{11} \cdot \underline{V}_1 + \underline{Y}_{12} \cdot \underline{V}_2 + \dots + \underline{Y}_{1(N-1)} \underline{V}_{(N-1)} = \underline{I}_1$$

$$\underline{Y}_{21} \cdot \underline{V}_1 + \underline{Y}_{22} \cdot \underline{V}_2 + \dots + \underline{Y}_{2(N-1)} \underline{V}_{(N-1)} = \underline{I}_2$$

...

$$\underline{Y}_{(N-1)1} \cdot \underline{V}_1 + \underline{Y}_{(N-1)2} \cdot \underline{V}_2 + \dots + \underline{Y}_{(N-1)(N-1)} \underline{V}_{(N-1)} = \underline{I}_{(N-1)}$$

Ezekben az egyenletekben:

$\underline{V}_j$ - a j csomópont potenciáljának fázora (a referens csomópontához képest mért feszültség). A referens csomópontra nem írunk egyenletet.

$\underline{Y}_{jj}$ - a j csomópontához kötött ágak admittanciáinak összege,

$\underline{Y}_{jk}$ - a j és a k csomópontok közötti ágak admittanciáinak összege, negatív előjellel.

$\underline{I}_j$ - a j csomópontba kötött ideális áramforrások áram fázorainak összege + a csomópontához kötött ágakban levő ideális feszültségforrások feszültség fázorai megszorozva az adott ág admittanciájával.

2.8.2. A csomóponti potenciálok módszere a váltakozó áramú hálózatokban - példa

- Elemezzük az ábrán megadott hálózatot csomóponti potenciálok módszerével!

Adott: $\underline{U}_{S1} = (2+j3)[V]$, $\underline{U}_{S2} = (2-j3)[V]$, $\underline{I}_{S1} = (1-j)[A]$, $\underline{I}_{S2} = (-1+j)[A]$, $\underline{Z}_1 = (1+j)[\Omega]$, $\underline{Z}_2 = (2-j)[\Omega]$. Határozzuk meg a feszültségforrások és az impedanciák áramait!

- Ha a két feszültségforrás találkozási pontját vesszük a referens csomópontnak, egyetlen egyenlet írható:

$$\underline{V}_1 \cdot \left(\frac{1}{\underline{Z}_1} + \frac{1}{\underline{Z}_2} \right) - \underline{U}_{S1} \cdot \frac{1}{\underline{Z}_1} + \underline{U}_{S2} \cdot \frac{1}{\underline{Z}_2} = -\underline{I}_{S2},$$

$$\Rightarrow \underline{V}_1 \cdot (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2) - \underline{U}_{S1} \cdot \underline{Z}_2 + \underline{U}_{S2} \cdot \underline{Z}_1 = -\underline{I}_{S2} \cdot \underline{Z}_1 \cdot \underline{Z}_2.$$

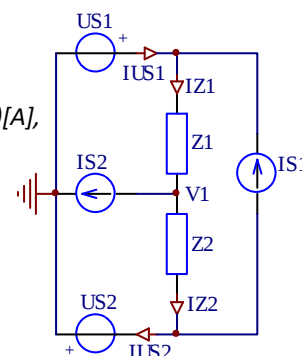
- Kifejezzük $\underline{V}_1$ -et és behelyettesítjük a számértékeket:

$$\underline{V}_1 = \frac{\underline{U}_{S1} \cdot \underline{Z}_2 - \underline{U}_{S2} \cdot \underline{Z}_1 - \underline{I}_{S2} \cdot \underline{Z}_1 \cdot \underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2} =$$

$$= \frac{(2+j3)(2-j) - (2-j3)(1+j) - (-1+j)(1+j)(2-j)}{(1+j)(2-j)} = (2+j)[V]$$

- Az áramok a következő módon számíthatók:

$$\underline{I}_{Z1} = \frac{\underline{U}_{S1} - \underline{V}_1}{\underline{Z}_1} = (-1+j)[A], \quad \underline{I}_{Z2} = \frac{\underline{V}_1 + \underline{U}_{S2}}{\underline{Z}_2} = 2[A], \quad \underline{I}_{US1} = \underline{I}_{Z1} - \underline{I}_{S1} = -2[A], \quad \underline{I}_{US2} = \underline{I}_{Z2} - \underline{I}_{S1} = (1+j)[A]$$



2.9.1. A hurokáramok módszere a váltakozó áramú hálózatokban - az egyenletek felírása

- Az egyenletrendszer szabályos alakja a következő:

$$\underline{Z}_{11} \cdot \underline{I}_1 + \underline{Z}_{12} \cdot \underline{I}_2 + \dots + \underline{Z}_{1n} \underline{I}_n = \underline{U}_{11}$$

$$\underline{Z}_{21} \cdot \underline{I}_1 + \underline{Z}_{22} \cdot \underline{I}_2 + \dots + \underline{Z}_{2n} \underline{I}_n = \underline{U}_{22}$$

...

$$\underline{Z}_{n1} \cdot \underline{I}_1 + \underline{Z}_{n2} \cdot \underline{I}_2 + \dots + \underline{Z}_{nn} \underline{I}_n = \underline{U}_{nn}$$

Ezekben az egyenletekben:

$\underline{I}_j$ - a j hurok árama ($1 \leq j \leq n$),

$\underline{Z}_{jj}$ - a j hurok mentén található impedancia értékek összege,

$\underline{Z}_{jk}$ - a j és a k hurok közös ágaiban levő impedancia értékek összege, pozitív előjellel, ha a hurok körülfolyásának iránya az adott ágakban azonos és negatív előjellel, ha a hurok iránya ellentétes.

$\underline{U}_{jj}$ - a j hurok körülfolyásakor talált feszültségforrások feszültség fázorainak algebrai összege. Az összeg képzésekor az adott fázor pozitív előjellel szerepel, ha a hurok iránya megegyezik a feszültség referens irányával (a forrás - végén megyünk be), ellenkező esetben negatív előjelet írunk.⁵⁷

2.9.2. A hurokáramok módszere a váltakozó áramú hálózatokban - példa

- Elemezzük az ábrán megadott hálózatot hurokáramok módszerével! Adott: $\underline{U}_{S1} = (2 + j3)[V]$, $\underline{U}_{S2} = (2 - j3)[V]$, $\underline{I}_{S1} = (1 - j)[A]$, $\underline{I}_{S2} = (-1 + j)[A]$, $\underline{Z}_1 = (1 + j)[\Omega]$, $\underline{Z}_2 = (2 - j)[\Omega]$. Határozzuk meg a fesz. források és az imp. áramait!

- Tekintettel arra, hogy a három hurokáram közül kettő megegyezik egy-egy ideális áramforrás áramával, egyetlen egyenlet írható:

$$\underline{I}_1(\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2) + \underline{I}_2 \underline{Z}_2 - \underline{I}_3 \underline{Z}_1 = \underline{U}_{S2} - \underline{U}_{S1},$$

$$\underline{I}_2 = \underline{I}_{S2}, \quad \underline{I}_3 = \underline{I}_{S1}.$$

- Kifejezve $\underline{I}_1$ -et:

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{Z}_1 \cdot \underline{I}_3 - \underline{Z}_2 \cdot \underline{I}_2 + \underline{U}_{S2} - \underline{U}_{S1}}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2} = \frac{\underline{Z}_1 \cdot \underline{I}_{S1} - \underline{Z}_2 \cdot \underline{I}_{S2} + \underline{U}_{S2} - \underline{U}_{S1}}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2}$$

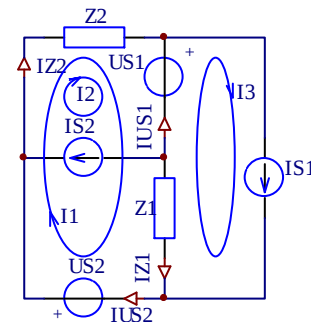
- Behelyettesítve a megadott értékeket: $\underline{I}_1 = (1 - j3)[A]$.

$$\underline{I}_{Z1} = \underline{I}_1 - \underline{I}_3 = \underline{I}_1 - \underline{I}_{S1} = 1 - j3 - (1 - j) = -j2[A],$$

$$\underline{I}_{Z2} = \underline{I}_1 + \underline{I}_2 = \underline{I}_1 + \underline{I}_{S2} = 1 - j3 + (-1 + j) = -j2[A],$$

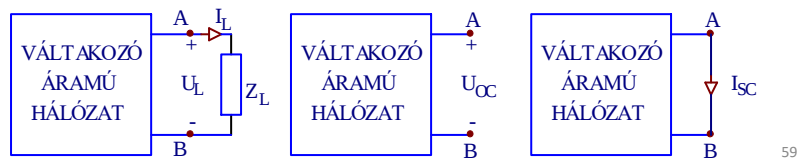
$$\underline{I}_{US1} = \underline{I}_3 - \underline{I}_1 - \underline{I}_2 = \underline{I}_{S1} - \underline{I}_1 - \underline{I}_{S2} = 1 - j - (1 - j3 - (-1 + j)) = (1 + j)[A],$$

$$\underline{I}_{US2} = \underline{I}_1 = (1 - j3)[A].$$



2.10.1. Thèvenin és Norton tétel a váltakozó áramú hálózatokban

- A Thèvenin- ill. a Norton tétel szerint bármely áramkör, két csomópont között szemlélve, helyettesíthető egyetlen valós forrással (ideális forrás + impedancia).
- A váltakozó áramú hálózatoknál a helyettesítő forrás elemeinek meghatározásához szükséges az üresjáratú feszültségfázor ($\underline{U}_{OC}$) és a rövidzárási áramfázor ($\underline{I}_{SC}$) kiszámítása ill. mérése.
- A Thèvenin féle feszültségforrás elemei: $\underline{U}_T = \underline{U}_{OC}$, $\underline{Z}_T = \underline{U}_{OC} / \underline{I}_{SC}$.
- A Norton-féle áramforrás elemei: $\underline{I}_N = \underline{I}_{SC}$, $\underline{Z}_N = \underline{U}_{OC} / \underline{I}_{SC}$.
- $\underline{Z}_T = \underline{Z}_N$ meghatározható az A és a B pontok közötti **eredő impedancia** kiszámításával is. Ennél a számításnál az áramkörben levő ideális feszültséggenerátorokat rövidzárral-, az áramforrásokat szakadással helyettesítjük.

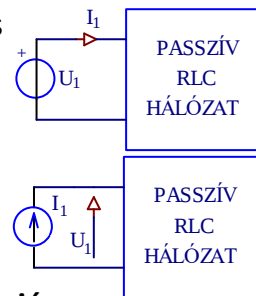


59

2.11.1. Kétpólusok és négy-pólusok - kétpólusok jellemzése

- Bármely passzív RLC áramkör (nincsenek benne források), két csomópont között szemlélve, helyettesíthető egy impedanciával vagy admittanciával.
- Az impedancia ill. admittancia számításához ill. méréséhez a hálózatot ideális feszültségforrással vagy ideális áramforrással gerjesztjük.
- Az ábra szerinti kapcsolásokban:

$$\underline{Z}_{in} = \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_1} \quad \text{vagy} \quad \underline{Y}_{in} = \frac{\underline{I}_1}{\underline{U}_1}.$$
- $\underline{Z}_{in}$ az áramkör bemenő impedanciája,
- $\underline{Y}_{in}$ a bemenő admittancia.
- A helyettesítés természetesen csak **egy frekvenciára érvényes**, más frekvencián más értéket kapunk.
- Szükség szerint meghatározhatjuk az impedancia (admittancia) teljes frekvenciafüggését. Az így kapott komplex függvényt az impedancia (admittancia) **frekvenciamenetének** nevezzük.



60

2.11.2. Kétpólusok és négypólusok - négypólusok jellemzése - gerjesztés áramforrással

- Az áramkört akkor tekintjük négypólusnak, ha négy csomópont (pólusra) nézve vizsgáljuk a viselkedését.
- Az egyik póluspárt bemenetként használjuk, ide feszültség- vagy áramforrást kötünk.
- A másik póluspárt kimenetnek tekintjük, ide megfelelő terhelő impedanciát kötünk.
- Ha a gerjesztés váltakozó áramú áramforrás, a négypólus a következő paraméterekkel jellemezhető:

- bemeneti impedancia: $\underline{Z}_{in} = \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_1}$,
- átviteli impedancia: $\underline{Z}_{12} = \frac{\underline{U}_2}{\underline{I}_1}$,
- áramerősítés: $\underline{A}_i = \frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1}$.



61

2.11.3. Kétpólusok és négypólusok - négypólusok jellemzése - gerjesztés feszültségforrással

- Ha a gerjesztés váltakozó áramú feszültségforrás, a négypólus a következő paraméterekkel jellemezhető:

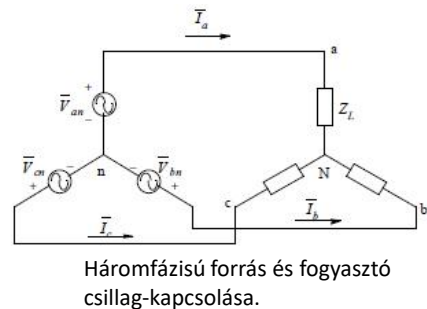
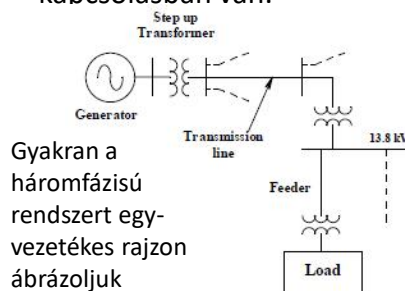
- bemeneti admittancia: $\underline{Y}_{in} = \frac{\underline{I}_1}{\underline{U}_1}$,
- átviteli admittancia: $\underline{Y}_{12} = \frac{\underline{I}_2}{\underline{U}_1}$,
- feszültségerősítés: $\underline{A}_v = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1}$.



62

2.12.1. Háromfázisú hálózatok

- A váltakozó áram előállítása, átvitele és felhasználása során gyakran **nem egy** szinuszos feszültséggel dolgozunk, **hanem hárommal**.
- Ezek a feszültségek, egymáshoz képest, időben el vannak tolva, a periódus egyharmadával.
- Az ilyen elrendezésnek előnyei:
 - háromszor nagyobb teljesítményt lehet átvinni, ill. felhasználni,
 - a forgó mágneses tér létrehozása egyszerű.
- A háromfázisú forrás és fogyasztó vagy csillag- vagy háromszög kapcsolásban van.



63

2.12.2. Háromfázisú hálózatok –

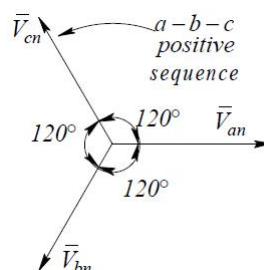
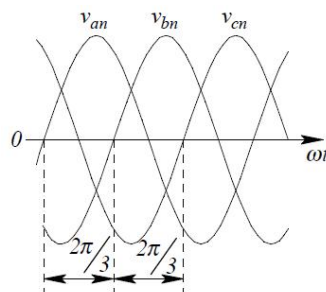
a feszültségek ábrázolása idődiagramokkal és fázorokkal

- A három feszültség időfüggvénye a háromfázisú rendszerben:

$$v_{an}(t) = \hat{V}_s \cos \omega t, \quad v_{bn}(t) = \hat{V}_s \cos(\omega t - 2\pi/3), \quad v_{cn}(t) = \hat{V}_s \cos(\omega t - 4\pi/3)$$
- A megfelelő fázorok:

$$\bar{V}_{an} = \hat{V}_s \angle 0^\circ, \quad \bar{V}_{bn} = \hat{V}_s \angle -120^\circ \quad \text{és} \quad \bar{V}_{cn} = \hat{V}_s \angle -240^\circ$$
- Érvényes:

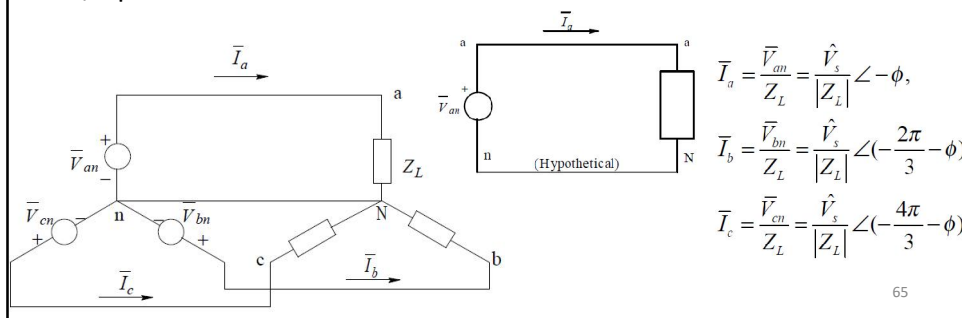
$$\bar{V}_{an} + \bar{V}_{bn} + \bar{V}_{cn} = 0 \quad \text{és} \quad v_{an}(t) + v_{bn}(t) + v_{cn}(t) = 0$$



64

2.12.2. Háromfázisú hálózatok – elemzés egyfázisú modell segítségével

- Szimmetrikus háromfázisú források és fogyasztók esetén a források és a fogyasztók csillagpontja ugyanazon a potenciálon van (bal oldali ábra).
- Nem változnak az áramok, ha összekötjük az n és N pontokat.
- Elegendő a forrás és a fogyasztó egy fázisából álló egyfázisú modellt (jobb oldali ábra) elemezni.
- A két maradék rész megoldása azonos, csak az ottani áramok $1/3$, ill. $2/3$ periódussal késnek.



2.12.3. Vonalfeszültségek fogalma

- A fázisfeszültségek különbségét vonalfeszültségeknek nevezzük:

$$\vec{V}_{ab} = \vec{V}_{an} - \vec{V}_{bn}, \quad \vec{V}_{bc} = \vec{V}_{bn} - \vec{V}_{cn} \quad \text{és} \quad \vec{V}_{ca} = \vec{V}_{cn} - \vec{V}_{an}$$

- Ezek értékei a következők:

$$\vec{V}_{ab} = \sqrt{3} \hat{V}_s \angle \frac{\pi}{6}$$

$$\vec{V}_{bc} = \sqrt{3} \hat{V}_s \angle \left(\frac{\pi}{6} - \frac{2\pi}{3} \right) = \sqrt{3} \hat{V}_s \angle -\frac{\pi}{2}$$

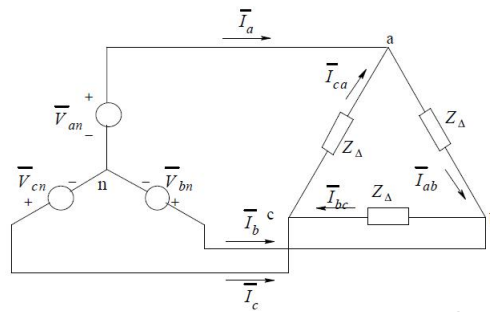
$$\vec{V}_{ca} = \sqrt{3} \hat{V}_s \angle \left(\frac{\pi}{6} - \frac{4\pi}{3} \right) = \sqrt{3} \hat{V}_s \angle -\frac{7\pi}{6}$$

- Tehát, a vonalfeszültségek $\sqrt{3}$ -szor nagyobbak a fázisfeszültségeknél: $230 \cdot \sqrt{3} \text{ V} \approx 400 \text{ V}$.

2.12.4. Háromszög (Δ) kapcsolású fogyasztó

- Egyes váltakozó áramú motorok tekercseit nem csillagba kötik (Y), hanem háromszögbe (Δ).
- Ahhoz, hogy alkalmazni lehessen az egy fázisra való visszavezetést, el kell végezni a háromszög-csillag átalakítást.
- Az így kapott fogyasztó impedanciái:

$$Z_y = \frac{Z_{\Delta}}{3}$$



67

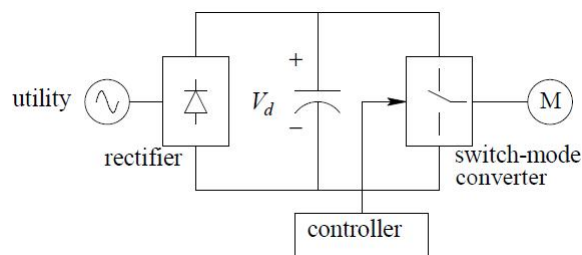
3. RÉSZ: KAPCSOLÓÜZEMŰ ÁTALAKÍTÓK - EMLÉKEZTETŐ

- A hajtások megvalósításakor a vezérlőjelnek megfelelő feszültségeket és áramokat kell létrehozni.
- Fontos a jó hatásfok – ezt kapcsolóüzemű átalakítókkal lehet elérni.
- A továbbiakban a megfelelő átalakító topológiákat és a vezérlési módszereket tekintjük át.

68

3.1. Az átalakítók általános tömbvázlata

- Leggyakrabban az elsődleges energiaforrás a városi- ill. az ipari energetikai hálózat (egy fázis, három fázis).
- Rendszerint két lépésben történik az energiaátalakítás: közönséges (diódás) egyenirányító + kapcsolóüzemű átalakító.



69

3.2. Az egyenirányítók tulajdonságai

- A közönséges egyenirányító olcsó és jó hatásfokú ($\eta > 99\%$) berendezés.
- Jelentős áram-felharmonikusokkal szennyezi a táphálózatot. Léteznek aktív és passzív megoldások a szennyezés csökkentésére, de ez többlet-költséggel jár.
- A bemenet lehet egyfázisú és háromfázisú, teljesítménytől függően.
- A közönséges egyenirányító csak az AC oldalról a DC oldalra tudja átvinni az energiát. Jelentős többlet-költséggel építhető két irányban működő egyenirányító. (pl. https://en.wikipedia.org/wiki/Vienna_rectifier)

70

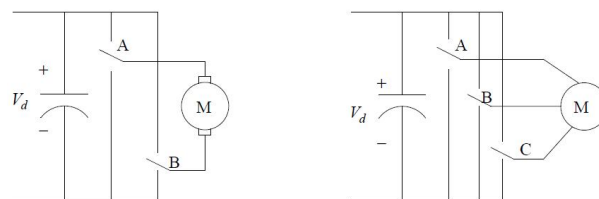
3.3. Kapcsolóüzemű átalakítók (konverterek)

- Az egyenirányító a kimenetén közel állandó egyen feszültséget ad.
- Ebből a DC feszültségből az átalakító változtatható egyenfeszültséget vagy szinuszos váltakozó feszültséget kell, hogy létrehozzon.
- Szükség van az energia-átvitel irányának megfordítására az esetleges generátoros fékezés végett.
- A kapcsolóüzem lényeges a jó hatásfok végett. Az átalakítók hatásfoka rendszerint 95% feletti, kicsit ugyan rontja a motor hatásfokát, de az egész hajtás hatásfoka sokat javulhat, mivel a motor kedvezőbb munkapontban dolgozik.
- A kapcsolóüzemű átalakító egy-, két vagy három félhidat (a félhíd egypólusú, kétállású kapcsoló szerepét tölti be) tartalmaz.

71

3.3.1. Az átalakítók elemzése

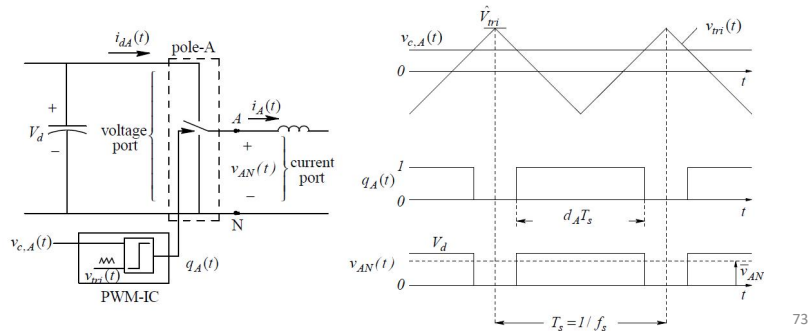
- DC motorokhoz általában két félhidat használunk (bal oldali ábra), de egy irányú DC hajtáshoz elég egy is.
- AC motorokhoz két, három vagy több félhidat használunk, a motor fázisainak számától függően (jobb oldali ábra).
- Egy félhíd két aktív kapcsolóból (MOSFET, IGBT, bipoláris tranzisztor) és két diódából áll.
- A bemeneti oldalon, a kapcsolás pillanatában, állandó a feszültség a bemeneti kondenzátornak köszönhetően.
- A kimeneti oldalon, a kapcsolás pillanatában, állandó az áram a motor-tekercek inuktivitásának köszönhetően.



72

3.3.2. Impulzus-szélesség moduláció (PWM)

- Az átalakító szerepe, hogy a kimeneti oldalon megfelelő középértékű feszültség(ek)et hozzon létre.
- A félhíd mint kétállású kapcsoló szaggatja a bemeneti feszültséget: a kimenetre felváltva V_d és 0 értékű feszültséget visz át.
- A szaggatás állandó frekvencián (f_s) történik (rendszerint néhány kHz és 50kHz között).
- A létrehozott kimeneti feszültség-impulzusok kitöltési tényezője úgy változik a vezérléstől függően, hogy a feszültség középértéke minden időben a kívánt szinten legyen.



73

3.3.3. Egy félhíd (pólus) működésének leírása

- A moduláció (PWM) analóg megvalósítás esetén a háromszög alakú vivő-jelet (v_{tri}) analóg komparátor hasonlítja össze a vezérlőjellel (v_c).
- Ha a vezérlőjel a nagyobb, a félhíd felső állásban van, ellenkező esetben az alsó állásban.
- A kapcsolási függvény (q_A) a következő módon írható fel:

$$v_{c,A}(t) > v_{tri}(t) \Rightarrow q_A(t) = 1 \Rightarrow \text{switch "up"} \Rightarrow v_{AN}(t) = V_d$$

$$\text{otherwise, } q_A(t) = 0 \Rightarrow \text{switch "down"} \Rightarrow v_{AN}(t) = 0$$
- A félhíd kimeneti feszültsége a következő módon írható fel:

$$v_{AN}(t) = q_A(t)V_d$$
- A forrás árama a következő függvénnyel írható le:

$$i_{dA}(t) = q_A(t)i_A(t)$$

74

3.3.4. A kapcsolás hatásának átlagolása

- A kitöltési tényező (d) a kapcsoló felső állásban eltöltött idejének és a kapcsolási periódusnak ($T_s = 1/f_s$) az aránya.
- Konstans bemeneti feszültség (V_d) esetén egy félhíd kimenő feszültségének átlagértéke:

$$\bar{v}_{AN} = \frac{1}{T_s} \int_{T_s} v_{AN}(t) dt = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{d T_s} V_d \cdot d\tau + \int_{d T_s}^{T_s} 0 \cdot d\tau \right] = d_A V_d$$

- A vezérlő feszültség a háromszög alakú vivőjel csúcserőértékei között mozoghat.
- Ha $v_{c,A}(t) = \hat{V}_{tri} \Rightarrow d_A = 1 \Rightarrow \bar{v}_{AN} = V_d$
- Ha $v_{c,A}(t) = -\hat{V}_{tri} \Rightarrow d_A = 0 \Rightarrow \bar{v}_{AN} = 0$
- Ez a két határérték között lineáris összefüggést feltételezünk. Így adódik a következő képlet a kitöltési tényezőre: $d_A = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \frac{v_{c,A}}{\hat{V}_{tri}}$
- Ebből következik, hogy a kimenő feszültség a következő módon függ a vezérlőfeszültségtől:

$$\bar{v}_{AN} = \underbrace{\left(\frac{V_d}{2} \right)}_{dc \text{ offset}} + \underbrace{\left(\frac{V_d}{2\hat{V}_{tri}} \right)}_{k_{pole}} v_{c,A}$$

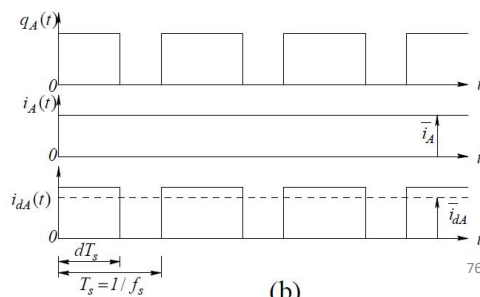
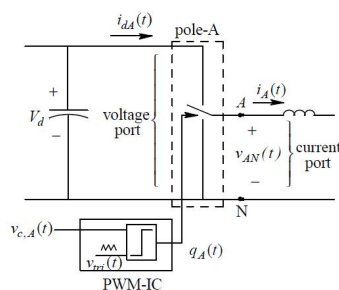
- Ahol k_{pole} a félhíd erősítési tényezője: $k_{pole} = \frac{V_d}{2\hat{V}_{tri}}$

75

3.3.5. A kapcsoló áramai

- A fogyasztó ág árama: $i_A(t)$
- A forrás ág árama: $i_{dA}(t)$
- A forrásból felvett áram átlagértéke a következő módon számítható:

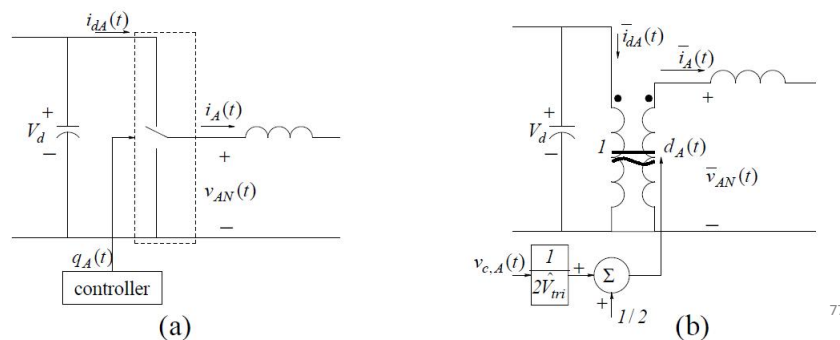
$$\bar{i}_{dA}(t) = d_A(t) \cdot \bar{i}_A(t)$$



76

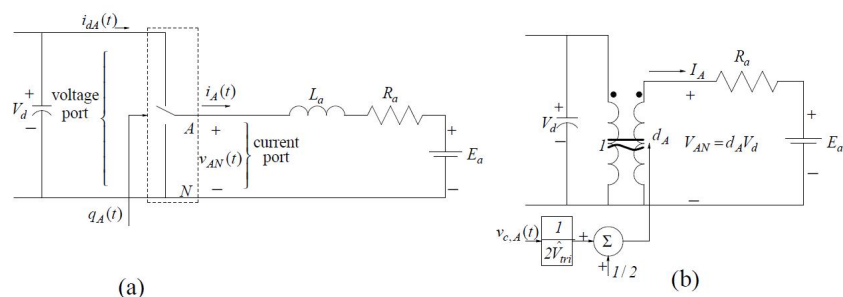
3.3.6. A kapcsoló modellezése ideális transzformátorral

- A kapcsoló úgy működik, mint egy ideális transzformátor, amely a feszültségek- és áramok átlagértékeit a kitöltési tényezővel (d_A) arányosan viszi át.
- d_A folyamatosan variálható 0 és 1 között.
- Valódi (elektromágneses) transzformátor nem tud átvinni DC feszültségeket és áramokat, ez csak egy modell.



