

4 Motorhajtások

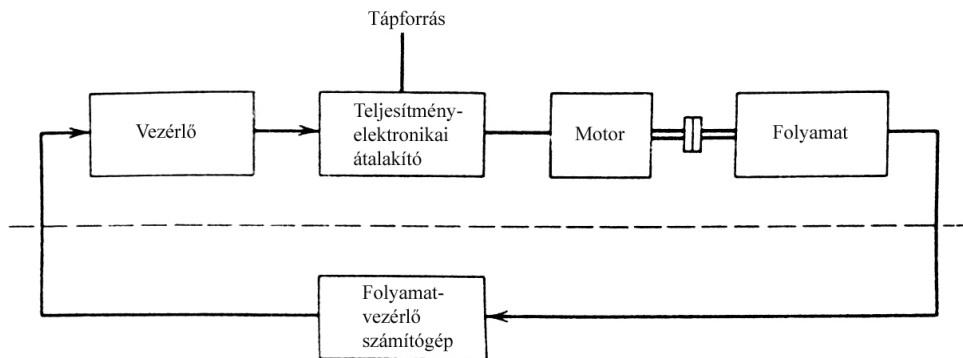
A motorhajtások nagyon széles teljesítménytartományban használatosak: néhány W -tól néhány MW -ig. Más szempontból is nagyon sokfélék az igények: egyes alkalmazásokban fontos a precíz pozíció szabályzás, míg máshol elégséges gomba sebességvezérlés.

Minden hajtásnál, ahol a sebességet illetve a pozíciót vezérelni kell, szükség van teljesítményelektronikai átalakítókra is, illesztésként a bemenő táphálózat és a motor között.

Elsősorban a következő négy fajta motor használatos:

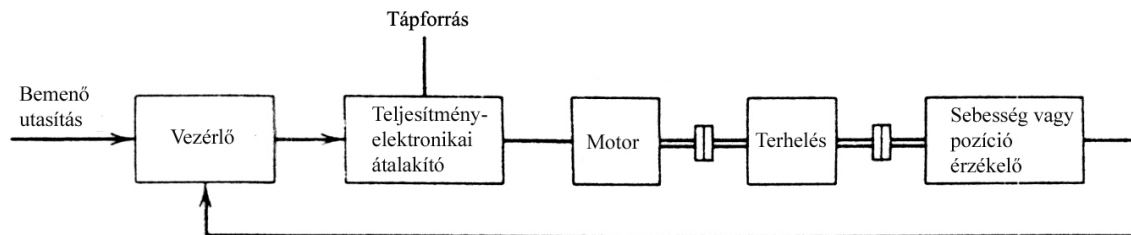
- egyenáramú motor,
- aszinkron motor,
- szinkron motor,
- léptető motor.

A motoros hajtások általános tömbvázlata a 4-1 ábrán látható.



4-1 ábra: Motoros hajtás általános tömbvázlata.

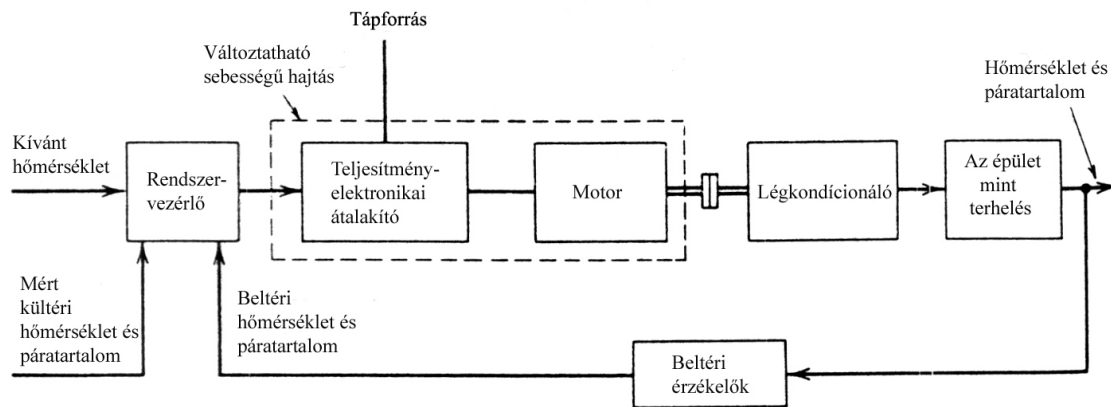
A vezérelt folyamat határozza meg, hogy milyen hajtásra van szükség: precíz szervómeghajtásra vagy gomba sebességszabályozásra. Szervó alkalmazásokban a hajtások jó reagálási ideje és a sebesség- és pozíció alapjelek pontos követése a fontos. Ehhez megfelelő sebesség- és pozíció érzékelő szükséges (4-2 ábra).



4-2 ábra: Szervóhajtás sebesség- vagy pozíció érzékelővel.

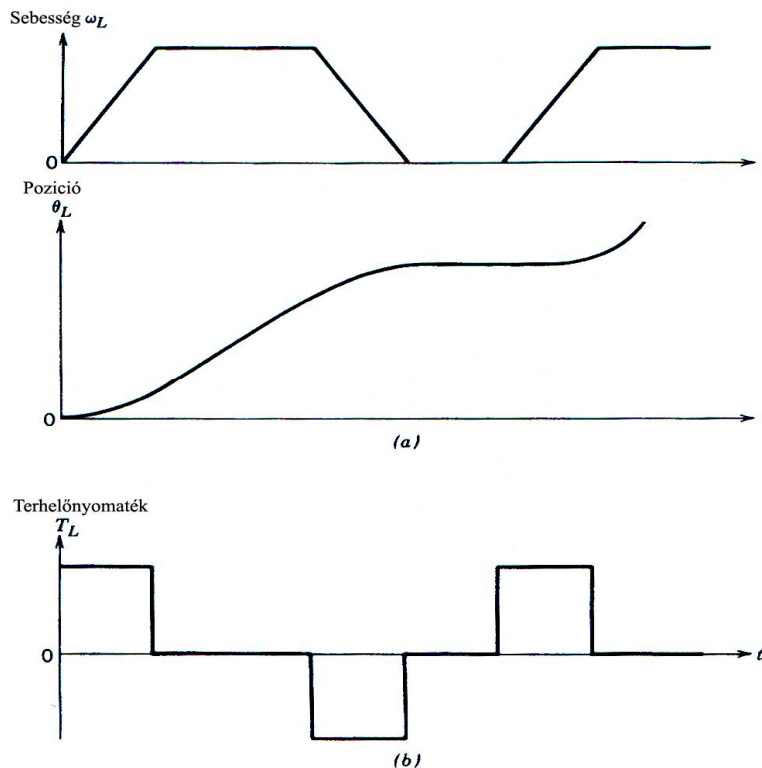
Az alkalmazások jó részében a motorok gyors és pontos sebességszabályzása nem fontos. Ilyen esetben létezik egy visszacsatolás a motoros hajtáson kívül, ami szabályozza a folyamatot (4-2 ábra). Mivel a szabályozott folyamatnak nagy az időállandója, a

motoros hajtás gyors reagálása nem szükséges. Ilyen esetre példa a változtatható sebességű hajtás a légkondicionáló berendezéseknél (4-3 ábra).



4-3 ábra: Változtatható sebességű hajtás légkondicionáló rendszerénél.

Motoros hajtás tervezésénél először is ki kell választani a használandó elemeket, mégpedig a terhelési követelmények (pl. a terhelés tehetetlenségi nyomatéka, maximális sebesség, sebességhatárok, forgásirány) figyelembevételével. Ismerni kell a kívánt mozgásprofil (4-4a ábra) is. A fentiek alapján meghatározható a mozgás megvalósításához szükséges nyomaték időfüggvénye. Tisztán inerciális (súrlódásmentes) terhelést feltételezve a 4-4b ábrán látható nyomatékdiagramot kapjuk.



4-4 ábra: Terhelési profil: (a) a sebesség és a pozíció idődiagramja, (b) terhelőnyomaték diagram.

A motor forgómozgásának átvitele a terhelésre történhet közvetlen csatolással. Ebben az esetben az átvitel okozta veszteségek és gondok ki vannak küszöbölve, de a motor képes kell hogy legyen, hogy biztosítsa éppen azt a sebességet és nyomatékot, amit a terhelés elvár.

Más esetekben a sebesség- és nyomatékviszonyok összehangolása végett egy átviteli mechanizmust alkalmaznak a motor és a terhelés között. Ilyen mechanizmus pl. a fogaskerék-fogaskerék-, fogasléc-fogaskerék-, szíjtárcsa-szíj- vagy csiga-csavar kombináció. Egyes átvitelek a kimeneten is forgómozgást hoznak létre, míg mások egyenesvonalú mozgást. A 4-5a,b ábrán egy fogaskerekes és egy csigás átvitel látható. 100%-os hatásfokot feltételezve a nyomatékarányok a fogaskerekes áttétel két oldalán:

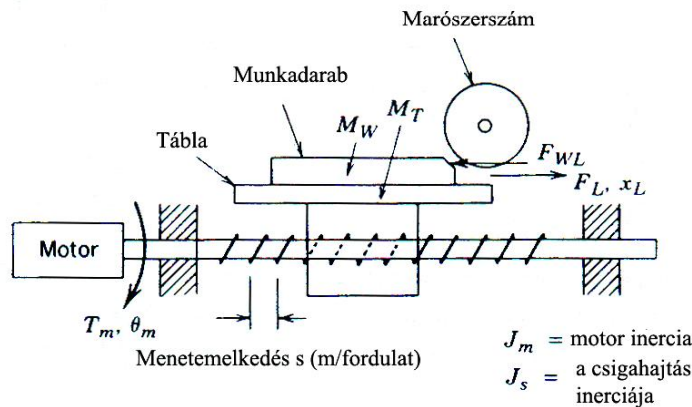
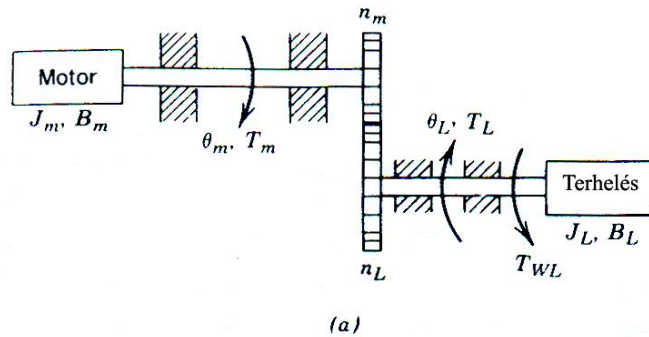
$$\frac{T_m}{T_L} = \frac{\omega_L}{\omega_m} = \frac{\theta_L}{\theta_m} = \frac{n_m}{n_L} = a \quad (4-1)$$

ahol a szögsebesség $\omega = \dot{\theta}$, n_m és n_L a fogsorszám, a az áttétel.

A csigás átvitelnél (4-5b ábra) a befektetett nyomaték és a kapott erő aránya:

$$\frac{T_m}{F_L} = \frac{v_L}{\omega_m} = \frac{x_L}{\theta_m} = \frac{s}{2\pi} = a \quad (4-2)$$

ahol a lineáris sebesség $v_L = \dot{x}_L$, s a csiga menetemelkedése m/ford -ban, a az áttétel.



4-5 ábra: Átviteli mechanizmusok: (a) fogaskerekes-, (b) csigás átvitel.

A motor által szolgáltatott T_{em} elektromágneses nyomaték le kell, hogy fedje a súrlódásból (B_m, B_L) eredő veszteségeket, valamint a motor és a terhelés tehetetlenségét (J_m, J_L). A fennmaradó T_{WL} a munkavégző nyomaték.

Ezért, a fogaskerekes átvitelre érvényes:

$$T_{em} = \frac{\dot{\omega}_L}{a} [J_m + a^2 J_L] + a T_{WL} + \frac{\omega_L}{a} (B_m + a^2 B_L) \quad (4-3)$$

ahol $J_{eq} = J_m + a^2 J_L$ az eredő tehetetlenségi nyomaték, $B_{eq} = B_m + a^2 B_L$ az eredő súrlódási nyomaték, $T_{Weq} = a T_{WL}$ pedig az eredő munkavégző nyomaték. Elfogadva, hogy $\omega_m = \omega_L / a$ írható:

$$T_{em} = J_{eq} \dot{\omega}_m + B_{eq} \omega_m + T_{Weq} \quad (4-4)$$

Hasonlóképpen a csigás átviteli mechanizmusnál (4-5b ábra), ahol F_{WL} a munkavégző vagy megmunkálási erő, a pedig az áttétel (lásd 4-2 egyenlet), a szükséges T_{em} a következőképpen számítható:

$$T_{em} = \frac{v_L}{a} [J_m + J_s + a^2 (M_T + M_W)] + a F_{WL} \quad (4-5)$$

ahol v_L a terhelés lineáris gyorsulása.

Mint ahogy az a 4-1 és 4-2 egyenletekből következik, az áttétel nagysága, a motor fordulatszáma és a terhelés sebessége (fordulatszáma) szoros összefüggésben állnak egymással. Az áttételnek és a motor fordulatszámának a megválasztását befolyásolja ár és a veszteségek is.

A 4.4 ábrán láttuk, hogy a motor maximális sebességét és nyomatékát meg lehet határozni a terhelési profilból. Ezek az alapvető kritériumok a motor megválasztásához. A 4-6a ábra egy hasonló terhelési profilt mutat. A terhelési nyomatékból kiszámítható a motor árama. Villanymotoroknál a nyomaték, melyet a gépből nyerhetünk, arányos a motor áramával (vagy más egyértelmű összefüggésben van az árammal). Arányosság esetén a motor áramprofilja azonos alakú a nyomatékprofillal (4-6b ábra). Egyenáramú motor esetében a diagram az áram pillanatértékét ábrázolja, váltóáramú motornál pedig a váltóáram egy periódusára számított effektív értékét mutatja.

A motortekercs R_M ellenállása miatt a rajta keresztülfolyó áram teljesítményvesztést (P_R) okoz. Ez a veszteség négyzetesen arányos az árammal, ebből kifolyólag a nyomatékkal is, és az összes veszteség igen nagy hányadát képezi. Ha a motor melegedési időállandója nagy a terhelési profil periódusához (4-6 ábra, $t_{periódus}$) képest, a veszteségek átlagértékéből kiszámítható a motor maximális hőmérséklete és a szükséges hűtés. Először is felírható:

$$P_R = R_M I_{eff}^2 \quad (4-6)$$

ahol most az áram effektív értékét a terhelési periódusidőre számítjuk:

$$I_{eff}^2 = \frac{\sum_{k=1}^m I_k^2 t_k}{t_{periódus}} \quad (4-7)$$

A motoráramot arányosnak tekintve a nyomatékkal, az egy periódusra számított nyomaték effektív értéke a:

$$T_{em,eff}^2 = k_1 \frac{\sum_{k=1}^m I_k^2 t_k}{t_{\text{periódus}}} \quad (4-8)$$

egyenlettel számítható. Ebből:

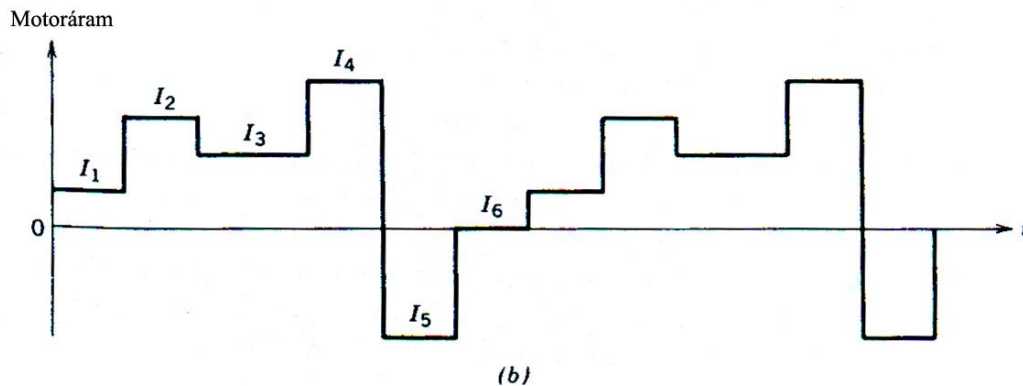
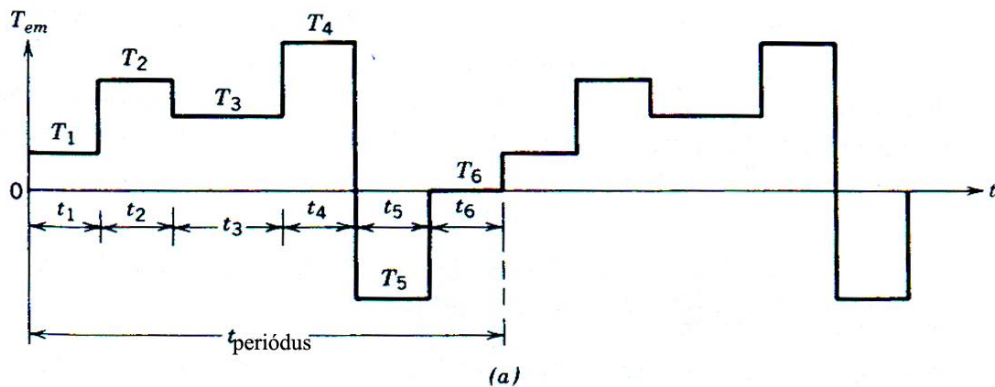
$$T_{em,eff}^2 = k_1 I_{eff}^2 \quad (4-9)$$

ahol k_1 az arányossági tényező.

A 4-6 és 4-9 egyenletekből a P_R átlagos veszteségi teljesítmény:

$$P_R = k_2 T_{em,eff}^2 \quad (4-10)$$

ahol k_2 egy arányossági tényező.



4-6 ábra: A motor nyomaték- és áramváltozásai.