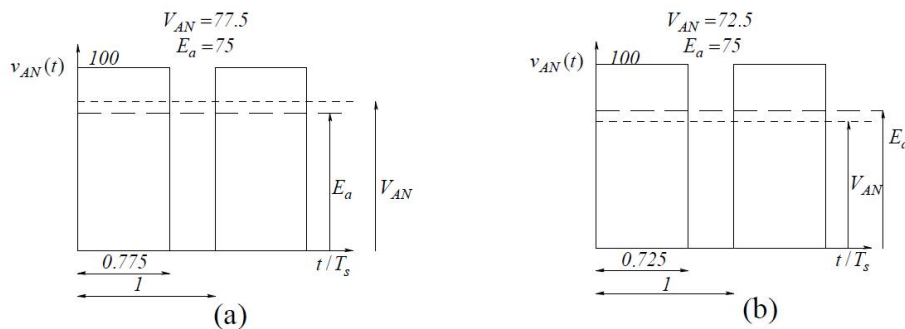
3.3.7. A félhíd mint kétnegyedes átalakító

- A V_d és V_{AN} feszültségek szigorúan pozitív értékek, viszont az $i_A(t)$ és $i_{dA}(t)$ áramok iránya megfordítható.
- Ezzel az energia áramlásának iránya is megfordul (generátoros üzemmód).
- Ennek feltétele hogy a kimeneti oldalon legyen megfelelő forrás (pl. motor, amely a terhelés tehetetlensége miatt forog).
- A terhelés áramának átlagértéke: $I_A = \frac{V_{AN} - E_a}{R_a} = \frac{d_A V_d - E_a}{R_a}$. A számláló előjelétől függően az áram folyhat egyik vagy másik irányban (kétnegyedes működés).
- Négynegyedes működést két vagy több félhíd egybeépítésével kapunk.



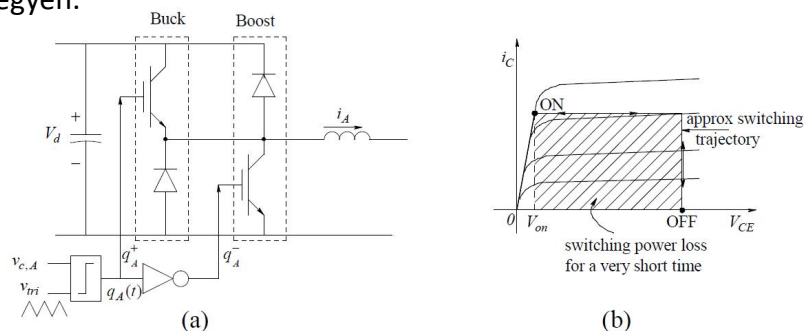
3.3.8. Buck és boost üzemmód

- Ha V_{AN} nagyobb, mint E_A , I_A pozitív lesz, az átalakító (félhíd) csökkenti a bemeneti feszültséget – ez a buck üzemmód.
- Ha V_{AN} kisebb, mint E_A , I_A negatív lesz, az átalakító (félhíd) növeli a kimeneti feszültséget – ez a boost üzemmód.



3.3.9. A kétállású teljesítmény kapcsolók megvalósításának módja

- A buck üzemmódot a bal oldali tranzisztor-dióda kombináció valósítja meg.
- A boost üzemmódot a jobb oldali tranzisztor-dióda kombináció valósítja meg.
- A két aktív kapcsolót (tranzisztorok) ellenfázisban üzemeltetjük.
- A jó hatásfok feltétele a kapcsolóüzem: a tranzisztorok vagy teljesen ki vannak kapcsolva vagy teljesen be vannak kapcsolva adott időben. A két véghelyzet között az átmenet gyors kell, hogy legyen.

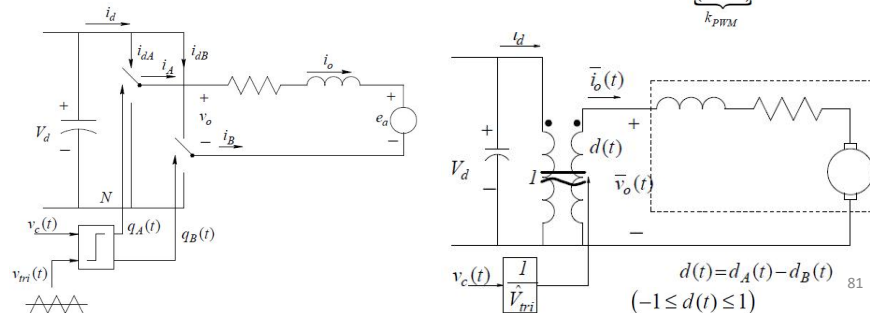


3.3.10. Négynegyedes átalakító DC motorhoz

- A négynegyedes átalakítóhoz két félhíd szükséges (bal oldali ábra, teljes híd, H-híd).
- A jobb oldali ábra az ideális transzformátoros modellt mutatja.
- A két félhíd a következő átlagértékeket állítja elő:

$$\bar{v}_{AN}(t) = \frac{V_d}{2} + \frac{V_d}{2\hat{V}_{tri}} v_c(t) \quad \text{és} \quad \bar{v}_{BN}(t) = \frac{V_d}{2} - \frac{V_d}{2\hat{V}_{tri}} v_c(t)$$

- Az eredő kimenő feszültség: $\bar{v}_o(t) = \bar{v}_{AN}(t) - \bar{v}_{BN}(t) = \underbrace{\left(\frac{V_d}{\hat{V}_{tri}} \right)}_{k_{PWM}} v_c(t)$



3.3.11. Átalakító háromfázisú AC motorokhoz

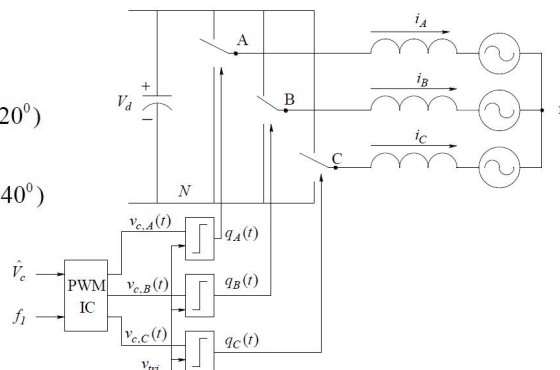
- Három félhídra van szükség.
- A kitöltési tényezők szinusz függvény szerint változnak:
- A félhidak kimenő feszültségei:

$$\bar{v}_{AN}(t) = \frac{V_d}{2} + \frac{V_d}{2} \frac{\hat{V}_c}{\hat{V}_{tri}} \sin(\omega_1 t)$$

$$\bar{v}_{BN}(t) = \frac{V_d}{2} + \frac{V_d}{2} \frac{\hat{V}_c}{\hat{V}_{tri}} \sin(\omega_1 t - 120^\circ)$$

$$\bar{v}_{CN}(t) = \frac{V_d}{2} + \frac{V_d}{2} \frac{\hat{V}_c}{\hat{V}_{tri}} \sin(\omega_1 t - 240^\circ)$$

- A $V_d/2$ DC komponensnek nincs jelentősége.



3.4. Félvezetői kapcsolók

- Vezérlés nélkül: diódák
- Vezérelt kapcsolók: tirisztorok, bipoláris tranzisztorok, MOSFET-ek, IGBT-k.

83

3.4.1. Diódák

Technológiák:

- PN átmenettel épített diódák,
- Schottky (fém-félvezető) átmenettel épített diódák.

PN diódák tulajdonságai:

- nyitóirányú feszültség: $1V-3V$,
- max. letörési feszültség: néhány kV ,
- max. áram: néhány kA ,
- sebesség: hálózati frekvenciára ($t_{rr} \sim 100ns$), gyors és ultra gyors ($t_{rr} \sim 10ns$).

Schottky-féle diódák tulajdonságai:

- nyitóirányú feszültség: $300mV-1V$,
- max. letörési feszültség: általában $100V$ -ig, de SiC alapanyagból vannak kV nagyságúak is,
- a kikapcsolási sebesség az inverz áram nagyságától függ (kapacitív jelenség).

84

3.4.2. Tirisztorok

- Újabban a hajtásoknál ritkán alkalmazzák (kis univerzális motorok szabályozására).

Tulajdonságok:

- max. letörési feszültség: néhány kV ,
- max. áram: néhány kA ,
- sebesség: hálózati frekvenciára ($t_{rr} \sim \times 10 \mu s$),
inverterekhez ($t_{rr} \sim \times 1 \mu s$),

85

3.4.3. Bipoláris tranzisztorok

Ma már ritkán használatosak. Nehézkes a meghajtásuk (nagy bázisáramot igényelnek, a teljes bekapcsolási időben).

Tulajdonságaik:

- max. letörési feszültség: néhány kV ,
- max. áram: néhány kA ,
- sebesség: meghajtástól függ.

86

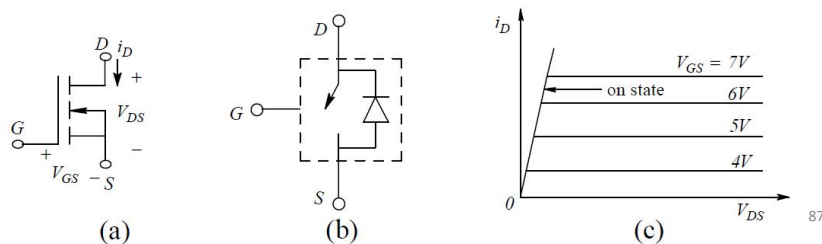
3.4.3. MOSFET-ek

Kisebb teljesítményeknél ($1 \dots 2 \text{ kW}$) és kisebb feszültségnél előnyös a használatuk.

Nagy sebesség, kis statikus veszteségek (kis csatorna-ellenállás)

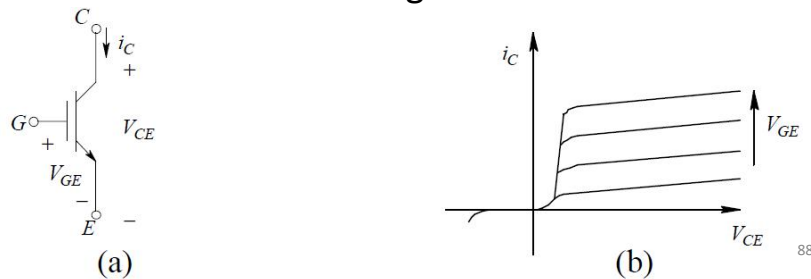
Tulajdonságaik:

- max. letörési feszültség: 1 kV , de kb. 200 V -ig igazán versenyképesek,
- max. áram: néhány 100 A ,
- sebesség: meghajtástól függ.



3.4.3. IGBT-k

- Könnyű a meghajtásuk.
- Viszonylag kis feszültségesést okoznak vezetés közben.
- Kapcsolási frekvencia: néhány kHz -től néhány 10 kHz .
- A letörési feszültség általában 600 V és 1200 V , de vannak nagyobb értékek is.
- Max. áram: 1 kA .
- Az inverz letörési feszültség kicsi.

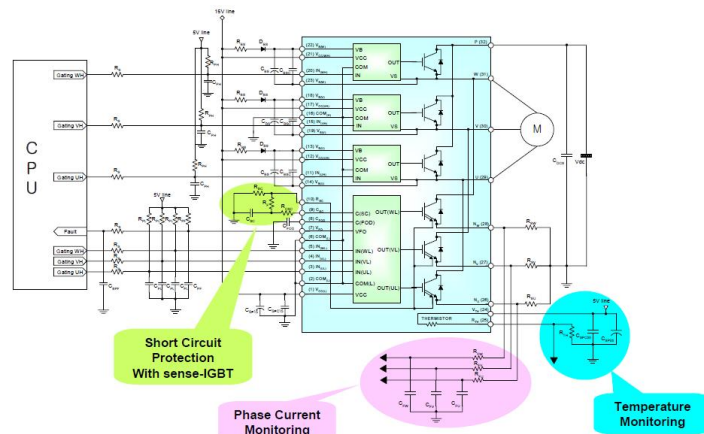


3.4.3. Intelligens teljesítmény modulok

Tartalmazznak:

- teljesítmény tranzisztorokat és diódákat
- meghajtókat,
- védelmeket (túl-áram, hőemelkedés...).

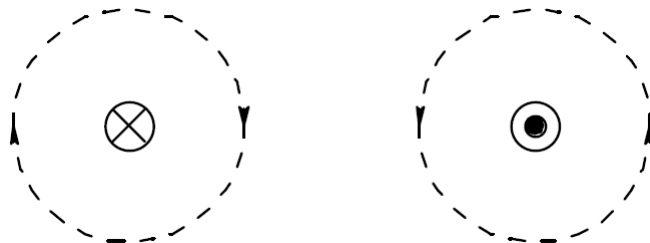
Könnyebb az alkalmazások megépítése.



89

4. RÉSZ: MÁGNESES KÖRÖK - EMLÉKEZTETŐ

- A villamos gépekben a mágneses tér és az áram kölcsönhatása hozza létre az erőt, ill. a nyomatékot.
- Egy egyenes vezetőben folyó áram közelében a mágneses tér kör alakú erővonalakkal írható le.



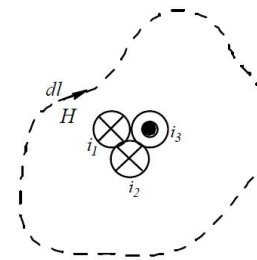
90

4.1. Ampère törvénye

- A vezetőkben folyó áramok által létrehozott mágneses térerősséget ($\mathbf{H}$) Ampère törvénye alapján lehet kiszámítani.
- A törvény szerint bármely zárt vonal (kontúr) mentén a $\mathbf{H}$ vektor vonal menti integrálja egyenlő a zárt vonalon keresztülhaladó áramok (algebrai) összegével:

$$\oint \mathbf{H} d\ell = \sum i$$

- A törvény a pillanatnyi értékekre vonatkozik.
- Az áramok összegét magneto-motoros erőnek nevezzük (régebben mágneses potenciálnak). Mértékegysége az amper-menet.
- A mágneses térerősség mértékegysége A/m .



4.2. A mágneses indukció és a mágneses fluxus

- A mágneses térerősség és a mágneses indukció egyenesen arányosak egymással. Az arányossági tényező függ az anyagtól. Levegőben érvényes:

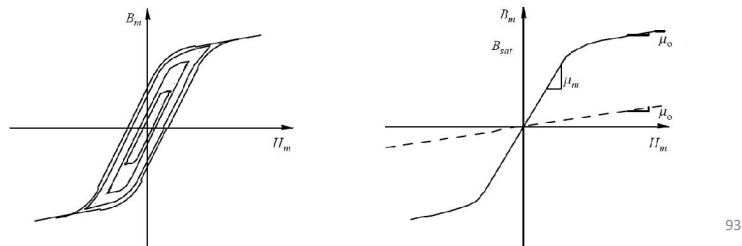
$$B = \mu_0 H \quad \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \left[\frac{\text{henries}}{m} \right]$$

ahol μ_0 a levegő, ill. a vákuum permeabilitása.

- A villamos gépekben rendszerint ferromágneses anyagokban hozzuk létre a mágneses teret. Mivel ezek permeabilitása nagy, viszonylag kis áramokkal és menetszámokkal jelentős szintű indukció érhető el.

4.3. Ferromágneses anyagok jellemzése

- A ferromágneses anyagoknak nem egyszerűen nagy a permeabilitásuk, hanem többértékű függvénnyel jellemezhetők: a B érték nem csak a pillanatnyi H értéktől függ, hanem az előzményektől is.
- H ciklusos változásakor a munkapont hiszterézis görbét ír le. A görbe nagysága a H amplitúdójától függ. A görbe alakja függ a frekvenciától!
- Túl nagy H esetén az anyag telítésbe megy, nem növekszik tovább jelentősen B , hiába növeljük az áramot, ill. H értékét.
- A görbék csúcsainak összekötésével kapott eredő görbe alkalmas a mágneses anyag viselkedésének egyszerűsített leírására (hiszterézis nélkül).
- A görbe lineáris szakaszának meredeksége tekinthető az anyag permeabilitásának. Vasnál a lineáris viselkedés kb. 1,5T értékig tart.



93

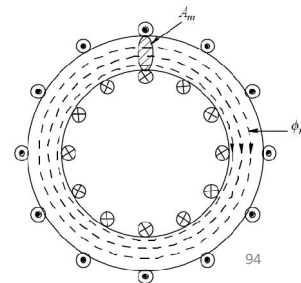
4.4. A mágneses fluxus

- A fluxus a mágneses indukció (B) felületi integrálja egy adott felületre. Ha a felület merőleges az indukció-vektorra és a tér homogén, akkor az integrál szorzattal helyettesíthető.
- A bemutatott toroidra: $B_m = \mu_m \frac{Ni}{\ell_m}$, $\phi_m = B_m A_m$

$$\phi_m = A_m \left(\mu_m \frac{Ni}{\ell_m} \right) = \frac{Ni}{\underbrace{\frac{\ell_m}{\mu_m A_m}}_{\mathfrak{R}_m}}$$

ahol $\mathfrak{R}_m$ a mágneses reluktancia:

$$\mathfrak{R}_m = \frac{\ell_m}{\mu_m A_m} [A/Wb]$$



94

4.5. A mágneses fluxus-kapcsolódás

- Villamos gépeknél rendszerint ugyanaz a fluxus halad keresztül N menetszámú tekercsen.
- A fluxus és a menetszám szorzatát fluxus-kapcsolódásnak nevezzük:

$$\lambda = N\phi$$

95

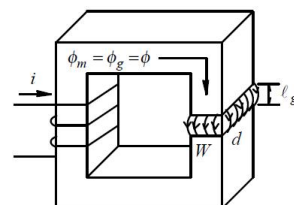
4.6. A légrés hatása a mágneses térre

- Villamos gépeknél meg kell szakítani a mágneses anyagot (vaslemezeket), azért, hogy a forgórész forogni tudjon az állórészhez képest. Ezt a megszakítást légrésnek nevezzük.
- Ampère törvénye így írható: $H_m \ell_m + H_g \ell_g = Ni$
- A fluxus minden keresztmetszeten ugyanaz, így:

$$\phi \left(\frac{\ell_m}{A_m \mu_m} + \frac{\ell_g}{A_g \mu_o} \right) = Ni$$

- A zárójelben szereplő két tag a mágneses anyag és a légrés reluktanciája. Az eredő reluktancia:

$$\mathfrak{R} = \mathfrak{R}_m + \mathfrak{R}_g$$

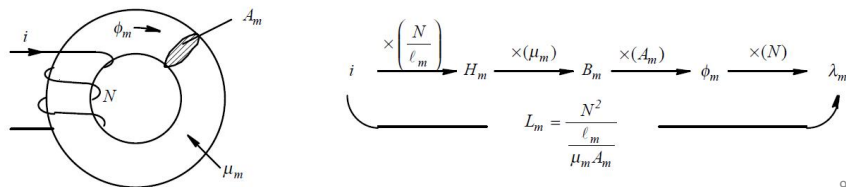


4.8. Az induktivitás fogalma

- A fluxus-kapcsolódás arányos az árammal. Az arányossági tényezőt induktitásnak nevezzük:

$$\lambda_m = L_m i$$

- Az induktitás a mágneses kör (tekercs a mágneses anyagban) tulajdonsága. Csak a mag anyagától, a méretektől és a menetszámtól függ, nem függ az áramtól.



97

4.9. Az induktív tekercsben tárolt energia

- Az áramkörök elemzésekor láttuk, hogy a tekercsben tárolt energia:

$$W = \frac{1}{2} L_m i^2 \text{ [J]}$$

- Az energia kifejezhető a térfogat és az energiasűrűség szorzataként:

$$W_m = \frac{1}{2} \frac{N^2}{\frac{\ell_m}{\mu_m A_m}} \underbrace{\left(\frac{H_m \ell_m}{N} \right)^2}_{i^2} = \frac{1}{2} \frac{(H_m \ell_m)^2}{\frac{\ell_m}{\mu_m A_m}} = \frac{1}{2} \frac{B_m^2}{\mu_m} \underbrace{A_m \ell_m}_{\text{volume}} \text{ [J]}$$

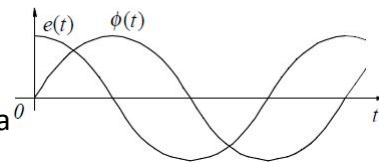
- Tekintettel a ferromágneses anyagok nagy permeabilitására, villamos gépeknél az energia jórészt a légrésben halmozódik fel.

98

4.10. Faraday törvénye

- Az eddigi képletek a tekercs árama és a mágneses tér változói közötti kapcsolatot mutatták.
- Faraday törvénye a tekercs feszültségét adja meg az áram, ill. a fluxus-kapcsolódás függvényében:
$$e(t) = \frac{d}{dt} \lambda(t) = N \frac{d}{dt} \phi(t)$$
- A képlet érvényes függetlenül a fluxus változásának okától. Pl. az ok lehet egy másik tekercsben folyó (időben változó) áram.
- A másik eset, amikor az $e(t)$ feszültséget mi tartjuk fenn megfelelő forrással. Ekkor a keletkező fluxus a következő módon számítható:

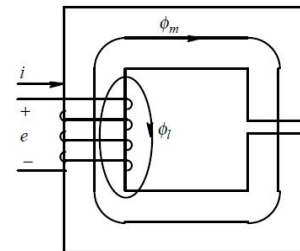
$$\phi(t) = \phi(0) + \frac{1}{N} \int_0^t e(\tau) \cdot d\tau$$



- Példa: Szinuszos gerjesztés esetén a fluxus a diagram szerint változik.

4.12. Mágnesezési és szórt induktivitás

- A ferromágneses anyagok összegyűjtik / vezetnek a mágneses fluxust, de nem olyan hatékonyan mint a réz vezetők az áramot – van némi szóródás.
- A jelenség bonyolult, a szóródás mértéke nagyban függ a mag alakjától és a tekercsek elhelyezkedésétől, de az ábra szerint modellezhető: $\phi = \phi_m + \phi_\ell$
- Innen a tekercs teljes fluxus-kapcsolódása:
$$\lambda = N\phi = N\underbrace{\phi_m}_{\lambda_m} + N\underbrace{\phi_\ell}_{\lambda_\ell} = \lambda_m + \lambda_\ell$$
- Ezt osztva az árammal kapjuk:
$$\underbrace{\frac{\lambda}{i}}_{L_{self}} = \underbrace{\frac{\lambda_m}{i}}_{L_m} + \underbrace{\frac{\lambda_\ell}{i}}_{L_\ell}$$
- Azaz, a tekercs két induktivitás (mágnesezési + szórt) összegével jellemezhető:
$$L_{self} = L_m + L_\ell$$
- A tekercs feszültsége ilyen esetben:
$$e(t) = L_\ell \frac{di}{dt} + \underbrace{L_m \frac{di}{dt}}_{e_m(t)}$$



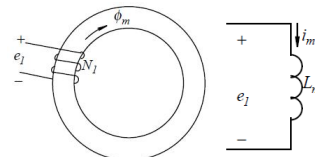
4.13. A kölcsönös induktivitás

- A mágneses körök gyakran két vagy több tekercset is tartalmaznak.
- Ezeknél a tekercseknél a mágneses fluxus részben közös, részben nem.
- Az ilyen eseteket kölcsönös induktivitások segítségével írjuk le az áramkörök modellezésénél.
- Az általános modellezés bonyolult, a továbbiakban speciális esettel foglalkozunk (transzformátorok), ahol a két vagy több tekercs viszonylag jól van csatolva.
- Ez szükséges az AC motorok megértéséhez.

101

4.14. A transzformátor működési elve

- Ha egy vasmagon egy tekercset helyezünk el, az az ábra szerint modellezhető.
- Faraday törvényét alkalmazva a feszültség és a fluxus közötti összefüggés a következő:
- A tekercsben jelentkező fluxust integrálással kapjuk:
- Ha ugyanarra a magra felhelyezünk egy második tekercset is, az azon fellépő feszültség üresjáratban:
- Ha nem szóródik a mágneses tér, a menetenkénti feszültségek azonosak:
- Ez a viselkedés jellemzi az ún. ideális transzformátort.



$$e_1(t) = N_1 \frac{d\phi_m}{dt}$$

$$\phi_m(t) = \frac{1}{N_1} \int_0^t e_1(\tau) \cdot d\tau$$

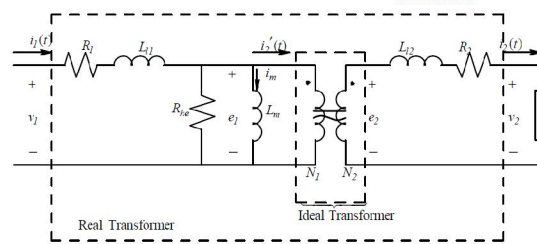
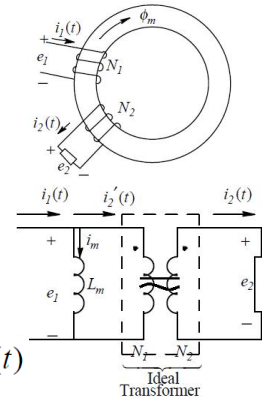
$$e_2(t) = N_2 \frac{d\phi_m}{dt}$$

$$\frac{e_1(t)}{N_1} = \frac{e_2(t)}{N_2}$$

102

4.15. A transzformátor modellezése

- Ha a második tekercsre fogyasztót kötünk, az ott jelenlevő feszültség hatására áram indul meg.
- Ez az áram elvileg megváltoztatná a mágneses teret a magban, de nem ez történik, hanem fellép egy újabb áramkomponens (i_2') a primér tekercsben, amely egyensúlyt tart az i_2 árammal: $N_1 i_2' = N_2 i_2$
- A primér tekercs teljes árama: $i_1(t) = i_m(t) + i_2'(t)$
- Ha figyelembe vesszük a szórt inductivitásokat, a tekercsek veszteségeit és a magvesztéseket, megkapjuk a transzformátor teljes modelljét:

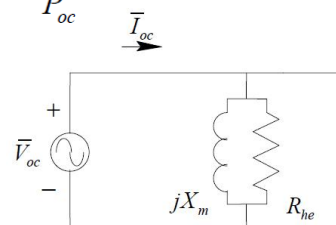


4.16.1. A transzformátor paramétereinek meghatározása – mérések üresjáratban

- A transzformátor modelljében számos paraméter szerepel. Ezek (kézi) számítása a transzformátor geometriájából és a menetszámokból nehéz vagy inkább lehetetlen.
- A szokásos eljárás, hogy a kész transzformátoron két tesztet végzünk: üresjáratban és rövidzárlatban mérjük az áramokat és feszültségeket.
- Üresjárat esetén elégséges a primér részt figyelni és el lehet hanyagolni a szórt inductivitás és a tekercs ellenállás hatását, így kapjuk az alábbi helyettesítő ábrát.
- R_{he} az alábbi képletből számítható: $R_{he} = \frac{V_{oc}^2}{P_{oc}}$
- Az üresjárat bemenő impedancia a mért áramból és feszültségből számítható:

$$|Z_{oc}| = \frac{X_m R_{he}}{\sqrt{R_{he}^2 + X_m^2}} = \frac{V_{oc}}{I_{oc}}$$

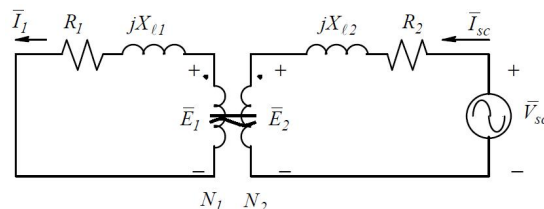
majd innen kiértékelhető X_m .



4.16.2. A transzformátor paramétereinek meghatározása – mérések rövidzárássban

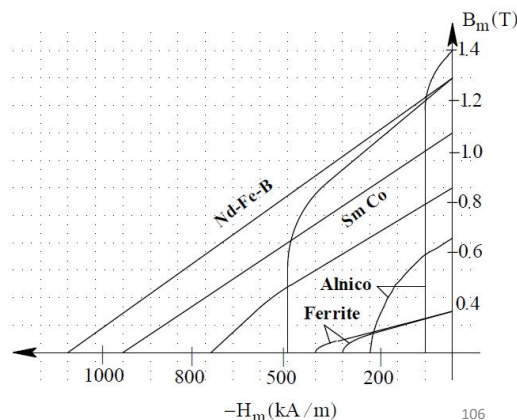
- Rövidzáráss esetén csökkentett feszültséggel üzemeltetik a transzformátort, kb. akkorával, hogy a rövidzárási áram elérje a névleges terhelési áramot. Mindegy, hogy melyik tekercset zárjuk rövidre (az ábrán a primért).
- X_m és R_{he} hatása elhanyagolható a kis feszültségnek köszönhetően.
- Kimérik az I_{sc} , P_{sc} és V_{sc} értékeket.
- Felírható a következő egyenlet: $R_2 + \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 R_1 = \frac{P_{sc}}{I_{sc}^2}$
- Egyenlő veszteségeket feltételezve a primér és szekundér tekercsekben: $R_2 = \frac{1}{2} \frac{P_{sc}}{I_{sc}^2}$
- a szórási reaktancia az alábbi képletből számítható:

$$|Z_{sc}| = \sqrt{(2R_2)^2 + (2X_{l2})^2} = \frac{V_{sc}}{I_{sc}}$$



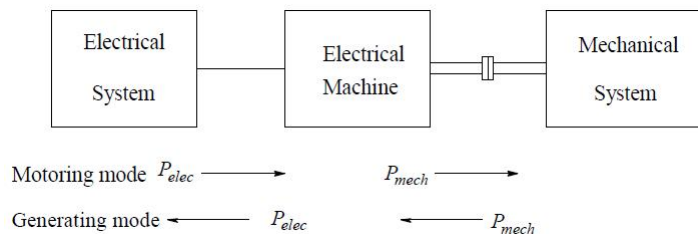
4.17. Az állandó mágnesek tulajdonságai

- Egyes villamos gépeknél a mágneses teret nem tekercsekkel és áramokkal hozzuk létre, hanem állandó mágnesekkel. Ez némileg csökkenteni tudja a veszteségeket és egyszerűsíti a konstrukciót.
- Néhány állandó mágnes előállítására alkalmas anyag lemágnesezési görbéjét az ábrán látjuk.
- Fontos a nagy energia sűrűség (a $B \cdot H$ szorzattal arányos).