P_R -en kívül léteznek egyéb veszteségek is, melyek hozzájárulnak a motor melegedéséhez. Ilyen a P_{FW} mely az alkatrészek közötti súrlódásból ered, a P_{EH} mely a vasmagban jelentkező örvényáramok és hisztérezis következménye, a P_s a kapcsolási frekvencián fellépő áramhullámzás következménye (a motor nem sima egyenáramú-, illetve tiszta szinuszáram táplálást kap a kapcsolóüzemű táplálásból kifolyólag. Mindig létezik még bizonyos $P_{szórt}$ teljesítmény is, amely az előző veszteségekbe nincs beleszámítva. Ezek alapján az össz veszteségek:

$$P_{veszt.} = P_R + P_{FW} + P_{EH} + P_s + P_{szórt} \quad (4-11)$$

Állandósult állapotban a motor hőmérsékletemelkedését fokokban a:

$$\Delta\Theta = P_{veszt.} R_{TH} \quad (4-12)$$

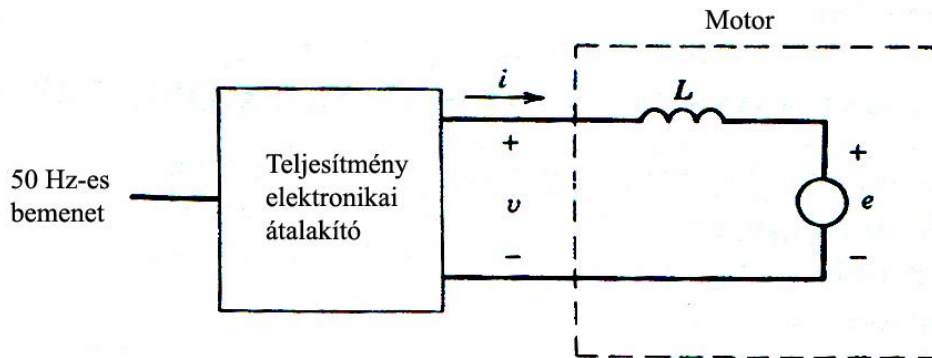
egyenlet adja, ahol $P_{veszt.}$ a veszteségi teljesítmény watt-okban, az R_{TH} a motor termikus ellenállása fok/watt-ban.

A maximális megengedhető hőmérsékletemelkedés ($\Delta\Theta$), a maximális $P_{veszt.}$ mellett állandósult állapotban a termikus ellenállástól függ (R_{TH} , 4-12 egyenlet). Alapvetően a veszteségek a 4-11 egyenlet jobb oldalán (P_R -t kivéve), növekednek a motor sebességének növelésével. A maximális P_R érték, és ennél fogva a maximális kontinuális motor nyomaték (4-10 egyenlet) tehát általában csökken a sebesség növelésével (R_{TH} -t állandónak véve). Az önhűtő motoroknál, ahol a motor tengelyére egy ventilátor van szerelve, az R_{TH} csökken a fordulatszám növelésével (a levegő erőteljesebb keringése miatt). Ezért a motor biztonságos üzemi tartománya (a fordulatszám és a nyomaték korlátok) a motor kialakításától függ. A tartomány határait a motor adatlapján tüntetik fel.

A teljesítményelektronikai átalakítók topológiája valamint vezérlése a motorhajtás fajtájától függ. Általában a teljesítményelektronikai átalakító egy szabályozott feszültséget szolgáltat a motornak, mellyel a motor áramát és ezzel a forgatónyomatékot lehet beállítani (4-7 ábra). A következőkben néhány elméleti megfontolásra térünk ki a teljesítményelektronikai átalakítók és a motoros hajtás illesztésével kapcsolatban.

Terhelés közben a motor melegszik. Tartós üzemben a motor bizonyos névleges terhelési nyomatékot tud elviselni túlmelegedés nélkül. Rövid ideig a motor a névleges nyomaték többszörösét (általában 3-4-szeresét) is tudja biztosítani, a lényeg azonban az, hogy ezen túlterhelések időtartama kisebb legyen a motor melegedési időállandójától.

Mivel a nyomaték arányos a motor áramával, a többszörös terhelőnyomaték többszörös árammal érhető el. A motort tápláló teljesítményelektronikai berendezésnek biztosítani kell ezt a többszörös áramot is. Az átalakító melegedési időállandója rendszerint töredéke a motor időállandójának, így gyakorlatilag az átalakítót a többszörös áram tartós elviselésére kell méretezni.



4-7 ábra: A motorvezérlés vázlatos rajza.

Mind a DC mind pedig az AC motorokban létrejön egy indukált elektromotoros erő, e , mely ellentétes a motorra kapcsolt v feszültséggel (4-7 ábra). A motor árama:

$$\frac{di}{dt} = \frac{v - e}{L} \quad (4-13)$$

képlettel számítható, ahol L a motor tekercsének inuktivitása.

A motoráram és ezáltal a motornyomaték gyors vezérléséhez szükséges, hogy a teljesítményelektronikai átalakító kimeneti feszültsége (a motor felé) jóval nagyobb legyen mint az indukált elektromotoros erő. Ennek a feszültségnek a nagysága arányosan nő a motor sebességének növelésével, állandó légrésfluxus mellett. Az átalakító által biztosítandó feszültség ezért a maximális motorsebességtől függ.

A szervóhajtásoknál szükséges, hogy a motor áramát minél gyorsabban tudjuk változtatni a terhelés változásával összhangban, ezért az átalakító feszültségének minél nagyobbak-, a motor induktivitásának pedig minél kisebbnek kell lennie (4-13 egyenlet). Ezzel ellentétes követelmény, hogy állandósult állapotban a motoráram hullámzását minimálisra kell csökkenteni, hogy minimalizáljuk a teljesítmény veszteségeket a motorban, valamint a nyomaték ingadozását.

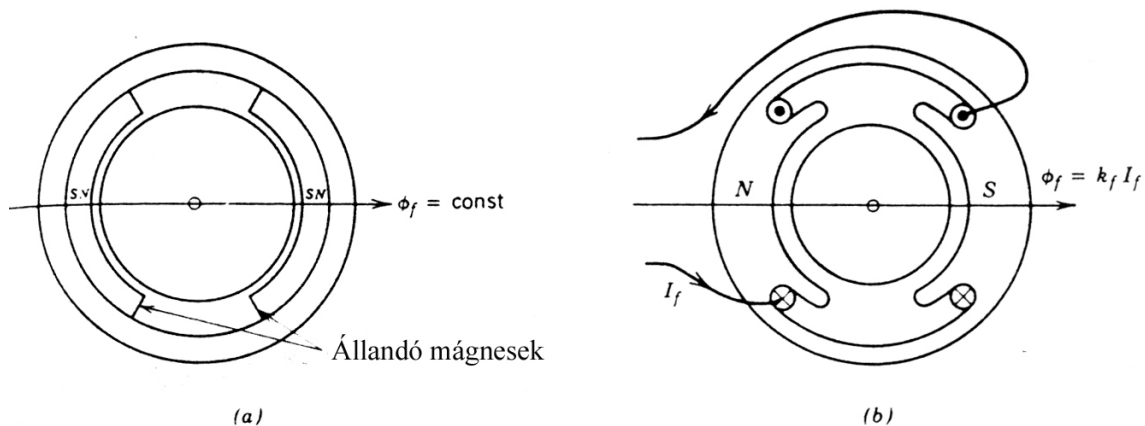
Tekintettel erre az ellentmondásos helyzetre, az áramhullámzás csökkentésének egy másik módját használják, nevezetesen a kapcsolási frekvencia növelését. Sajnos az átalakító kapcsolási veszteségei lineárisan növekednek a kapcsolási frekvencia növelésével. A kompromisszumos megoldás a motor induktivitásának és a kapcsolási frekvenciának a jó összehangolása.

4.1 Egyenáramú hajtások

A teljesítményelektronika kezdeti szakaszában a sebesség és pozíció vezérlésére egyenáramú motoros meghajtókat használtak. Az utóbbi egy-két évtizedben növekszik a váltóáramú motoros szervómeghajtó alkalmazások száma. Azokban az alkalmazásokban, ahol nem követelmény az extrém alacsony költségű karbantartás, a DC meghajtók továbbra is felhasználásban maradtak, a kitűnő meghajtó tulajdonságok és a alacsony ár miatt.

4.1.1 Az egyenáramú motorok felépítése és modellezése

A DC motorban a mezőfluxust (Φ_f) az állórész hozza létre. A fluxus létrejöhet állandó mágnes által (4-8a ábra), ahol Φ_f állandó, illetve gerjesztőtekercs által (4-8b ábra), ahol az I_f gerjesztőáram határozza meg a Φ_f fluxust.



4-8 ábra: DC motor: állandó mágneses státorral (a), és tekercselt státorral (b).

Ha elhanyagoljuk a mágneses telítődést (nem szokás a motort telítésig mágnesezni), akkor érvényes a:

$$\Phi_f = k_f I_f \quad (4-14)$$

összefüggés, ahol k_f a mezőállandó.

A forgórész (rotor) nyílásaiban (hornaiban) az ún. armatúratekeres helyezkedik el. Az armatúratekeres a gyakorlatban egy folyamatos tekercs amelynek különböző pontjai a kommutátor szegmensekre vannak kötve. Ezek a kommutátorszegmensek általában rézből készülnek, egymástól elszigetelve egy hengeres hordozó felületére vannak felerősítve és a motor tengelyével együtt forognak. Az állórészen egy pár szénkefe biztosítja a kommutátor szegmenseivel való érintkezést.

Az egyenáramú motorokban a nyomaték a mezőfluxus (Φ_f) és az armatúraáram (i_a) kölcsönhatásából jön létre:

$$T_{em} = k_f \Phi_f i_a \quad (4-15)$$

ahol k_f a motor nyomatékállandója.

Az armatúra áramkörben indukált feszültség keletkezik a mágneses mezőben történő forgás hatására (elektromágneses indukció). Az armatúra vezetőkeinek ω_m szögsebességgel való forgása miatt a Φ_f fluxustérben:

$$e_a = k_e \Phi_f \omega_m \quad (4-16)$$

értékű feszültség indukálódik, ahol k_e a motor feszültségállandója.

Az SI egységekben a k_f és a k_e egyenlő, mind számbelileg, mind mértékegység szempontjából, ez a tény az elektromos és mechanikai teljesítmény kiegyenlítésével bizonyítható (a veszteségeket elhanyagoljuk):

$$P_e = e_a i_a = k_e \Phi_f \omega_m i_a \quad (4-17)$$

$$P_m = T_{em} \omega_m = k_f \Phi_f \omega_m i_a \quad (4-18)$$

ahol P_e az elektromos P_m pedig a mechanikai teljesítmény. Mivel ezek a mennyiségek egyensúlyban vannak:

$$P_e = P_m \quad (4-19)$$

amiből belátható, hogy $k_e = k_f$.

A gyakorlatban szabályozható feszültségforrás, v_t van kötve az armatúra csatlakozóira, hogy létrehozza az i_a áramot.

Ez a feszültség (4-9 ábra) a:

$$v_t = e_a + R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} \quad (4-20)$$

összefüggéssel van meghatározva, ahol e_a az indukált feszültség, R_a az armatúratekeres ellenállása, L_a az armatúratekeres induktivitása.

A motor és a terhelés mechanikai modelljét a:

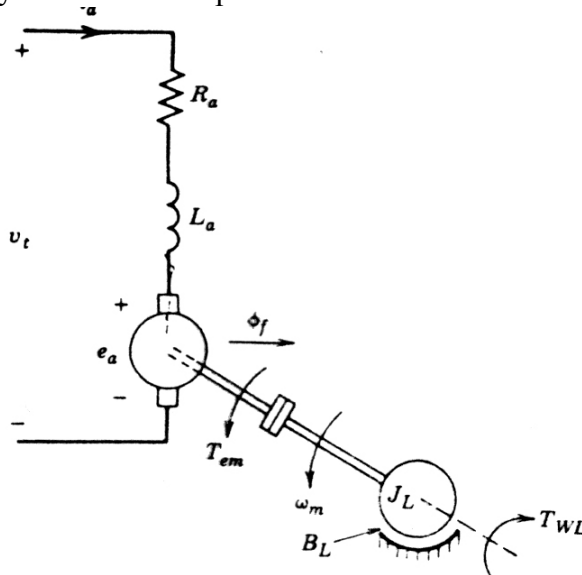
$$T_{em} = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m + T_{WL}(t) \quad (4-21)$$

egyenlet adja, ahol J a teljes tehetetlenségi nyomaték, B az össz súrlódás, T_{WL} az eredő terhelőnyomaték.

Az egyenáramú gépek generátorként is működhetnek. Az egyenáramú generátorok alkalmazása ugyan nem jellemző de a motor fékezéskor generátorként viselkedik, ezért kell tanulmányozni ezt az esetet is.

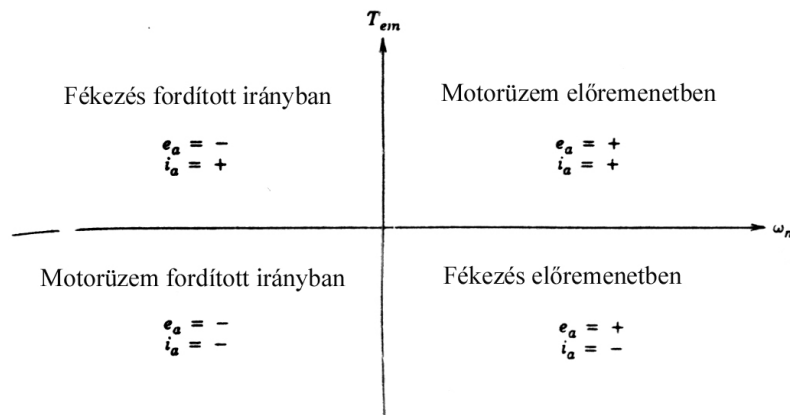
Fékezéskor a Φ_f fluxus állandó marad és a motort a terhelés forgatja ω_m szögsebességgel. Hogy lassítsuk a motort, a v_t kapcsolófeszültséget e_a alá kell csökkenteni, így az i_a áram iránya megfordul. Az elektromágneses forgatónyomaték T_{em} irányt vált és

a motor és a terhelés tehetetlenségének kinetikus energiája az egyenáramú gépben átalakul elektromos energiává. Ez az energia vagy visszatáplálódik a v_t tápforrrásba, vagy hővé alakul egy erre a célra beépített ellenálláson.



4-9 ábra: Az egyenáramú motor és a terhelés helyettesítő ábrája.

Ha a kapcsolófeszültség polaritását felcseréljük, a motor forgásiránya megfordul. Ebből következik, hogy a DC motor működhet mindkét forgásirányban az elektromágneses nyomatéka pedig megfordítható fékezéshez. Az így kapható négy üzemmódot a 4-10 ábrán szemléltejük.



4-10 ábra: Az egyenáramú motor négynegyedes üzeme.

A kis DC motorokban legtöbbször a konstans ϕ_f fluxust egy állandó mágnes hozza létre (4-11a ábra). Állandósult állapotban a 4-15, 4-16, 4-20 egyenletekből:

$$T_{em} = k_T I_a \quad (4-22)$$

$$E_a = k_E \omega_m \quad (4-23)$$

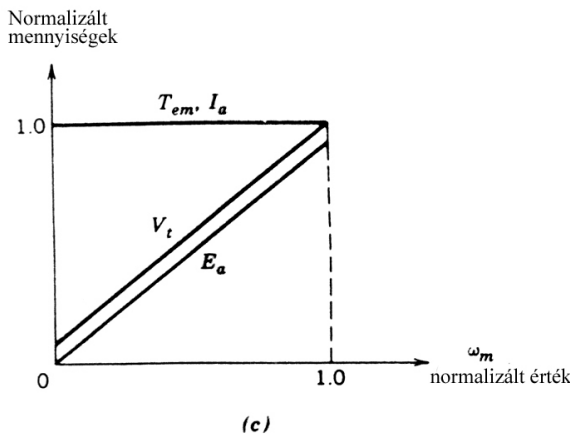
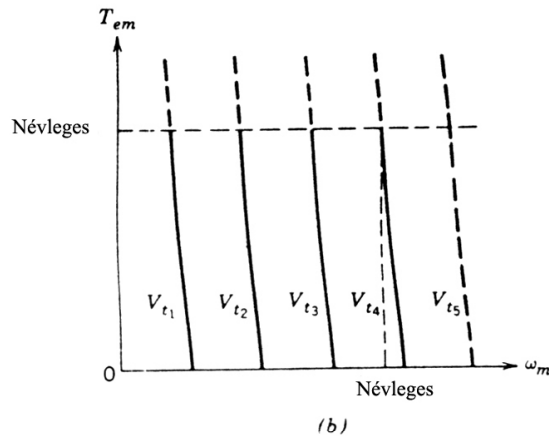
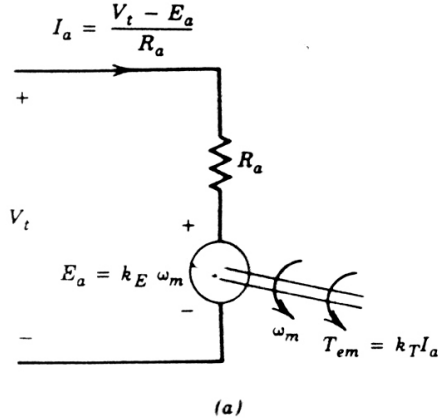
$$V_t = E_a + R_a I_a \quad (4-24)$$

ahol $k_T = k_i \phi_f$ és $k_E = k_e \phi_f$.

A fenti egyenletekből, állandósult állapotban meghatározható az ω_m szögsebesség T_{em} függvényében, különböző V_t értékekre:

$$\omega_m = \frac{1}{k_E} \left(V_t - \frac{R_a}{k_T} T_{em} \right) \quad (4-25)$$

A 4-25 egyenletet grafikusán a 4-11b ábrán szemléltetjük. Látható, hogy elhanyagolva az $I_a R_a$ feszültségesést, az armatúra tekercseiben, a különböző V_t értékekre megközelítőleg vertikális egyenest kapunk, ami tulajdonképpen adott kapocsfeszültséghez megközelítőleg konstans fordulatszámot rendel a nyomatéktól függetlenül.