5. RÉSZ: AZ ELEKTROMECHANIKAI ENERGIAÁTALAKÍTÁS ALAPELVEI

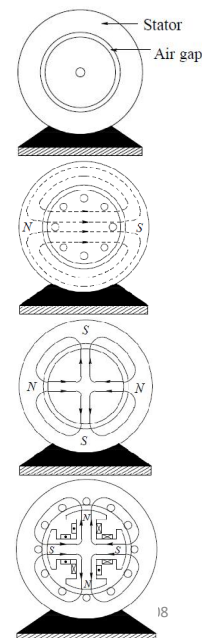
- A villanymotorok villamos energiát vesznek fel és mechanikai energiát adnak le.
- Általában forgógépeket építenek, de vannak lineáris gépek is.
- Ugyanezek a gépek, megfelelő üzemeltetés esetén, az ellenkező irányban is képesek energiát átvinni.
- Ebben a fejezetben azokról az elektromechanikai kölcsönhatásokról lesz szó, amelyek lehetővé teszik az energia-átalakítást.



107

5.1. A villamos gépek alapszerkezete

- Állórész+forgórész (mozgórész)
- Elengedhetetlen a légrés (mechanikai ok – tudjon forogni, egyébként rontja a mágneses teret).
- Ahhoz, hogy kis árammal (kis NI szorzat) erős mágneses teret lehessen létrehozni (ez a hatékony energiaátalakítás egyik feltétele), mind az állórészt, mind a forgórészt jó ferromágneses anyagból kell megépíteni (rendszerint lemezelt anyagot használnak az örvényáramok csökkentése végett), a légrésnek pedig kicsinek kell lennie (pl. 10kW-os gépnél 1mm, kisebb gépeknél kisebb – komoly gépészeti kihívás).
- A mágneses tér lehet két- vagy több pólusú. A több pólusú gép szerkezete bonyolultabb, de szükséges: így lehet kisebb fordulatszámot, de nagyobb nyomatékot elérni ugyanazzal a mágneses körrel, ami gyakori igény.
- Az állórész és a forgórész lehetnek hengeres alakúak, de lehetnek kiemelkedő pólusok is.



18

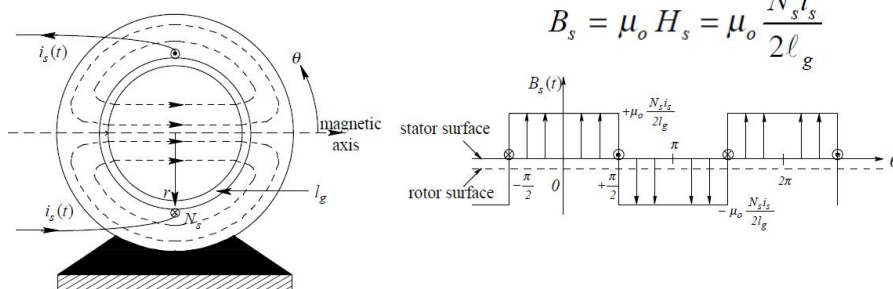
5.2. Mágneses tér létrehozása a villamos gépekben

- Két szemközti sztátor horonyban elhelyezett vezeték árama a bemutatott tér-eloszlást hozza létre.
- A fluxus nagy része sugár irányban áthalad a légréseken.
- Feltételezve, hogy a sztátor és a rotor anyagának permeabilitása nagy, a mágneses térerősség Ampère törvényéből így számítható:

$$\underbrace{H_s \ell_g}_{\text{outward}} - \underbrace{(-H_s) \ell_g}_{\text{inward}} = N_s i_s$$

Innen a mágneses indukció a légrésben:

$$B_s = \mu_o H_s = \mu_o \frac{N_s i_s}{2 \ell_g}$$



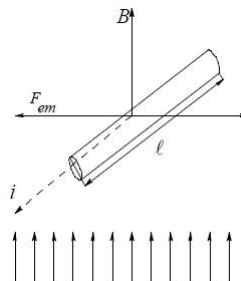
5.3. Erő létrehozása a vezetékekre

A villamos gépek működésekor két fontos jelenség lép fel:

- erő hat az áramot vezető vezetékekre
- elektromotoros erő indukálódik a mágneses térben mozgó vezetékekre.

Az erő az alábbi képlet szerint számítható:

$$F_{em} = B \cdot i \cdot l$$



5.4. A vezetékekre ható erő (nyomaték) keletkezése

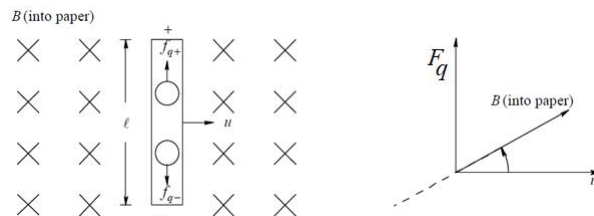
- A mágneses térben mozgó töltésekre erő hat (kivéve, ha pontosan a tér irányában mozog a töltés). Az erő vektoriális szorzattal számítható:

$$F_q = q \cdot (\mathbf{v} \times \mathbf{B})$$

- Ugyanakkor a mágneses térre merőleges irányban mozgó vezetőben a következő feszültség keletkezik (a feszültség előjele a vektoriális szorzattal adott):

$$e = B \cdot l \cdot v$$

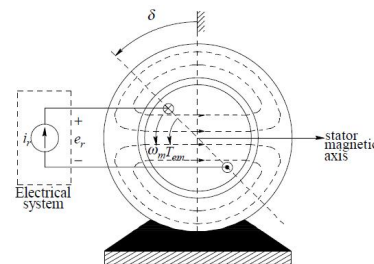
- Az első elképzelések szerint a vezetékeknek a rotor felületén kell lenniük, hogy a légrésben levő homogén mágneses erőteret jól hasznosítsák.
- A későbbiekben bebizonyosodott, hogy a forgórészre ható erő/nyomaték nem változik, ha a vezetékeket hornyokba süllyesztik. Így az erő/nyomaték jórészt a rotor vasmagjára hat, nem a vezetékekre, de ez a lényegesen nem változtat.
- A hornyolt rotor mechanikailag sokkal stabilabb, így ma csak ezt a változatot alkalmazzák.



111

5.5. Az alapelvek alkalmazása a villamos gépekben

- Az állórész (sztátor) áramával (vagy állandó mágnesekkel) létrehozuk a B_s mágneses teret.
- A forgórészen (rotor) tengelyirányú vezetékeket helyezünk el r távolságra a tengelytől.

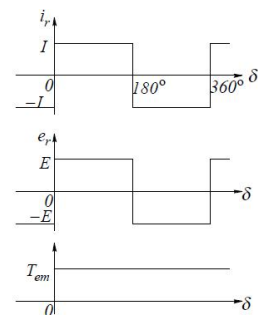


- A vezetékekbe i_r áramot vezetünk. Az áram nagysága állandó (I), de iránya a sztátor-tér tengelyéhez képest mért szögtől függ.
- Az egyik oldalon elhelyezett N_r vezetékekre a következő erő hat: $F_{em} = B_s \cdot (N_r \cdot I) \cdot l$
- A teljes forgató nyomaték számításánál figyelembe vesszük a másik vezeték-csoportot is:

$$T_{em} = 2 \cdot F_{em} \cdot r = 2 \cdot B_s \cdot (N_r \cdot I) \cdot l \cdot r$$

- A teljes indukált feszültség a $2N_r$ vezetékben:

$$E = 2N_r B_s \ell r \omega_m$$



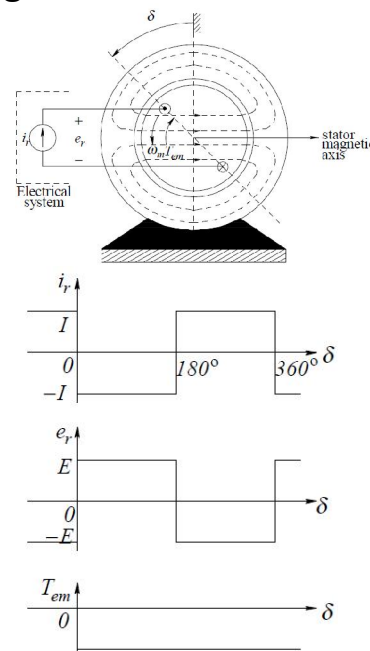
5.6. Az energiaátalakítás menete

- Az áram és a feszültség a forgórész tekercsein, az előző diakockán látható diagramok szerint, minden fél fordulatnál, periodikusan változtatják az irányt (előjelet), köszönve a mechanikai kommutátornak.
- A villamos energiaforrástól kapott teljesítmény állandóan a következő értéken van: $P_{el} = e_r i_r = (2N_r B_s \ell r \omega_m) I$
- Ismerve a szögsebességet és a leadott nyomatékot, felírható a leadott mechanikai teljesítmény: $P_{mech} = T_{em} \omega_m = (2B_s N_r I \ell r) \omega_m$
- A két teljesítmény megközelítőleg egyenlő egymással, ha elhanyagoljuk a veszteségeket: $P_{mech} = P_{el}$
- Tehát, a forgórész árama nyomatékot hoz létre, amely a gép forgása közben mechanikai teljesítményt biztosít a terhelésnek. A forrás feszültségével az indukált elektromotoros erő tart egyensúlyt.
- Ezt hívjuk motoros üzemmódnak.

113

5.7. Fékezés visszatáplálással - generátoros üzem

- A motoros üzemmód mellett a hajtásoknál időszakosan jelentkezhet energia visszatáplálás a mechanikai rendszerből a villamos rendszerbe.
- A motorban és a terhelésben felhalmozódott mozgási (kinetikai) energia visszaalakul villamos energiává.
- Ez esetben az áram a fordított irányban folyik a motoros üzemmódnál képest (ábra).
- Itt is a mechanikai rendszer által biztosított teljesítmény egyenlő a villamos rendszernek átadott teljesítménnyel (ha elhanyagoljuk a veszteségeket).



5.8. A villamos gép veszteségei és hatásfoka

- Minden villamos hajtásnál bizonyos teljesítmény hővé alakul – ezt nevezzük veszteségnek.
- Veszteség jelentkezik a motorban és a motort tápláló teljesítmény-átalakítóban (konverter) is.
- A motorban jelentkező teljesítmények között a következő a viszony:

$$P_{in,motor} = P_o + P_{loss,motor}$$

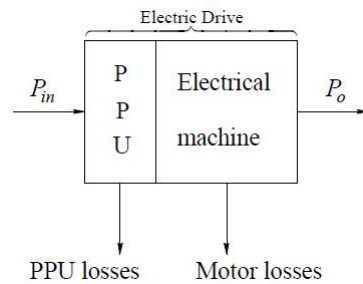
- A motor hatásfoka így számítható:

$$\eta_{motor} = \frac{P_o}{P_{in,motor}} = \frac{P_o}{P_o + P_{loss,motor}}$$

- A teljes hajtás hatásfokának számításakor figyelembe kell venni a teljesítmény-átalakító hatásfokát is:

$$\eta_{drive} = \eta_{motor} \times \eta_{PPU}$$

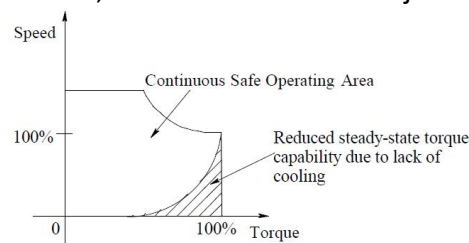
- Jellemző értékek: $\eta_{drive} = 80 - 90\%$



115

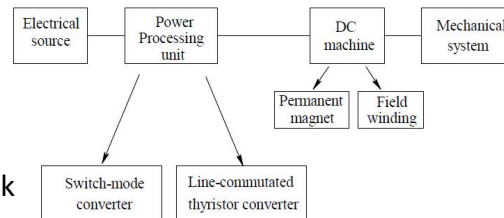
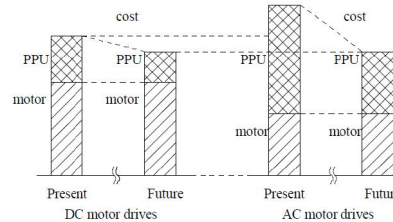
5.9. A villamos gép névleges adatai

- Korlátozott a gép nyomatéka és teljesítménye, elsősorban a veszteségek miatt.
- A veszteségek hőemelkedést okoznak, ami rövidíti a gép élettartamát.
- A motor adattáblája rendszerint állandósult üzemre adja meg a névleges teljesítményt, nyomatékot és sebességet, amelyek között a viszony a következő: $P_{rated} = \omega_{rated} T_{rated}$
- Több információt ad a biztonságos üzemi tartomány (SOAR) diagram.
- Csökkentett sebességnél gyöngye a hűtés, ezért a motor nem tudja leadni a névleges nyomatékot.
- Lehetséges a névlegesnél nagyobb sebesség, de csökkentett nyomatékkal.
- Lehetséges a névlegesnél nagyobb nyomatékkal de rövid ideig vagy szakaszos üzemben.



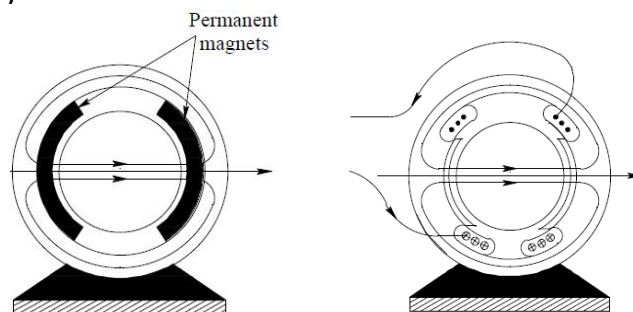
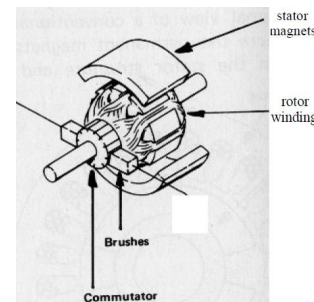
6. RÉSZ: HAJTÁS DC ÉS BLDC MOTOROKKAL

- Hosszú ideig csak DC motorokat használtak ott, ahol pontos sebesség és pozíció szabályozásra volt szükség.
- Ma is használják őket, mert az AC motorok bonyolultabb (drágább) átalakítót kívánnak.
- A DC hajtások piaci részesedése csökken, de nem elhanyagolható.
- A DC hajtások tanulmányozása ma is fontos, mert az AC hajtások alapelvei csak így érthetők meg.
- A DC motorok kétfélék: állandó mágneses és tekercselt (elektromágneses) állórészűek.
- A meghajtók lehetnek tirisztorosak és tranzisztorosak



6.1. A DC gépek szerkezete

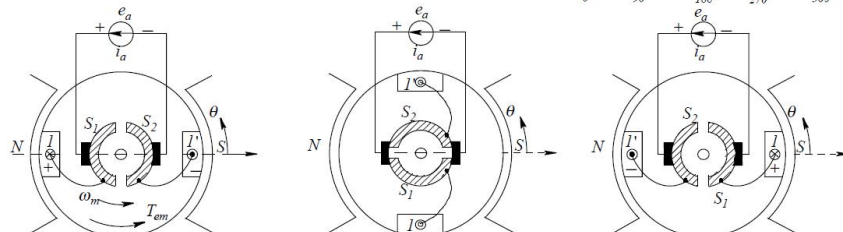
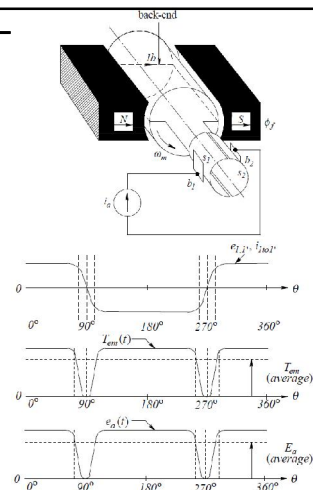
- Az állórész üreges vashengerből és állandó mágnesekből vagy tekercsből áll.
- A forgórész (armatúra) elemei: vasmag, tekercsek, kommutátor és szénkefék.
- Az egyenáramú forrás árama a szénkeféken keresztül jut az armatúra tekercsekbe.
- A kefék és a kommutátor kopnak – ez a fő hátrányuk a DC motoroknak



118

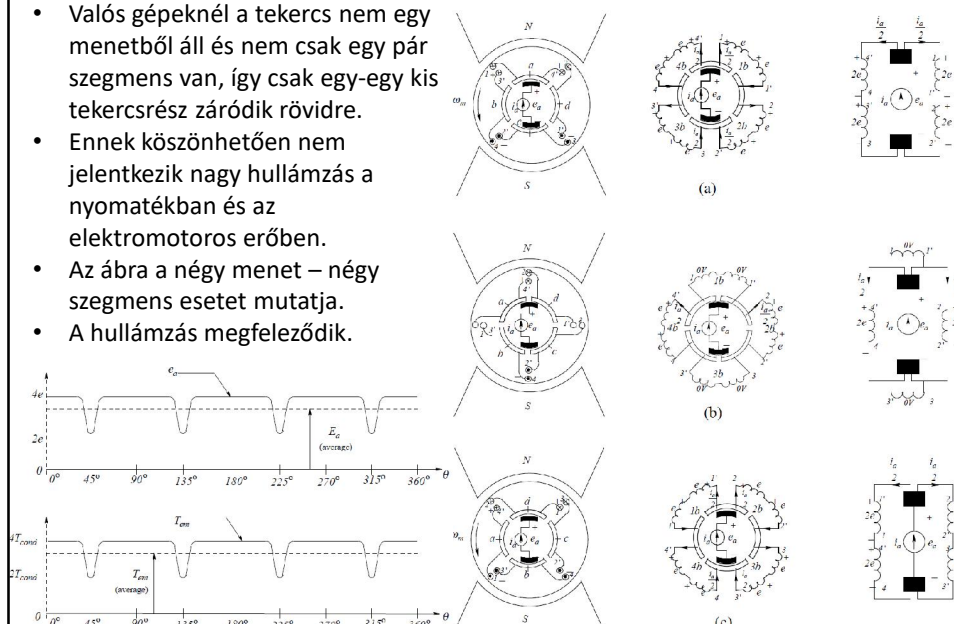
6.2.1. A DC gépek működési elve – egy menettel

- Az előző anyagrészből ismeretes a nyomaték és az indukált elektromotoros erő létrejötté az állórész mágneses terében forgó forgórészen.
- A folyamatos működés (nyomatékképzés és forgás) végett minden fél fordulat után meg kell változtatni az áramirányt – ezt végzi a kommutátor.
- Az irányváltáskor a tekercsáram leáll, a forrás árama a kommutátor szegmensein keresztül zárul be, a nyomaték nullára csökken.



6.2.2. A DC gépek működési elve – kettő és több menettel

- Valós gépeknél a tekercs nem egy menetből áll és nem csak egy pár szegmens van, így csak egy-egy kis tekercsrész záródik rövidre.
- Ennek köszönhetően nem jelentkezik nagy hullámszám a nyomatékban és az elektromotoros erőben.
- Az ábra a négy menet – négy szegmens esetet mutatja.
- A hullámszám megfelelődik.



6.3.3. A DC gépek működési elve – a nyomaték és az elektromotoros erő számítása

- A villamos gépben létrejövő forgató nyomaték így számítható (ha nincs jelentős hullámozás):

$$T_{em} = \left(n_a \ell r B_f \right) \frac{i_a}{2}$$

ahol: n_a – az armatúra (forgórész) menetszáma,

ℓ – a vezetékek hossza a horonyban,

r – a forgórész sugara,

B_f – az állórész által létrehozott mágn. indukció,

i_a – az armatúra árama.

- Az indukált elektromotoros erő képlete:

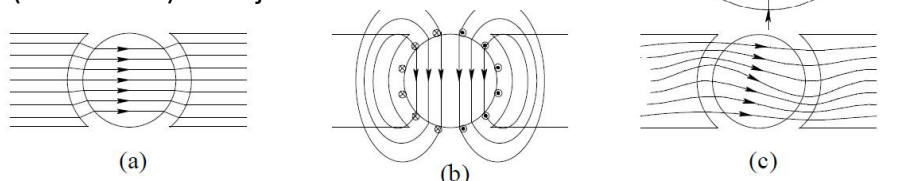
$$e_a = \left(\frac{n_a}{2} \ell r B_f \right) \omega_m$$

- Mindkét mennyiség írható így:

$$T_{em} = k_T i_a \quad e_a = k_E \omega_m \quad \text{ahol:} \quad k_T = k_E = \left(\frac{n_a}{2} \cdot \ell \cdot r \right) \cdot B_{f121}$$

6.4. Az armatúra áramának hatása az állórész gerjesztette mágneses térre

- Az állórészt úgy alakítják ki, hogy a légrésben sugárirányú-, minél homogénebb mágneses tér legyen.
- Amikor a forgórészbe áramot vezetünk, annak is lesz mágneses tere.
- A két mágneses tér vektoriálisan összeadódik, ez miatt a mágneses tér a légrésben nem lesz homogén, az egyes vezetékekre nem hat ugyanakkora erő.
- Az eredő erő / nyomaték nem változik mindaddig, amíg a vasmag bizonyos részei nem jutnak telítésbe.
- Kompenzációs és kommutációs tekercsekkel (a sztátoron) lehet javítani a téreloszlást.



6.5. A DC gép modellje

- A modell egy helyettesítő áramkör villamos áramköri elemekből: ellenállás, tekercs, feszültségforrás.
- Lehetővé teszi a statikus és dinamikus viselkedés elemzését.
- A villamos rész differenciál-egyenlete:

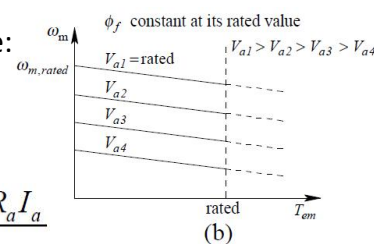
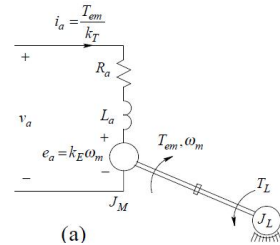
$$v_a = e_a + R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt}$$

- A mechanikai rész differenciál-egyenlete:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J_{eq}} (T_{em} - T_L)$$

- Állandósult állapotban:

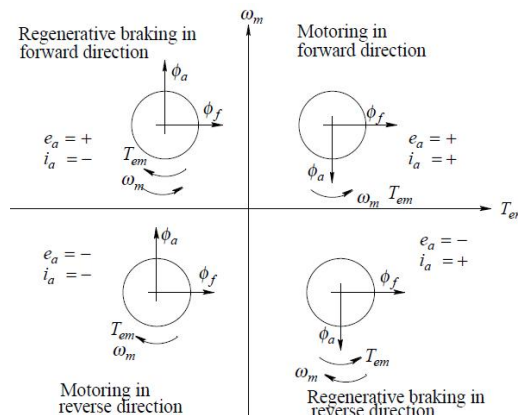
$$I_a = \frac{T_{em} (= T_L)}{k_T} \quad \text{és} \quad \omega_m = \frac{E_a}{k_E} = \frac{V_a - R_a I_a}{k_E}$$



123

6.6. DC gépek működési módjai

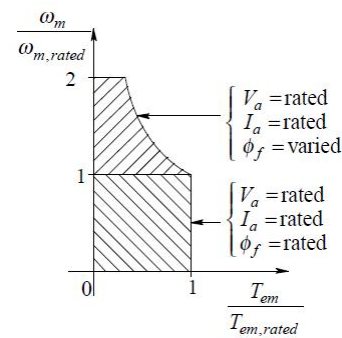
- A DC gépeknél könnyű a sebesség és a nyomaték szabályozása.
- Tudnak működni motorként és generátorként.
- A generátoros üzemmódhoz az áram irányát kell megváltoztatni, ezzel változik a nyomaték iránya és az energiaáramlás iránya is.
- A forgásirány megváltoztatásához a gépre kötött feszültség polaritást kel megfordítani.
- Az áramirány megváltoztatása viszonylag gyorsan megy, mert a forgórész tekercs induktivitása (L_a) kicsi, különösen a szervomotoroknál.



124

6.7. Tekercselt állórészű gépek mezőgyöngítéses üzemmódban

- A névleges fordulatszámig a $B_f (\Phi_f)$ értékét a névleges (maximális) értéken tartjuk, hogy minél kisebb árammal elérjük a megfelelő nyomatékot.
- Névleges fordulatszám feletti működés lehetséges, de ehhez csökkenteni kell B_f értékét, ez miatt csökken a nyomaték.
- Vannak olyan alkalmazások, amelyekben szükséges mindkét tartomány (pl. vontatás).



125

6.8. A DC motorok táplálására alkalmas teljesítmény-átalakítók

A követelmények:

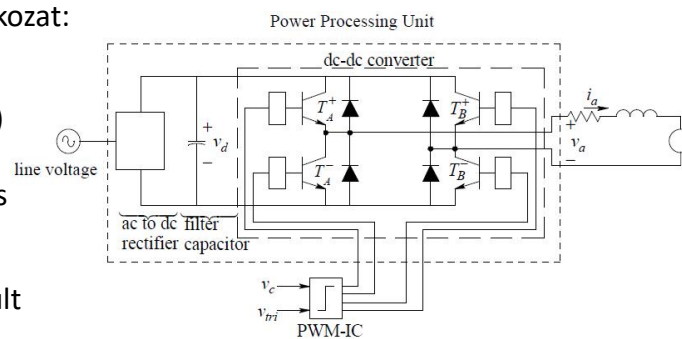
- jó hatásfok,
- gyors válasz,
- 2 vagy 4 negyedes működés.

Az energiaforrás rendszerint az energetikai hálózat, kivéve a járművek többségét.

Rendszerint két fokozat:

- egyenirányító
- DC-DC átalakító (félhíd vagy híd)

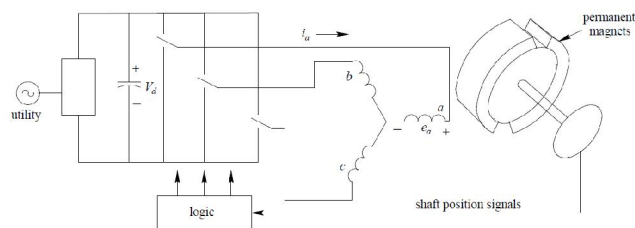
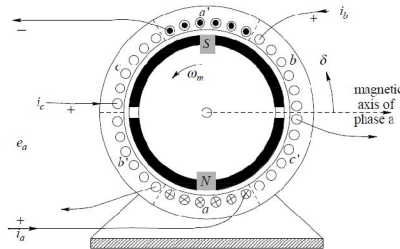
Ma is vannak egy fokozatú tirisztoros egyenirányítók DC hajtásra, de mind kevesebb. Bonyolult az analízis és a szabályozás.



126

6.9.1. BLDC motoros hajtás - felépítés

- A hagyományos DC motoroknál az állórész hozza létre a mágneses teret, az energiaátalakítást a forgórészben levő tekercs végzi.
- A BLDC motoroknál a mágneses teret a forgórész hozza létre, míg az energiaátalakítást a státor tekercsek végzik, amelyekben elektronikai kapcsolókkal forgatjuk az áramirányt – fordított szerkezet.
- Az állórész tekercselés lehetne kétfázisú, de a három fázis a jellemző.



127

6.9.2. BLDC motoros hajtás – az elektromotoros erő képzése

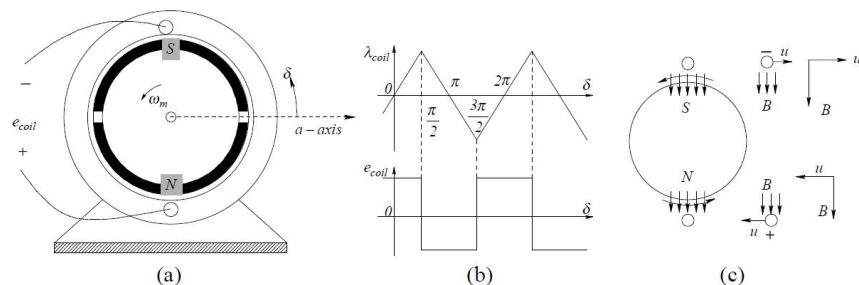
- Egy státor menet fluxus-kapcsolódásának csúcscértéke:

$$\hat{\lambda}_{coil} = (\pi r l) B_f$$

- A fluxus-kapcsolódás a szögelfordulással arányosan változik, ezért a tekercsben indukált elektromotoros erő (feszültség) így számítható:

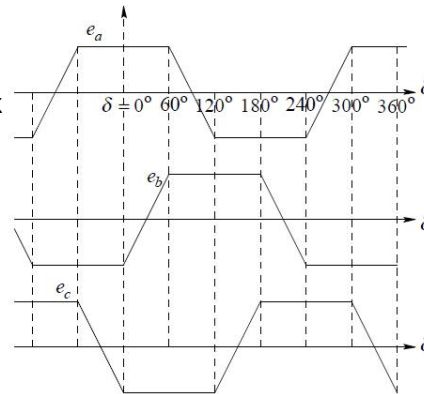
$$e_{coil} = \frac{d\lambda_{coil}}{dt} = \frac{d\lambda_{coil}}{d\delta} \frac{d\delta}{dt} = \frac{(\pi r l) B_f}{\pi / 2} \omega_m = 2 B_f l r \omega_m = \underbrace{2 B_f l r \omega_m}_{e_{cond}}$$

- A feszültség akkor váltja a polaritást, amikor a menet a következő mágneses pólus alá kerül.



6.9. BLDC motoros hajtás - táplálás

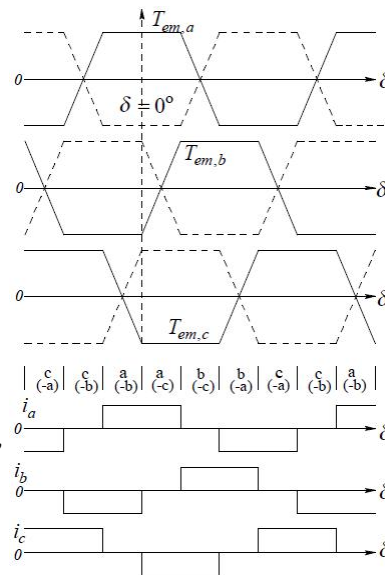
- Három fázisú sztatőr tekercs esetén adott fázisban a fluxus-kapcsolódás 120° -on keresztül lineárisan változik a szöggel, így az indukált elektromotoros erő konstans.
- Újabb 60° -on keresztül egyes meneteket egyik irányból éri a mágneses tér, másokat a másik irányból, ezért az indukált elektromotoros erő csökken, majd polaritást vált.
- A BLDC motor táplálása úgy történik, hogy abban az időszakban, amikor két tekercs indukált elektromotoros ereje konstans, erre a két (sorba kötött) tekercsre vezetünk feszültséget, a harmadik tekercset szabadon hagyjuk (üresjárat).



129

6.9.4. BLDC motoros hajtás – a forgató nyomaték képzése

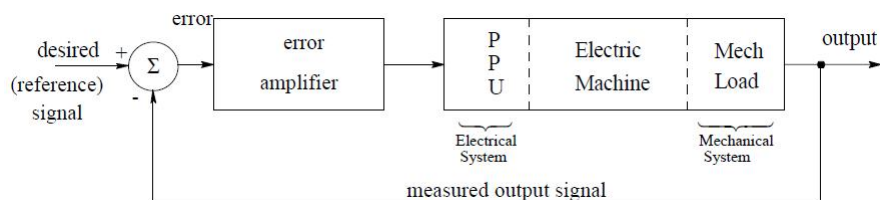
- A gép által létrehozott nyomaték az egyes menetekre ható erőkől számítható: $T_{em} = 2 \times 2N_s B_f \ell r I$
 $\underbrace{\hspace{1.5cm}}_{\text{each phase}}$
- Az egyes tekercsek áramait adott időszakokban konstans értéken tartjuk.
- Tekintettel a tekercsek helyzetének változására (melyik pólus halad el előttük), a létrejövő nyomaték trapéz alakú időfüggvény.
- Bizonyos nyomaték-ingadozás létezik, tekintettel a nem pontos kapcsolási időkre, ezért ma mindinkább áttérnek a szinuszos motorokra a trapéz megoldás helyett.



130

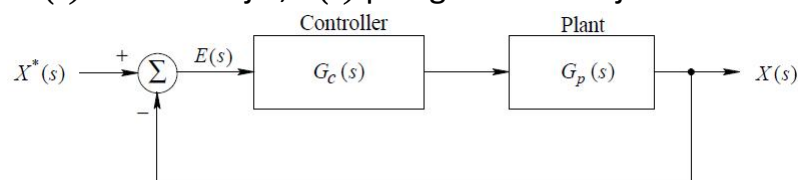
7. RÉSZ: SZABÁLYOZÓ TERVEZÉSE DC ÉS BLDC MOTOROKHOZ

- Sok ipari alkalmazás precíz sebesség (és pozíció) szabályozást igényel.
- Ez visszacsatolással érhető el, az ábra szerint.
- Elsőként az itt bemutatott szabályozási technikákat DC motorokra fejlesztették ki, de ma hatékonyan alkalmazzák a különböző AC motorokra is.



7.1. A szabályozás céljai

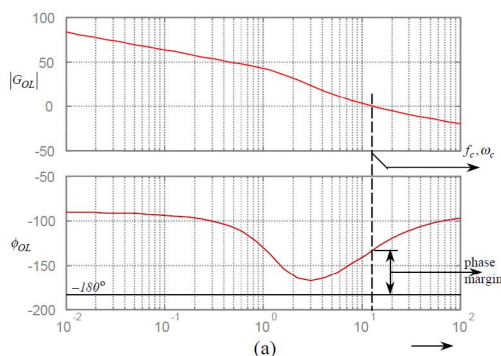
- Az előző diakockán vázolt szabályozási rendszernek a lenti ábrán látható hatásvázlat felel meg. Az egyszerűbb analízis érdekében egységnyi visszacsatolást feltételeztünk, de ez nem jelent érdemi korlátozást.
- $G_p(s)$ az energia átalakító-, a motor és a mechanikai rendszer együttes átviteli függvénye.
- $G_c(s)$ a vezérlő átviteli függvénye. Ezt kell megtervezni úgy, hogy állandósult állapotban minél kisebb legyen a hiba, ugyanakkor a szabályozás minél gyorsabban történjen, de túldobás és oszcillációk nélkül.
- $X^*(s)$ a referens jel, $X(s)$ pedig a kimeneti jel.



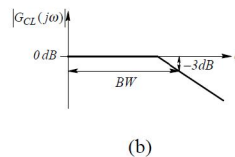
132

7.2. A szabályozás átviteli függvényeinek tulajdonságai

- A nyílt hurkú átviteli függvény: $G_{OL}(s) = G_c(s)G_p(s)$
- A zárt hurkú átviteli függvény: $G_{CL}(s) = \frac{G_{OL}(s)}{1 + G_{OL}(s)}$
- A nyílt hurkú átviteli függvény Bode diagramokkal jellemezhető.
- A vágási frekvenciánál (ahol $|G_{OL}(j\omega_c)| = 1$) a fáziskésés nem szabad, hogy elérje a 180° -ot. A különbség a fázistartalék, stabil szabályozáshoz $45^\circ \dots 60^\circ$ közötti érték szükséges.



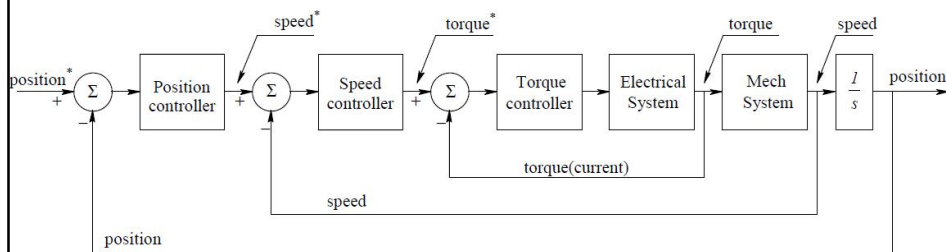
- A zárt hurkú függvény határfrekvenciája (BW) rendszerint a vágási frekvencia környékén van.



133

7.3. A kaszkád szabályozási rendszer

- A kaszkád szerkezetű motor-szabályozó külön visszacsatolást alkalmaz az áram(nyomaték) szabályozásra, külön visszacsatolást a sebesség szabályozásra és külön a pozíció szabályozásra.
- Széles körben alkalmazzák az iparban.
- A legbelső szabályozási kör a leggyorsabb, kifelé csökken a sebesség.



7.4. A szabályozó tervezésének lépései

- A villamos hajtásoknál gyakran nagy ugrások jelentkeznek a vezérlőjelben, ami kifejezésre juttatja a mechanikai rendszer esetleges nemlinearitását.
- A villamos rendszerben is van nemlinearitás, elsősorban az miatt, hogy korlátozott a tápfeszültség és korlátozott az energia-átalakító árama (védelem végett).
- A szabályozó tervezésekor első menetben kisjelű analízissel kell kivizsgálni, ill. beállítani a szabályzót, hogy megfelelő fázistartalékkal működjön.
- A második menetben számítógépes szimulációval ki kell vizsgálni, hogy reagál a szabályzó nagy ugrásokra (referens jel változása, terhelés változása, tápfeszültség változása...).
- Szükség szerint igazítani kell a paramétereken, hogy minél jobb legyen a dinamikus viselkedés.

135

7.5. A kisjelű modell kialakítása

Kiinduló feltételek:

- Minden változó munkaponti értékére nullát veszünk. Később terjesztjük ki az analízist más munkapontokra és nemlineáris viselkedésre.
- A leggyorsabb szabályozót úgy állítjuk be, hogy a határfrekvenciája tízszer vagy akár százszor kisebb legyen, mint a kapcsolási frekvencia (f_s).
- A kapcsolási frekvencián jelentkező áramhullámzást elhanyagoljuk, csak az átlagértékekkel dolgozunk.

136

7.5.1. Az energia-átalakító átlagolt modellje

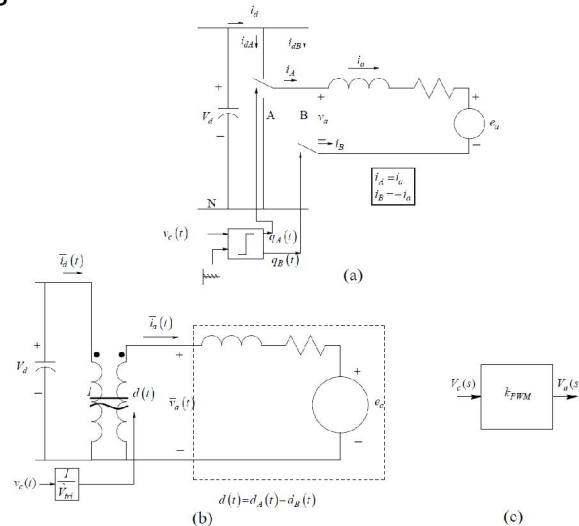
- Az átalakító átlagolt modellje az ábrán látható.
- Ha $V_d = \text{const.}$, az átalakító a vezérlőfeszültséggel arányos kimeneti feszültséget hoz létre.

$$\bar{v}_a(t) = k_{PWM} v_c(t)$$

$$(k_{PWM} = \frac{V_d}{\hat{V}_{tri}})$$

- A Laplace tartományban a modulátor és az energia-átalakító együttes átviteli függvénye egyszerűen egy konstans (c ábra):

$$V_a(s) = k_{PWM} V_c(s)$$



7.5.2. A DC motor és a mechanikai terhelés modellezése - időtartomány

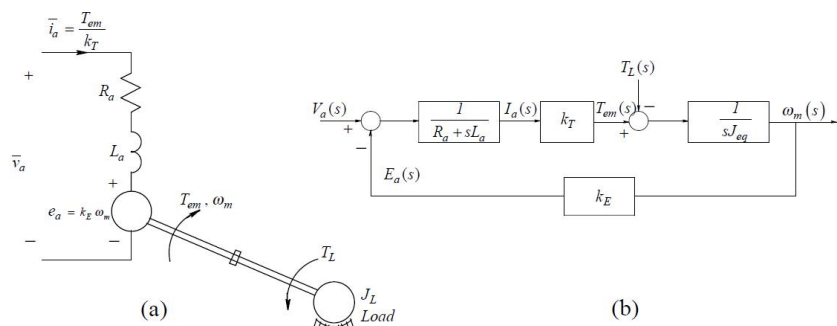
- A villamos részre vonatkozó egyenletek:

$$\bar{v}_a(t) = e_a(t) + R_a \bar{i}_a(t) + L_a \frac{d}{dt} \bar{i}_a(t), \quad e_a(t) = k_E \omega_m(t)$$

- A mechanikai részre vonatkozó egyenletek:

$$\frac{d}{dt} \omega_m(t) = \frac{\bar{T}_{em}(t) - T_L}{J_{eq}}, \quad \bar{T}_{em}(t) = k_T \bar{i}_a(t)$$

- Az egyenletek az átlagolt változókra vonatkoznak, feltételeztük, hogy nincs jelentős hullámzás a kapcsolási frekvencián.



138

7.5.3. A DC motor és a mechanikai terhelés modellezése – Laplace tartomány

- A villamos részre vonatkozó egyenletek a Laplace tartományban:

$$V_a(s) = E_a(s) + (R_a + sL_a)I_a(s)$$

illetve: $I_a(s) = \frac{V_a(s) - E_a(s)}{R_a + sL_a}, \quad E_a(s) = k_E \omega_m(s)$

ahol definiálható a villamos időállandó: $\tau_e = \frac{L_a}{R_a}$

- A mechanikai részre vonatkozó egyenletek a Laplace tartományban:

$$\omega_m(s) = \frac{T_{em}(s)}{sJ_{eq}}, \quad T_{em}(s) = k_T I_a(s)$$

- Ezek alapján rajzoltuk meg az előző diakockán megadott hatás-vázlatot.

139

7.6. A szabályzó tervezése

- A korábban megfogalmazott kritériumokat igyekszünk teljesíteni.
- Az egyes visszacsatolásoknál rendszerin PI szabályozókat alkalmazunk.
- Először a PI szabályozó fogalmával ismerkedünk meg, azután egyenként elvégezzük a nyomaték (áram) szabályozó tervezését, majd a sebesség és a pozíció szabályozó tervezését.

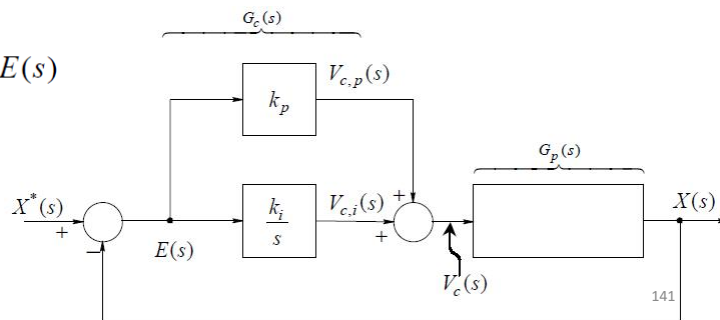
140

7.6.1. A szabályozó tervezése - a PI szabályozó fogalma

- A PI szabályozó szerkezete egy adott X mennyiség szabályozására az ábrán látható.
- A hibajel az eltérés az X változó kívánt értéke és tényleges értéke között: $E(s) = X^*(s) - X(s)$
- A vezérlőjel áll egy arányos részből, amely a hibajel és egy állandó szorzata: $V_{c,p}(s) = k_p E(s)$

valamint egy integrális részből, amely a hibajel integráljával arányos:

$$V_{c,i}(s) = \frac{k_i}{s} E(s)$$



7.7. Példa szabályzó tervezésére

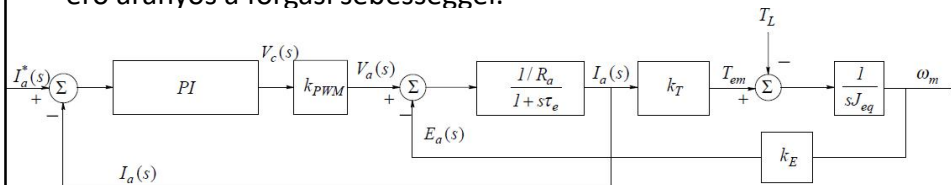
- Egy hajtás paramétereit a táblázatban adtuk meg.
- Ehhez kell optimális kaszkád szabályzót tervezni az áram (nyomaték), sebesség és pozíció szabályozására.

System Parameter	Value
R_a	2.0Ω
L_a	$5.2 mH$
J_{eq}	$152 \times 10^{-6} kg \cdot m^2$
B	0
K_E	$0.1 V / (rad / s)$
k_T	$0.1 Nm / A$
V_d	$60 V$
$\hat{V}_{tri}$	$5 V$
f_s	$33 kHz$

142

7.7.1. Példa hajtás szabályzó tervezésére – a nyomaték (áram) szabályozó tervezése – 1

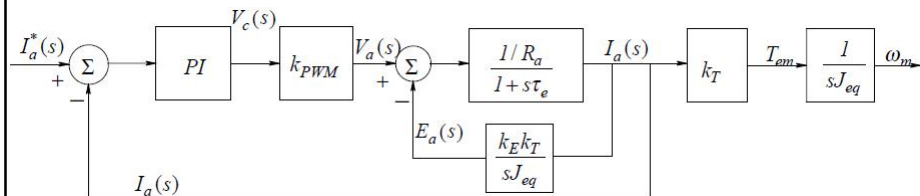
- Ez a legbelső és leggyorsabb szabályozási kör.
- Létezik egy belső visszacsatolás, mivel az indukált elektromotoros erő arányos a forgási sebességgel.



- Az elektromotoros erő kifejezhető a következő képlettel:

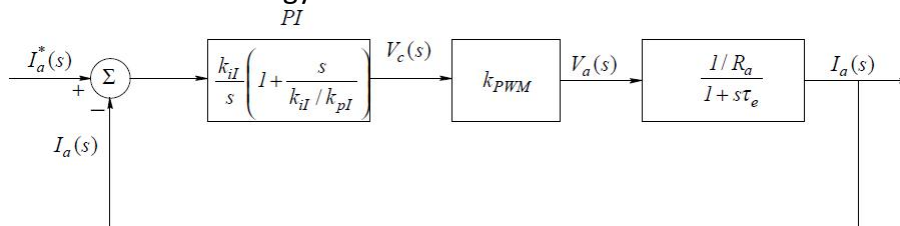
$$E_a(s) = \frac{k_T k_E}{s J_{eq}} I_a(s)$$

- így a szabályozási kör a következő alakra módosítható:



7.7.1. Példa hajtás szabályzó tervezésére – a nyomaték (áram) szabályozó tervezése – 2

- Ha nagy a tehetetlenségi nyomaték (gyakori eset), a tömbvázlat a következő alakra egyszerűsíthető:



- Ez a tömbvázlat alapján a következő kifejezés írható fel a nyílt hurkú átviteli függvényre:

$$G_{I,OL}(s) = \underbrace{\frac{k_{iL}}{s} \left[1 + \frac{s}{k_{iL} / k_{pI}} \right]}_{PI\text{-controller}} \underbrace{k_{PWM}}_{PPU} \underbrace{\frac{1/R_a}{1 + \frac{s}{1/\tau_e}}}_{motor}$$

- A PI szabályozó paramétereit (k_{iL} , k_{pI}) a következő diakockán megadott módon választva 90°-os fázistartalékot tudunk elérni.^{1,44}

7.7.1. Példa hajtás szabályzó tervezésére – a nyomaték (áram) szabályozó tervezése – 3

- A PI szabályozó átviteli függvényében szereplő nullát úgy választjuk meg, hogy egyszerűsíteni lehessen a motor pólusára vonatkozó tényezővel:

$$\frac{k_{II}}{k_{PI}} = \frac{1}{\tau_e} \quad \text{vagy} \quad k_{PI} = \tau_e k_{II}$$

- Így a nyílt hurkú erősítés (átviteli függvény) a következő alakra egyszerűsödik:

$$G_{I,OL}(s) = \frac{k_{I,OL}}{s} \quad k_{I,OL} = \frac{k_{II} k_{PWM}}{R_a}$$

- A nyílthurkú erősítés vágási frekvenciája így a következő lesz:

$$\omega_{cI} = k_{I,OL}$$

- A vágási frekvenciát sokkal kisebbre választjuk a kapcsolási frekvenciánál (1-2 nagyságrenddel).
- Így meghatároztuk a PI szabályozó integrális tagjának állandóját és befejeztük az áram (nyomaték) hurok tervezését:

$$k_{II} = \frac{\omega_{cI} R_a}{k_{PWM}} \quad 145$$

7.7.1. Példa hajtás szabályzó tervezésére – a nyomaték (áram) szabályozó tervezése – 4

- A vágási frekvenciára $1kHz$ -et választva, a megadott hajtásra a PI szabályozó paraméterei a következők értékűek lesznek:

$$k_{II} = \frac{\omega_{cI} R_a}{k_{PWM}} = 1050$$

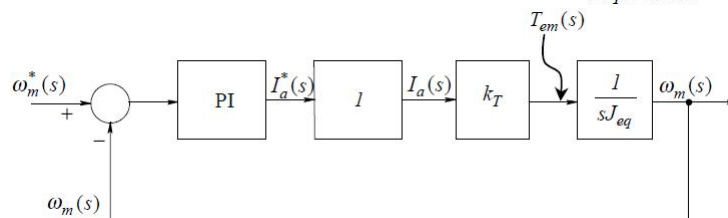
$$k_{PI} = k_{II} \tau_e = k_{II} \frac{L_a}{R_a} = 2.73$$

7.7.2. Példa hajtás szabályzó tervezésére – a sebesség szabályzó tervezése – 1

- Tekintettel a motor (mechanikai) tehetetlenségére, a sebességszabályzó határfrekvenciáját az áramszabályzó határfrekvenciájánál tízszer kisebbre vehetjük, így az áramszabályozást ideálisnak tekinthetjük (egységnyi átvitel).

- Így a sebesség-hurok nyílthurkú átviteli függvénye:

$$G_{\Omega, OL}(s) = \underbrace{\frac{k_{i\Omega}}{s} [1 + s / (k_{i\Omega} / k_{p\Omega})]}_{PI \text{ controller}} \underbrace{1}_{\text{current loop}} \underbrace{\frac{k_T}{s J_{eq}}}_{\text{torque+inertia}}$$



147

7.7.2. Példa hajtás szabályzó tervezésére – a sebesség szabályzó tervezése – 2

- A nyílt hurkú átviteli függvény ilyen alakra hozható:

$$G_{\Omega, OL}(s) = \left(\frac{k_{i\Omega} k_T}{J_{eq}} \right) \frac{1 + s / (k_{i\Omega} / k_{p\Omega})}{s^2}$$

- Tehát, két pólus van 0 frekvencián és egy valós nulla.
- A sebességszabályzó paramétereit ($k_{p\Omega}$, $k_{i\Omega}$) úgy kell megválasztani, hogy kielégítsük az alábbi két feltételt:

$$\left| \left(\frac{k_{i\Omega} k_T}{J_{eq}} \right) \frac{1 + s / (k_{i\Omega} / k_{p\Omega})}{s^2} \right|_{s=j\omega_{c\Omega}} = 1$$

$$\angle \left(\left(\frac{k_{i\Omega} k_T}{J_{eq}} \right) \frac{1 + s / (k_{i\Omega} / k_{p\Omega})}{s^2} \right)_{s=j\omega_{c\Omega}} = -180^\circ + \phi_{pm, \Omega}$$

148

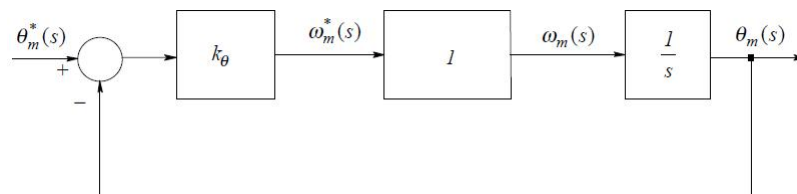
7.7.3. Példa hajtás szabályzó tervezésére – pozíció szabályzó tervezése

- A pozíció szabályozására nem szükséges PI szabályozás, mivel már magában a pozíció a sebesség integrálja.
- Csak a k_θ paramétert kell megválasztani.
- A nyílt hurkú átviteli függvény a következő:

$$G_{\theta, OL}(s) = \frac{k_\theta}{s}$$

- Megválasztva a pozíció szabályozó vágási körfrekvenciáját, a k_θ paraméter a következő módon számítható:

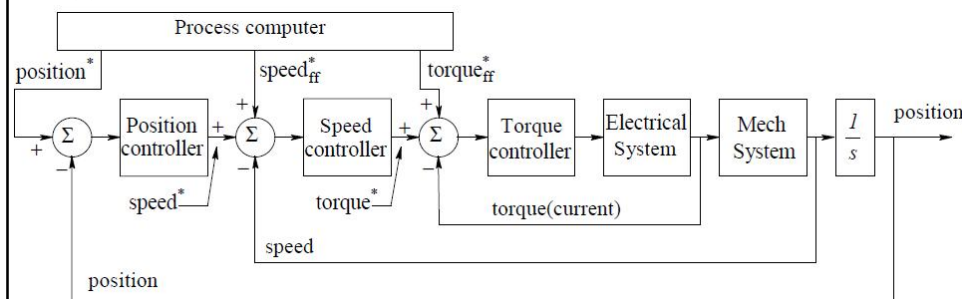
$$k_\theta = \omega_{c\theta}$$



149

7.8. A *feedforward* technika szerepe a szabályzásban

- A kaszkád szabályozás eredményesen használható, de viszonylag lassú reakciót biztosít.
- Gyorsabb választ lehet elérni, ha minden változó egy időben rendelkezésre áll.
- A változók referens értéke nagyjából előre tudható, ezért ezeket be lehet vinni a szabályozó körbe és ezzel gyorsítható a rendszer válasza.



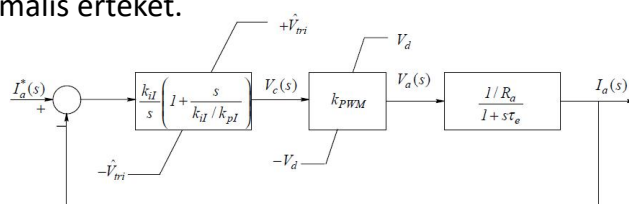
7.9. A korlátozások hatása

- Célszerű korlátozni a kitöltési tényezőt, a motor áramát, a sebességet, hogy megvédjük a hajtást a villamos és mechanikai túlterhelésektől.
- A korlátozások a referens értékek nagy változásakor jutnak kifejezésre: lassítják a reakciót.
- Hogy a valós viselkedést pontosabban megjósoljuk, szükséges a hajtás szimulációja.

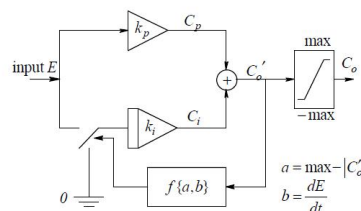
151

6.10. Anti-windup technika az integráló tagnál

- A korlátozásokat és integráló tagokat tartalmazó rendszereknél a stabilitás érdekében fontos, hogy az integráló tag ne integráljon tovább, ha a szabályozó kimenete elérte a lehetséges maximális értéket.
- Az ábra mutatja, hogy mely helyeken szükséges a beavatkozás.



(a)

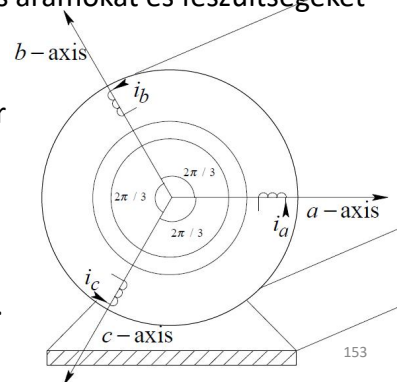


(b)

152

8. RÉSZ: BEVEZETÉS AZ AC GÉPEKBE ÉS A TÉRVEKTOROKBA

- Az AC motorok részesedése az iparban nő.
- Ebben a fejezetben két fajta AC gépek (aszinkron motorok és állandó mágneses forgórészű, szinuszos táplálású szinkron motorok) tanulmányozásának eszközeivel ismerkedünk meg.
- Ezek a gépek három fázisú szinuszos áramokat és feszültségeket igényelnek.
- Mindkét esetben a sztátor három fázisú tekercseket tartalmaz, a rotor különbözik.
- A légrésben a mágneses tér szinuszos eloszlású, köszönve az egyes tekercsek eloszlásának és a térben 120°-kal való elfordításának.



8.1. A sztátor tekercsek szinuszos elrendezése

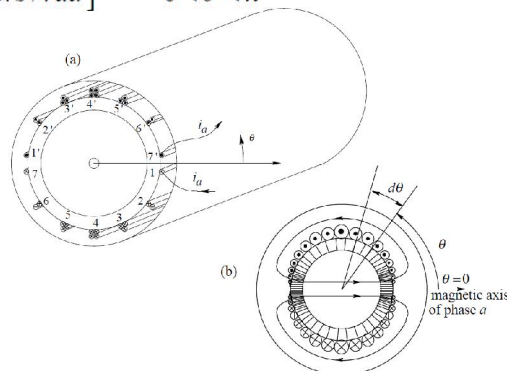
- Az AC gépeknél minden fázistekercs az elfordulás szögének függvényében szinuszos mágneses indukció-eloszlást hoz létre a légrésben.
- Ez úgy lehetséges, hogy a menetek nem egyenletesen vannak elosztva a kerület mentén, hanem szinuszosan:

$$n_s(\theta) = \hat{n}_s \sin \theta \quad [\text{no. of conductors / rad}] \quad 0 < \theta < \pi$$

$$\text{ahol} \quad \int_0^\pi n_s(\theta) d\theta = N_s$$

$$\text{mivel} \quad \hat{n}_s = \frac{N_s}{2}$$

$$n_s(\theta) = \frac{N_s}{2} \sin \theta \quad 0 \leq \theta \leq \pi$$



8.2. A mágneses indukció szinuszos eloszlása

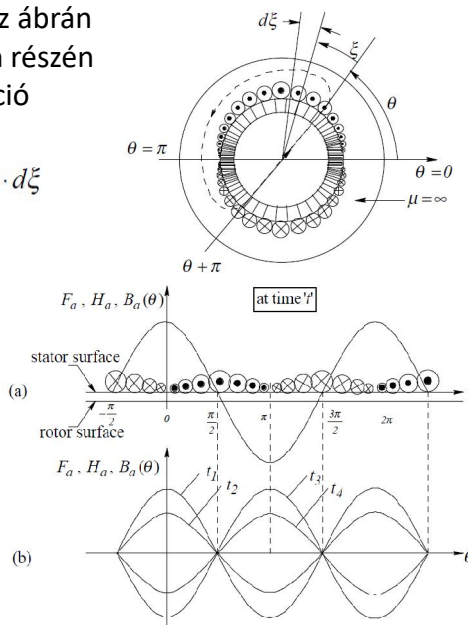
- Ampère törvényét alkalmazva az ábrán felvett hurokra, a légrés minden részén kiszámítható a mágneses indukció nagysága.

$$\underbrace{H_a \ell_g}_{\text{outward}} - \underbrace{(-H_a) \ell_g}_{\text{inward}} = \int_0^\pi i_a \cdot n_s(\theta + \xi) \cdot d\xi$$

$$H_a(\theta) = \frac{N_s}{2\ell_g} i_a \cos \theta$$

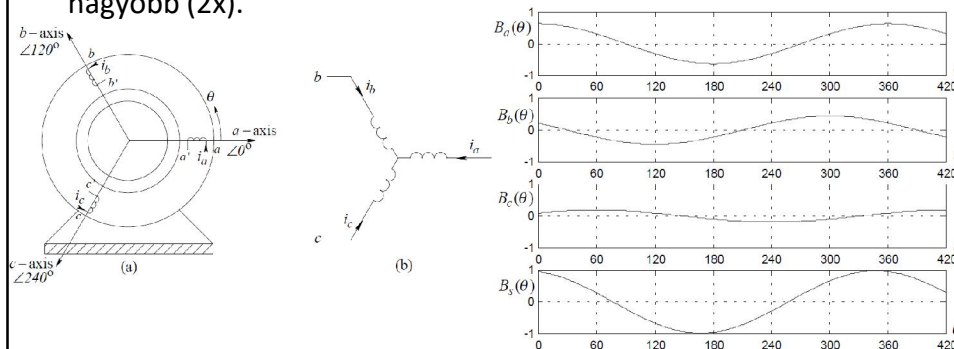
$$B_a(\theta) = \mu_o H_a(\theta) = \left(\frac{\mu_o N_s}{2\ell_g} \right) i_a \cos \theta$$

- Tehát, az indukció értéke minden pillanatban arányos a pillanatnyi árammal és koszinusz függvény szerint függ a szögtől.