4-11 ábra: Állandómágneses egyenáramú motor: (a) a motor és a terhelés modellje, (b) nyomaték-sebesség karakterisztikák $V_{t5} > V_{t4} > V_{t3} > V_{t2} > V_{t1}$ kapocsfeszültségekre, ahol V_{t4} a névleges érték, (c) a motor egységesített normalizált diagramjai.

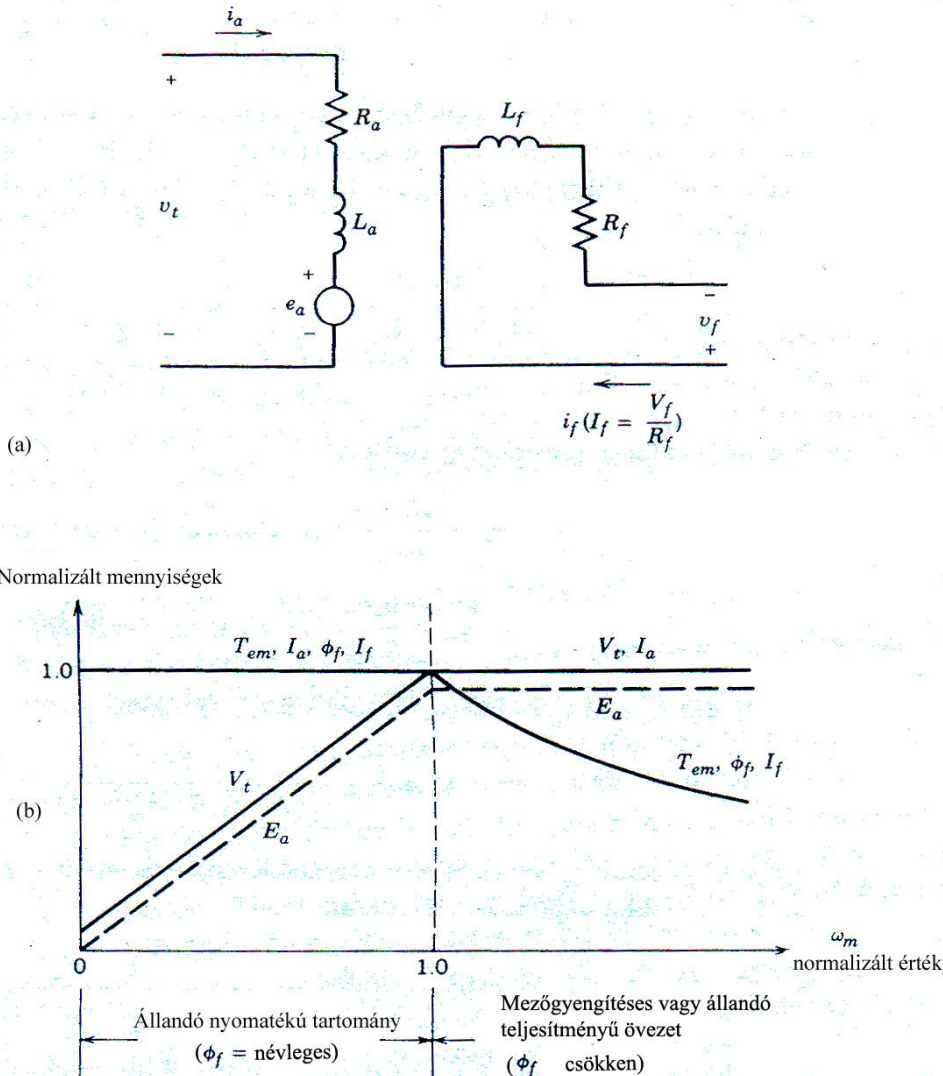
A terhelés következtében jelentkező sebességcsökkenés a nagyteljesítményű egyenáramú motoroknál nem jelentős, de tekintélyes lehet a kis szervomotoroknál. A kapocsfeszültség növelésével a fordulatszám visszaállítható a kívánt értékre.

Állandósult állapotban az I_a áram nem haladhatja meg a névleges értéket, ezért a nyomatéknak is a névleges határon belül kell maradnia. Rövid ideig (pl. induláskor) kaphatunk nagyobb nyomatékokat is, a névlegesnél nagyobb áramnak köszönhetően. A 4-11b ábrán ez a névleges nyomaték feletti karakterisztika szaggatott vonallal van jelölve.

A névleges sebesség feletti értékek megkívánják a névleges V_t érték feletti feszültségek (pl. V_{t5}) használatát. Ez nem kívánatos, ezért az állandómágneses egyenáramú motorok sebessége a motor névleges sebességével határolt.

Az egységesített normalizált diagramon (4-11c ábra) az állandósult állapotra jellemző nyomaték- és áramhatárt tüntetik fel. Ugyanazon a diagramon látható a szükséges kapocsfeszültség és az indukált feszültség sebességfüggése.

Az állandó mágneses egyenáramú motorok hátránya a néhány kilowattos teljesítményhatár, valamint a névleges sebességgel korlátozott sebességtartomány. Ezek a hátrányok kiküszöbölhetők, ha az állandó mágnezt egy gerjesztőtekercssel helyettesítjük, ahol a ϕ_f fluxust a tekercsbe táplált I_f áram biztosítja (4-8b ábra). Ez nagyobb flexibilitást biztosít az egyenáramú motorok vezérlésében, mivel a tekercset egy külön szabályozott egyenáramú forrásból tápláljuk (v_f , 4-12a ábra). A ϕ_f állandósult állapotú értéke $I_f = V_f / R_f$ -el szabályozható, ahol V_f a gerjesztőfeszültség állandósult értéke, R_f a gerjesztőtekercs ellenállása.



4-12 ábra: Külső gerjesztésű DC motor: (a) helyettesítő kapcsolás, (b) a motor egységesített normalizált diagramjai.

Amennyiben ϕ_f szabályozható, akkor a 4-25 egyenlet a következőképp alakul:

$$\omega_m = \frac{1}{k_e \Phi_f} \left(V_t - \frac{R_a}{k_t \Phi_f} T_{em} \right) \quad (4-26)$$

elfogadva, hogy $k_E = k_e \phi_f$ és $k_T = k_t \phi_f$. A 4-26 egyenlet a külső gerjesztésű egyenáramú motor jellemzi, ahol mind V_t , mind pedig ϕ_f értéke szabályozható, a kívánt nyomaték és sebesség elérése érdekében.

A gyakorlatban, annak érdekében, hogy maximalizáljuk a nyomatékot, a ϕ_f fluxust, és ezzel az I_f áram értékét, névlegesre vesszük, amikor a névleges sebességtől kisebb sebesség elérése a cél. Ezzel a 4-22, 4-23, 4-24, 4-25 egyenletek hasonlóképpen alakulnak mint az állandómágneses motoroknál. Ekkor a nyomaték-sebesség jelleggörbe is a 4-11b ábra szerint fog alakulni. Ezt a üzemet (4-12b ábra, névleges fordulatszám alatti szakasz) nevezik még állandó nyomaték üzemenek is. A szükséges V_t feszültség ebben a tartományban nullától a névleges értékig változik, miközben a sebesség is ennek megfelelően nullától a névleges értékig nő. A megfelelő V_t és E_a értékek a 4-12b ábrán láthatók.

Ha a névleges sebéségnél nagyobb fordulatszámot akarunk elérni, akkor a V_t -t állandó (névleges) értéken tartva ϕ_f -t csökkentjük az I_f csökkentésével. Mivel I_a nem lépheti túl a névleges értéket (tartósan), így a nyomaték terhelhetőség csökken, ϕ_f csökkenése miatt (4-15 egyenlet).

Ebben a mezőgyengítéses üzemben a motor maximális teljesítménye $E_a I_a$ (ez megegyezik $\omega_m T_{em}$ -el) nem lépheti át a névleges határt tartósan. Ezt az üzemet ezért nevezik még állandó teljesítményű üzemenek is (4-12b ábra, a névleges fordulatszám feletti szakasz). Itt T_{em} csökken ω_m növelésével, miközben V_t , E_a , és I_a a névleges értéken maradnak. Ez a diagramszakasz is állandósult állapotban érvényes. A mezőgyengítéses tartományban a sebesség a névleges értéket 50-100%-al is túllépheti, a motor mechanikai kivitelétől függően.

4.1.2 Motorhajtó átalakítók

Az egyenáramú motorok táplálására szolgáló teljesítményelektronikai átalakítók a következő elvárásoknak kell, hogy eleget tegyenek:

- Ha a motort négynegyedes üzemben alkalmazzuk, az átalakító lehetővé kell, hogy tegye a kapocsfeszültség és áram irányának megfordítását (4-9 ábra).
- Az átalakítónak tudnia kell áramot szabályozni, ami azt jelenti, hogy az áramot a maximális elfogadható értéken tartja a motor gyors felpörgése és lassítása esetén. Ez a dinamikus áramhatár rendszerint többszöröse az állandósult állapotra jellemző határértéknek.
- A pontos pozicionálás érdekében a kimenő feszültség értéke lineárisan kell, hogy változzon a feszültség-alapjel függvényében, függetlenül a motor terhelésétől.
- Az armatúraáramnak nem szabad jelentős hullámzást tartalmaznia, hogy minimalizálni tudjuk a nyomaték- és sebesség hullámzásokat a motorban.
- Az átalakító kimenetének a lehető leggyorsabban reagálni kell a bemeneti vezérlő jelre. Ezáltal az átalakító egy állandó erősítést képvisel (holtidő nélkül) az átviteli függvényben.

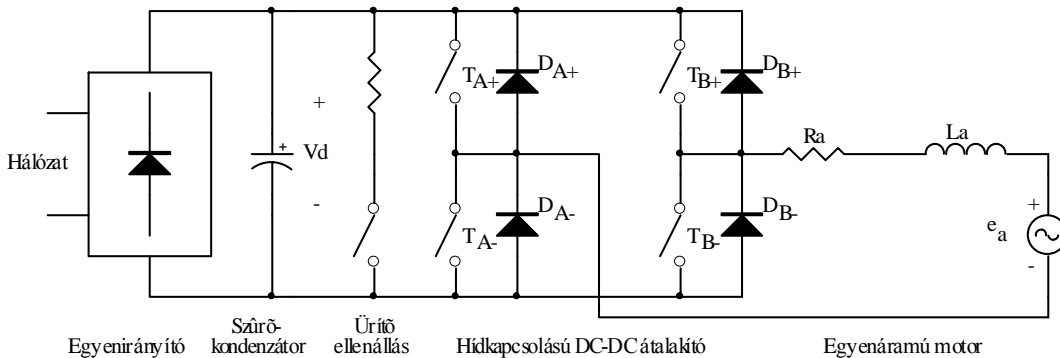
A lineáris teljesítményerősítők kielégítik az összes fent említett követelményeket, de a rossz hatásfokuk miatt csak nagyon kis teljesítményeknél használják őket. A választás rendszerint a kapcsolóüzemű *DC-DC* átalakítókra (2.2 fejezet) vagy a hálózati egyenirányítókra (2.1 fejezet) esik.

A hálózati egyenirányítók közül a vezérelt (tirisztoros) változatok tesznek lehetővé szabályozott hajtást. A tirisztoros megoldások (2.1.2 szakasz) nagyon jó hatásfokúak, egyszerű felépítésűek, passzív alkatrészt nem igényelnek, egyszerű a vezérlésük. Hátrányuk viszont, hogy a motoráram hullámossága nagy, a szabályzás lassú (a hálózati frekvencia egy periódusában csak kétféle illetve hat beavatkozásra van lehetőség, attól függően, hogy egy- vagy három fázisú a táphálózat).

A *DC-DC* átalakítók közül elsősorban a hídkapcsolás (2.2.8 szakasz) és a félhíd kapcsolás (2.3.7 szakasz) népszerű (ez utóbbi egyirányú hajtást és fékezést, tehát kétnegyedes üzemet tesz lehetővé), de a *buck* átalakító (2.2.2 szakasz) is számításba jöhet, ha egyirányú hajtást szándékozunk megvalósítani generátoros fékezés nélkül. A forgásirány *buck* átalakítónál is megfordítható elektromechanikus vagy elektromágneses kapcsolók alkalmazásával, de ez meglehetősen drágítja a berendezést.

A bemeneti energiaforrás a *DC-DC* átalakítók többségénél a közvetlenül egyenirányított hálózati feszültség, kondenzátorral szűrve (4-13 ábra), de akkumulátort is szoktak alkalmazni pl. vontatásnál. A hídkapcsolást az egyenirányító kimenetére kötjük. A híd-, félhíd- és *buck* kapcsolások kimenetén nem szokás *LC* szűrőt alkalmazni, ahogyan azt a *DC-DC* átalakítóknál bemutattuk, mivel maga a motor induktivitása szűri a kimeneti áramot, a motoron megjelenő négyzetfeszültség viszont nem ártalmas a motor számára (a tekercs szigetelése ugyan fokozottabb igénybevételnek van kitéve, de most ezzel nem foglalkozunk).

Az áramhullámosság csökkentése érdekében célszerű a hidat unipoláris *PWM*-mel (2.2.8 szakasz) vezérelni, kellő magas frekvencián. A *buck* átalakítónál és a félhídnál csak a kellő magas frekvencia segít. A nagy áramhullámosság miatt fellépő nyomatékingadozás zavarhatja a terhelést, ugyanakkor akusztikus zavarokat (kellemetlen füttyülést) eredményezhet. Az alap veszteségek mellett a hullámzó komponens effektív értékének négyzetével arányos járulékos veszteségek is jelentkeznek a motor tekercseiben.



4-13 ábra: Négynegyedes egyenáramú hajtás.

A közös egyenirányító nem képes energiát visszatáplálni a hálózatba a motor generátoros fékezése esetén, ezért az egyenáramú köztes körbe egy ellenállást is beiktattunk, amelyet akkor kapcsolunk be, ha a kondenzátor feszültsége meghalad

bizonyos maximális értéket és addig tartjuk bekapcsolva, amíg nem esik egy alsó határ alá. Nagyteljesítményű motoroknál megfontolandó az energia visszatáplálása a hálózatba fékezés esetén. Ez történhet hálózatról vezetett vezérelt (tirisztoros) egyenirányítóval (2.1.2 szakasz) vagy *boost* üzemben működő *PWM* egyenirányítóval.

Ez utóbbi kapcsolással a korábbiakban nem foglalkoztunk. Elvileg a *PWM* egyenirányítót úgy kapjuk, hogy a közönséges egyenirányító diódái mellé ellenpárhuzamosan kapcsolótranzisztorokat kötünk. Ha nem kapcsoljuk be a tranzisztorokat, a kapcsolás közönséges egyenirányítóként működik, a tranzisztorok megfelelő vezérlésével viszont energiát tudunk visszatáplálni a váltóáramú hálózatba.

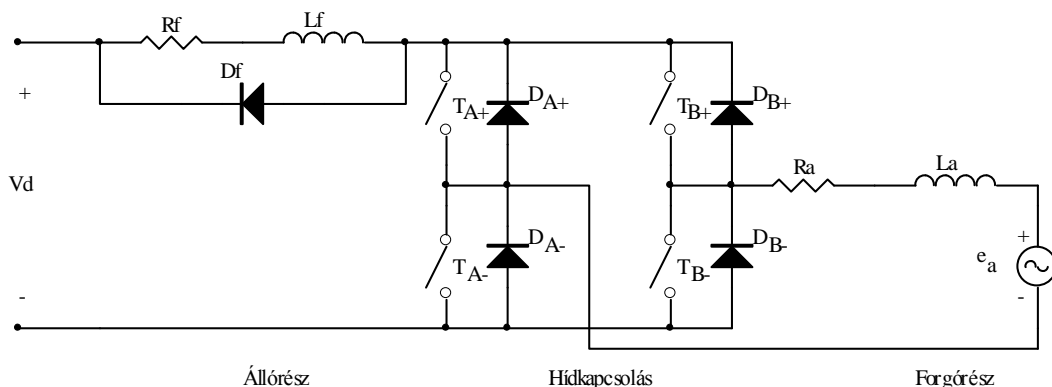
Az egyenáramú motorok ismertetésénél nem foglalkoztunk a soros motorokkal. Ezek némileg hasonlítanak a külső gerjesztésű motorokhoz, mert a forgórész is és az állórész is tekercselt. A különbség az, hogy a két tekercset sorba kötve egy közös feszültségforrásról tápláljuk.

Adott bekötés esetén a tápfeszültség polaritásának megváltozása nem eredményezi a soros motor forgásirányának megváltozását. Ennek magyarázata, hogy ha egyszerre megfordítjuk az állórész és a forgórész áramának irányát, a forgatónyomaték iránya nem változik, mivel a forgatónyomaték a két áram szorzatával arányos. Ebből kifolyólag ezek a motorok váltóárammal is táplálhatók, ezért univerzális motoroknak is nevezzük őket. Forgásirányt csak úgy tudunk változtatni, ha a soros kötésben az egyik tekercset az eredeti irányhoz képest fordítva kötjük be.

A soros motor modellezése viszonylag bonyolult, mert a fordulatszám változásakor változik a mágneses tér erőssége is. Így ebbe a témába nem bocsátkozunk.

Ami a soros motor vezérlését illeti, a megoldások széles skálán mozognak. Kisteljesítményű kéziszerszámok (pl. fűrőgép) meghajtásánál a legegyszerűbb váltóáramú fázishasításos szabályzókat (2.4.1 szakasz) alkalmazzuk. Itt a motor váltóáramú táplálást kap, ami nem zavaró, tekintettel a motor univerzális jellegére. Ha az ilyen motoroknak mégis egyenáramú vezérlést adunk, némileg csökkenteni kell a tápfeszültséget, mivel egyenárammal való táplálás esetén a tekercs induktivitásán nincs feszültségesés. A forgásirány-változtatást itt kapcsolóval érjük el (kis áramoknál ez elviselhető költséget jelent).

A nagyobb teljesítményű soros motorok általában összetettebb vezérlést igényelnek. Ha egynegyedes hajtásról van szó, elégséges a *buck* átalakító (2.3.2 szakasz), azzal, hogy a kimeneti *LC* szűrő, a tekercsek szűrőhatásának köszönhetően, elhagyható. A négynegyedes üzem a 4-14 ábrán bemutatott módosított hídkapcsolással érhető el.