8.3. Három fázisú tekercselés a menetek szinuszos eloszlásával

- Egy helyett három tekercs az állórészen.
- Egymástól 120° -ra el vannak tolva (fordítva).
- Csillag kapcsolásba vannak kötve (konkrét gépeknél lehet háromszög is).
- Mindegyik fázisáram létrehozza a korábban tárgyalt szinuszos indukció-elosztást, csak más-más szögnél van az indukciónak a csúcserőve.
- Az eredő indukció is szinuszos eloszlású, de az eredő amplitúdó nagyobb (2x).



8.4.1. A térben szinuszos eloszlású terek leírása térvektorokkal

- A szinuszosan változó áramokat és feszültségeket fázorokkal (komplex számokkal) írtuk le.
- A térben (a szögtől függően) szinuszosan változó B , H és F mennyiségeket térvektorokkal írjuk le.
- A térvektor amplitúdóját akkorára választjuk, amekkora az adott mennyiség csúcsértéke.
- A térvektor az a mágneses tengellyel akkora szöget zár be, amelyik szögénél van az adott mennyiség csúcsértéke.
- A térvektorokat is komplex számokkal írjuk le, a jelölésük fölé nyilat rajzolunk ($\rightarrow$).
- Az i_a áram által létrehozott magneto-motoros erőt az alábbi térvektorral jelöljük:

$$\vec{F}_a(t) = \frac{N_s}{2} \vec{i}_a(t) \angle 0^\circ$$

- Hasonlóan írhatjuk az i_b és az i_c áramok által létrehozott magneto-motoros erőt, valamint a H és a B mennyiségek térvektorait.

157

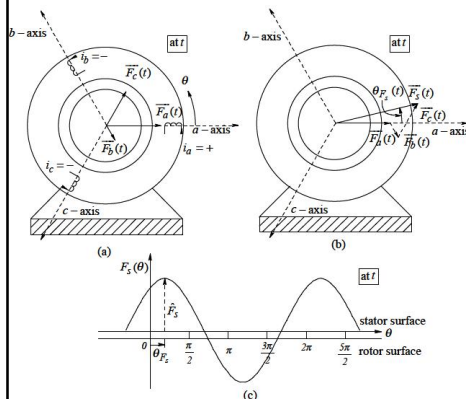
8.4.2. A térben szinuszos eloszlású terek leírása térvektorokkal

- Minden pillanatban a három fázisáram által létrehozott magneto-motoros erőket három térvektorral ábrázolhatjuk. Ezek iránya állandó (0° , 120° és 240°), az amplitúdóik viszont szinuszosan változnak időben.

$$\vec{F}_a(t) = \frac{N_s}{2} \vec{i}_a(t) \angle 0^\circ$$

$$\vec{F}_b(t) = \frac{N_s}{2} \vec{i}_b(t) \angle 120^\circ$$

$$\vec{F}_c(t) = \frac{N_s}{2} \vec{i}_c(t) \angle 240^\circ$$



- A térbeli szinuszos eloszlás a menetek szinuszos eloszlásának köszönhető. A pillanatnyi értékek a fázisáramok időbeli változása miatt változnak.

- A három térvektor egy eredő térvektorral helyettesíthető:

$$\vec{F}_s(t) = \vec{F}_a(t) + \vec{F}_b(t) + \vec{F}_c(t) = \hat{F}_s \angle \theta_{F_s}$$

$$\vec{H}_s(t) = \vec{H}_a(t) + \vec{H}_b(t) + \vec{H}_c(t) = \hat{H}_s \angle \theta_{H_s}$$

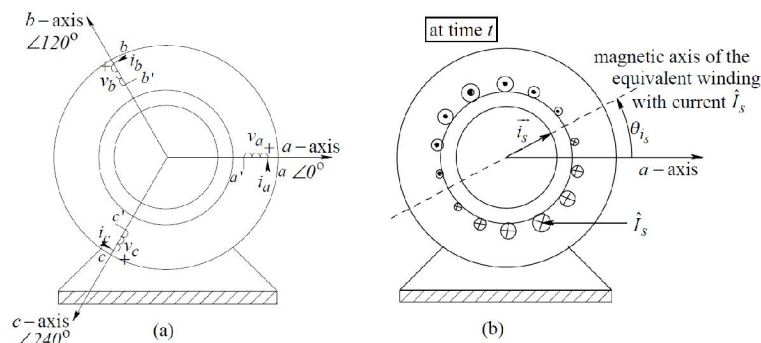
$$\vec{B}_s(t) = \vec{B}_a(t) + \vec{B}_b(t) + \vec{B}_c(t) = \hat{B}_s \angle \theta_{B_s}$$

8.5. A fázisáramok és feszültségek ábrázolása eredő térvektorokkal

- A három fázismennyiség hatása olyan, hogy egyetlen térvektorral helyettesíthetők (amelynek folyamatosan változhat a nagysága és a szögállása):

$$\vec{i}_s(t) = i_a(t)\angle 0^\circ + i_b(t)\angle 120^\circ + i_c(t)\angle 240^\circ = \hat{I}_s(t)\angle \theta_{i_s}(t)$$

$$\vec{v}_s(t) = v_a(t)\angle 0^\circ + v_b(t)\angle 120^\circ + v_c(t)\angle 240^\circ = \hat{V}_s(t)\angle \theta_{v_s}(t)$$



159

8.6. A sztátor áramok térvektorának fizikai értelmezése

- A sztátor áramok térvektorát $N_s/2$ -vel szorozva a magneto-motoros erő térvektorát kapjuk:

$$\frac{N_s}{2} \vec{i}_s(t) = \underbrace{\frac{N_s}{2} i_a(t)\angle 0^\circ}_{\vec{F}_a(t)} + \underbrace{\frac{N_s}{2} i_b(t)\angle 120^\circ}_{\vec{F}_b(t)} + \underbrace{\frac{N_s}{2} i_c(t)\angle 240^\circ}_{\vec{F}_c(t)} \quad \frac{N_s}{2} \vec{i}_s(t) = \vec{F}_s(t)$$

- A három fázisáram hatása helyettesíthető egy tekercs egy áramával, ha a tekercs tengelye forgatható és az áram amplitúdója változtatható.
- A magneto-motoros erőre vonatkozó következtetés érvényes a vele arányos $\vec{B}_s$ és $\vec{H}_s$ térvektorokra is:

$$\vec{H}_s(t) = \frac{N_s}{2\ell_g} \vec{i}_s(t) \quad \vec{B}_s(t) = \frac{\mu_o N_s}{2\ell_g} \vec{i}_s(t)$$

- Feltételeztük, hogy a forgórészen nincs semmilyen áram, egyébként azt is figyelembe kellene venni.

160

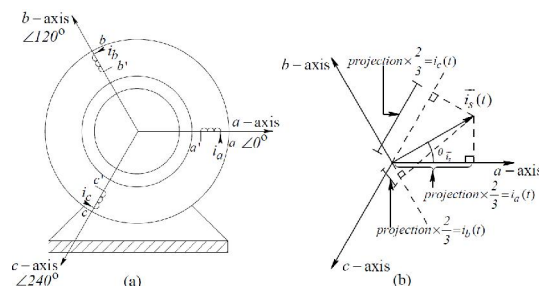
8.7. A térvektorok visszafejtése fázisáramokra és fázisfeszültségekre

- Ha ismert a térvektor amplitúdója és szöge egy adott pillanatban (ezt rendszerint kiértékeli a szabályzó), ebből kiszámítható az egyes fázismennyiségek kívánt értéke abban a pillanatban.
- A motor hajtását végző teljesítmény-átalakító ezeket a fázismennyiségeket kell, hogy megvalósítsa.
- A számítás a térvektor vetítésével történik az egyes tekercsek mágneses tengelyére (a , b , c).
- A megfelelő képletek:

$$i_a = \frac{2}{3} \operatorname{Re}[\vec{i}_s \angle 0^\circ] = \frac{2}{3} \operatorname{Re}[\hat{I}_s \angle \theta_{i_s}] = \frac{2}{3} \hat{I}_s \cos \theta_{i_s}$$

$$i_b = \frac{2}{3} \cdot \hat{I}_s \cdot \cos(\theta_{i_s} - 2\pi/3)$$

$$i_c = \frac{2}{3} \cdot \hat{I}_s \cdot \cos(\theta_{i_s} - 4\pi/3)$$



8.8. Térvektor meghatározása szimmetrikus három fázisú szinuszos gerjesztésnél állandósult állapotban

- A térvektoros ábrázolás teljesen általános: a feszültségek és áramok lehetnek tetszőleges időfüggvények. Ilyenkor a térvektor amplitúdója és szögállása tetszőlegesen változik.
- A villamos gépek az idő nagy részében szimmetrikus három fázisú szinuszos gerjesztést kapnak, itt ezt az esetet vizsgáljuk. A forgórészen továbbra sincs áram.
- A létrejövő áramok mágnesezési áramoknak tekinthetők és a következő képletekkel adóttak:

$$i_{ma} = \hat{I}_m \cos \omega t$$

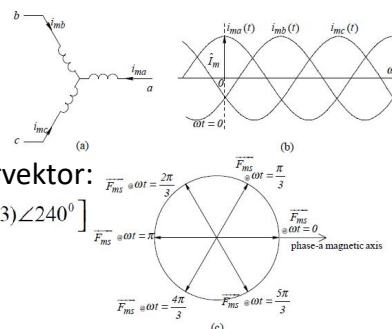
$$i_{mb} = \hat{I}_m \cos(\omega t - 2\pi/3)$$

$$i_{mc} = \hat{I}_m \cos(\omega t - 4\pi/3)$$

- Az ezeknek az áramoknak megfelelő térvektor:

$$\vec{i}_{ms}(t) = \hat{I}_m [\cos \omega t \angle 0^\circ + \cos(\omega t - 2\pi/3) \angle 120^\circ + \cos(\omega t - 4\pi/3) \angle 240^\circ]$$

$$\vec{i}_{ms}(t) = \frac{3}{2} \hat{I}_m \angle \omega t = \hat{I}_{ms} \angle \omega t$$



8.9. Térvektor viselkedése szimmetrikus három fázisú szinuszos gerjesztésnél állandósult állapotban

- Hasonló képlettel írható le a magneto-motoros erő és az indukció térvektora:

$$\vec{F}_{ms}(t) = \frac{N_s}{2} \vec{i}_{ms}(t) = \hat{F}_{ms} \angle \omega t \quad \vec{B}_{ms}(t) = \left(\frac{\mu_0 N_s}{2l_g} \right) \cdot \vec{i}_{ms}(t) = \hat{B}_{ms} \angle \omega t$$

- Megállapítható, hogy állandósult állapotban a térvektorok (mágnesezési áram, magneto-motoros erő, indukció) amplitúdója konstans, ugyanakkor a tápáramok frekvenciájának (ω) megfelelő szögsebességgel forognak.
- Többpólusú gépeknél a térvektor szögsebességét el kell osztani a póluspárok ($p/2$) számával.

163

8.10. Összefüggés a térvektorok és a fázorok között szimmetrikus három fázisú szinuszos gerjesztésnél állandósult állapotban

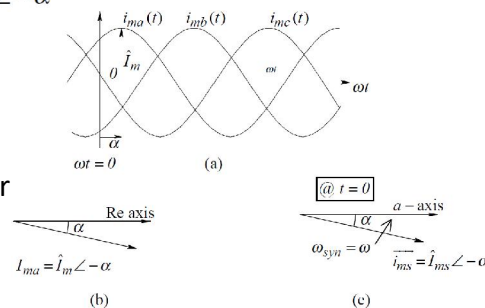
- Az a fázis árama: $i_{ma}(t) = \hat{I}_m \cos(\omega t - \alpha)$

- A neki megfelelő fázor: $\vec{I}_{ma} = \hat{I}_m \angle -\alpha$

- $t=0$ -ban az áram térvektora:

- $\vec{i}_{ms} \Big|_{t=0} = \hat{I}_{ms} \angle -\alpha$ ahol: $\hat{I}_{ms} = \frac{3}{2} \hat{I}_m$

- Az a fázis áramának (feszültségének) megfelelő fázor szöge megegyezik az áramok (feszültségek) térvektorának szögével $t=0$ -ban.



Elegendő ismerni az a fázis áramát/feszültségét. A másik két fázis árama/feszültsége ugyanakkora amplitúdójú, csak $\pm 120^\circ$ -kal el van tolva.

164

8.11. A sztátor tekercsekben indukált feszültségek

- A sztátor tekercsek megközelítőleg jellemezhetjük tisztán induktivitással, ezért az áramok és a feszültségek között a viszony:

$$e_{ma} = L_m \frac{di_{ma}}{dt}, \quad e_{mb} = L_m \frac{di_{mb}}{dt}, \quad e_{mc} = L_m \frac{di_{mc}}{dt}$$

- A mágnesezési induktivitások a következő képlettel számíthatók:

$$L_m = \frac{3}{2} \left[\frac{\pi \mu_o r \ell}{\ell_g} \left(\frac{N_s}{2} \right)^2 \right]$$

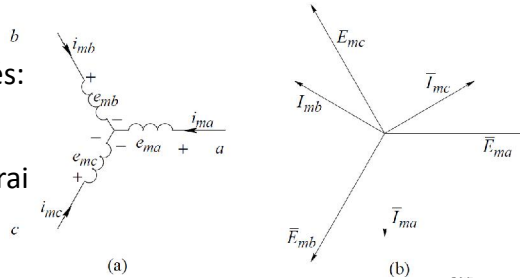
- A kapcsos zárójelben levő rész az egy tekercsre vonatkozó ön-induktivitás. A 3/2-es szorzó a három tekercs mágneses csatolása miatt jelentkezik.

- Az áramok és a feszültségek térvektorai közötti összefüggés:

$$\vec{e}_{ms}(t) = (j\omega L_m) \vec{i}_{ms}(t)$$

- Az indukált feszültségek és a mágneses indukciók térvektorai közötti összefüggés viszont:

$$\vec{e}_{ms}(t) = j\omega \left(\frac{3}{2} \pi r \ell \frac{N_s}{2} \right) \vec{B}_{ms}(t)$$



165

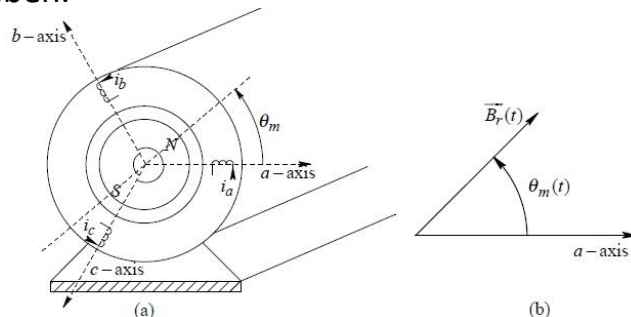
9. RÉSZ: HAJTÁS SZINUSZOS PMAC MOTOROKKAL ÉS SZINKRON MOTOROKKAL

- A szinuszos áramokkal és feszültségekkel működő PMAC gépek hasonlóak a BLDC gépekhez (6.9. fejezet).
- Az egyik lényeges különbség az, hogy az állórész tekercsek menetsűrűsége szinuszosan függ a szögtől.
- A másik lényeges különbség az, hogy az állandó mágnesekkel kialakított forgórész a légrésben olyan mágneses teret hoz létre, amely szinusz függvény szerint függ a szögtől.
- Ezen az alapon hullámzás-mentes nyomatékot lehet létrehozni – precíz hajtásoknál ez fontos.
- Az ilyen gépek teljesítménye általában 10kW alatt van (nem fő hajtásokhoz, hanem szervó hajtásokhoz alkalmazzák őket).
- Nincs kefe+kommutátor – nincs kopás.
- Szerkezetileg nem nagy a különbség a hagyományos, nagy teljesítményű, szinkron gépekhez képest.

166

9.1. A szinuszos PMAC gépek szerkezete

- Az állórészen szinuszosan elosztott menetsűrűségű, három fázisú tekercselés van.
- Az ilyen tekercsek árama a légrésben szinuszosan elosztott magneto-motoros erőt hoz létre.
- Az állandó mágneses forgórész szinuszos indukció eloszlást hoz létre a légrésben.



9.2.1. A szinuszos PMAC gépek működési elve – a tér és az áramok eloszlása

- A forgórészen levő állandó mágnesek szinuszos indukció eloszlást hoznak létre a légrésben.
- Ez az eloszlás egy állandó amplitúdójú térvektorral írható le, amelynek szögállása megegyezik azzal az iránnyal, ahol a az indukciónak a csúcsértéke van. A térvektor együtt forog a forgórésszel: $\vec{B}_r(t) = \hat{B}_r \angle \theta_m(t)$

- A nyomaték a légrés-indukció és a sztátor tekercsek áramainak kölcsönhatásaként jön létre.
- A tekercseket az energia-átalakító szinuszos három fázisú árammal táplálja. Az áramoknak megfelelő térvektor 90° -kal meg kell, hogy előzze a $\vec{B}_r$ térvektort.

$$\vec{i}_s(t) = \hat{I}_s(t) \angle \theta_{i_s}(t) \text{ ahol } \theta_{i_s}(t) = \theta_m(t) + 90^\circ$$

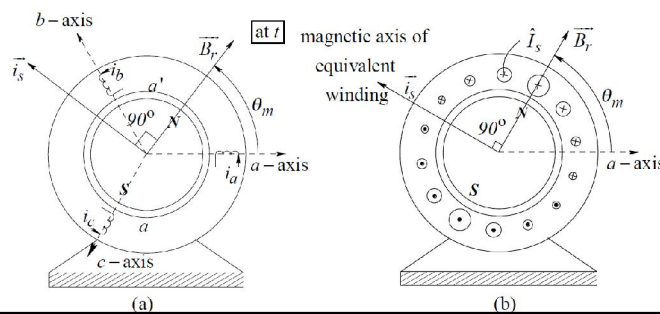
- Állandósult állapotban $\hat{I} = \text{const.}, \quad \theta_m (= \omega_m t)$

168

9.2.2. A szinuszos PMAC gépek működési elve – a nyomaték képzése

- A három sztátor tekercs áramának hatása olyan, mintha egyetlen, szinuszos eloszlású tekercs lenne θ_m szög alatt.
- Mivel a forgórész mágneses tere állandóan 90° -kal késik θ_m -hez képest, a gép forgató nyomatéka nem függ θ_m -től, csak $\hat{B}_r$ -től és $\hat{I}_s$ -től.
- A nyomaték számításánál az $F_{em} = B \cdot l \cdot i$ képletből indulunk ki.
- A rotor az óramutatóvak megegyező irányú erővel hat az állórész tekercsre.

- Az állórész ugyanakkora, de ellenkező irányú erőt (reakciót) fejt ki a forgórészre.



9.2.3. A szinuszos PMAC gépek működési elve – a nyomaték számítása

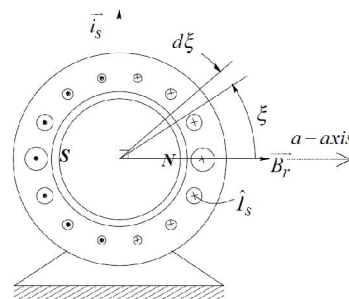
- A menetsűrűség a sztátoron: $n_s(\xi) = (N_s / 2) \cdot \cos \xi$
- Elemi $d\xi$ szögre eső elemi menetszám: $= \frac{N_s}{2} \cos \xi \cdot d\xi$
- A forgórész által előállított indukció ξ szögnél: $\hat{B}_r \cos \xi$
- Az elemi menetszámba eső nyomaték:

$$dT_{em}(\xi) = r \underbrace{\hat{B}_r \cos \xi}_{\text{flux density at } \xi} \cdot \underbrace{\ell}_{\text{cond. length}} \cdot \underbrace{\hat{I}_s \cdot \frac{N_s}{2} \cos \xi \cdot d\xi}_{\text{no. of cond. in } d\xi}$$

- A teljes nyomaték a fenti nyomaték integráljának kétszerese a $\pm\pi/2$ szögtartományban:

$$T_{em} = k_T \hat{I}_s \quad \text{ahol} \quad k_T = \pi \frac{N_s}{2} r \ell \hat{B}_r$$

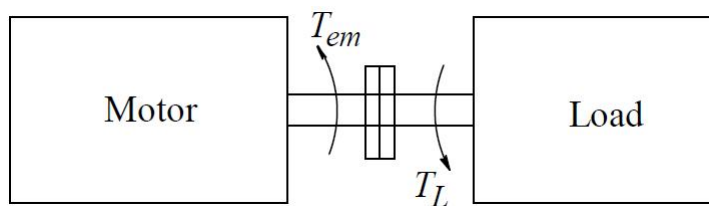
- Az állandó szög-különbséget visszacsatolás biztosítja. Nem történhet de-szinkronizáció túlterheléskor, mint a hagyományos szinkron gépeknél.



9.3. A PMAC gépek mechanikai rendszere

- A motor szögsebességének változása az alábbi képlet szerint történik:
$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{T_{em} - T_L}{J_{eq}}$$

- A motor pozícióját (szögállását) integrálással számoljuk:
$$\theta_m(t) = \theta_m(0) + \int_0^t \omega_m(\tau) \cdot d\tau$$



171

9.4. A referens sztátor áramok számítása

- A forgórész szögállását (mágneses tengelyét) megfelelő szenzorral érzékeljük (enkóder).
- Erre merőleges sztátor áram térvektort kell létrehozni: $\vec{i}_s^*(t) = \hat{I}_s^*(t) \angle \theta_{i_s}^*(t)$ ahol $\theta_{i_s}^*(t) = \theta_m(t) + \frac{\pi}{2}$
- A térvektorból tudjuk kiszámítani az egyes (referens, kívánt) sztátor áramokat:

$$i_a^*(t) = \frac{2}{3} \operatorname{Re}[\vec{i}_s^*(t)] = \frac{2}{3} \hat{I}_s^*(t) \cos \theta_{i_s}^*(t)$$

$$i_b^*(t) = \frac{2}{3} \operatorname{Re}\left[\vec{i}_s^*(t) \angle -\frac{2\pi}{3}\right] = \frac{2}{3} \hat{I}_s^*(t) \cos(\theta_{i_s}^*(t) - \frac{2\pi}{3})$$

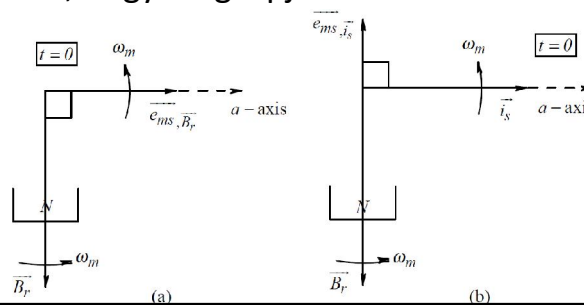
$$i_c^*(t) = \frac{2}{3} \operatorname{Re}\left[\vec{i}_s^*(t) \angle -\frac{4\pi}{3}\right] = \frac{2}{3} \hat{I}_s^*(t) \cos(\theta_{i_s}^*(t) - \frac{4\pi}{3})$$

172

9.5.1. A sztátor tekercsekben indukált feszültségek – az okok

Két okból is jelentkezik indukált feszültség az állórészen:

- A forgórész a saját mágneses terével forog az állórészben,
- Az állórész áramok a térvektornak megfelelő forgó mágneses teret hoznak létre.
- Ezt a két elektromotoros erőt (feszültségeket) össze kell adni minden pillanatban, hogy megkapjuk az eredő fázis feszültségeket.



9.5.2. A sztátor tekercsekben indukált feszültségek – a rotor oldalról

- A rotor mágneses terének következtében jelentkező indukált feszültség a következő módon számítható:

$$\vec{e}_{ms, \vec{B}_r}(t) = j\omega_m \frac{3}{2} (\pi r \ell \frac{N_s}{2}) \vec{B}_r(t)$$

- Ha definiáljuk a motor feszültség-állandóját:

$$k_E \left[\frac{V}{rad/s} \right] = k_T \left[\frac{Nm}{A} \right] = \pi r \ell \frac{N_s}{2} \hat{B}_r$$

ugyanez a feszültség így számítható:

$$\vec{e}_{ms, \vec{B}_r}(t) = j \frac{3}{2} k_E \omega_m \angle \theta_m(t) = \frac{3}{2} k_E \omega_m \angle \{\theta_m(t) + 90^\circ\}$$

9.5.3. A sztátor tekercsekben indukált feszültségek – a sztátor oldalról

- A sztátor áramok térvektorának forgása is indukál feszültséget a sztátor tekercsekben.
- Az indukált feszültség is leírható térvektorral.
- Az összefüggés a két térvektor között:

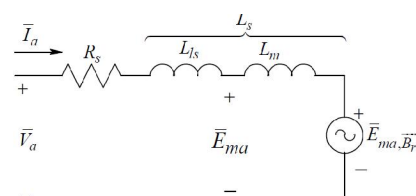
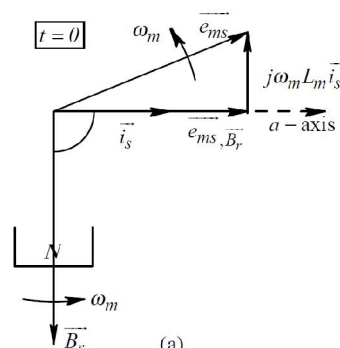
$$\vec{e}_{ms, \vec{i}_s}(t) = j\omega_m L_m \vec{i}_s(t)$$

- Az állandó mágneses motoroknál az eredő légrés viszonylag nagy (az állandó mágnesek miatt), így L_m általában kicsi.

175

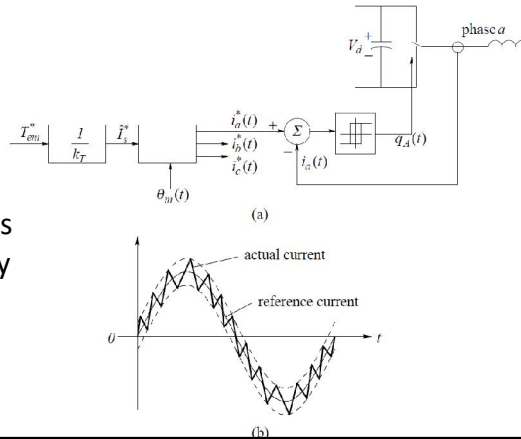
9.5.4. A sztátor tekercsekben indukált feszültségek – az eredő feszültség és az áramköri modell

- Az indukált feszültségeket vektoriálisan össze kell adni.
- Így alakítható ki az áramköri modell.



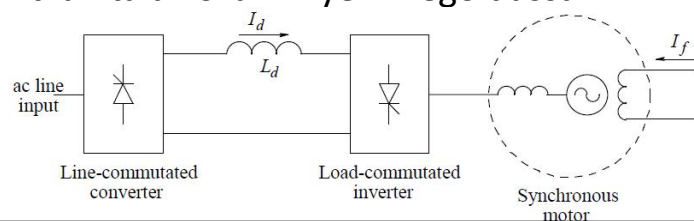
9.6. A vezérlő és az energia-átalakító

- A vezérlő szerepe, hogy úgy kapcsolgassa az átalakító tranzisztorait, hogy a kívánt fázisáramok létrejöjjenek.
- A sztátor áramok amplitúdóját a nyomaték igényből kapjuk.
- Ismerve a rotor pillanatnyi helyzetét (abszolút enkóder vagy resolver szükséges), kiszámíthatók a fázis áramok kívánt értékei.
- A ma épített energia-átalakítók a szinuszos PMAC gépekhez általában PWM inverterek.
- Az áram szabályozására legegyszerűbb a hiszterézises szabályzó. Hiányossága, hogy változik a kapcsolási frekvencia, ezért általában nem ezt használják.



9.7. Természetes kommutációjú tirisztoros inverter a szinuszos PMAC motorok meghajtására

- A szinuszos PMAC gépekhez az első energia átalakítók tirisztoros megoldások (hídkapcsolások) voltak. A kapcsolási frekvencia a sztátor áramok alap harmonikusának frekvenciája volt.
- Lehetséges volt a természetes kommutáció, köszönve a híd árammal történő táplálásnak és a motor induktivitásainak (maguktól leálltak a fázisáramok, ha megfelelő sorrendben gyújtották a tirisztorokat).
- Ma ritkán találkozunk ilyen megoldással.



178

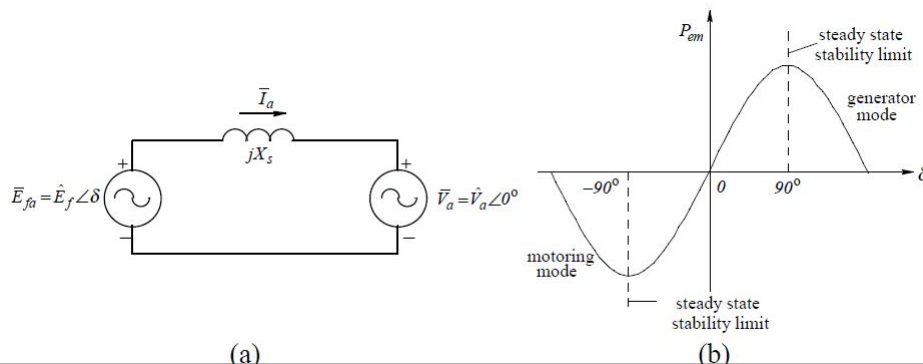
9.8. Hagyományos szinkron motorok és generátorok

- Ezek a gépek közvetlen a három fázisú hálózatra kapcsolva üzemelnek – nincs közben energia-átalakító.
- Ma rendszerint csak generátorok működnek így, a motoroknál van valamilyen szabályozás.
- Korábban sok szinkron gép (kompenzátor) volt üzemben a teljesítmény-tényező javítása céljából (nagy elosztó központokban), ma inkább kondenzátorok ki-be kapcsolásával oldják ezt meg (nincs forgó alkatrész).
- Ezeknél a nagy gépeknél általában elektromágneses gerjesztést alkalmaznak a rotoron (csúszógyűrűk és szénkefék + DC táp szükséges).
- A mágnesezési áram (I_f) szabályozásával szabályozható a teljesítmény-tényező.