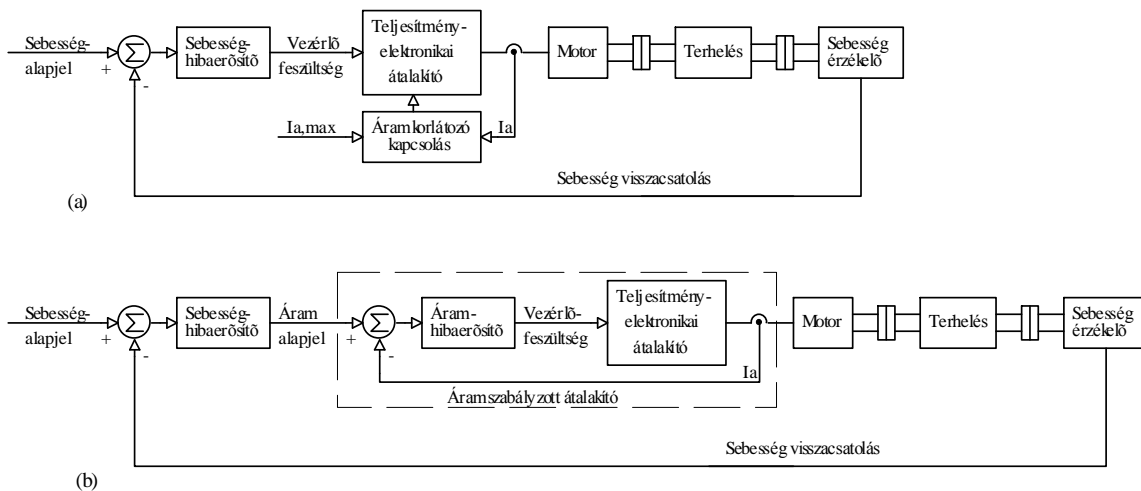


4-14 ábra: Módosított hídkapcsolás soros motor vezérlésére.

Az egyenáramú forrás és a híd bemenete közé kötjük a motor egyik tekercsét, megfelelő szabadonfutó diódával, a másik tekercs pedig a híd kimenetére kapcsolódik. Ha a híd egyik vagy másik átlójában elhelyezett tranzisztorpárok egyike vezet, a motor tekercsei valóban sorba vannak kötve egymással.

A motor áramának illetve feszültségének változtatását megfelelő PWM vezérléssel érjük el. Adott forgásiránynál állandóra bekapcsoljuk a híd egyik alsó ágában levő tranzisztort (pl. T_{B-}), a másik félhíd tranzisztorait (ez esetben T_{A+} és T_{A-}) viszont felváltva kapcsoljuk be, megfelelő kitöltési tényezővel. Fékezés esetén csökkentjük a T_{A+} tranzistor vezetési idejét és növeljük T_{A-} vezetési idejét. A forgásirány megváltoztatásához értelemszerűen megcseréljük a jobb és bal félhíd vezérlését.

A motorhajtásra alkalmazott DC-DC átalakítók modulációjához használhatunk egyszerű sebesség-visszacsatolást (4-15a ábra). Itt a túláramok elkerülése végett egy külön áramkorlátozó kapcsolást kell beépíteni.



4-15 ábra: Egyenáramú motorok sebességszabályzása egyszerű sebesség-visszacsatolással (a) és kombinált sebesség-áram visszacsatolással (b).

Jobb dinamikus viselkedést biztosít, ha az egyszerű sebesség-visszacsatoláson belül egy áram-visszacsatolást is alkalmazunk (4-15b ábra). Itt a sebesség hibaerősítő kimenete adja az áram-alapjelet, ezt összehasonlítva a tényleges motorárammal az áram hibaerősítő vezérli az impulzus-szélesség modulátort. Az alapjelet korlátozva a motoráram biztonságos határok közé szorítható. Az áram-visszacsatolásnak köszönhetően a motor pontosabban követi a sebesség alapjelet.

4.2 Aszinkron hajtások

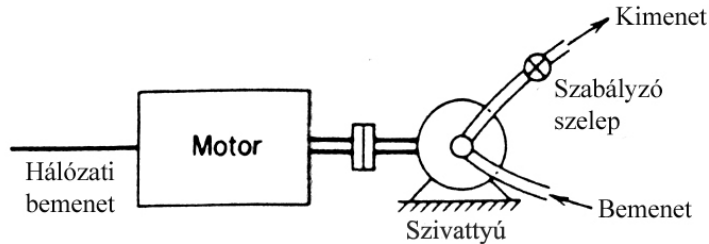
A hengeres kalickás indukciós (aszinkron) motorok alacsony előállítási és karbantartási költségeik miatt az iparban leggyakrabban használatos gépek. Közvetlenül a hálózati feszültségről üzemelve (50Hz-s frekvenciával és megközelítőleg konstans effektív feszültséggel) az indukciós motor nagyjából konstans fordulatszámmal működik.

Az indukciós motoros hajtások a felhasználásuk szerint két fő csoportra oszthatók:

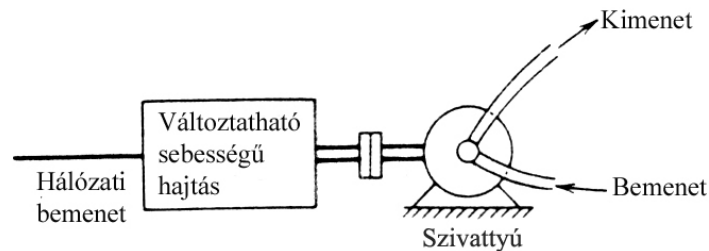
- Változtatható sebességű hajtások: olyan folyamatokban alkalmazzák, melyekben szükség van a fordulatszám vezérlésére, mint pl. szivattyúknál, ventilátoroknál, kompresszoroknál.
- Szervómeghajtások: korszerű vezérléssel az indukciós motorok használhatók mint szervómeghajtók (precíz pozíció és sebesség beállítással) számítógép-perifériákban, szerszámgépekben és a robotikában.

A fő hangsúly ebben a fejezetben az indukciós motorok fordulatszám-vezérlésén és üzemmódjain van, feltételezve, hogy a fordulatszám-szabályzás nem kell, hogy túl gyors és precíz legyen. Ilyen esetben a legtöbb folyamatvezérlő alkalmazásban indukciós motoros hajtást alkalmaznak a folyamat megfelelő irányítása és az energiamegtakarítás végett is.

A 4-16a ábrán az indukciós motor egy centrifugális szivattyút hajt meg, ahol a motor és a szivattyú közel konstans fordulatszámmal forog. Ha a technológiai folyamat úgy kívánja, az áramlás csökkentése érdekében egy szabályozószelepet zárunk el részlegesen. Hosszú távon ez hatalmas energiaveszteséget okoz.



(a)



(b)

4-16 ábra: A centrifugális szivattyú: állandó sebességű hajtással (a), változtatható sebességű hajtással (b).

A veszteség elkerülhető szabályzó szelep elhagyásával és a pumpa olyan fordulatszámon való működtetésével, ami megfelel az adott áramlási sebességnek. Ebben a rendszerben (4-16b ábra) a felvett teljesítmény jelentősen csökken a fordulatszám csökkentésével. Ez a csökkenés teljesítményigényben a centrifugális szivattyúnál a következő felismerés szerint alapul:

$$\text{Nyomaték} \approx k_1 (\text{sebesség})^2 \quad (4-27)$$

Ebből a szükséges teljesítmény, amit a szivattyú igényel a motortól:

$$\text{Teljesítmény} \approx k_2 (\text{sebesség})^3 \quad (4-28)$$

ahol k_1 és k_2 konstansok.

Összehasonlítva a szeleppel szabályzott áramlást a változó fordulatszámú meghajtással, jelentős energiamegtakarítás érhető el ott, ahol hosszabb ideig a csökkentett áramlási sebesség a követelmény. A pumparendszerek általában úgy vannak tervezve, hogy a szivattyú kapacitása 20-30%-kal magasabb az aktuális szükségleteknél. Ezt figyelembe véve tovább növekszik az energiamegtakarítás mértéke.

4.2.1 Az aszinkron motorok felépítése és jellemzői

Az alkalmazások nagy többségében az indukciós motorok közül a háromfázisú kalickás forgórészű motorokat használják. Az egyfázisú motorok csak kis teljesítménynél jellemzőek, szabályzást náluk nem alkalmaznak.

A háromfázisú motor állórésze három fázistekercset tartalmaz az állórész hornyaiban elhelyezve. A forgórész egymástól elszigetelt acéllemezekből épül fel, amelyekbe elektromosan vezető rudakat építenek, ezeket egy-egy gyűrű köti össze a két végükön (innen a kalickás elnevezés). Mindez a motor egyszerűségét, alacsony karbantartási költségét, stabil jellegét tükrözi. Nagy teljesítményeknél alkalmaznak tekercselt forgórészű aszinkron motorokat is.

Az aszinkron motorok alábbi magyarázatánál, feltételezzük hogy a motorok mágneses telítődés nélkül üzemelnek. A különböző motorváltozókat k_j -vel jelöljük, ahol j egy tetszőleges természetes szám.

Ha az állórész tekercseire háromfázisú feszültséget juttatunk $f = \omega/2\pi$ frekvenciával, akkor a feszültség keltette áramok egy eredő B_{ag} indukciót hoznak létre a légrésben, mely a következő tulajdonságokkal rendelkezik:

- amplitúdója állandó,
- konstans (szinkron) sebességgel forog.

Ezt a szinkron fordulatszámot egy p pólusszámú motornál f frekvencián a:

$$\omega_s = \frac{2\pi/(p/2)}{1/f} = \frac{2}{p}(2\pi f) = \frac{2}{p}\omega \quad (\text{rad/s}) \quad (4-29)$$

egyenlettel kapjuk, mely szinkronban van a sztátortekercsekre kapcsolt feszültség és áram f frekvenciájával. Az ω_s szinkron szögsebességből a mágneses mező percenkénti n_s fordulatszámát az:

$$n_s = 60 \times \frac{\omega_s}{2\pi} = \frac{120}{p} f \quad (4-30)$$

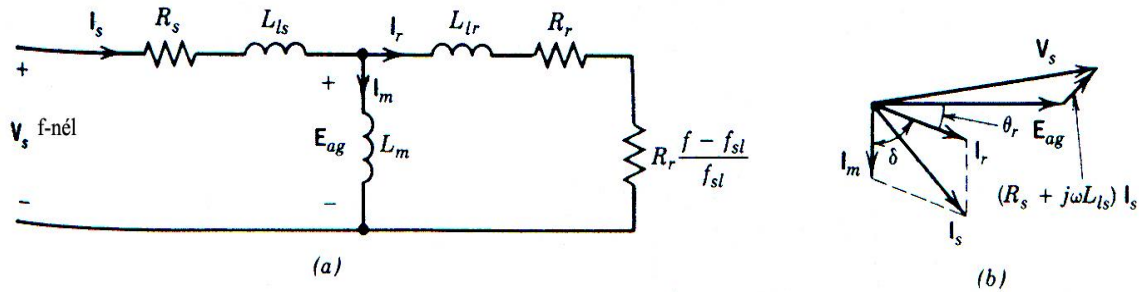
egyenlet adja.

A légrésfluxus ϕ_{ag} (B_{ag} indukció miatt) szinkron sebességgel forog a sztátortekercsekhez viszonyítva. Ennek hatására létrejön egy f frekvenciájú ellenirányú indukált elektromotoros erő (ezt légrésfeszültségnek is nevezik) E_{ag} , a sztátor tekercseiben. Mindez a 4-17a ábrán követhető, ahol V_s a fázisonkénti feszültség (mely egyenlő a vonalfeszültség V_{LL} effektív értékének és $\sqrt{3}$ -nak a hányadosával), E_{ag} pedig a légrésfeszültség. Az R_s a sztátortekercsek ellenállását képviseli, L_{ls} pedig a szórt

induktivitást. A sztatortekercsekben folyó I_s áram egy része a mágnesező áram, I_m , mely a légrésfluxust hozza létre. Mint azt a mágneses körök elméletéből ismerjük:

$$N_s \Phi_{ag} = L_m i_m \quad (4-31)$$

ahol N_s a sztatortekercsek fázisonkénti menetszáma, L_m pedig a mágnesezési induktivitás (4-17a ábra).



4-17 ábra: Az aszinkron motor fázisonkénti ábrázolása: (a) helyettesítő kapcsolás; (b) fázordiagram.

Faraday törvényéből:

$$e_{ag} = N_s \frac{d\Phi_{ag}}{dt} \quad (4-32)$$

Az egy sztatortekercs irányába mutató légrésfluxus-komponenst szinuszosnak feltételezve, a 4-32 egyenlet felhasználásával írható:

$$e_{ag} = N_s \omega \Phi_{ag} \cos \omega t \quad (4-33)$$

melynek effektív értéke:

$$E_{ag} = k_3 f \Phi_{ag} \quad (4-34)$$

ahol k_3 egy állandó.

A motor nyomatékát a légrésfluxus és a rotoráramok kölcsönhatása hozza létre. Ha a rotor szinkron fordulatszámmal forog, akkor nincs relatív mozgás a ϕ_{ag} és a rotor között. Minden más ω_r szögsebességen a rotor a fluxushoz képest csúszni fog (le marad) ω_{sl} sebességgel, melyet csúszási sebességnek nevezünk:

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r \quad (4-35)$$

Ha az ω_{sl} -t normalizáljuk a szinkron fordulatszámmal, kapjuk az s csúszást:

$$\text{csúszás} \cdot s = \frac{\text{csúszás sebesség}}{\text{szinkron sebesség}} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (4-36)$$

Faraday törvényéből, a rotorkörben indukált feszültség frekvenciája f_{sl} , mely arányos a csúszási sebességgel:

$$f_{sl} = \frac{\omega_{sl}}{\omega_s} f = sf \quad (4-37)$$

Ezen csúszási frekvenciájú indukált feszültség a rotorkör minden vezetőjében létrejön és hasonlóképpen számítható, mint a sztatortekercsekben indukálódó feszültség, mivel ugyanaz a ϕ_{ag} fluxus metszi a forgórész vezetőit mint a sztátorét, azzal, hogy a rotorhoz képest ez a légrésfluxus ω_{sl} szögsebességgel forog. Így az indukált elektromotoros erőt E_r a rotor vezetőiben a 4-34 egyenletet felhasználva írhatjuk azzal,

hogy az f helyére f_{sl} -t helyettesítünk. Ha feltételezzük, hogy a kalickás forgórész három rövidrezárt tekercset tartalmaz azonos N_s menetszámmal, akkor a következő egyenlet írható:

$$E_r = k_3 f_{sl} \Phi_{ag} \quad (4-38)$$

ahol k_3 azonos a 4-34 egyenletben szereplő állandóval.

Mivel a rotor tekercsei egy fémgyűrűvel rövidre vannak zárva, az E_r indukált feszültség létrehoz egy I_r áramot f_{sl} frekvenciával:

$$\mathbf{E}_r = R_r \mathbf{I}_r + j2\pi f_{sl} L_{lr} \mathbf{I}_r \quad (4-39)$$

ahol R_r és L_{lr} a rotortekercsek ellenállása és szórt inductivitása, fázisonként. A rotoráramok, melyeknek frekvenciája f_{sl} , létrehoznak egy mágneses mezőt, amely csúszási sebességgel forog a rotorhoz képest, vagyis szinkron sebességgel a sztátorhoz képest (mivel $\omega_{sl} + \omega_r = \omega$). A ϕ_{ag} fluxus és a rotoráramok által létrehozott tér kölcsönhatásaként létrejön az elektromágneses forgatónyomaték. A rotor tekercsek ellenállása miatt létrejövő veszteség a következőképp számítható:

$$P_r = 3R_r I_r^2 \quad (4-40)$$

A 4-39 egyenlet mindkét oldalát f/f_{sl} -el szorozva, valamint a 4-34 és 4-38 egyenleteket felhasználva kapjuk:

$$\mathbf{E}_{ag} = \frac{f}{f_{sl}} \mathbf{E}_r = f \frac{R_r}{f_{sl}} \mathbf{I}_r + j2\pi f L_{lr} \mathbf{I}_r \quad (4-41)$$

(4-17a ábra), ahol az fR_r/f_{sl} kifejezést a R_r és $R_r(f-f_{sl})/f_{sl}$ összeadásával kapjuk. A 4-41 egyenlet mindkét oldalát szorozva \mathbf{I}_r^* -el, majd a valós részt különválasztva kapjuk a légrésteljesítményt:

$$P_{ag} = 3 \frac{f}{f_{sl}} R_r I_r^2 \quad (4-42)$$

A 4-40 és a 4-42 egyenletekből az elektromágneses teljesítmény P_{em} :

$$P_{em} = P_{ag} - P_r = 3R_r \frac{f - f_{sl}}{f_{sl}} I_r^2 \quad (4-43)$$

és

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\omega_r} \quad (4-44)$$

Felhasználva a 4-35, 4-42, 4-43 és 4-44 egyenleteket, a következő eredményt kapjuk:

$$T_{em} = \frac{P_{ag}}{\omega_s} \quad (4-45)$$

A sztátorban folyó \mathbf{I}_s áram az \mathbf{I}_m mágnesezési áram és az ekvivalens rotoráram (\mathbf{I}_r) összege:

$$\mathbf{I}_s = \mathbf{I}_m + \mathbf{I}_r \quad (4-46)$$

A sztátorfeszültségek és áramok egymás közötti viszonyának ábrázolására a fázordiagram nyújt segítséget (4-14b ábra). A mágnesezési áram \mathbf{I}_m (mely a ϕ_{ag} -t hozza létre) 90° -kal késik a légrétfeszültséghez képest. Az \mathbf{I}_r mely az elektromágneses nyomaték kialakításáért felelős, késik az \mathbf{E}_{ag} -hez képest θ_r -el, mely a motor teljesítménytényezőjének szöge:

$$\theta_r = \tan^{-1} \left(\frac{2\pi f_{sl} L_{lr}}{R_r} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{2\pi f L_{lr}}{R_r f / f_{sl}} \right) \quad (4-47)$$

A keletkező forgatónyomaték arányos a légrésfluxus, a rotoráram és az általuk bezárt szög szinuszána szorzatával:

$$T_{em} = k_4 \Phi_{ag} I_r \sin \delta \quad (4-48)$$

ahol

$$\delta = 90^\circ + \theta_r \quad (4-49)$$

a nyomatékszög, mely a mágnesezési áram \mathbf{I}_m (a ϕ_{ag} -t hozza létre) és az \mathbf{I}_r (a rotormező kialakításáért a felelős) közötti szöget jelöli. A fázisonkénti sztátorfeszültség:

$$\mathbf{V}_s = \mathbf{E}_{ag} + (R_s + j2\pi f L_{ls}) \mathbf{I}_s \quad (4-50)$$

A szabványos indukciós motoroknál a következő feltételek állnak fenn f_{sl} kis értékeinél, normál üzemet feltételezve:

$$2\pi f_{sl} L_{lr} \ll R_r \quad (4-51)$$

Ezért θ_r a 4-47 egyenletben hozzávetőlegesen nullával egyenlő, a δ nyomatékszög a 4-49 egyenletből 90° . Innen az elektromágneses nyomaték a 4-48 egyenlet felhasználásával:

$$T_{em} \cong k_4 \Phi_{ag} I_r \quad (4-52)$$

A 4-38 és 4-39 egyenleteket, valamint a 4-51 approximációt használva kapjuk:

$$I_r \cong k_5 \Phi_{ag} f_{sl} \quad (4-53)$$

A 4-52 és a 4-53 egyenleteket egyesítve kapjuk:

$$T_{em} \cong k_6 \Phi_{ag}^2 f_{sl} \quad (4-54)$$

A 4-51 közelítést alkalmazva a 4-46 egyenlet a következőképpen alakul:

$$I_s \approx \sqrt{I_m^2 + I_r^2} \quad (4-55)$$

Szabványos motorparamétereknél (kivéve f kis értékeire) a 4-50 egyenletből írható:

$$V_s \approx E_{ag} \quad (4-56)$$

A 4-34 egyenletet 4-56-ba helyettesítve kapjuk:

$$V_s \approx k_3 \Phi_{ag} f \quad (4-57)$$

A 4-40 és a 4-43 egyenletekből a teljesítményveszteségek és az elektromechanikus teljesítmény aránya:

$$\% P_r = \frac{P_r}{P_{em}} = \frac{f_{sl}}{f - f_{sl}} \quad (4-58)$$

Az indukciós motorok vezérelhetőségével kapcsolatban az eddig ismertett egyenletek alapján a következőket jegyezhetjük meg:

- A szinkronfrekvencia változtatható az állórészre kapcsolt feszültség frekvenciájának változtatásával.
- f alacsony értékeit kizárva, a motor ellenállása miatt létrejövő teljesítmény veszteségek értéke kicsi, feltételezve, hogy f_{sl} is kicsi. Ezért állandósult állapotban a csúszási frekvencia értéke nem haladhatja meg a névleges értéket.
- f_{sl} alacsony értékeinél, kizárva f alacsony értékeit, a csúszás is kicsi. A motor fordulatszámát megközelítőleg arányosan változtathatjuk az állórészre kapcsolt feszültség frekvenciájával.

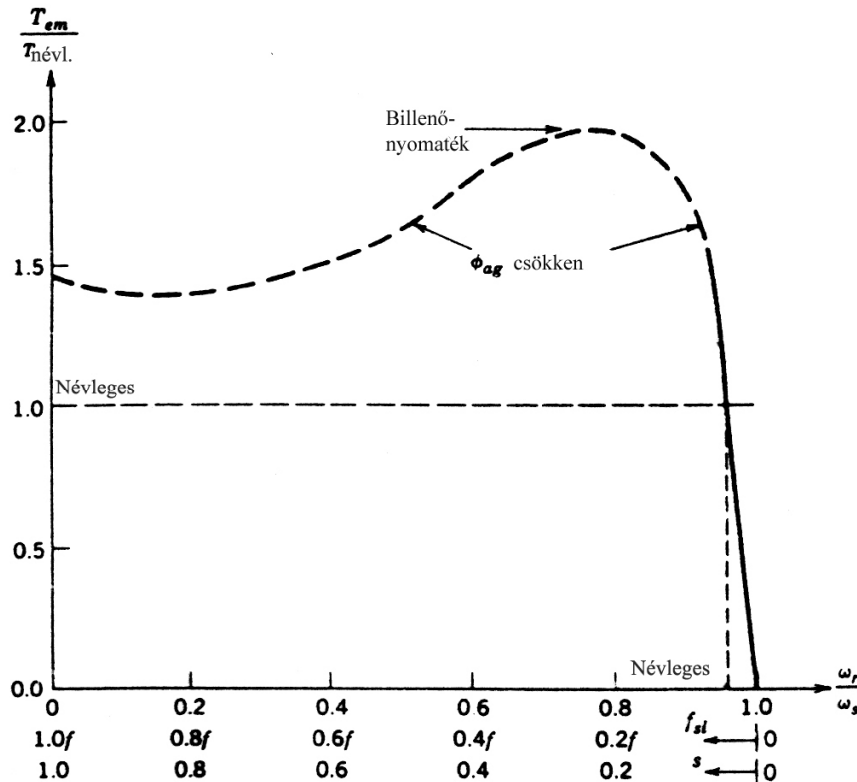
- A motor névleges nyomatékkal való terheléséhez, bármely frekvencián, ϕ_{ag} -t állandóan a névleges értéken kell tartani. Ezt úgy érhetjük el, hogy V_s -t arányosan változtatjuk az f -el (f alacsony értékeinél szükséges az arányoshoz képest bizonyos feszültségemelés, erről később lesz szó).
- Mivel I_r arányos f_{sl} -el és motor árama nem lépheti túl a névleges értékét, f_{sl} -t a névleges érték alatt kell tartani.

A fenti megállapításokat alapul véve elmondható, hogy a motor fordulatszáma a következő módon változtatható:

- változtatjuk a tápfeszültség f frekvenciáját,
- a frekvencia változtatással egyidőben változtatjuk a tápfeszültség effektív értékét, arányosan f -el, hogy légrésfluxust konstans értéken tartsuk (a névleges értéken).

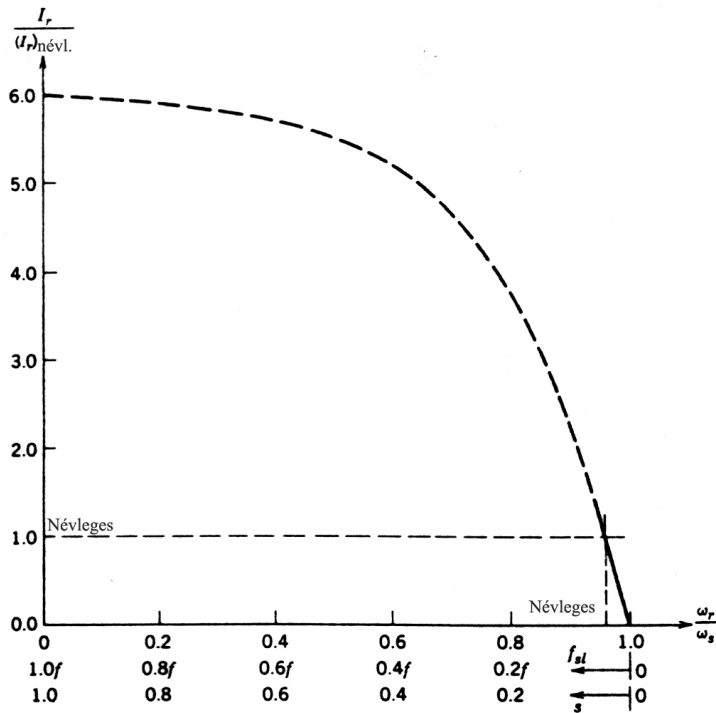
Ezeket a módszereket használva a fordulatszám változtatáskor a motor minden pillanatban biztosítani tudja a névleges nyomatékot, miközben f_{sl} , I_r , I_s és a %-os teljesítményvesztések a névleges értéken maradnak.

Az aszinkron motor tipikus nyomaték-sebesség görbáját névleges táplálás mellett a 4-18 ábrán láthatjuk. A szinkron fordulatszám ($\omega_r/\omega_s=1$) alatti lineáris szakasz (néhány százalék csúszásig) képezi a normális működési tartományt. A csúszást tovább növelve a nyomaték is nő, de a billenőnyomatékot elérve, a légrésfluxus csökkenése miatt, a nyomaték csökkenni kezd



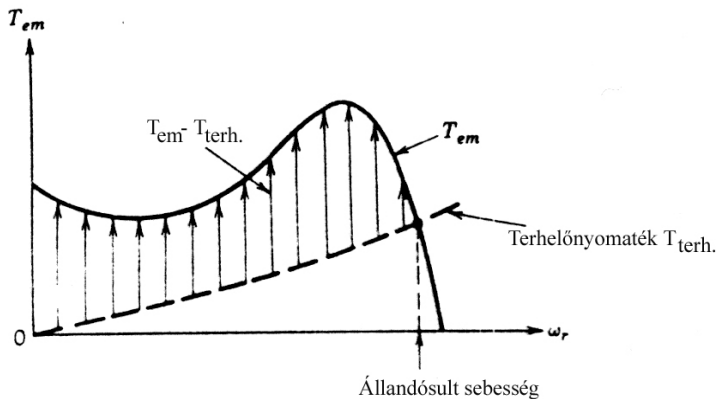
4-18 ábra: Tipikus nyomaték-sebesség jelleggörbék indukciós motorra névleges státorfeszültség és frekvencia mellett.

A 4-19 ábrán a rotoráram normalizált diagramját láthatjuk a fordulatszám függvényében, szintén névleges tápfeszültség és tápfrekvencia mellett. Itt is csak a telt vonallal rajzolt lineáris szakasz számít szabályos működésnek. Nagyobb csúszás mellett a rotoráram- és így a státoráram is meredeken nő, ami tartós üzemben nem megengedhető. Hálózatról történő indításkor a nagy csúszás normális jelenség, ilyenkor a motor árama a diagram szerint a névleges érték hatszorosaig növekszik.



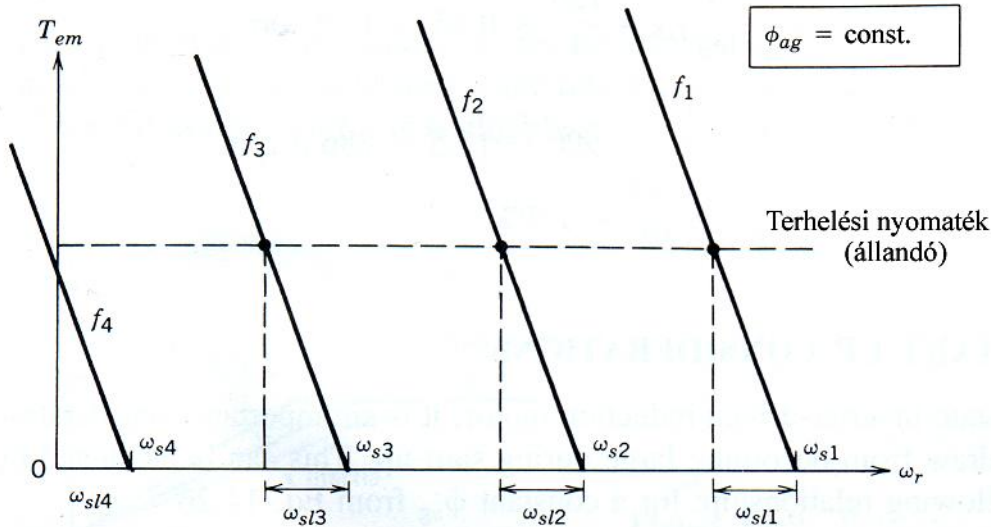
4-19 ábra: A leképezett rotoráram függése a csúszási frekvenciától, állandó státorfeszültség és frekvencia mellett.

A nyomaték-fordulatszám görbe mellett egy tetszőleges munkagép terhelőnyomatékát rajzoltuk fel a 4-20 ábrán. A motor nyomatékgörbéjének és a terhelés nyomatékgörbéjének metszéspontja határozza meg a motor állandósult fordulatszámát és nyomatékát. A két görbe közötti nyomatékkülönbség a gyorsító nyomaték a motor indulásakor.



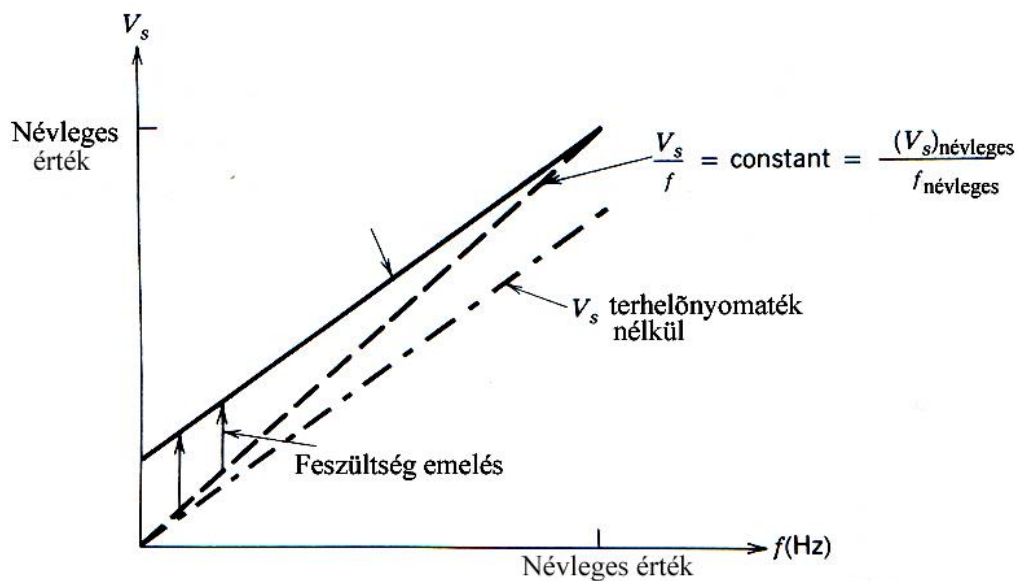
4-20 ábra: Motorindítás diagramja.

Teljesítményelektronikai átalakítóval történő hajtás esetén induláskor is a névleges értékekben maradhatunk, ha a tápfrekvenciát kis értékről indítjuk és a fordulatszám növekedésekor fokozatosan emeljük. A 4-21 ábra ezt az esetet mutatja diszkrét lépésekben. A terhelési nyomaték állandó, a csúszás is nagyjából állandó értéken van.



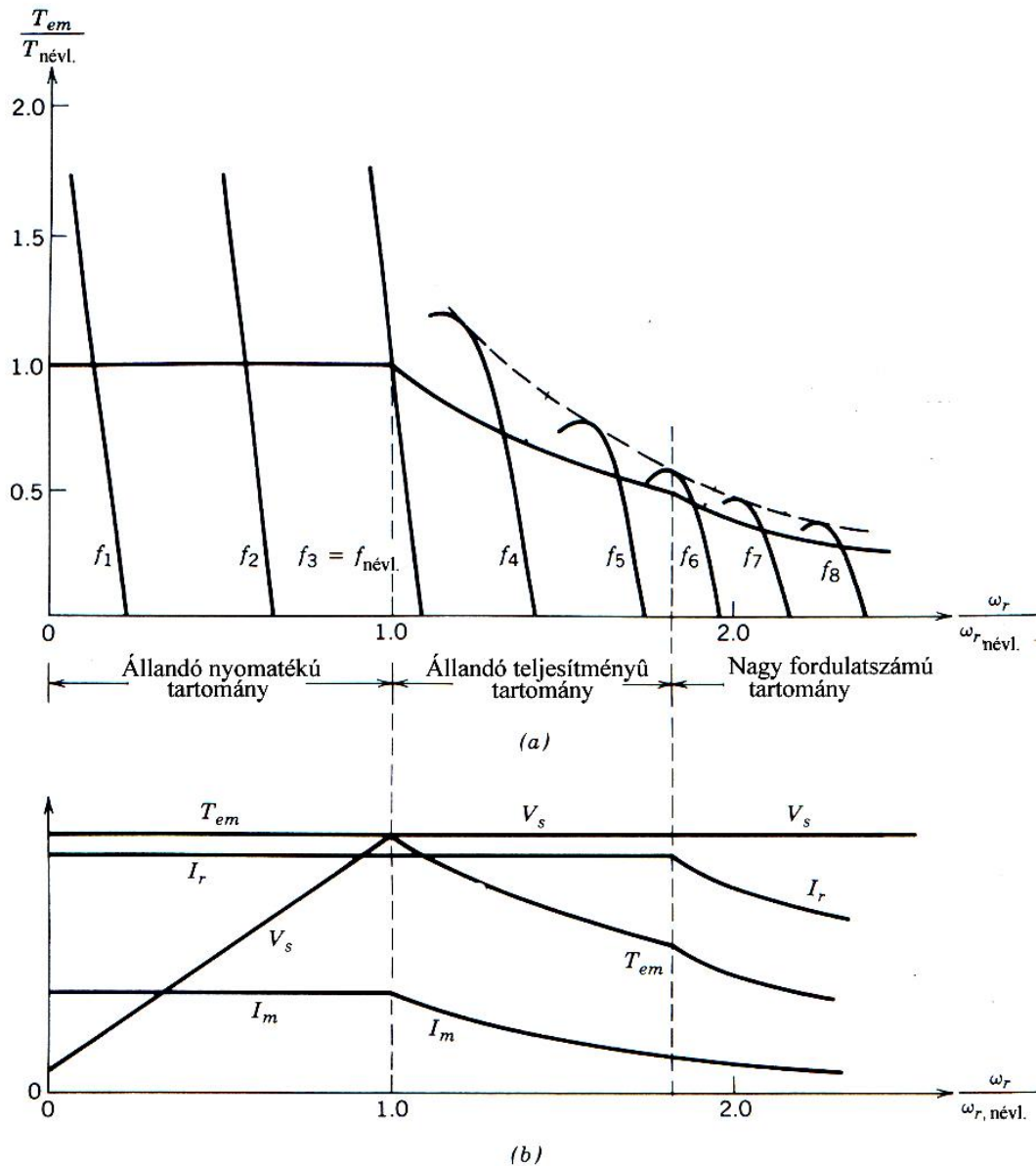
4-21 ábra: A nyomaték-sebesség jelleggörbék eltolódása a változó tápfrekvencia és állandó terhelési nyomaték mellett.