179

9.8.1. Hagyományos szinkron motorok és generátorok – a működési elv

- Közvetlenül a három fázisú hálózatra vannak kötve.
- Állandósult állapotban érvényes az egy fázisra visszavezetett modell (a).
- A hálózati feszültségek az indukált feszültségekkel tartanak egyensúlyt (a frekvencia azonos).
- Az áram és a feszültségek közötti szög $\pm 180^\circ$ között változhat.



9.8.2. Hagyományos szinkron motorok és generátorok – modellezés

- A szögtől függ, hogy a gép vagy motorként, vagy generátorként működik (*b* ábra az előző diakockán).
- A gép teljesítménye a fázisszögtől függ:

$$P_{em} = \frac{3}{2} \operatorname{Re}(\bar{V}_a \bar{I}_a^*) = \frac{3}{2} \hat{V} \operatorname{Re}\left[\frac{\hat{E}_f \sin \delta}{X_s} + j \frac{\hat{E}_f \cos \delta - \hat{V}}{X_s}\right]$$

vagyis: $P_{em} = \frac{3}{2} \frac{\hat{E}_f \hat{V} \sin \delta}{X_s}$ lehet pozitív is, meg negatív is.

181

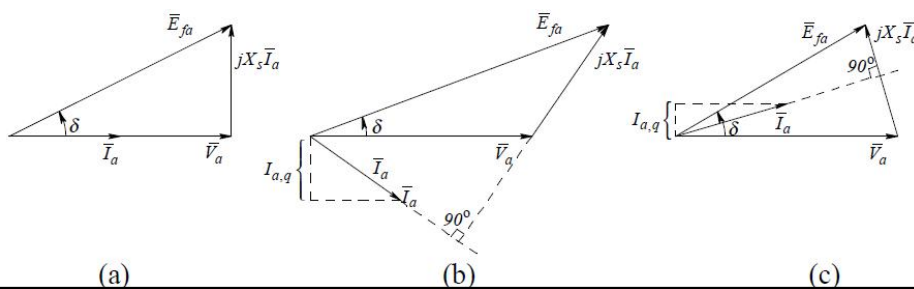
9.8.3. Hagyományos szinkron motorok és generátorok – stabilitás és a szinkronizmus elvesztése

- A hagyományos szinkron motort terhelve nő a fázisszög nő a leadott teljesítmény.
- 90°-nál billenés jön létre: a motor teljesítménye csökken, míg a terhelés igénye nő.
- Ilyenkor a motor elkezd lassulni, kiesik a szinkron működésből, a fázis áramok a névleges érték sokszorosára ugranak, a nyomaték-pulzáció hatalmas lesz.
- Hasonló a helyzet, amikor a hagyományos szinkron generátort túlterheljük.
- A biztonságos üzemeltetés végett általában nem használjuk a gépet a lehetőségek határáig, hanem csak $\pm 30^\circ$ -ig, esetleg $\pm 45^\circ$ -ig.

182

9.8.4. Hagyományos szinkron motorok és generátorok – teljesítmény-tényező beállítása

- A szinkron gép teljesítmény-tényezője a DC gerjesztéssel (I_f) állítható.
- A teljesítmény tényező beállítható egységnyire (a ábra), túlzott gerjesztésnél a gép meddőteljesítményt termel (b), elégtelen gerjesztésnél viszont meddőteljesítményt vesz fel a táphálózathoz (c).



10. RÉSZ: ASZINKRON GÉPEK ÁLLANDÓSULT ÜZEMBEN

Az ipari hajtások jelentős részét aszinkron (indukciós) motorokkal oldják meg, vagy közvetlenül a hálózatra kötve vagy teljesítmény-átalakítón keresztül. Hálózatról üzemeltetve az aszinkron motorok sebessége nagyjából állandó. Teljesítmény-átalakító alkalmazásával szabályozott hajtást kapunk. Ebből két kategória van:

- sebesség-szabályozott hajtások (szivattyúk, ventilátorok, szállító szalagok, hibrid gépkocsik, targoncák...)
- szervó hajtások (szerszámgépek, robotok), ahol az aszinkron motor a szabályozásnak köszönhetően hasonlóan viselkedik, mint a DC motor vagy a szinuszos PMAC motor.

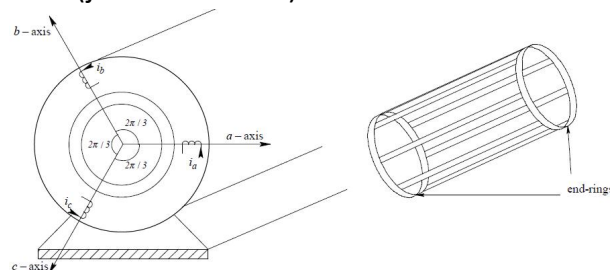
Ebben a fejezetben csak az állandósult hálózati üzemet vizsgáljuk.

Az aszinkron motorok általában három fázisúak, de kisebb teljesítményre (néhány 100W...néhány kW készítenek egy fázisúakat is.

Nagy teljesítményre készítenek tekercselt forgórészű aszinkron motorokat és generátorokat (szélgenerátorok több 100 kW-ra). Itt elsősorban a kalickás forgórészű gépekről lesz szó.

10.1. A három fázisú kalickás forgórészű aszinkron motor szerkezete

- Az állórész vasmagból és három fázisú, szinuszosan elosztott tekercsekből áll, mint a szinuszos táplálású szinkron PMAC gépeknél.
- A forgórész kör alakú dinamó lemez-csomagból áll, a lemezek egymástól (nagyjából) el vannak szigetelve. A lemez csomagban furatokat képeznek ki (stancolással), amelyekben alumínium vagy réz (jó vezető) rudakat helyeznek el (beöntéssel).
- A rudakat mindkét végükön egy-egy gyűrűvel (ugyanabból az anyagból) rövidegre zárják, így kapják a kalicka (ketrec) szerű szerkezetet (jobb oldali ábra).



185

10.2. Az aszinkron motor működési elve – kalicka nélküli viselkedés

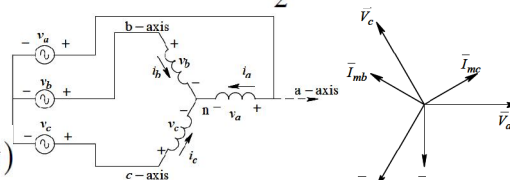
- A sztátor tekercsekre szinuszos három fázisú feszültséget kötünk: $\vec{V}_a = \hat{V} \angle 0^\circ$, $\vec{V}_b = \hat{V} \angle -120^\circ$ és $\vec{V}_c = \hat{V} \angle -240^\circ$
- A forgórészen nem hozzuk létre a kalickát, csak a lemez-csomagot.
- A sztátor tekercsekben mágnesezési áramok jönnek létre: $\vec{I}_{ma} = \hat{I}_m \angle -90^\circ$, $\vec{I}_{mb} = \hat{I}_m \angle -210^\circ$ és $\vec{I}_{mc} = \hat{I}_m \angle -330^\circ$
- A 90° -os késés annak köszönhető, ha elhanyagoljuk az állórész tekercsek ohm-os ellenállását.
- A következő térvektorok jönnek létre: $\vec{v}_s(t) = \frac{3}{2} \hat{V} \angle \omega t$

$$\vec{i}_{ms}(t) = \frac{3}{2} \hat{I}_m \angle (\omega t - \frac{\pi}{2})$$

$$\vec{B}_{ms}(t) = \frac{\mu_o N_s}{2 \ell_g} \hat{I}_{ms} \angle (\omega t - \frac{\pi}{2})$$

$$\vec{v}_s(t) = \vec{e}_{ms}(t) = j\omega \left(\frac{3}{2} \pi r \ell \frac{N_s}{2} \right) \vec{B}_{ms}(t)$$

- Ezek a térvektorok ω (szinkron) szögsebességgel forognak.



186

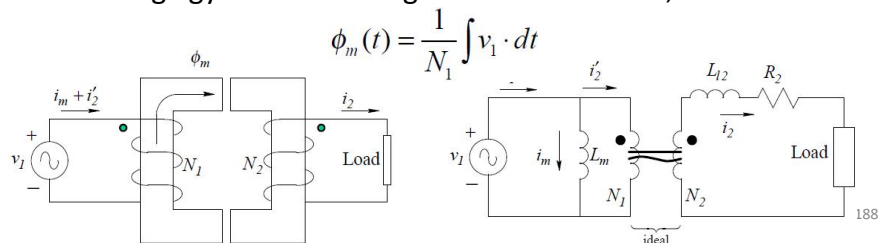
10.3. Az aszinkron motor működési elve – viselkedés kalickával

- A sztátor tekercsre kötött feszültségek egyértelműen meghatározzák a mágnesezési áramokat és a mágneses indukció eloszlását a légrésben és a vasmagban.
- Ha rövidre zárjuk a rotor meneteket (vezetékeket), jelentős újabb áram-komponensek jönnek létre, tekintettel a forgó (változó) mágneses térre.
- Ha elhanyagolható a sztátor tekercsek ohm-os ellenállása és szórt inductivitása, akkor a kalicka behelyezése nem tud változtatni a mágneses tér eloszlásán.
- Olyan a helyzet, mint amikor egy transzformátor primér tekercsére ideális AC feszültségforrást kötünk: akár van terhelés a szekundéren, akár nincs, a téreloszlás a magban, időben és térben, nem változik jelentősen.

187

10.4. A transzformátoros analógia

- A motor sztátor és rotor tekercsei (a kalicka menetei) hasonló módon viselkednek, mint egy transzformátor primér és szekundér tekercsei.
- Van két légrés, de ez nem sokat változtat – nagyobb ugyan ez miatt a mágnesezési áram, de ez nem szokott dominálni a munkaáramhoz képest.
- Faraday törvénye szerint: $v_1 = N_1 \frac{d\phi_m}{dt}$
- Ezt az egyenletet integrálva megkapjuk, hogy a primérre kötött feszültség egyértelműen meghatározza a fluxust, ill. az indukciót:



188

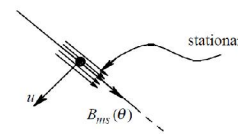
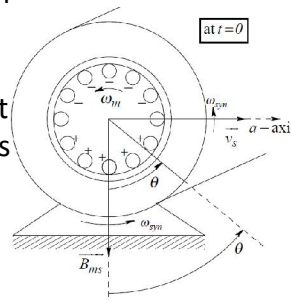
10.4.1. A transzformátoros analógia – az áramkomponensek

- A primér (azaz sztátor) oldalon megjelenik egy új áram komponens a terhelési oldal árama miatt: $N_1 i_2'(t) = N_2 i_2(t)$
- A teljes primér áram a következő lesz: $i_1(t) = i_m(t) + \underbrace{\frac{N_2}{N_1} i_2(t)}_{i_2'(t)}$

- A forgórész vezetői (rudak) a következő szögsebességgel mozognak (késnek) az állórész mágneses terének (a térvektornak) a szögsebességéhez képest: *slip speed* $\omega_{slip} = \omega_{syn} - \omega_m$

- A forgórész vezetőiben indukált feszültség attól függ, hogy az illető vezeték milyen szög alatt van az állórész mágneses terének térvektorához képest:

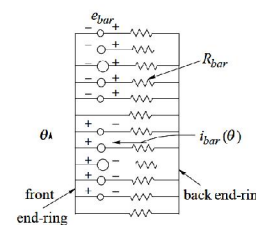
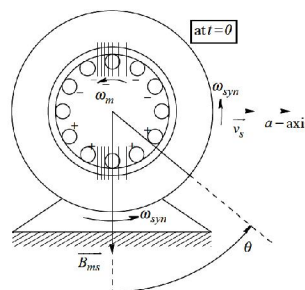
$$e_{bar}(\theta) = B_{ms}(\theta) \ell r \underbrace{\omega_{slip}}_v$$



10.4.2. A transzformátoros analógia – a rotor rudak áramai

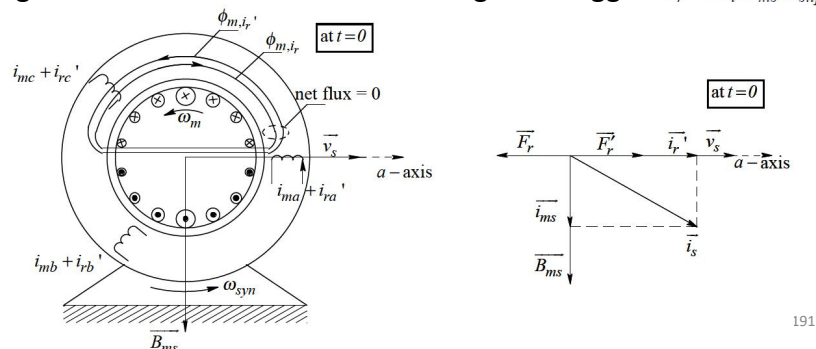
- A rotor rudak árama a bennük indukált feszültség és a rudak ellenállásának aránya: $i_{bar}(\theta) = \frac{e_{bar}(\theta)}{R_{bar}} = \frac{\ell r \omega_{slip} \hat{B}_{ms} \cos \theta}{R_{bar}}$
- Feltételeztük, hogy a rudak induktivitása elhanyagolható. Az induktivitások hatása azért is elhanyagolható, mert a rotor áramok alacsony frekvencián jelentkeznek (amennyivel késik a forgórész az állórész mágneses teréhez képest).

- A forgórész mágneses tere szinuszos eloszlású, mert a menetek egyenletesen vannak elosztva, de az áramok az egyes menetekben szinuszos (koszinuszos) függvény szerint változnak.



10.4.3. A transzformátoros analógia – a teljes sztátor áram

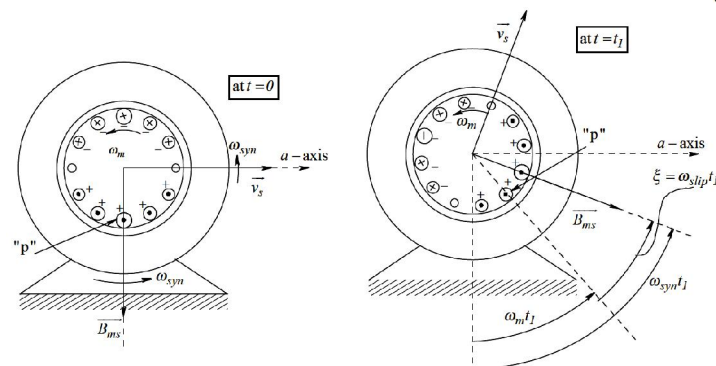
- A forgórész áramai $\vec{F}_r(t)$ magneto-motoros térvektort hoznak létre.
- A sztátor áramokhoz új komponensek kell, hogy hozzáadódjanak, hogy a rotor áramok hatását semlegesítsék (ne változzon meg a mágneses tér): $\vec{F}_r' = -\vec{F}_r$
- A teljes sztátor áram térvektora: $\vec{i}_s = \vec{i}_{ms} + \vec{i}_r'$
- A hozzáadódó áram amplitúdója arányos a sztátor által létrehozott mágneses indukcióval és a csúszási szögsebességgel: $\hat{I}_r' = k_i \hat{B}_{ms} \omega_{slip}$



191

10.4.4. A transzformátoros analógia – a csúszás

- A rotor áramok frekvenciája a névleges munkapontban (kis csúszásnál) töredéke a sztátorra vezetett feszültségek frekvenciájának.
- Ennek oka az, hogy a rotor csak kicsivel forog lassabban, mint az állórész mágneses tere.
- A két frekvencia aránya a mértékegység nélküli csúszás: $s = \frac{\omega_{slip}}{\omega_{syn}}$



192

10.5.1. A nyomaték képzése az aszinkron gépeknél – a képlet levezetése

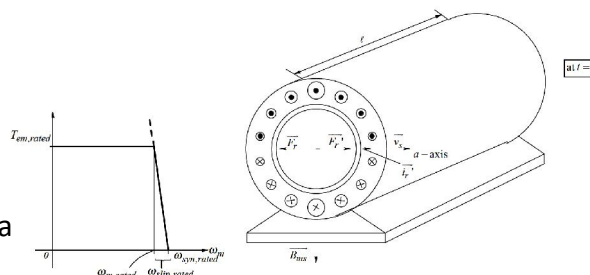
- A nyomaték az állórész mágneses tere ($\vec{B}_{ms}(t)$) és a rotor áramok ($\vec{F}_r(t)$) kölcsönhatásaként jön létre.
- Könnyebb azt a nyomatékot számítani, amit a rotor fejt ki a sztátor vezetőekben folyó kompenzáló áramokra (ezek térvektora $\vec{F}_r'(t)$):

$$T_{em} = \pi r \ell \frac{N_s}{2} \hat{B}_{ms} \hat{I}_r'$$

- Kifejezve a kompenzáló áramokat a sztátor által létrehozott mágneses indukció és a csúszási szögsebesség függvényében:

$$T_{em} = k_{T\omega} \hat{B}_{ms}^2 \omega_{slip} \quad \text{vagyis:} \quad T_{em} = k_{T\omega} \omega_{slip}$$

- A nyomaték a névleges értékig arányos a csúszással, az fölött jelentős a forgórész mágneses szórásának hatása, így a növekedés lassul, majd visszahajlik a görbe.

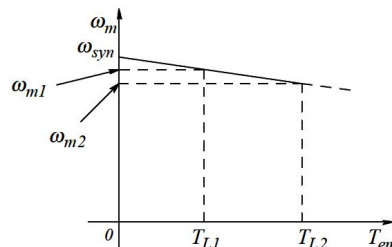


10.5.2. A nyomaték képzése az aszinkron gépeknél – a mechanikai rendszer

- A mechanikai rész egyenlete (matematikai modellje):

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{T_{em} - T_L}{J_{eq}}$$

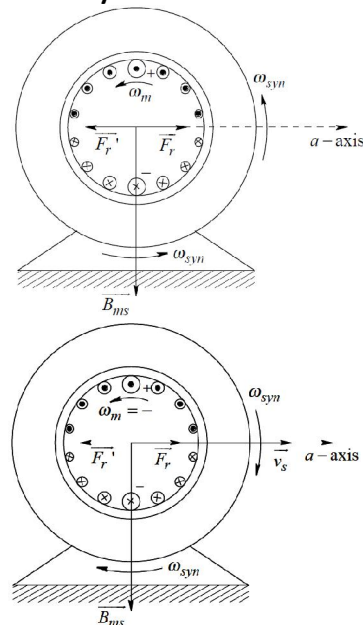
- Állandósult állapotban $T_{em} = T_L$, a szögsebesség nem változik (ω_{m1}).
- Ha megnövekszik a terhelési nyomaték, a motor kissé lelassul, ezért megnövekszik a csúszás.
- A nagyobb csúszásnál nagyobb elektromágneses nyomaték jelentkezik, ami egyensúlyt tud tartani a megnövekedett terheléssel – bizonyos idő után beáll az új egyensúlyi állapot (ω_{m2}).



194

10.5.3. A nyomaték képzése az aszinkron gépeknél – generátoros üzem mód és irányváltás

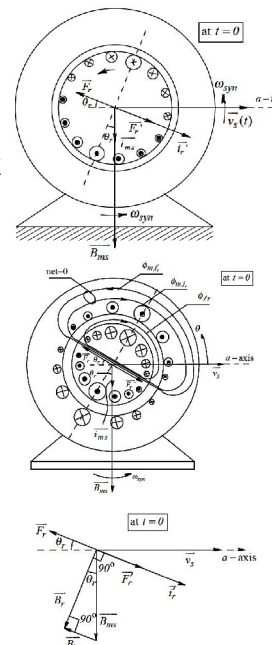
- A gép nyomatékának megváltozik az előjele, ha hirtelen lecsökkentjük a táplálás frekvenciáját, vagy mechanikai energia segítségével a szinkron szögsebességnél nagyobbra gyorsítjuk fel a gépet.
- Ilyenkor az energia a mechanikai rendszerből a villamos rendszerbe áramlik, a gép generátorként működik.
- A gép forgásiránya megváltozik, ha megváltoztatjuk a fázissorrendet (felcserélünk két fázist).
- Hálózatról való táplálásnál ténylegesen fel kell cserélni két vezetékét. Teljesítmény-átalakítós hajtásnál a vezérlőjeleket kell logikailag felcserélni.



10.6. A rotor szórási induktivitásának figyelembe vétele

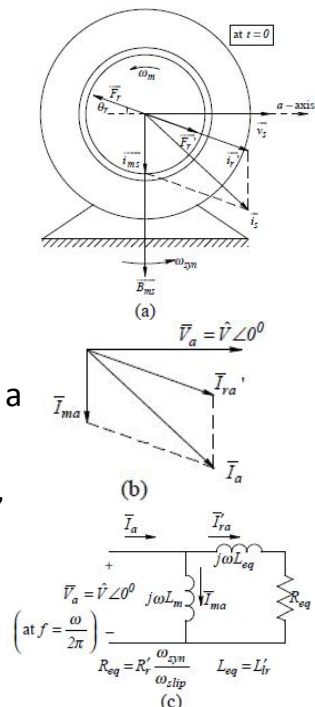
- Névleges nyomatékig és névleges csúszásig indokolt (volt) a rotor szórásának elhanyagolása.
- Nagyobb csúszásnál nagyobb a rotor-áramok frekvenciája, így a szórási reaktanciát figyelembe kell venni.
- A rotor áramok késnek az induktivitás nélküli esethez képest. Az általuk keltett mágneses tér egy része nem az állórészen keresztül záródik be.
- A sztatóban fellépő kompenzáló áramok kisebbek lesznek, mint a szórás nélküli esetben.
- Ez miatt kisebb lesz a forgató nyomaték:

$$T_{em} = k_t \hat{B}_{ms} \hat{I}'_r \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_r\right)$$



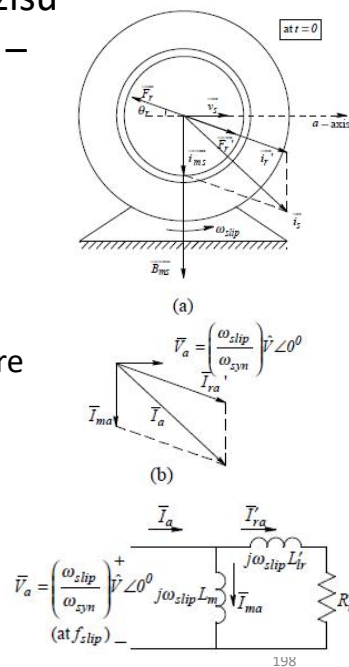
10.7.1. Az aszinkron motor egyfázisú modellje állandósult állapotban – az áramköri modell létrehozása

- A térvektorok elrendezése névleges tápfeszültségnél és terhelésnél az (a) ábrán látható.
- A megfelelő fázor-diagram a (b) ábrán van. A mágnesezési áram és a rotor áramot kompenzáló áram összege adja a teljes fázis áramot.
- A kompenzáló áram olyan szög alatt áll, mint egy RL terhelés árama. Az R_{eq} és L_{eq} értékeket később fogjuk meghatározni.
- Az áramköri modell a (c) ábrán látható.



10.7.2. Az aszinkron motor egyfázisú modellje állandósult állapotban – rögzített rotor

- A modellezéshez megfigyeljük azt az esetet is, amikor a forgórész rögzítve van. Ez arra hasonlít, amikor a transzformátort úgy vizsgáljuk, hogy a szekundér rövidre van zárva.
- A térvektorok elrendezése erre az esetre az (a) ábrán látható. A tápfeszültséget annyira lecsökkentjük, hogy az állórész mágnesezési árama a névleges szinten maradjon.
- A megfelelő fázor-diagram a (b) ábrán látható.
- Az áramköri modell a (c) ábrán látható.

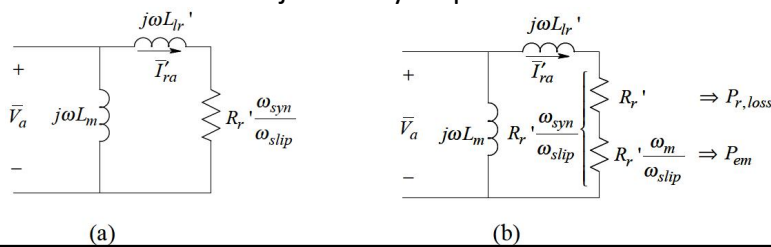


10.7.3. Az aszinkron motor egyfázisú modellje állandósult állapotban – az áramköri modell rögzített rotor esetén

- Az RL ág impedanciája: $Z_{eq,blocked} = R_r' + j\omega_{slip} L_{lr}'$
- A forgórész rúdjaiban jelentkező veszteség: $P_{r,loss} = 3R_r' (I_{ra}')^2$
- Amikor átképezzük a rotort a sztátor oldalra, figyelembe kell venni, hogy ott a frekvencia $\omega_{syn}/\omega_{slip}$ -szer nagyobb:

$$\underbrace{Z_{eq}}_{at\ f} = \frac{\omega_{syn}}{\omega_{slip}} \underbrace{(R_r' + j\omega_{slip} L_{lr}')}_{Z_{eq,blocked}\ at\ f_{slip}} = R_r' \frac{\omega_{syn}}{\omega_{slip}} + j\omega_{syn} L_{lr}'$$

- Az átképezett ellenállás az ábra szerint felbontható a veszteségi részre és a kimeneti teljesítményt képviselő részre.



199

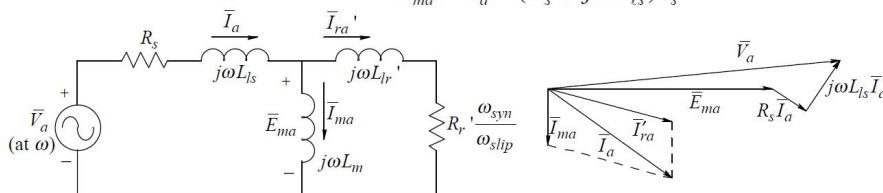
10.7.4. Az aszinkron motor egyfázisú modellje állandósult állapotban – a modell kiegészítése

- Kifejezhető a mechanikai teljesítmény és a nyomaték:

$$P_{em} = 3 \frac{\omega_m}{\omega_{slip}} R_r' (I_{ra}')^2 = T_{em} \omega_m \quad T_{em} = 3 R_r' \frac{(I_{ra}')^2}{\omega_{slip}} \quad \frac{P_{r,loss}}{T_{em}} = \omega_{slip}$$

- A veszteségi teljesítmény és a nyomaték aránya:
- Az arányból következik, hogy jó hatásfokú motort úgy építhetünk, hogy minimalizáljuk a csúszást.
- Az állórész ellenállása és szórási induktivitását figyelembe véve az ábrán látható értelemben módosul/bővül az áramköri modell.
- A sztátor indukált feszültsége kisebb, mint a fázisfeszültség:

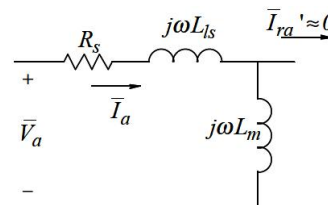
$$\bar{E}_{ma} = \bar{V}_a - (R_s + j\omega L_{ls}) \bar{I}_a$$



10.8.1. Az egyfázisú áramköri modell elemeinek meghatározása mérésekkel – üresjáratú mérés

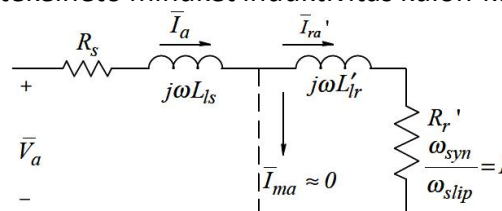
- A gyártók általában nem adják meg az aszinkron motor egyfázisú áramköri modelljének paramétereit, de ezek néhány méréssel meghatározhatók.
- A sztátor ellenállása (fázisonként) meghatározható a motor két kivezetése közötti ellenállásának mérésével: $R_s(dc) = R_{phase} - R_{phase}/2$. A valós ellenállás-érték nagyobb ennél, tekintettel a skin-effektusra.
- A mágnesezési induktivitás (L_m) meghatározható az üresjárási mérésből (a motor terhelés nélkül).
- A rotor visszahatása a sztátor áramra ilyenkor elhanyagolható ($I_{ra}' \approx 0$).
- A fázisfeszültség, a fázisáram és a veszteségi teljesítmény mérésével kiértékelhető a meddőteljesítmény, ebből pedig az L_m :

$$Q = \sqrt{(V_a I_a)^2 - \left(\frac{P_{3-\phi}}{3}\right)^2} = (\omega L_m) I_a^2$$



10.8.2. Az egyfázisú áramköri modell elemeinek meghatározása mérésekkel – mérések rögzített rotorral

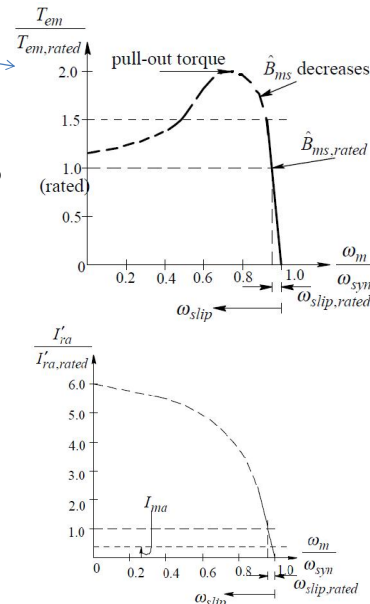
- A rövidzárási mérésből (rögzített forgórész, csökkentett tápfeszültség), kiszámítható R_r' és L_{lr}' .
- A fázisfeszültséget úgy állítják be, hogy a fázisáram a névleges értéken legyen.
- Tekintettel a csökkentett feszültségre, a sztátor mágnesezési árama elhanyagolható.
- Ismerve az áramot és a feszültséget valamint R_s értékét, meghatározható R_r' és $(L_{lr}' + L_{lr}')$.
- Az általános rendeltetésű motorokra feltételezhető: $L_{ls} \cong \frac{2}{3} L_{lr}'$
- Ez alapján kiértékelhető mindkét induktivitás külön-külön.