Az átalakító vezérlésnél figyelembe kell venni, hogy a sztátorfeszültségnek nagyjából arányosnak kell lenni a frekvenciával, de alacsony frekvencián valamennyivel nagyobb feszültséget kell biztosítani, ahhoz hogy a légrésfluxus állandó legyen (4-22 ábra).



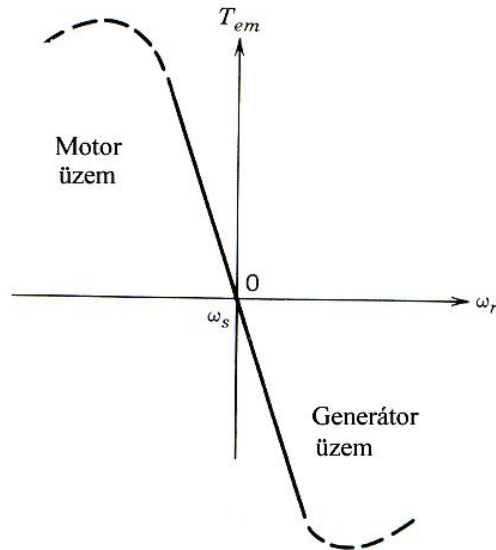
4-22 ábra: A sztátor feszültség függése a frekvenciától állandó légrésfluxus mellett.

Az indukciós motor a névleges fordulatszámig terjedő sebességtartományban a névleges nyomatékkal terhelhető. Ha a motor mechanikai jellemzői megengedik, a tápfrekvencia növelésével a motor a névleges fordulatszám fölé is pörgethető. Általában nincs lehetőség a sztatórfeszültség emelésére, ezért azt emelt frekvenciánál a névleges értéken tartjuk. A V_s/f arány csökkenésével csökken a légrésfluxus, esik a motor forgatónyomatéka, nagyjából $1/f^2$ arányban. A 4-23a ábra egy közös diagramon szemlélteti a nyomaték-sebesség jelleggörbéket a névleges fordulatszám alatt és fölött. A 4-23b ábrán a motor egységesített normalizált jelleggörbéi láthatók.



4-23 ábra: Az aszinkron motor jelleggörbéi a névleges fordulatszám alatt és fölött, (a) nyomaték/sebesség diagramok, (b) egységesített normalizált diagramok a nyomatékra, rotoráramra, sztatórfeszültségre és a mágnesezési áramra.

Az aszinkron motorok megfelelő vezérlés mellett alkalmasak négynegyedes üzemre. A forgásirány a fázissorrend megváltoztatásával változtatható. Elektronikus hajtás esetén nem szükséges a fázisok fizikai felcserélése, csak a megfelelő vezérlőjeleket kell felcserélni. A motor fékezése a tápfrekvencia fokozatos csökkentésével érhető el. A frekvencia csökkentésével negatív csúszást érünk el, ami a forgatónyomaték irányának megfordulásával jár (4-24 ábra). Generátoros üzemmódban az energia a mechanikai rendszerből visszatáplálódik a villamos rendszerbe.



4-24 ábra: Motor üzemmód és generátor üzemmód a forgó mágneses mező és a forgórész szögsebességének viszonyától függően.

4.2.2 Frekvenciaváltós aszinkron hajtások

A motor fordulatszáma változtatható a tápfrekvencia (f) változtatásával, mely a szinkron fordulatszámot határozza meg. Egyidejűleg szükséges a sztatárfeszültség (V_s) effektív értékének nagyjából arányos változtatása is, ahhoz, hogy a rotoráramot és a légrésfluxust állandó szinten tartsuk. Az aszinkron motor vezérlésére szolgáló teljesítményelektronikai berendezés tehát elvileg változtatható frekvenciájú és amplitúdójú szinuszfeszültséget kell, hogy előállítson.

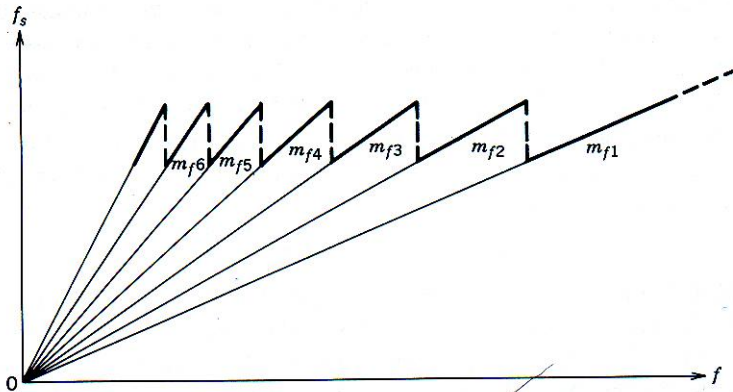
Néhány speciális esetet kivéve (nagyon nagy teljesítményű hajtásoknál ciklokonvertereket alkalmaznak, 2.4.5 szakasz) a frekvenciaváltós hajtások háromfázisú inverterekkel (2.3.4 szakasz) állítják elő a szükséges váltófeszültséget az egyenáramú bemeneti energiaforrásból. Mint már korábban említettük, egyfázisú aszinkron motorok sebességszabályzásával általában nem foglalkoznak.

A korábban a 2.4.4 szakaszban leírt frekvenciaváltó megoldások valamelyike jöhet számításba. A frekvenciaváltó inverterének kimenetét elvileg szűrni kellene, ahhoz, hogy kialakuljon a szinuszfeszültség, de motorok táplálásánál a szűrőt rendszerint elhagyjuk, mivel a motortekercsek induktivitása maga is szűrőként viselkedik.

Ha a hajtásnál generátoros fékezést is alkalmazunk, gondot kell viselni róla, hogy az egyenirányító köztes körében ne emelkedjen a feszültség veszélyes szintre. Az egyenáramú hajtásoknál már le tárgyaltuk (4-13 ábra), hogy ez esetben az energiát vagy

egy ellenálláson veszítjük el, vagy megfelelő egyenirányító fokozattal visszatápláljuk a hálózatba.

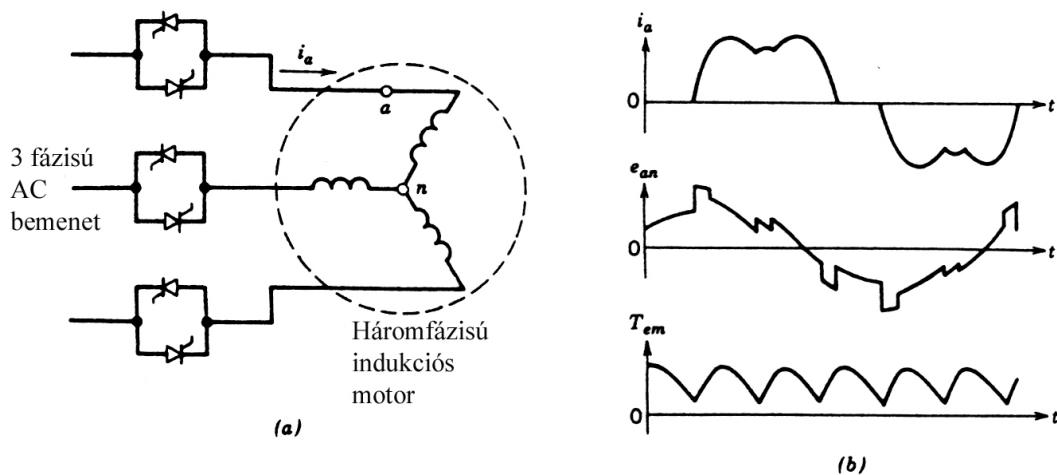
Frekvenciaváltós vezérlésnél szükséges az inverter kapcsolási frekvenciáját szinkronizálni a sztátorfrekvenciával (szinkron *PWM*, 2.3.1 szakasz). A sztátorfrekvencia fokozatos csökkentésével a kapcsolási frekvencia olyan alacsony értéket érne el, hogy a motor áramhullámzása túl nagy lenne. Ennek elkerülésére a *PWM* váltóirányító kapcsolási frekvenciáját a 4-25 ábrán bemutatott diagram szerint változtatjuk. Ez az algoritmus lehetővé teszi, hogy szinkronizáció mellett is a kapcsolási frekvencia a kívánt határok között maradjon.



4-25 ábra: A kapcsolási frekvencia és a sztátorfrekvencia viszonya változó fordulatszámú hajtásnál, szinkronizáció mellett.

4.2.3 Aszinkron motorok lágyindítása

A normális (kis csúszású) indukciós motorokban az indítóáram elérheti az állandósult állapotban fellépő terhelés alatti névleges áram 6-8-szorosát (4-19 ábra). A nagy indítóáram feleslegesen terheli a motor kapcsoló- és védőberendezéseit. Hogy lecsökkentsük a nagy indítóáramot, csökkentett feszültséggel indítjuk a motort a 4-26a ábrán látható tirisztoros áramkör segítségével.



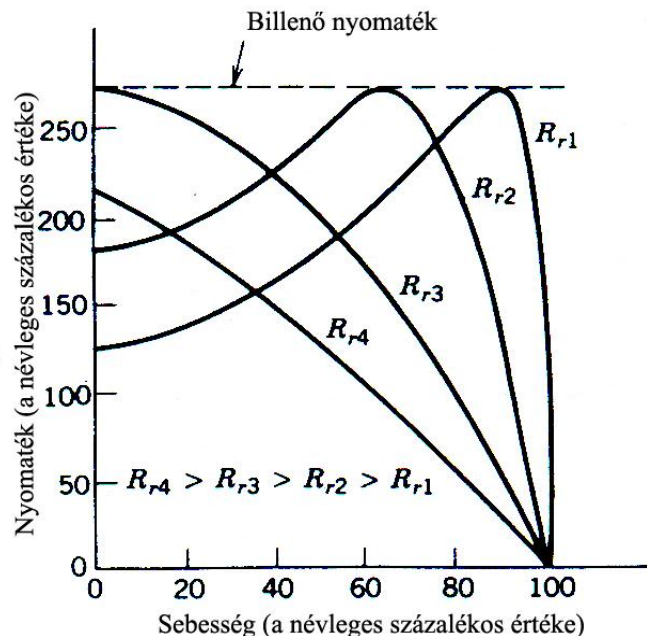
4-26 ábra: Lágyindítás sztátorfeszültség vezérléssel (a), és jelldiagramjai (b).

Ha a csökkentett feszültséggel létrehozott nyomaték meghaladja a terhelőnyomatékot, a motor felgyorsul (a csúszás lecsökken), a motoráram pedig folyamatosan mérséklődik. Az állandósult állapot elérésekor minden tirisztor fél periódusideig vezet. Ezután a tirisztorokat mechanikai érintkezőkkel át lehet hidalni, hogy megszüntessük a teljesítményvesztéget, melyet a vezetőirányú feszültségesés ($I-2V$) okoz a félvezető elemeken.

A 4-26a ábrán látható áramkör felhasználható az állandó fordulatszámú hajtásoknál is a motorvesztések minimalizálására. Egy indukciós motorban (egy vagy három fázisú), adott terhelési nyomaték mellett, a motorvesztés változik a sztátorfeszültséggel (V_s). Kisebb terhelésnél kisebb sztátorfeszültség mellett lesznek minimálisak a vesztések, ezért a 4-26a ábrán látható áramkört felhasználhatjuk V_s csökkentésére csökkentett terhelésnél és így energiát takaríthatunk meg. A megtakarított energia mennyisége csak akkor jelentős (összehasonlítva a motor vesztéseivel, melyet az áram felharmónikusai okoznak és a tirisztorok vesztéseivel, amelyet a vezetőirányú feszültségesés hoz létre), ha a motor nagyon kis terheléssel működik az idő jelentős részében.

Az indukciós motor helyettesítő kapcsolásából (4-17a ábra) látható, hogy a nyomaték-sebesség jelldiagram (4-18 ábra) módosítható a rotor ellenállásának változtatásával. Ha a 4-17a ábrán az R_r/s hányadost állandónak vesszük (azaz R_r -t és s -t azonos mértékben növeljük), I_r és ezzel T_{em} is állandó marad. A tekercselt forgórészű indukciós motoroknál a rotorkörbe csúszógyűrűkön keresztül tudnak ellenállást iktatni.

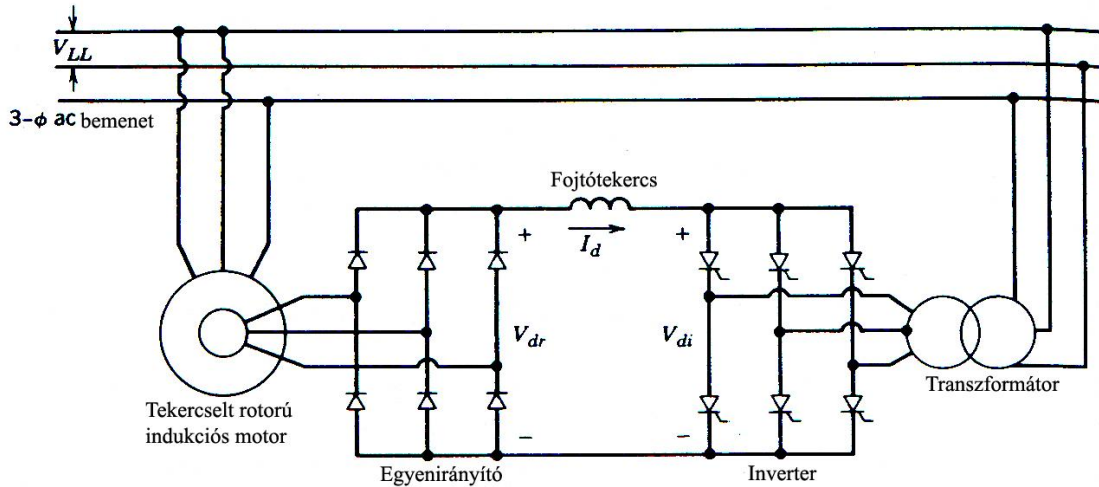
A 4-27 ábra nyomaték-sebesség diagramjai alapján világos, hogy a motor sebességét kontinuálisan változtathatjuk a külső rotorköri ellenállás változtatásával. Sajnos a nagy motorvesztések (nagy csúszás) miatt ez az eljárás tartós üzemben elfogadhatatlan.



4-27 ábra: Nyomaték-sebesség görbék a tekercselt forgórészű indukciós motornál.

A rotorkörben keletkező teljesítmény megfelelő frekvenciaváltóval visszajuttatható a táphálózatba (4-28 ábra).

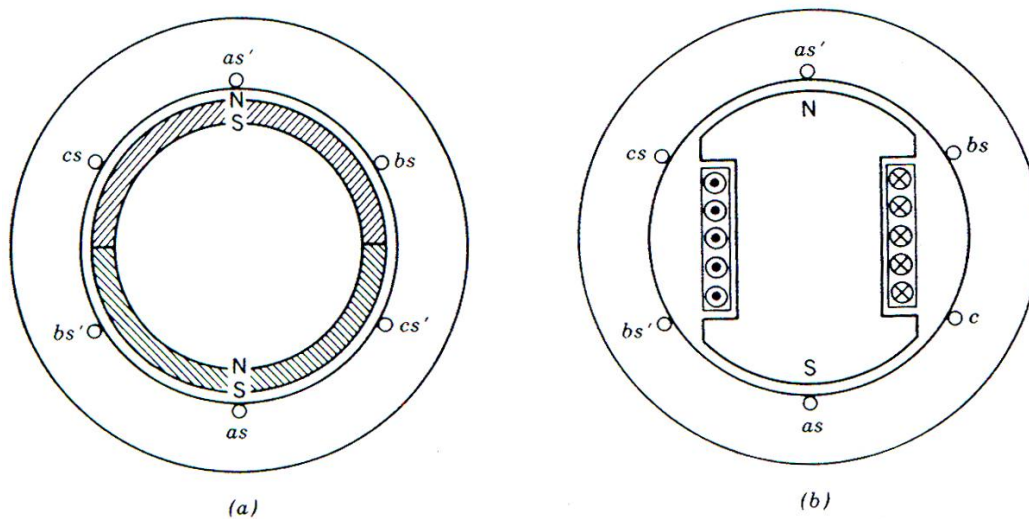
Mindehhez tekercselt forgórészű csúszógyűrűs motor szükséges. Ezek a motorok elég drágák és karbantartás-igényesek, szemben a kalickás forgórészű motorral. Mégis, nagy teljesítményeknél a kapcsolás versenyképes a frekvenciaváltós hajtásokkal, különösen amikor a sebességet a névleges értéktől csak kis tartományokban kell szabályozni. A kis tartományban végzett sebességszabályzásokhoz, kisebb teljesítményű átalakítók használhatók.



4-28 ábra: Energiavisszatáplálásos sebességszabályozó kapcsolás.

4.3 Szinkron hajtások

A szinkron motorokat szervómeghajtóként használják, pl. számítógép periféria egységeinél, robotikában, szerszámgépeknél. A kisebb teljesítményű alkalmazásokban (néhány kW-ig) állandó mágneses forgórészű készülnek a szinkron motorok (4-29a ábra). Az ilyen motorokat gyakran kefe nélküli egyenáramú motoroknak (brushless direct current – BLDC) nevezik. A tekercselt rotorú szinkronmotorokat nagyobb teljesítményeknél alkalmazzák (4-29b ábra).



4-29 ábra: A szinkron motorok szerkezete: (a) állandó-mágneses rotorral (kétpólusú), (b) tekercselt rotorral (kétpólusú).

4.3.1 Szinkron motorok felépítése és jellemzői

Ebben a szakaszban a szinkronmotor működési elvét és alapvető összefüggéseit ismertetjük. A kérdést elsősorban a teljesítményelektronikai meghajtó szempontjából tárgyaljuk.