202

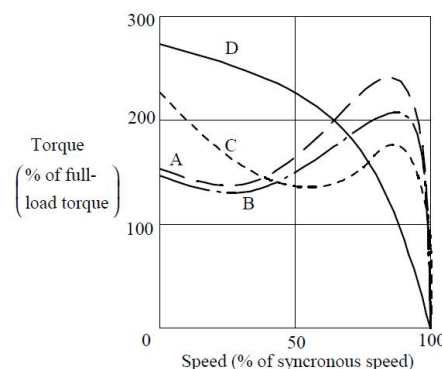
10.9. Az aszinkron motor viselkedése névleges feszültségen és frekvencián

- A nyomaték/sebesség görbe:
- Terhelés nélkül ($T_{em} \approx 0$) a sebesség nagyon közel van a szinkron sebességhez.
- A névleges terhelésig a leadott nyomaték arányos a csúszással. A névleges csúszás 3-5% között szokott lenni.
- Lényegesen nagyobb terhelésnél a nyomaték kisebb mértékben növekszik a rotor szórása miatt. Végül a karakterisztika visszahajlik.
- A névleges terhelésig (és csúszásig) a fázis áram lineárisan növekszik a csúszással. Ez felett a növekedés mérséklődik ugyan, de így is rövidzárlatban (amikor a forgás teljesen leáll), a fázisáram többszöröse a névlegesnek. Az aszinkron motorok csak néhány másodpercig üzemelhetnek rövidzárlatban (névleges feszültségen).



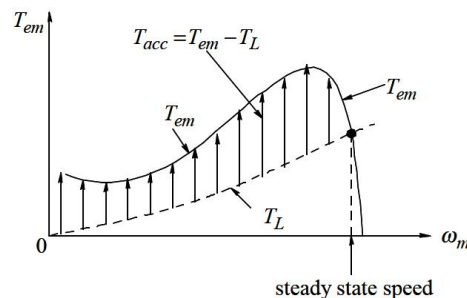
10.10. Aszinkron motor-típusok a NEMA szabvány szerint: A, B, C, D

- A különböző típusok jelleggörbéi az ábrán láthatók.
- B típus: leginkább ez használatos általános célokra. A billenő nyomaték legalább kétszerese a névleges nyomatéknak.
- A típus: hasonló a B típushoz, kissé nagyobb a billenő nyomaték és kisebb a névleges csúszás.
- C-típus: nagy indító nyomaték, kis indító áram, a billenő nyomaték kisebb. Kétalkickás forgórészrel lehet ilyen kapni.
- D típus: nagy az indító nyomaték (275%-a a névleges nyomatéknak) és nagy a csúszás. Nincs külön billenő nyomaték értelmezve.



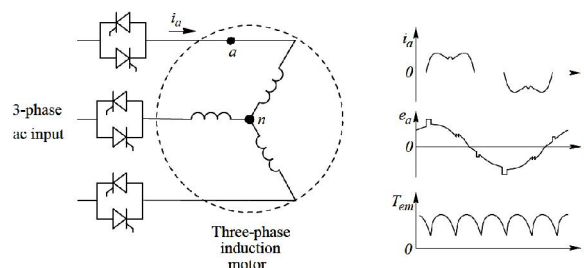
10.11. Az aszinkron motorok indítása közvetlenül a hálózatra kapcsolással

- Közvetlenül a hálózatra kapcsolva, az aszinkron motor nulla sebességről (rövidzárból) indul. Ilyenkor a fázis áramok többszöröse a névleges értéknek.
- A diagram mutatja, hogyan oszlik meg a nyomaték felfutás közben: egy részét átveszi a terhelés, a többlet gyorsításra használdik ($T_{em} - T_L$).
- Jobb a motorokat megfelelő energia-átalakítóval (frekvencia-váltóval) csökkentett feszültséggel és frekvenciával indítani – így elkerülhetők a túl-áramok.



10.12. Az aszinkron motorok lágyindítása

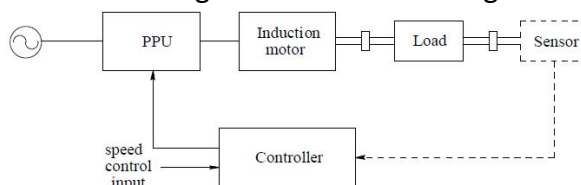
- Az indító áramok csökkenthetők a fázis feszültséget csökkentve.
- Ez megoldható az ábrán látható tirisztoros szaggatóval.
- A jellemző áramok és feszültségek változnak a gyújtásszöggel.
- Szükség szerint, a felfutás után a tirisztorok áthidalhatók mechanikai érintkezőkkel (a veszteségek csökkentése végett).
- Ha a motort jóval a névleges teljesítmény alatt alkalmazzuk, célszerű a vezetési szöget korlátozni, ezzel csökkentjük a veszteségeket.



206

11. RÉSZ: SEBESSÉG SZABÁLYOZÁS ASZINKRON GÉPEKNÉL

- Ipari berendezéseknél gyakran szükséges a sebesség változtatása széles tartományban (szivattyú, ventilátor, futószalag, járművek...).
- A szabályzó bemenete egy vagy három fázisú hálózati feszültség, a kimenet három fázisú feszültség változó frekvenciával és amplitúdóval.
- Egyes aszinkron motoroknál lehetséges a sebességszabályozás tisztán az amplitúdó változtatásával (10.12. fejezet), de ez rossz hatásfokú.
- Vannak technikák a tekercselt forgórészű motorokra, de itt csak a kalickás forgórészű motorokkal foglalkozunk.



Általában nem szükséges visszacsatolás, mivel nincs igény a pontos beállításra.

207

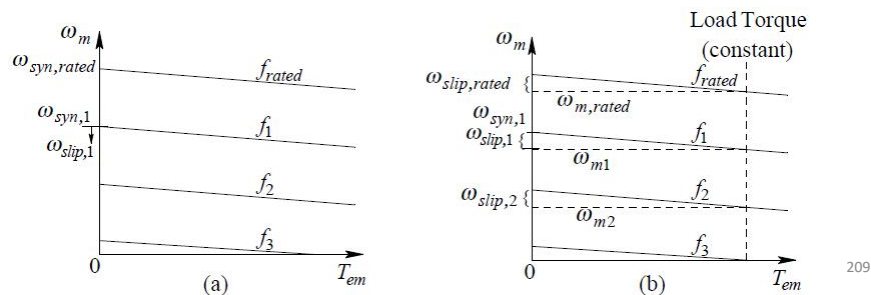
11.1.1. A magas hatásfokú sebességszabályzás feltételei – kis csúszás, állandó indukció

- Magas hatásfoka kell, hogy legyen a motornak is meg az energia-átalakítónak is.
- Az energia-átalakító (frekvencia-váltó) magas hatásfokú a kapcsolóüzemnek köszönhetően.
- Hogyan érhető el magas hatásfok az aszinkron motoroknál, széles sebesség és nyomaték tartományban?
- Tekintettel a korábban megadott képletre: $\frac{P_{r,loss}}{T_{em}} = \omega_{slip}$, a magas hatásfok feltétele a kis csúszás.
- A $T_{em} = k_{T\omega} \hat{B}_{ms}^2 \omega_{slip}$ képlet azt mutatja, hogy a szükséges nyomaték eléréséhez célszerű a motort állandóan maximális indukcióval (a telítés határán) üzemeltetni.
- Ha az indukciót a megfelelő szinten tartjuk, a nyomaték a csúszással lesz arányos: $T_{em} = k_{T\omega} \omega_{slip}$.

208

11.1.2. A magas hatásfokú sebességszabályzás feltételei – a motor jelleggörbéi

- Névleges feszültségnél és frekvenciánál az (a) ábra felső diagramját kapjuk.
- A frekvenciát csökkentve, de az indukciót a maximális szinten tartva kapjuk az f_1, f_2, f_3 -mal jelölt karakterisztikákat. Így tetszőleges sebességet állíthatunk be a frekvenciát állítva 0 és f_{rated} között.
- Ha állandó a nyomaték igény, viszonylag pontosan beállítható a sebesség, kompenzálva a várható csúszást.

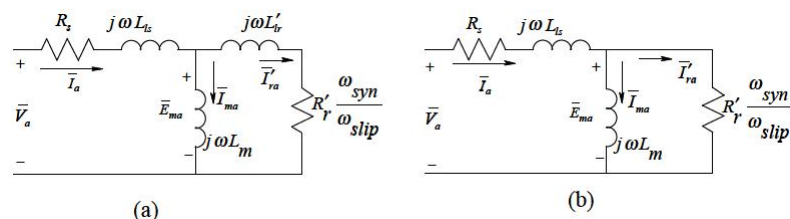


11.2.1. Az indukció szinten-tartásának módja – összefüggés a feszültség és a frekvencia között

- A frekvencia változtatásakor változtatni kell a fázis-feszültséget is, hogy az indukció a $\hat{B}_{ms,rated}$ szinten maradjon.
- Milyen összefüggés szerint kell a feszültséget változtatni?
- Az egyfázisú modellben a mágnesezési áramot kell állandó értéken tartani: $\hat{I}_{ma} = \hat{I}_{ma,rated}$
- Az ehhez a szükséges elektromotoros erő arányos a frekvenciával:

$$\hat{E}_{ma} = \omega L_m \hat{I}_{ma,rated} = \underbrace{2\pi L_m \hat{I}_{ma,rated}}_{\text{constant}} f$$

- A fázisfeszültség így számítható:
- $\bar{V}_a = \hat{E}_{ma} \angle 0^\circ + (R_s + j2\pi f L_{ls}) \bar{I}_s$ ahol $\bar{I}_s = \hat{I}_{ra}' \angle 0^\circ - j \hat{I}_{ma,rated}$



11.2.2. Az indukció szinten-tartásának módja

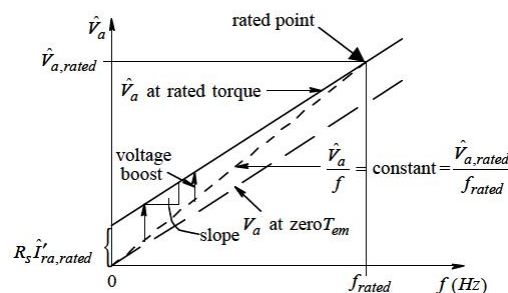
- Némi közelítéssel a következő összefüggést kapjuk:

$$\hat{V}_a = \underbrace{2\pi(L_m + L_{ls})\hat{I}_{ma, rated}}_{\text{constant slope}} f + R_s \hat{I}'_{ra}$$

- Ez a képlet szerint az indukció szinten-tartásához a fázisfeszültség kell, hogy tartalmazzon egy komponenst, amely a frekvenciával arányos, és egy másik komponenst, amely kompenzálja a feszültség esést az állórész tekercs ellenállásán.
- A kompenzáló (ofszet) feszültség nagysága a terhelési nyomatéktól függ: $\hat{V}_a|_{T_{em}=0, f=0} = 0$

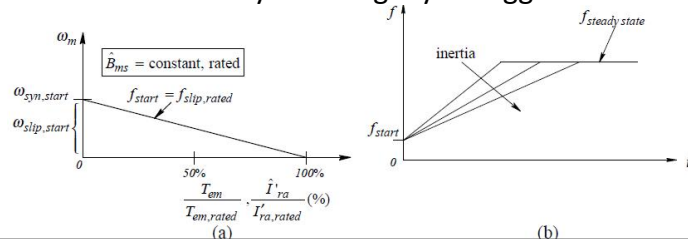
$$\hat{V}_a|_{T_{em, rated}, f=0} = R_s \hat{I}'_{ra, rated}$$

- Névleges motor-sebességnél a kompenzáló feszültség az indukált feszültséghez képest kicsi, kis sebességnél viszont aránylag nagy.



11.3. Az aszinkron motorok indításával kapcsolatos megfontolások

- Ha indításkor a motort azonnal a névleges feszültségre kötjük, a (fázis) áramot szinte csak a motor szórt inductívásai korlátozzák, így az eléri a névleges érték 6...8-szorosát.
- Az energia-átalakítónak (frekvencia-váltónak) ez túl nagy áram, nem szokták ennyire túlméretezni.
- A szabályos indítás az, hogy először a motorra kis frekvenciájú (és kis amplitúdójú) tápfeszültséget vezetünk, majd azt fokozatosan növeljük, de mindig csak annyira, hogy a csúszás ne haladja meg a névleges értéket.
- A kezdeti frekvencia a nyomatékigénytől függ.



212

11.4. Az aszinkron motorok működési lehetőségei a névleges frekvencia alatt és felett

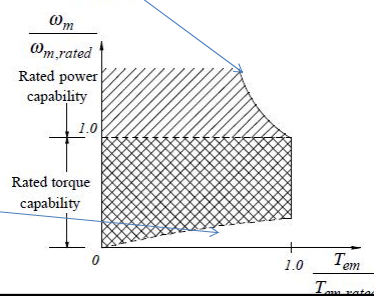
- A motor táplálási frekvenciáját megnövelhetjük a névleges érték fölé, de a feszültség rendszerint nem növelhető (nem lehet többet kihozni a táphálózathoz), így az állórész áramok által létrehozott indukció ($\hat{B}_{ms}$) csökken, ezért a motor a névlegesnél kisebb nyomatékot tud csak létrehozni.

- A maximális teljesítmény nagyjából a névleges szinten marad:

$$P_{\max} = \frac{3}{2} \hat{V}_{a,\text{rated}} \hat{I}'_{a,\text{rated}} = P_{\text{rated}}$$

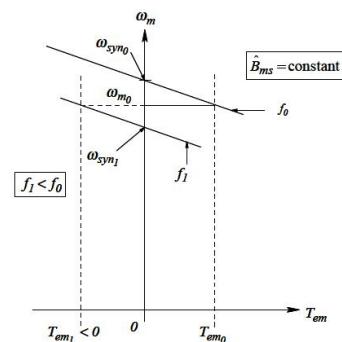
- Csökkentett frekvenciával történő táplálásnál gyöngül a hűtés. Ebből kifolyólag a motor nem tudja tartósan leadni a névleges nyomatékot.

($f > f_{\text{rated}}$)



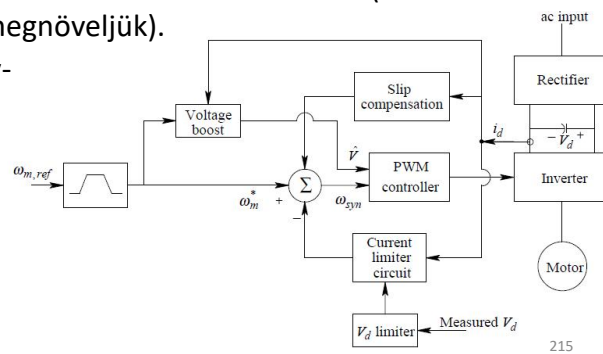
11.5. Generátoros fékezés aszinkron motorokkal

- Lehetséges a motor sebességének hatékony csökkentése, ha generátoros üzemmódba vezéreljük.
- A feltétel: a szinkron sebesség kisebb kell, hogy legyen, mint a forgórész tényleges szögsebessége. Ezzel negatív csúszást kapunk, ami megfordítja a nyomaték előjelét: $\omega_{\text{slip}} = (\omega_{\text{syn}} - \omega_m) < 0$
- A légrés indukciót a névleges szinten tartjuk: $\hat{B}_{ms} = \hat{B}_{ms,\text{rated}}$
- A visszatáplált energiát vagy hővé alakítjuk vagy visszatápláljuk a hálózatba.
- Fékezés közben figyelni kell az áramot. Ha túl nagy csúszást állítunk be, a visszatáplált áram túl nagy lesz és tönkremegy a teljesítmény-átalakító.



11.6. Sebesség szabályozás az aszinkron motoroknál

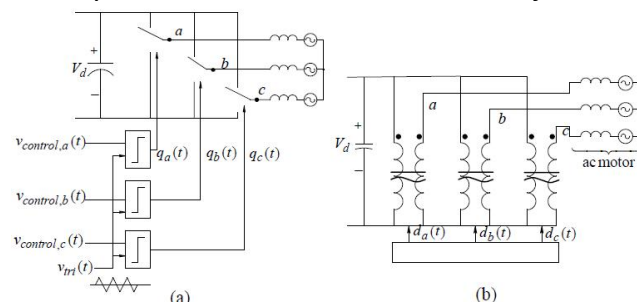
- Sok alkalmazásban nem szükséges precíz sebességszabályozás. Ilyen esetben nem mérjük a sebességet, hanem az ábra szerinti megoldást alkalmazzuk (vezérlés+kompenzáció).
- A kívánt sebességből kiszámítjuk a teljesítmény-átalakító modulációs frekvenciáját.
- A terheléstől függően (amit a DC köztes kör árama alapján tudunk felbecsülni), korrigáljuk a modulációs frekvenciát (a csúszásnak megfelelő értékkel megnöveljük).
- Minden teljesítmény-átalakítónak kell áramkorlátozás (itt kell hajtásnál is megfékezésnél is).
- Korlátozni kell a DC feszültséget is megfékezésnél.



215

11.7. Az energia-átalakító (frekvencia-váltó) szerkezete

- A három fázisú aszinkron motorok szabályozott hajtása három fázisú inverterrel történhet.
- Az inverter egy-egy fázis-feszültséget egy-egy kétállású kapcsolóval hoz létre a köztes kör DC feszültségéből.
- A kétállású kapcsoló két vezérelt kapcsolóból (bipoláris tranzisztor, MOSFET, IGBT) és két diódából áll.
- Az inverter átlagolt modellje három ideális transzformátorból áll, amelyek áttétele folyamatosan változtatható a vezérlőjellel.

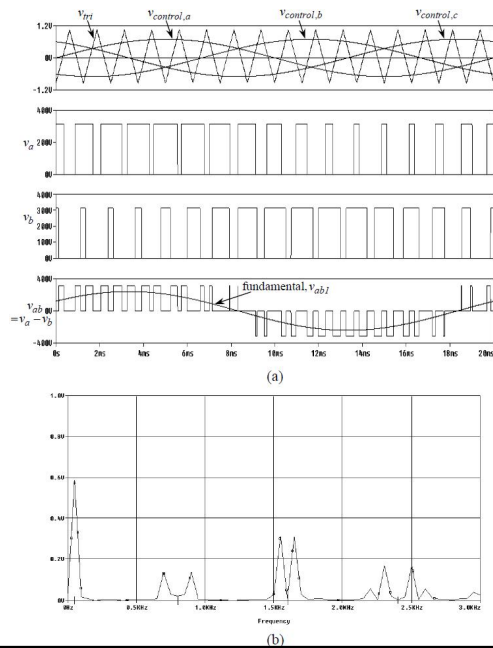


216

11.7.1. Az átalakító kimenetén gerjesztett felharmonikusok

- Az átalakító kapcsolói 0 és V_d feszültségértékeket közvetítenek a kimenet felé (négyzögjeleket).
- A négyzögjelek tartalmazzák az alacsony frekvenciás **alap harmonikust** (rendszerint $0 \dots 100\text{Hz}$) és a **felharmonikusokat** a kapcsolási frekvencia közelében ($x\text{kHz} \dots x10\text{kHz}$), és annak többszöröseinél.

$$v_a(t) = v_{a1}(t) + v_{a,ripple}(t)$$

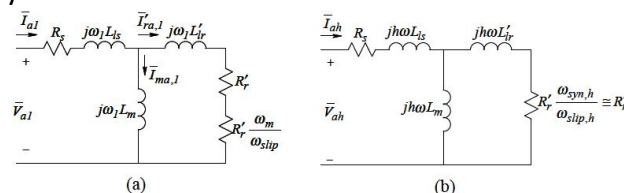


11.7.2. Az átalakító kimenetén gerjesztett felharmonikusok – a felharmonikusok hatása

- A feszültség felharmonikusok okoznak kisebb-nagyobb áram felharmonikusokat (hullámzást a kapcsolási frekvencián).
- Az áram hullámzás nagysága az állórész mágnesezési induktivitástól és a forgórész szórt induktivitásától függenek.
- Az aszinkron motor egyfázisú modellje módosul a felharmonikusok esetén (lásd az ábrán).
- Az áram-felharmonikusok adalék veszteségeket okoznak:

$$\Delta P_{loss,R} = 3 \sum_h \frac{1}{2} (R_s + R'_r) \hat{I}_{ah}^2$$

- Jelentkezik nyomaték-lüktetés is.



218

11.8. A légrés indukció csökkentése mérsékelt terhelésnél

- Névleges nyomatékigény esetén célszerű a légrés indukciót ($\hat{B}_{ms}$) a névleges értéken tartani (a telítés közelében), de ez miatt jelentősek a vas-veszteségek.
- Ha a motor tartósan csökkentett terheléssel dolgozik, célszerű az indukciót csökkenteni.
- Így javítható a motor, ill. az egész hajtás hatásfoka.

219

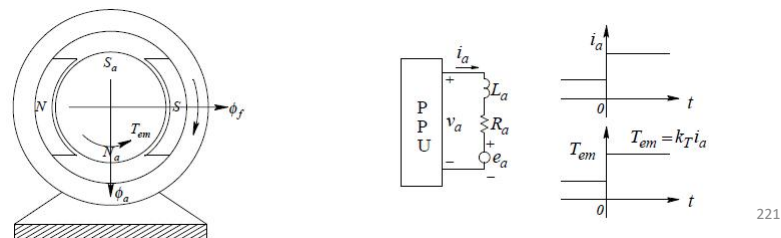
12. RÉSZ: AZ ASZINKRON GÉPEK VEKTOR-VEZÉRLÉSE

- Szerszámgépek, robotok, ipari automaták esetében szükség van a sebesség és a pozíció pontos beállítására.
- Az aszinkron motorok a vektor-vezérlés segítségével képesek olyan pontos hajtásra, mint a DC és a BLDC motorok, ugyanakkor lényegesen olcsóbbak.
- Bármely motor-vezérlésénél a kulcs-változó a nyomaték. Ha ezt tudjuk tetszőlegesen (akár ugrásszerűen is változtatni), akkor meg tudjuk valósítani az igényes hajtásokat.
- A vektor-vezérlés lehetővé teszi, hogy az aszinkron motornál a nyomaték ugrásszerűen változzon és ezzel gyorsan átlépjen egyik munkapontból a másikba.

220

12.1.1. A DC és BLDC motorokhoz hasonló viselkedés elérése az aszinkron motoroknál – DC motor

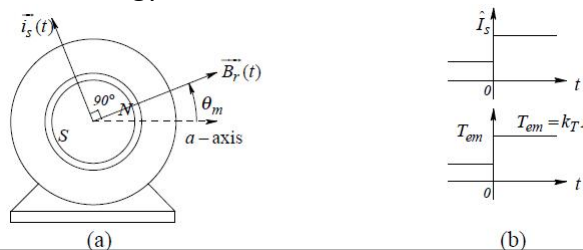
- A DC motoroknál mechanikailag (a kommutátor és a szénkefék helyzete által) biztosítva van, hogy az állórész mágneses tere mindig derékszöget zárjon be a forgórész magneto-motoros erejével (ill. mágneses terével), így a nyomatékot a forgórész áramával pontosan be lehet állítani: $T_{em} = k_T i_a$.
- Az energia-átalakító viszonylag gyorsan (szinte ugrásszerűen) be tudja állítani a kívánt rotor áramot, mivel a rotor induktivitása kicsi (az adott irányban nagy a légrés). Így a forgató nyomaték gyorsan vezérelhető.



221

12.1.2. A DC és BLDC motorokhoz hasonló viselkedés elérése az aszinkron motoroknál – BLDC motor

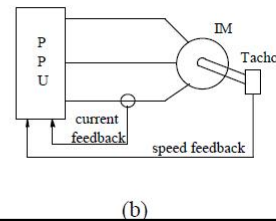
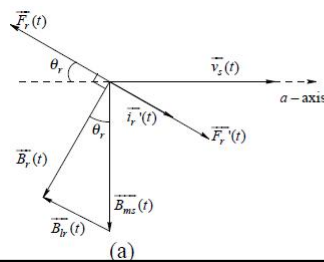
- A BLDC motoroknál a sztátor áramok térvektorát úgy forgatjuk, hogy mindig merőleges legyen a forgórész mágneses terének térvektorára, az amplitúdót meg igény szerint változtatjuk, ezzel a nyomaték is megváltozik: $T_{em} = k_T \hat{I}_s$.
- A BLDC motoroknál az eredő légrés viszonylag nagy (az állandó mágnesek vastagsága hozzáadódik a mechanikai légréshez), így a tekercsek induktivitása kicsi, ami lehetővé teszi a gyors vezérlést.
- Ismerve az $\hat{I}_s$ értéket és a Θ_m szöget, kiértékelhetők és megvalósíthatók az egyes fázisáramok.



222

12.1.3. A DC és BLDC motorokhoz hasonló viselkedés elérése az aszinkron motoroknál – aszinkron motor

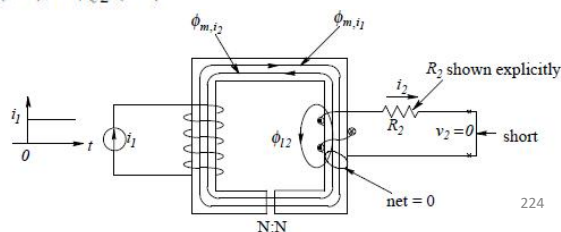
- Az aszinkron motoroknál az állórész áramok forgó mágneses tere a forgórészben olyan áramokat hoz létre, amelyek mágneses tere, ideális esetben, merőleges az állórész mágneses terére. A forgórész szórt inductivitása némileg módosítja a két tér közötti szöget.
- Az állórész árama két komponensből áll: az egyik a mágneses teret hozza létre, a neki megfelelő térvektor amplitúdóját rendszerint konstans értékre állítjuk. A másik komponenssel a nyomatékot állítjuk be. Így az aszinkron motornál is elérhető: $T_{em} = k_T \hat{I}_r'$



12.2. A vektor-vezérlés hasonlósága a transzformátor működéséhez

- A vektor-vezérlés könnyebben megérthető, ha összehasonlítjuk egy transzformátor viselkedésével, amelynek a szekundérje rövidre van zárva.
- Amikor a primér tekercsben ugrásszerűen áramot indítunk meg, a mag mágneses tere nem változhat meg azonnal. Ehelyett egy kompenzáló áram indul meg a szekundérben, amely nullázza a primér áram által létrehozott mágneses fluxust.
- Kis eltérés jelentkezik a mágneses tér szóródása miatt.

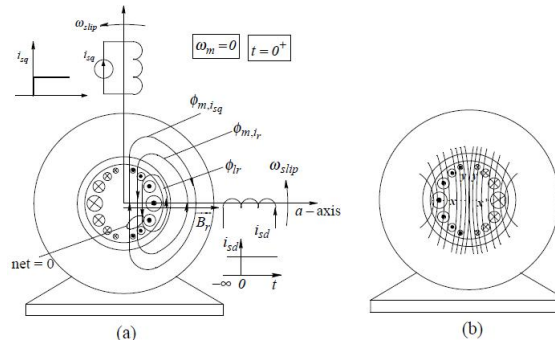
$$\phi_{m,i_1}(0^+) = \phi_{m,i_2}(0^+) + \phi_{\ell 2}(0^+)$$



12.5.1. A forgató nyomaték létrehozása $t=0^+$ -ban – a nyomaték létrejötte

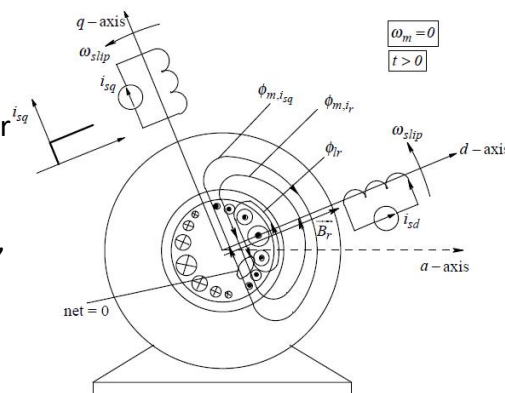
- $t=0^+$ -ban úgy változtatjuk meg a fázis áramokat, hogy a d helyettesítő tekercs árama ne változzon, a q tekercs árama pedig ugrásszerűen megnőjön.
- Ennek következtében a rotor rudakban olyan áramok indukálódnak (transzformátor hatás által), amelyek semlegesítik az i_{sq} áram hatását. A rotor áramok eloszlása szinuszos.
- A rotor áramok által gerjesztett fluxusnak egy része szóródik, nem megy át a státorba.
- A nyomaték az i_{sq} áram által létrehozott rotor fluxus és az állórész áramok kölcsönhatásaként jön létre:

$$T_{em} \propto \hat{B}_r \cdot \frac{L_m}{L_r} i_{sq}$$



12.5.2. A forgató nyomaték létrehozása $t=0^+$ -ban – a nyomaték fenntartása

- Ha nem végeznénk semmilyen további beavatkozást, a rotor áramok lassan lecsengene és velük együtt a nyomaték is nullára esne.
- Az aszinkron gépnél $t=0^+$ -ban el kezdjük forgatni a d és a q tengelyt ω_{slip} szögsebességgel annak érdekében, hogy $\vec{B}_r(t)$ térvektor továbbra is a d tengellyel legyen párhuzamos és a $\hat{B}_r$ amplitúdó konstans értéken maradjon.
- Az eddigi analízis során a rotor rögzítve volt.
- Ha megengedjük, hogy a rotor forogjon, akkor a d és a q tengelynek $\omega_{syn} = \omega_m + \omega_{slip}$ szögsebességgel kell forognia, hogy továbbra is a megfelelő nyomatékot kapjuk.