A rotortekercs árama illetve a rotorra szerelt mágnesek létrehoznak egy állandó nagyságú ϕ_f fluxust a légrésben, mely szinkron szögsebességgel (ω_s) forog, ahogyan maga a forgórész is. Ennek a fluxusnak egy kiválasztott sztátortekercs irányába eső összetevője (ϕ_{fa}) szinuszosan váltakozik az időben:

$$\phi_{fa}(t) = \phi_f \sin \omega t \quad (4-59)$$

ahol

$$\omega = 2\pi f = \frac{P}{2} \omega_s \quad (4-60)$$

a p pedig a motor pólusainak száma. Ha N_s a sztátortekercsek menetszáma fázisonként, az indukált elektromotoros erő, mely az a fázisban indukálódik (ϕ_{fa} hatására) a 4-59 egyenletből:

$$e_{fa}(t) = N_s \frac{d\phi_{fa}}{dt} = \omega N_s \phi_f \cos \omega t \quad (4-61)$$

Ennek a sztátortekercsekben indukált feszültségnek (gerjesztési feszültség) az effektív értéke:

$$E_{fa} = \frac{\omega N_s}{\sqrt{2}} \phi_f \quad (4-62)$$

Tekintettel a modell összetettségére, a motor működésével kapcsolatos változókat fázordiagramon szokták ábrázolni. Az általánosan elfogadott jelölési mód szerint az áramok és feszültségek fázorainak hossza a mennyiségek effektív értékével arányos, a fluxus fázorok hossza pedig a fluxus csúcsértékével. Az e_{fa} és ϕ_{fa} szinuszosan változó mennyiségek fázorait $\omega t = 0$ kezdőfázissal rajzoljuk, ahol $\mathbf{E}_{fa} = E_{fa}$ a referencia fázor (4-30a ábra). Az 4-59 egyenletből:

$$\phi_{fa} = -j\phi_f \quad (4-63)$$

Felhasználva a 4-61, 4-62, 4-63 egyenleteket és a 4-30a ábrát:

$$\mathbf{E}_{fa} = j \frac{\omega N_s}{\sqrt{2}} \phi_{fa} = E_{fa} \quad (4-64)$$

A szinkronmotoros hajtásoknál a sztátort háromfázisú, f frekvenciájú szinuszos árammal tápláljuk, ahol a 4-60 egyenletből:

$$f = \frac{P}{4\pi} \omega_s \quad (4-65)$$

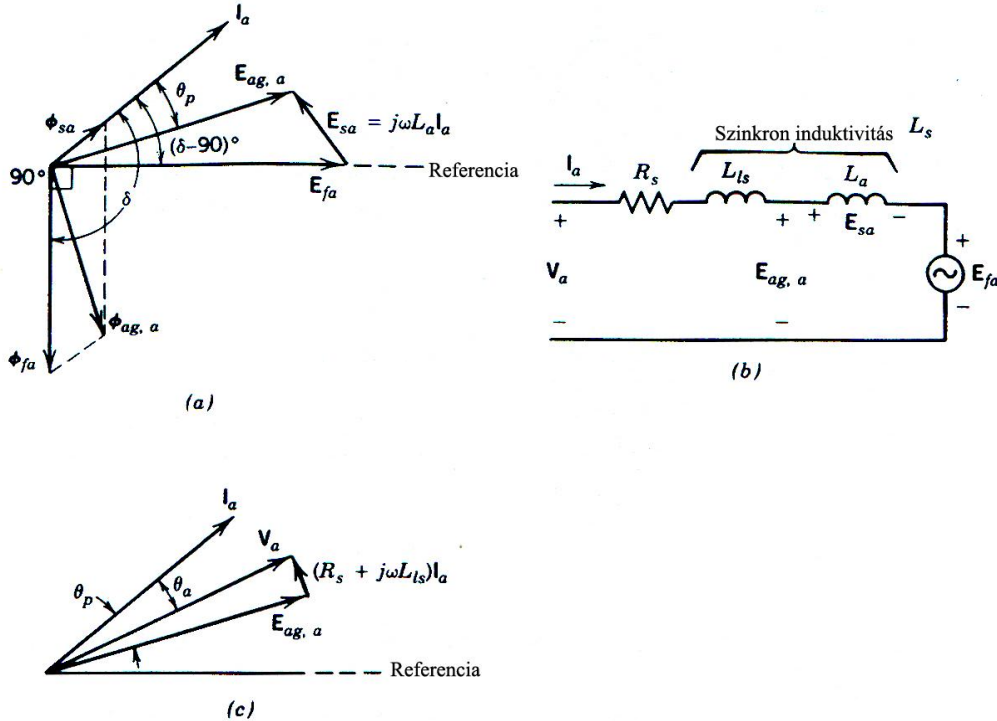
Ezek a sztátor áramok egy ϕ_s fluxust hoznak létre a légrésben, mely szinkron ω_s szögsebességgel forog. ϕ_s amplitúdója arányos a sztátor áramok amplitúdójával.

Ebben a háromfázisú motorban az ϕ_s fluxusnak azt a részét, mely az a fázistekercshez kapcsolódik $\phi_{sa}(t)$ -vel jelöljük. $\phi_{sa}(t)$ arányos az a fázis $i_a(t)$ áramával:

$$N_s \phi_{sa}(t) = L_a i_a(t) \quad (4-66)$$

ahol L_a az armatúra inductivitása, mely 3/2-szerese az a fázis öninduktivitásának. Innen az a fázisba indukált ($\phi_{sa}(t)$ hatására) feszültség:

$$e_{sa}(t) = N_s \frac{d\phi_{sa}}{dt} = L_a \frac{di_a}{dt} \quad (4-67)$$



4-30 ábra: Szinkronmotor fázisonkénti ábrázolása: (a) fázor diagram, (b) áramköri modell, (c) a kapcsolófeszültség számítása.

A sztátortekercsbe táplált áram értéke az:

$$i_a(t) = \sqrt{2} I_a \sin(\omega t + \delta) \quad (4-68)$$

egyenlet szerint változik az időben, melyből $e_{sa}(t)$ értéke az 4-67 egyenletbe helyettesítve:

$$e_{sa}(t) = \sqrt{2} L_a I_a \cos(\omega t + \delta) \quad (4-69)$$

ahol δ a nyomatékszög, amit később fogunk bevezetni.

Az i_a és e_{sa} értékét fázorokkal kifejezve (4-30a ábra), kapjuk:

$$\mathbf{I}_a = I_a e^{j(\delta - \pi/2)} \quad (4-70)$$

$$\mathbf{E}_{sa} = j\omega L_a \mathbf{I}_a = \omega L_a I_a e^{+j\delta} \quad (4-71)$$

Az eredő légrésfluxus $\phi_{ag,a}(t)$, mely a sztátortekercsek a fázisához kapcsolódik, a $\phi_{fa}(t)$ és a $\phi_{sa}(t)$ fluxusok összege:

$$\phi_{ag,a}(t) = \phi_{fa} + \phi_{sa} \quad (4-72)$$

Az eredő légrésfluxus az $e_{ag,a}(t)$ légrésfeszültséget hozza létre. Felhasználva a 4-72, 4-61 és 4-67 egyenleteket:

$$e_{ag,a}(t) = N_s \frac{d\phi_{ag,a}}{dt} = e_{fa}(t) + e_{sa}(t) \quad (4-73)$$

A 4-64 és 4-71 egyenletet 4-73-mal kombinálva kapjuk:

$$\mathbf{E}_{ag,a} = \mathbf{E}_{fa} + \mathbf{E}_{sa} = \mathbf{E}_{fa} + j\omega L_a \mathbf{I}_a \quad (4-74)$$

Ezeket a fázorokat a 4-30a ábrán figyelhetjük meg.

Kiindulva a 4-74 egyenletből, valamint a fázordiagramból, a szinkron motorok fázisonkénti áramköri modelljét a 4-30b ábra szemlélteti, ahol R_s és L_{ls} a sztátor ellenállása és szórt inductivitása. Elhanyagolva az R_s -en és az L_{ls} -en fellépő feszültségesést, az a fázis kapcsolófeszültsége a:

$$\mathbf{V}_a = \mathbf{E}_{ag,a} + (R + j\omega L_s) \mathbf{I}_a \quad (4-75)$$

feszültség komponensekből tevődik össze. Az ennek megfelelő fázordiagram a 4-30c ábrán látható, ahol θ_a a kapcsolófeszültség és az áram közötti szögjelölő.

A fázisonkénti ekvivalens ábrából (4-30b ábra) valamint a fázordiagramból (4-30a ábra) az elektromágneses nyomatékot a következőképpen kapjuk. A mechanikai teljesítmény:

$$P_{em} = 3E_{fa} I_a \cos\left(\delta - \frac{\pi}{2}\right) \quad (4-76)$$

ezt a szögsebességgel osztva megkapjuk a nyomatékot:

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\omega_s} \quad (4-77)$$

Használva a 4-76, 4-77 és 4-62 egyenleteket:

$$T_{em} = k_t \phi_f I_a \sin \delta \quad (4-78)$$

ahol k_t egy arányossági tényező.

A 4-30c fázisdiagramon látható, hogy \mathbf{I}_a siet \mathbf{V}_a -hoz képest. Ezt az előresiető (kapacitív) teljesítmény tényezőt olyan hajtásoknál alkalmazzák, ahol az inverter tirisztorok kommutációja a motorfeszültség hatására jön létre.

Ha $\delta=90^\circ$ -os nyomatékszögöt állítunk be, szétválasztódik a ϕ_f fluxus és a sztátortekercsek mágneses mezője, ami fontos feltétel a precíz szervóhajtásoknál. Ha $\delta=90^\circ$, valamint ϕ_f konstans, a sztátor fázisáramok effektív értéke pedig I_s , akkor a 4-78 egyenlet a következőképpen alakul:

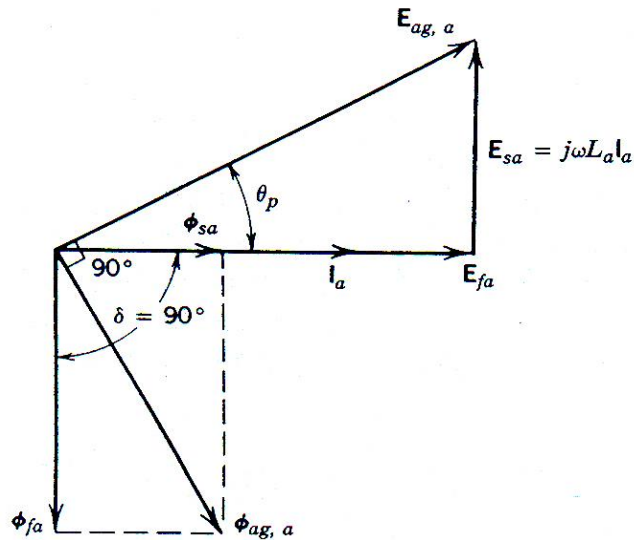
$$T_{em} = k_T I_s \quad (4-79)$$

ahol k_T a nyomatékállandó.

A $\delta=90^\circ$ -os nyomatékszögnek megfelelő fázordiagramot a 4-31 ábra mutat, ahol \mathbf{I}_a siet ϕ_{fa} -hoz képest 90° -kal. Ez a feltétel alapján a szervóhajtásokban i_a $\omega t=90^\circ$ -kal hamarabb éri el a pozitív maximumot mint ahogyan azt a ϕ_{fa} elérné. Itt az áram késik a feszültséghez képest, ami nem teszi lehetővé a tirisztorok természetes oltását. Ilyen esetben a motort tápláló inverterben mesterséges kommutációjú kapcsolókat (tranzisztorok) kell alkalmazni.

Az eddigi levezetések hengeres forgórészű motorra vonatkoznak és nem használhatók közvetlenül kiemelt pólusú motorokra. A kiemelt pólusú motoroknál különbség mutatkozik a mágneses kör permeabilitásában a rotortekercs tengelyének irányában (d tengely) és a rá merőleges irányban (q tengely). Ez miatt itt nem használható

az egyfázisú modell (4-30b ábra). Bizonyos új nyomatékkomponens jelentkezik, amely ugyan nem döntő jellegű, de nem is elhanyagolható.



4-31 ábra: Fázordiagram $\delta=90^\circ$ -nál.

A kisteljesítményű szinkron motorokat gyakran nem szinuszos áramokkal, hanem négyszög alakú áramokkal tápláljuk, mivel ez a vezérlésben bizonyos egyszerűsítésekhez vezet.

4.3.2 Szinkron motor vezérlése szinuszos áramokkal

A légrésfluxus eloszlás, valamint az indukált gerjesztőfeszültség a sztátor fázistekercseiben az ilyen motoroknál csaknem szinuszos, ezenfelül a nyomatékszöveget is 90° -on tartják. Az ilyen szinkron szervóhajtásokban a szabályozásához abszolút pozíciószenzort használnak, amely egy álló tengelyhez képest méri a forgórész elfordulási szögét (4-32 ábra, kétpólusú motor).

Elfogadva, hogy $\theta=0$ -ra (a kétpólusú motornál), i_a a csúcsertéken kell, hogy legyen, az a fázis áramra a következő kifejezést kapjuk:

$$i_a(t) = I_s \cos[\theta(t)] \quad (4-80)$$

ahol I_s a 4-79 egyenlet alapján a kívánt forgatónyomatékból számítható. A p pólusszámú motornál, ha θ a mechanikai szögelfordulás, az áram képletében szereplő elektromos θ_e szög:

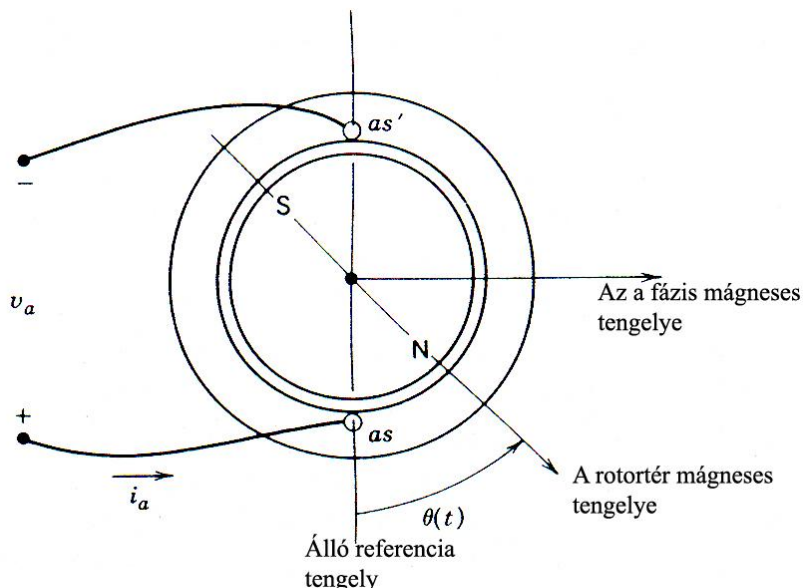
$$\theta_e(t) = \frac{p}{2} \theta(t) \quad (4-81)$$

A 4-80 és 4-81 egyenletek felhasználásával, és elfogadva, hogy $i_b(t)$ és $i_c(t)$ 120° -kal illetve 240° -kal késnek az a fázis áramához képest, a fázisáramok pillanatértékei a következő:

$$i_a(t) = I_s \cos[\theta_e(t)] \quad (4-82)$$

$$i_b(t) = I_s \cos[\theta_e(t) - 120^\circ] \quad (4-83)$$

$$i_c(t) = I_s \cos[\theta_e(t) - 240^\circ] \quad (4-84)$$

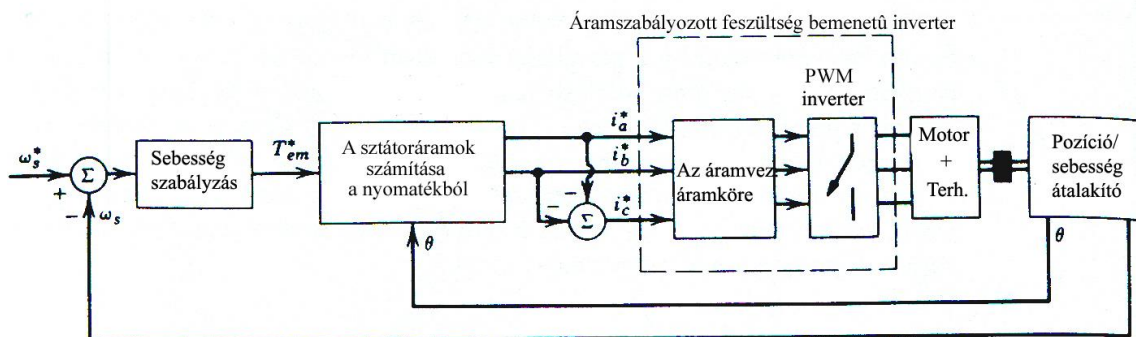


4-32 ábra: A forgórész θ elfordulási szögének meghatározása t időpillanatban.

Ha a vezérlőáramkör a sztátoráramokat a rotor pozíciójával szinkronizálja, a motor nem eshet ki a szinkron üzemből. Ha ugyanakkor a δ szöveget állandóan 90° -on tartjuk, a motor az adott áramokra érvényes maximális forgatónyomatékokat adja.

A 4-33 ábra egy szinuszos áramokkal történő szinkron hajtás teljes blokkdiagramját mutatja. A rotormező pozíciójának mérésére egy pozíció szenzort használnak amelyet a hajtás szerelésekor összhangba kell hozni a forgórész mágneses mezőjével.