12.7.1. A nyomaték, a sebesség és a pozíció vezérlése: az $i_{sq}(t)$ referens értékének meghatározása

- Kaszkád szabályozást alkalmazunk, ahogy a DC motoroknál is.
- A pozíció szabályozó (P típusú) összehasonlítja a kívánt és a tényleges pozíciót és létrehozza a kívánt sebesség jelet.
- A sebesség szabályozó összehasonlítja a kívánt és a mért sebesség jelet és PI szabályozóval létrehozza a kívánt nyomatéknak megfelelő jelet.
- Újabb PI szabályozóval számítjuk ki a kívánt $i_{sq}(t)$ értéket.
- A teljesítmény-átalakító létrehozza a kívánt áram-komponenst.

231

12.7.2. A nyomaték, a sebesség és a pozíció vezérlése: az $i_{sq}(t)$ referens értékének meghatározása

- A névleges sebességig a $\hat{B}_r$ érték konstans kell, hogy legyen. Az felett gyöngíteni kell a fluxust, ahogyan azt a 11. anyagrészben láttuk.
- A megadott és a kívánt indukció-jel különbségét PI szabályozóval dolgozzuk fel.
- Ez a szabályzó adja az $i_{sd}(t)$ referens értékét, amelyet a teljesítmény-átalakító megfelelő modulációval létrehoz.

232

12.7.3. A nyomaték, a sebesség és a pozíció vezérlése: a sztátor áramok direkt és inverz transzformációja

- A nyomaték szabályozó a d és a q áram-komponensek referens értékeit hozza létre.
- Az áram-szabályozó közvetlenül az a, b, c fázis áramokat szabályozza, nem pedig a d és q komponenseket.
- Szükséges a dq - abc átalakítás, hogy megkapjuk a fázis áramok referens (kívánt) értékét.
- A visszacsatoló ágban szükséges a fordított transzformáció (abc - dq), hogy az a, b, c fázisáramok mért értékeiből megkapjuk a d és a q komponensek pillanatnyi értékeit.

233

12.7.4. A nyomaték, a sebesség és a pozíció vezérlése: a vektor-vezérléshez használt motor-modell

- A szabályozókban végzett számításokhoz mérjük a fázis áramokat: $i_a(t)$, $i_b(t)$, $i_c(t)$ és a rotor szögsebességét, $\omega_m(t)$. Valójában elég két áramot mérni, a harmadik ezek összege vagy különbsége, a referens irányoktól függően
- Ismerni kell az L_m , L'_r , és R'_r modell-paramétereket.
- A következő változókat számítja a szabályzó a motor modellje alapján: $\Theta_{Br}(t)$, $\hat{B}_r(t)$, $T_{em}(t)$.
- A nyomatékot a korábban megadott képlet alapján számítja a szabályzó:

$$T_{em} \propto \hat{B}_r \cdot \frac{L_m}{L_r} i_{sq}$$

- A $\Theta_{Br}(t)$ szög számításához a szabályzó először kiértékeli a csúszási szögsebességet, majd ehhez hozzáadja a rotor mért sebességét:

$$\omega_{syn}(t) = \omega_m(t) + \omega_{slip}(t)$$

- Ez alapján:

$$\theta_{Br}(t) = 0 + \int_0^t \omega_{syn}(\tau) \cdot d\tau$$

234

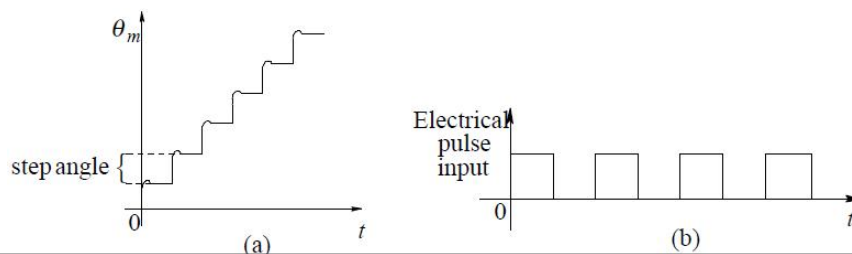
12.8. Az érzékelők nélküli vektor-vezérlés

- A motor áramainak mérése könnyen megvalósítható, mert a teljesítmény-átalakító kimeneti áramairól van szó.
- A sebesség-méréssel lehet gond, egyrészt a szenzor illesztése miatt, másrészt az esetleges hosszú vezetékezés miatt.
- Léteznek módszerek arra, hogy sebesség-szenzor nélkül kiértékeljük a rotor sebességét, tisztán a motor áramainak és feszültségeinek függvényében. Ez kis sebességeknél nehézkes.
- A mai tudományos világban ez egy nagyon aktuális kutatási téma.

235

13. RÉSZ: HAJTÁS LÉPTETŐ MOTOROKKAL

- Lényegesen eltérnek az eddig ismertetett villamos gépektől.
- Pozíció beállítást tesznek lehetővé, szenzor és visszacsatolás nélkül.
- Digitális elektromechanikai gépnek (aktuátornak) tekinthetők, amelyek egy-egy vezérlő impulzus hatására mindig azonos szögelfordulást végeznek.
- Alkalmazási területek: számítógép perifériák (nyomtatók, rajzoló, textilipari gépek, robotok, 3D nyomtatók...)



13.1.1. A léptető motorok működési elve

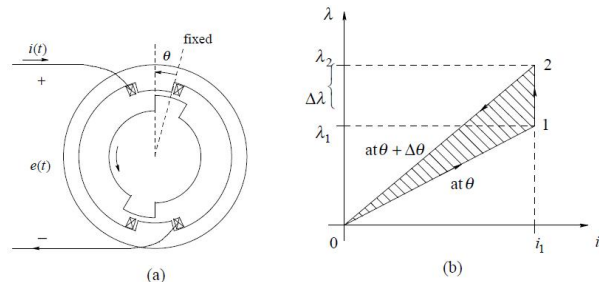
- A léptető motoroknál a mágneses kör reluktanciája szögtől függő.
- A rotor (vagy a sztátor is) nem hengeres, hanem kiemelkedő részek vannak rajta, így a légrés hol kisebb, hol nagyobb.
- A bemutatott szerkezetben az állórészen tekercsek vannak, a forgórészen nincs gerjesztés. Ha bármilyen irányú áramot vezetünk az állórész tekercsbe, a forgórészre nyomaték hat, amely igyekszik a sztátor és rotor pólusokat fedésbe hozni.
- Időközben a sztátorba bevezetett energia részben tárolódik a mágneses körben, részben mechanikai energiává alakul.

- A sztátor tekercs fluxus-kapcsolódása:

$$\lambda = L(\theta) i$$

- Az indukált elektromotoros erő:

$$e = \frac{d\lambda}{dt}$$



13.1.2. A léptető motorok működési elve – nyomaték és energia

- A forrásból felvett energia két időpont között:

$$W_{el} = \int_{t_1}^{t_2} e \cdot i \cdot dt = \int_{t_1}^{t_2} \frac{d\lambda}{dt} \cdot i \cdot dt = \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} i \cdot d\lambda$$

- Miközben az áram 0-ról i_1 -re növekszik, a felvett energiamennyiség:

$$W_{el}(0 \rightarrow 1) = \text{Area}(0-1-\lambda_1) = \frac{1}{2} \lambda_1 i_1$$

- Ezt követően az áram konstans, de a rotor elfordul. Az időközben felvett energia: $W_{el}(1 \rightarrow 2) = \text{Area}(\lambda_1-1-2-\lambda_2) = i_1(\lambda_2 - \lambda_1)$

- A harmadik lépésben az áramot nullára csökkentjük, közben az alábbi energiát tápláljuk vissza a forrásba:

$$W_{el}(2 \rightarrow 0) = -\text{Area}(2-0-\lambda_2) = -\frac{1}{2} \lambda_2 i_1$$

- Időközben a következő mennyiségű villamos energia alakult mechanikai energiává: $W_{el,net} = \frac{1}{2} i_1(\Delta\lambda) = \frac{1}{2} i_1(i_1 \cdot \Delta L) = \frac{1}{2} i_1^2 \Delta L$

- Időközben $\Delta\theta$ szögelforduláson T_{em} nyomatékot biztosított a motor, ezért: $T_{em} \Delta\theta = \frac{1}{2} i_1^2 \Delta L$ vagyis: $T_{em} = \frac{1}{2} i_1^2 \frac{\Delta L}{\Delta\theta}$.

238

13.2. A léptető motorok típusai

A következő típusok elterjedtek:

- változó reluktanciájú motorok
- állandó mágneses motorok
- hibrid motorok

A következő diakockákön röviden bemutatjuk az egyes megoldásokat.

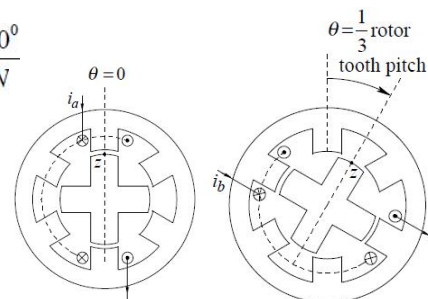
239

13.2.1. A léptető motorok típusai – változó reluktanciájú léptető motorok

- Nem hengeres sem a státor, sem a rotor – kiemelkedések (pólusok) vannak mindkettőn.
- A pólusok száma különböző az állórészen és a forgórészen.
- Az a fázist gerjesztve a forgórész pólusa úgy fordul, hogy a mágneses tér minimális reluktancián keresztül záródjon be ($\theta=0^\circ$, legkisebb légrés).
- A további fordításhoz az a fázis áramát nullára csökkentjük, majd a b fázisra vezetünk áramot. A harmadik lépésben a c fázist gerjesztjük, majd újra az a fázist.
- Egy lépés nagysága: $\text{step-angle} = \frac{360^\circ}{q N}$

ahol N_r a rotor pólusainak száma, q pedig a státor póluspárok száma.

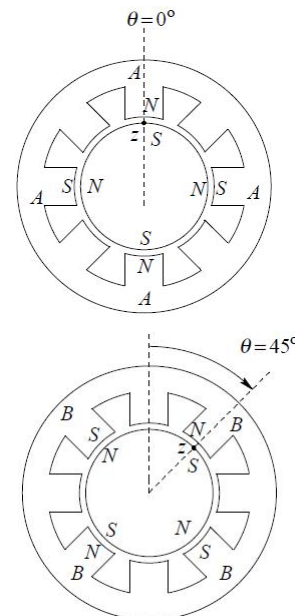
- A forgásirány az áramimpulzusok sorrendjével változtatható meg.



13.2.2. A léptető motorok típusai – állandó mágneses léptető motorok

- Ezeknél a motoroknál a forgórészen állandó mágnesek vannak. A póluspárok száma lehet különböző (az ábrán 2 póluspár).
- Az állórészen két tekercs van elosztva 4-4 pólusra, ahány pólus van a forgórészen (A és B).
- Az A tekercset gerjesztve $\theta=0^\circ$ szögbe áll be a motor.
- Mikor leállítjuk az A tekercs áramát és beindítjuk a B tekercs áramát, a forgórész 45° -kal el fog fordulni.
- A további forgatáshoz az A tekercsbe ellenkező irányú áramot kell vezetni, stb.

$$\vec{i}_a^+ \rightarrow \vec{i}_b^+, \quad \vec{i}_b^+ \rightarrow \vec{i}_a^-, \quad \vec{i}_a^- \rightarrow \vec{i}_b^-, \quad \vec{i}_b^- \rightarrow \vec{i}_a^+$$

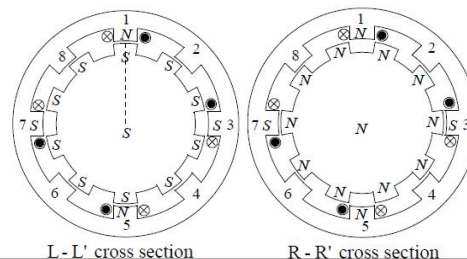
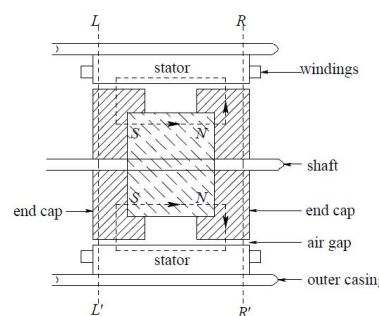


13.2.3. A léptető motorok típusai – hibrid léptető motorok

- Itt alkalmazzák mind a változó reluktanciát, mind az állandó mágneseket.
- A rotor egyik végén északi pólusok vannak, a másik végén déli pólusok.
- Az állórész tekercsek mágneses tere a megfelelő rotor pólusokat vonzva forgást eredményez.
- A bemutatott kétfázisú motornál a lépésszög:

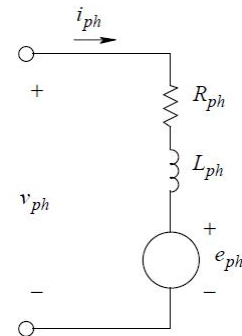
$$\text{step-angle} = \frac{360^\circ / N_r}{4}$$

az adott esetben $N_r=10$, így a lépésszög 9° .



13.3. A léptető motorok tekercseinek modellezése

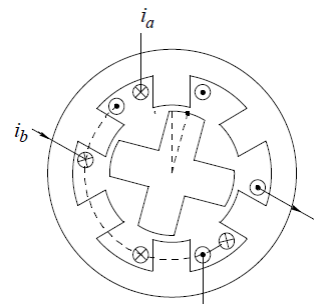
- Minden egyes tekercs megfelelő ellenállás-értékkel, induktivitással és elektromotoros erővel jellemezhető.
- Az indukált elektromotoros erő polaritása olyan, hogy a sztátor áram által energiát vesz fel motor üzemmódban. Generátoros üzemmódban energiát ad le.
- Az elektromotoros erő nagysága a forgási sebességtől függ.



243

13.4. Fél-lépéses és mikro-lépéses vezérlés

- A lépések nagysága (szög) csökkenthető, ha köztes állásokat iktatunk be.
- Köztes állást akkor kapunk, ha két tekercset egyszerre gerjesztjük.
- A gerjesztési sorozat a következő:

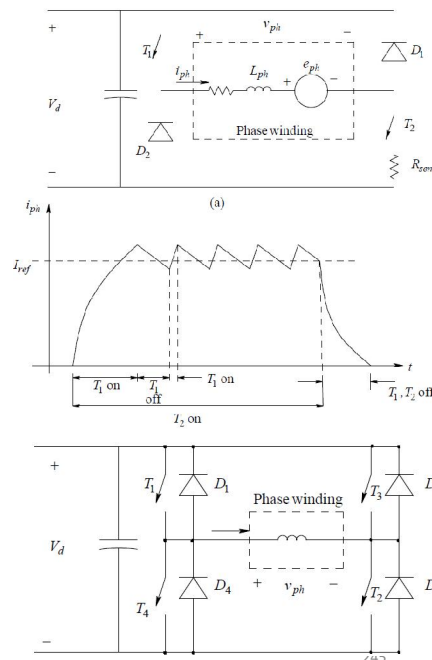


$$i_a \rightarrow (i_a, i_b) \rightarrow i_b \rightarrow (i_b, i_c) \rightarrow i_c \rightarrow (i_c, i_a) \rightarrow i_a$$

244

13.5. A léptető motoroknál alkalmazott teljesítmény-átalakítók

- A változó reluktanciájú motoroknál lényegtelen az áramirány, ezért alkalmazható kétnegyedes átalakító (felső ábra).
- A tekercsáram szinten tartásához PWM-et használnak.
- Az állandó mágneses motorok meghajtásához hídkapcsolás szükséges (alsó ábra, négynegyedes hajtás).
- Annyi átalakítóra van szükség, ahány sztátor tekercs van.



14. RÉSZ: A HAJTÁSOK HATÁSFOKA ÉS A GAZDASÁGI SZEMPONTOK

- A villamos hajtások optimalizálásával sokat lehet csökkenteni a gépek fogyasztásán.
- Az összes villamos energia fogyasztásnak mintegy negyed részét a villamos gépek adják (USA adat).
- A motorok között vannak közönséges kivitelek és javított hatásfokúak.
- Mivel az aszinkron motorok a leggyakoribbak, elsősorban azok hatásfokáról és gazdaságosságáról van szó ebben a fejezetben.
- Állandó mágneses gépek alkalmazásával javítható a hatásfok.

14.1. A hatásfok meghatározása a villamos hajtásoknál

- A hajtás hatásfokát egyrészt a motor hatásfoka, másrészt a teljesítmény-átalakító hatásfoka határozza meg: $\eta_{drive} = \eta_{motor} \times \eta_{PPU}$
- A motor hatásfoka szinuszos hálózatról hajtva általában nagyobb, mint átalakítóról (frekvencia-váltóról) hajtva, a felharmonikusok okozta veszteségek miatt – ezt figyelembe kell venni az eredő hatásfok kiértékelésekor.
- Mégis sok motort teljesítmény-átalakítón keresztül táplálunk, mert szükséges a fordulatszám változtatása, de nincs ehhez szükséges változó amplitúdójú és frekvenciájú szinuszos forrásunk.

247

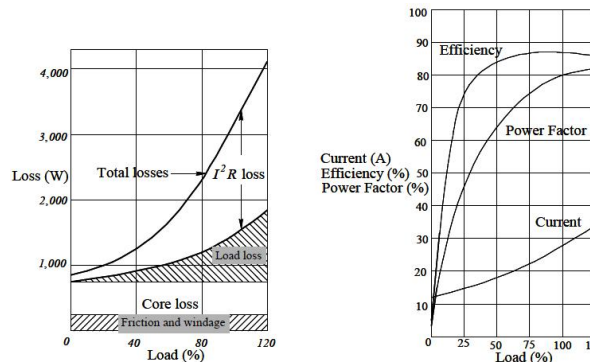
14.2.1. A szinuszos táplálású aszinkron motorok hatásfoka – a veszteségek fajtái

- A hatásfok a veszteségektől függ.
- Veszteség típusok:
- Magveszteségek: hiszterézis és örvény-áramok miatt jelentkeznek. Vékonyabb lemezekkel csökkenthetők a veszteségek, de drágul a gyártás.
 - Rézveszteségek: kb. fele az összes veszteségnek. A rotor rudakat jobb vezetőből készítve csökken a csúszás és a veszteség, de növekszik az indulási áram.
 - Súrlódási veszteségek a csapágyak miatt jelentkeznek. A hűtésre fordított energia a ventilátor működtetésére használandó.
 - Járulékos terhelési veszteségek – ide sorolunk mindent, amit máshol nem vettünk figyelembe.

248

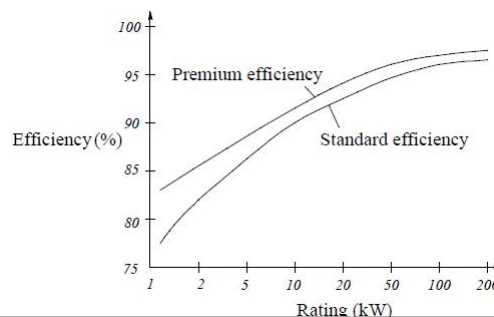
14.2.2. A szinuszos táplálású aszinkron motorok hatásfoka - diagramok

- A veszteségek és a hatásfok rendszerint a diagramokon látható módon függenek a terheléstől.
- A súrlódási és a hűtési veszteségek valamint a magveszteségek nagyjából állandóak.
- A többi veszteség kb. négyzetesen függ a terheléstől.
- A sebesség (fordulatszám) csökkentésével (ha nincs szükség a névleges sebességre) a veszteségek lényegesen csökkenthetők.



14.2.c. A szinuszos táplálású aszinkron motorok hatásfoka – javított hatásfokú motorok

- Több gyártó készít javított hatásfokú (premium) motorokat. Ezek veszteségei rendszerint a NEMA B szabványnak megfelelő motorokénak a felét teszik ki.
- A veszteségek csökkentését elsősorban a jobb vasmaggal érik el (vékonyabb és jobb anyagból készült lemezek).
- Csökkentik a maximális indukciót – ezzel is csökkennek a magveszteségek.
- Vastagabb vezetőket használnak – ez a rézveszteségeket csökkenti.



14.3. A kapcsolási frekvencián jelentkező felharmonikusok hatása a veszteségekre

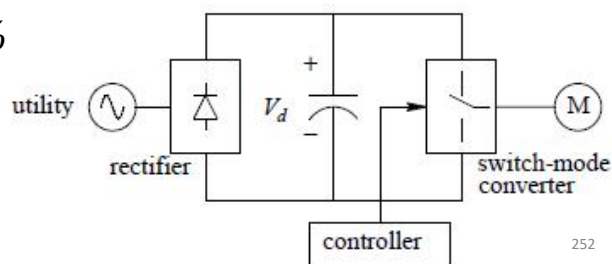
- Növekszenek a vasveszteségek, de nem sokkal.
- Növekszenek a rézveszteségek (magas frekvencián nagyobb a réz vezetékének eredő ellenállása a skin effektus miatt).
- A felharmonikusok okozta veszteségek nagyjából függetlenek a terheléstől.
- A felharmonikus tartalom csökkenthető jobb modulációs eljárással, így a veszteségek is csökkenthetők.
- Az aszinkron motor névleges teljesítményét kb. 10%-kal kisebbnek kell venni, ha frekvenciaváltóról üzemeltetjük. Hasonló a helyzet a nyomatékmal, ha el akarjuk kerülni a túlmelegedést.

251

14.4. A teljesítmény-átalakítók hatásfoka

- Az egyenirányítók 1-2% veszteséggel dolgoznak.
- Az inverter veszteségei általában 3-4% körül mozognak.
- Az átalakító összes vesztesége 4-6% körüli, így az eredő hatásfok:

$$\eta_{PPU} = 94-96\%$$



252

14.5. A hajtások jellemző hatásfoka

A gyártók ritkán adják meg a hajtások hatásfokát.

Jellemző értékek névleges terhelésnél:

- 2 kW-os gépekre $\eta=74-80\%$.
- 15 kW-os gépekre $\eta=86-89\%$.

Fél sebesség és fél nyomaték (negyed teljesítmény) esetén a hatásfok lényegesen kisebb:

- 2 kW-os gépekre $\eta=53-72\%$.
- 15 kW-os gépekre $\eta=82-88\%$.

Némileg javítható a hatásfok csökkentett terhelésnél, ha lecsökkentjük a fázisfeszültség alapharmonikusának az amplitúdóját, ahhoz képest, ami a névleges indukciót adja.

A javított hatásfokú (premium) motorok ára magasabb. Kiszámítható, hogy az energia költség csökkentése révén mennyi idő alatt térül meg a kezdeti többlet befektetés a motorba.

253

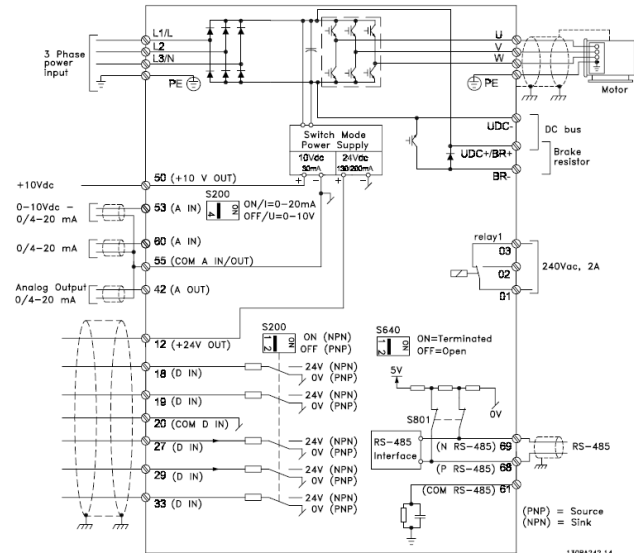
14.6. Az ugrásszerű feszültségek káros hatása a motor tekercseire

- A tranzistoros kapcsolók gyors ugrásokat okoznak a motor fázisfeszültségében.
- A gyors ugrások hullámszerűen terjednek a tekercsek kivezetésétől a tekercs belseje felé. Ez miatt a szomszédos menetek között átmenetileg nagy feszültség jelenik meg.
- A nagy menetfeszültség parciális kisüléseket okoz a szomszédos menetek között.
- A parciális kisülések fokozatosan tönkreteszik a menetszigetelést, rövidítik a motor élettartamát.
- A gyors feszültségugrások kapacitív áramokat, ill. szikrázást okoznak a motor csapágyain keresztül – ez rövidíti a csapágyak élettartamát.
- A feszültségugrások lassítása növeli a kapcsolási veszteségeket – ezért nem célszerű.
- Magas határfrekvenciára méretezett aluláteresztő LC szűrő az inverter és a motor között többletköltséget jelent, de mérsékeli a káros hatásokat.

254

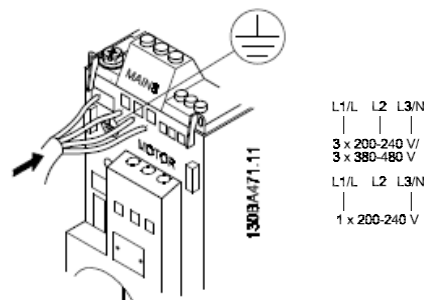
15. RÉSZ: A VILLAMOS HAJTÁS ÉS A FOLYAMATVEZÉRLÉS ILLESZTÉSE

- A motort tápláló energia átalakítónak vannak energetikai csatlakozói és vezérlő csatlakozói.
- Tipikus példa az ábrán látható.

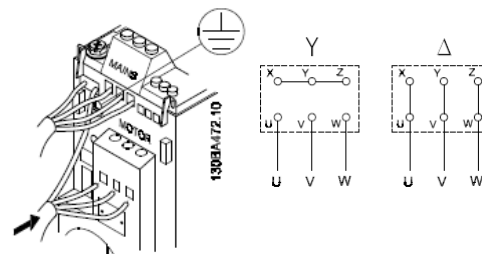


15.1. Az energetikai csatlakoztatás

- Hálózati kábel



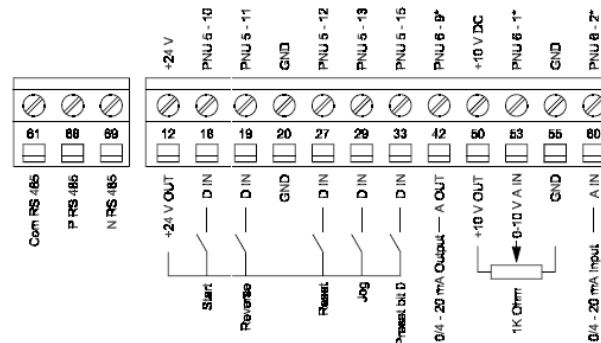
- Motor kábel



256

15.2. A vezérlő csatlakozók

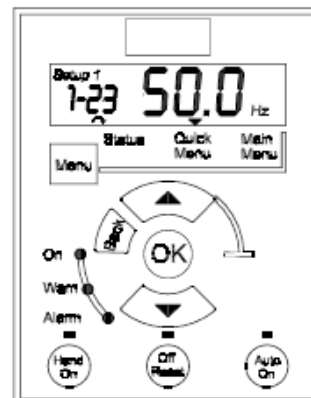
- Digitális kimenetek és bemenetek
- Analóg kimenetek és bemenetek
- Kommunikációs vonalak (RS485, RS232)



257

15.3. Önálló működtetés

- Rendszerint a teljesítmény-átalakítók önállóan is tudnak működni.
- Ehhez megfelelő vezérlő panelt biztosít a gyártó.
- Ezen keresztül elvileg minden beállítható, de eléggé körülményes, időigényes.



258

15.4. Táv – működtetés

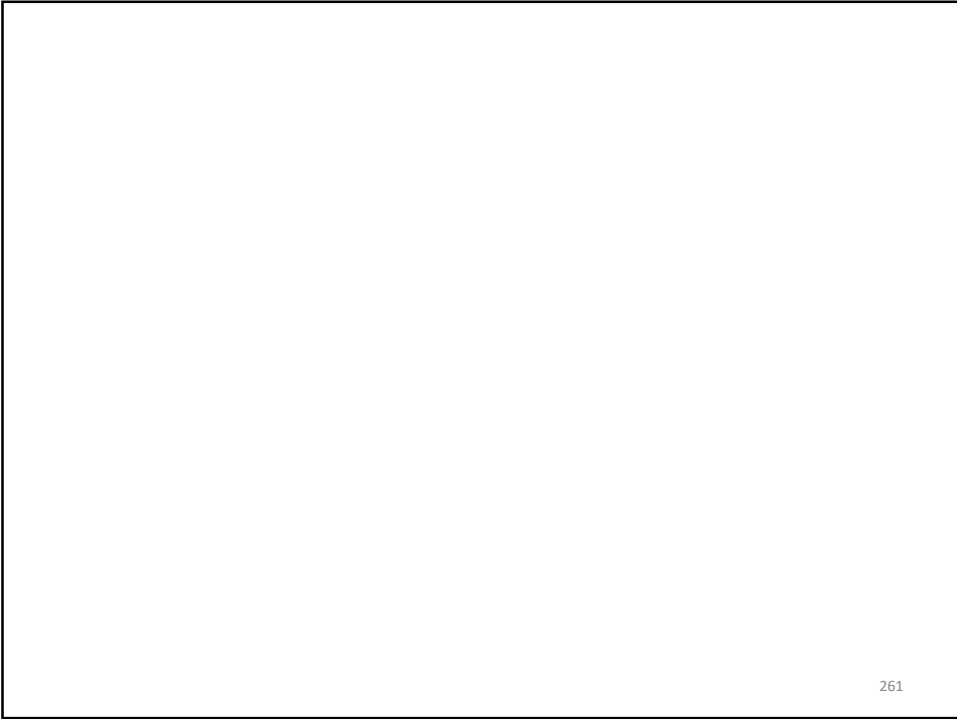
- Kommunikációs csatorna (ipari hálózat) áll rendelkezésre.
- Ezen keresztül a beállíthatók a paraméterek és parancsok adhatók ki.
- A kommunikációhoz megfelelő protokoll van definiálva (Modbus, Profibus...)
- A folyamatvezérlő számítógépen olyan szoftver fut, amely kommunikálni tud a kiválasztott protokoll szerint.

259

15.5. A kommunikációs protokoll

- A teljesítmény átalakító folyamatosan figyeli a kommunikációs csatornát.
- A folyamatirányító számítógép üzeneteket küld.
- Az üzenet elején van a cím: innen lehet tudni, hogy melyik végrehajtó egységnek szól az üzenet.
- Egy üzenet szerkezete Modbus protokollnál:

Start	Address	Function	Data	CRC check	End
T1-T2-T3-T4	1 byte	1 byte	N x 1 byte	2 bytes	T1-T2-T3-T4



261