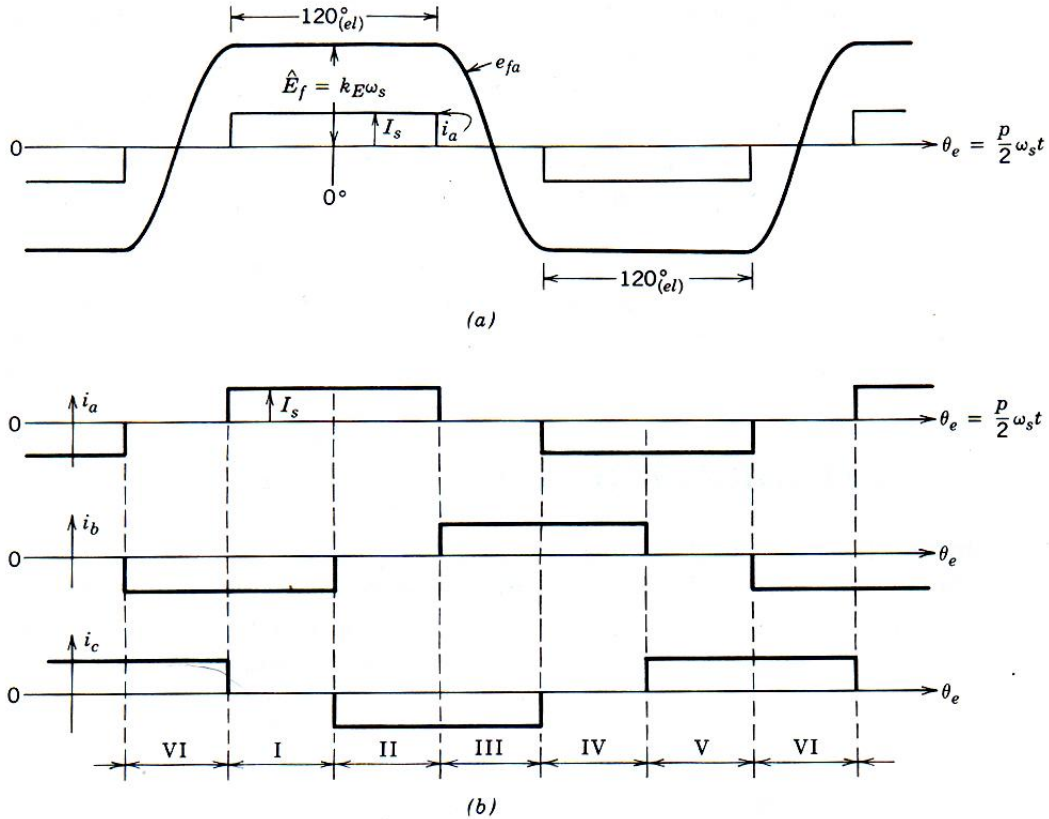
Üzem közben a kívánt nyomaték létrehozásához szükséges sztátoráramokat a megfelelő egyenletek alapján folyamatosan számítjuk. Az így kapott áramértékeket az inverter vezérlésére használjuk. Az áramszabályzók az áram-alapjeleket a tényleges értékekkel hasonlítják össze. Az áramszabályzók kimenete vezérli az inverter modulációját.



4-33 ábra: Szinkronmotoros szervóhajtás.

4.3.3 Szinkron motor vezérlése trapézjelekkel

Az állandómágneses szinkronmotorok egy részénél a mágneseket úgy helyezik el, hogy a gerjesztőfeszültség nem szinuszos- hanem trapéz alakú lesz (4-34a ábra). Ezeknél a motoroknál a sztátoráramokat a 4-34b ábrán megadott hatlépéses algoritmus szerint megfelelő háromfázisú váltóirányítóval vezérik. A négyszög alakú áramok ellenére a motor nyomatéka időben nagyjából állandó, nem jelentkezik nyomatékhullámzás.



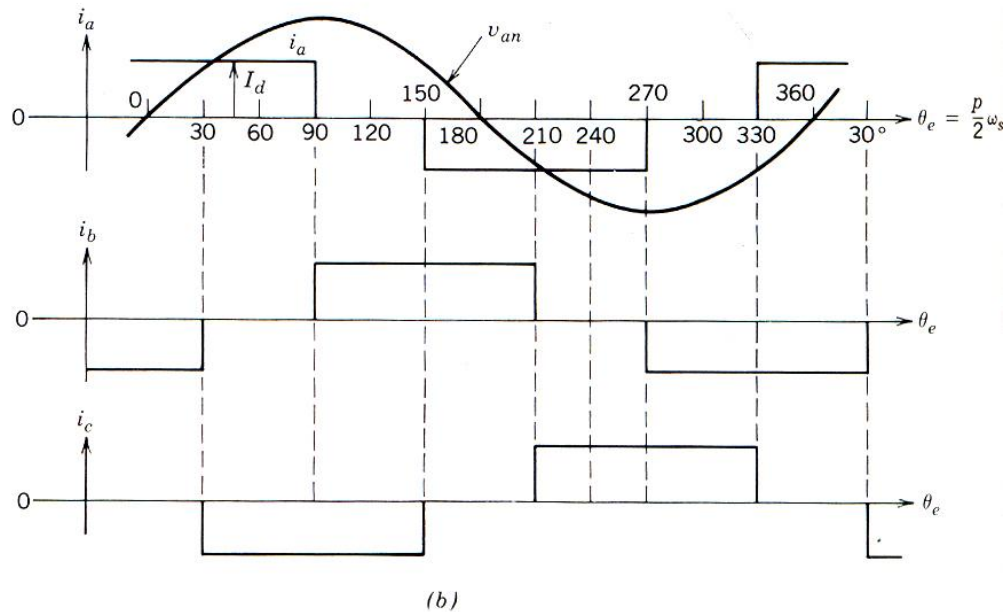
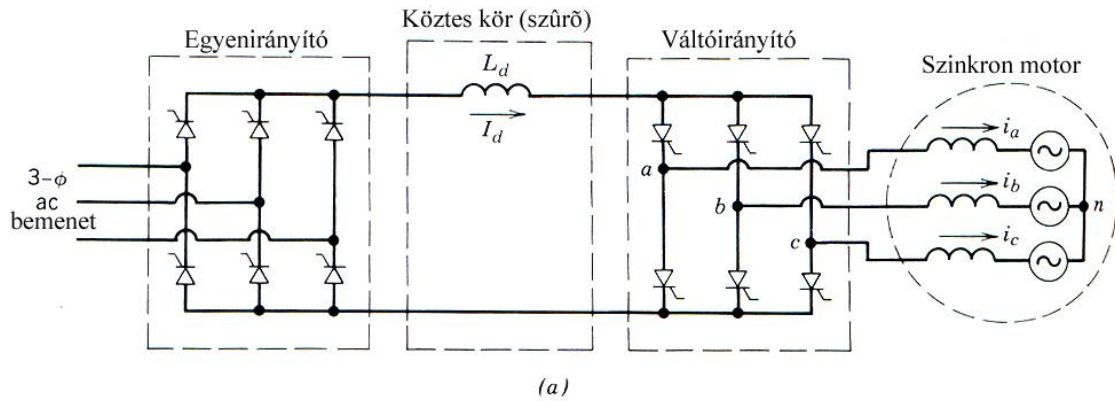
4-34 ábra: Szinkron motor trapéz alakú gerjesztőfeszültséggel (a) és négyszög alakú sztátoráramokkal (b).

A szinkron működéshez szükséges, hogy a sztátoráramok átterelése egyik fázisról a másikra pontosan a forgórész adott szögállásánál történjék. A forgórész szögállásának meghatározását rendszerint a motor légrése közelében elhelyezett *Hall*-féle érzékelőkkel végzik. A legújabb vezérlőáramkörök nem igényelnek szenzorokat, hanem a rotor szögállását a gerjesztőfeszültség alapján határozzák meg. Legegyszerűbb mindig annak a sztátortekercsnek az indukált feszültségét figyelni, amely pillanatnyilag nem kap táplálást. A szögállás kiértékelése történhet hardveresen, erre a célra kifejlesztett integrált áramkörrel vagy szoftveresen, mikrovezérlő felhasználásával.

4.3.4 Szinkron motor vezérlése terhelés oldali kommutációval

MW-os teljesítményeknél a terhelés oldali kommutációval vezérelt szinkron motorok jobb hatásfokot biztosítanak a változtatható fordulatszámú hajtásoknál, mint az aszinkron motorok. Ez a megoldás tirsztoros váltóirányítót használ (4-35a ábra). A

váltóirányító hidat háromfázisú vezérelt egyenirányító alkotja. A köztes kör egy nagy induktivitású fojtótekercs, amely megközelítőleg állandó áramot biztosít a hídnek. Az egyes motorfázisok a modellezésnél az állórész tekercseiben indukált feszültséggel- és megfelelő induktivitással helyettesíthetők.



4-35 ábra: Terhelés oldali kommutációjú vezérlés elvi rajza (a) és jelldiagramjai (b).

Normális üzemben a motor fázisáramai sietnek a feszültséghez képest (4-35b ábra). Ennek köszönhetően a fázisfeszültségek lehetővé teszik az áram átírását egyik fázisról a másikra a tirisztorok természetes kommutációjának köszönhetően. Ez ugyanaz az eset, mint amit már említettünk a vezérelt egyenirányító kapcsolások váltóirányító üzemével kapcsolatban (2.1.2 szakasz).

Induláskor és kis fordulatszámnál az indukált feszültség nem elégséges a kommutáció végrehajtására, ilyenkor a bemeneti egyenirányítót vezéreljük váltóirányító üzembe, hogy a köztes kör árama nullára csökkenjen és megtörténjen az inverter híd tirisztorainak oltása.

4.4 Léptető motorok üzemeltetése

A léptető motorokat elsősorban számítógép perifériákban és irodagépekben alkalmazzák, de léteznek ipari felhasználások is. Az összes többi motorfajtához képest az előnyük, hogy pozíció érzékelő nélkül is meg tudják valósítani a pontos pozicionálást. Egy vezérlőimpulzus hatására a léptetőmotor mindig adott szöggel fordul el. Az impulzusok számából tudni lehet, mekkora az eredő szögelfordulás.

4.4.1 Léptető motorok felépítése és jellemzői

A lépésenkénti vezérlésre két motortípust alakítottak ki. Az egyik a reluktáns típus, amelynél mind a státor, mind a rotor különböző mágneses reluktanciával rendelkezik radiális irányban (reluktáns motor), a másikonál a rotor megfelelő pólusszámú állandó mágnes.

Hogy megértsük a reluktáns motor működési elvét, figyeljük meg a 4-36 ábrát. A motor keresztmetszetén látható, hogy a státor fogazott, ahol jelen esetben a fogak száma 6 ($N_s=6$). A fázistekercsek az egymással szemben fekvő fogakon vannak kialakítva, amiből következik, hogy a képen látható motornál a fázistekercsek száma három. A rotorfogazások száma $N_r=4$, mely nem egyenlő N_s -el (általában $N_r=N_s \pm N_s/q$).

A 4-36a ábrán látható, hogy az a fázisban i_a áram folyik. Ennek eredményeképpen létrejön egy T_{em} nyomaték, mely a forgórészt úgy forgatja el, hogy minimalizálja a mágneses reluktanciát (a fluxus szempontjából) vagyis, hogy a θ szög nulla legyen (4-36a ábra) terhelőnyomaték nélkül. Kis értékekre igaz, hogy:

$$T_{em} = \frac{1}{2} i_A^2 \frac{dL}{d\theta} \quad (4-85)$$

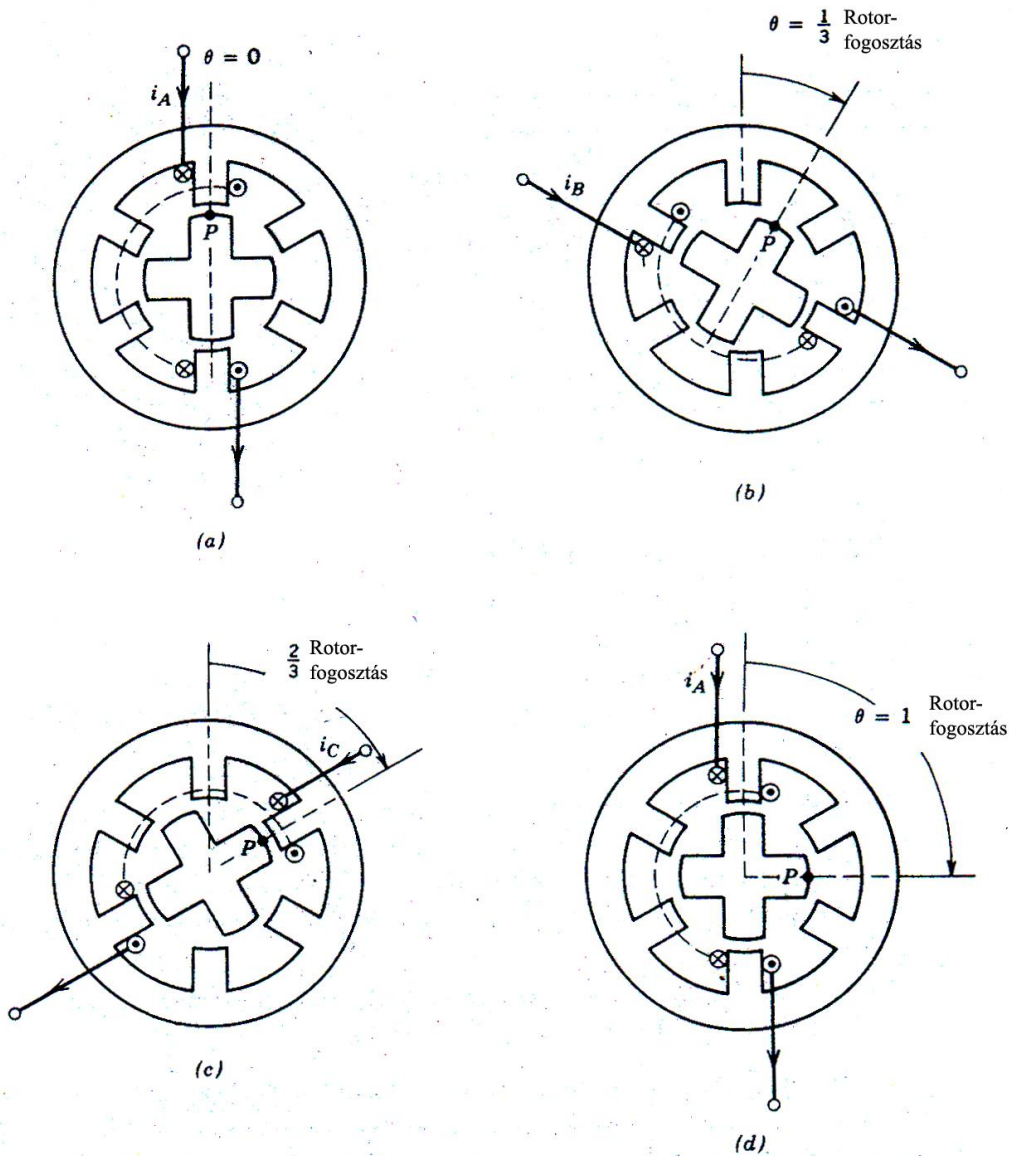
ahol a fázistekercs induktivitása (L) függvénye θ -nak, egyenlő a fázistekercs menetszámának négyzete és a mágneses reluktancia hányadosával (mely a rotor pozíciójától függ).

Egyensúlyi állapotban ($\theta=0$), T_{em} értéke nulla. T_{em} arányos i_A -val, és függ az áram irányától. T_{em} és θ értékét a rotor óramutató járásával megegyező irányba való forgása esetén pozitívnak definiálva a 4-37 ábra a nyomaték (T_{em}) θ szögtől való függését ábrázolja, $i_A=const.$ esetére. A $T_{terh.}$ terhelő nyomatéknál, melynek iránya ellentétes T_{em} -mel, az állandósult állapothoz tartozó szög $-\theta_l$ lesz (4-37 ábra).

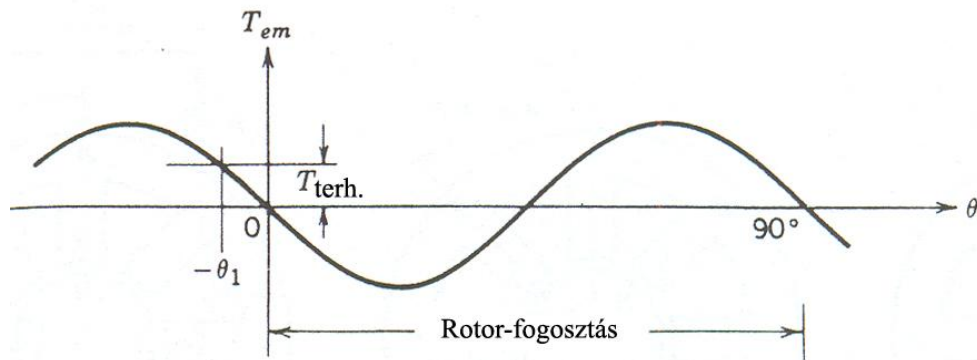
Amikor $i_A=0$, a b fázist pedig i_B árammal gerjesztjük, a terhelés nélküli egyensúlyi állapot a 4-36b ábra szerint áll be. A rotoron lévő P pont egy lépésszögnyt elfordul (állandó terhelőnyomaték esetén ugyanez történik, csak). A 4-36c és 4-36d ábrák a rotor pozícióit mutatják a következő két gerjesztésnél.

Egy gerjesztési sorozattal (mely három gerjesztést foglal magába: $A-B-C$) a 4-36 ábrán végigkövethető lépésekben a rotor egy rotorfogosztást fordul el, melynek értékét a $360/N_r$ összefüggés adja meg fokokban. A lépésszög a 4-36 ábrán bemutatott háromfázisú motornál $(360/N_r)/3=30^\circ$. Általánosságban a lépésszöget a következő kifejezés adja:

$$\text{lépésszög} = \frac{360}{qN_r} \text{ fok} \quad (4-86)$$



4-36 ábra: Egyhengeres változó reluktanciájú motor A-B-C-A- gerjesztési szekvenciára (a rotor pozíciókat terhelő nyomaték nélkül ábrázoltuk): (a) az A fázis gerjesztett, (b) a B fázis gerjesztett, (c) a C fázis gerjesztett, (d) az A fázis gerjesztett.



4-37 ábra: T_{em} változásai θ függvényében konstans i_A mellett.

A forgás irányától függően kell a gerjesztő sorozatot előállítani. A-C-B-A-szekvenciára a rotor forgásiránya ellenkező lesz az előző esettel.

A fent leírt motor az egyhengeres (foghenger), változó reluktanciájú motor. Léteznek többhengeres motorok is, melyeknek működési elve hasonló a fent leírtakéhoz.

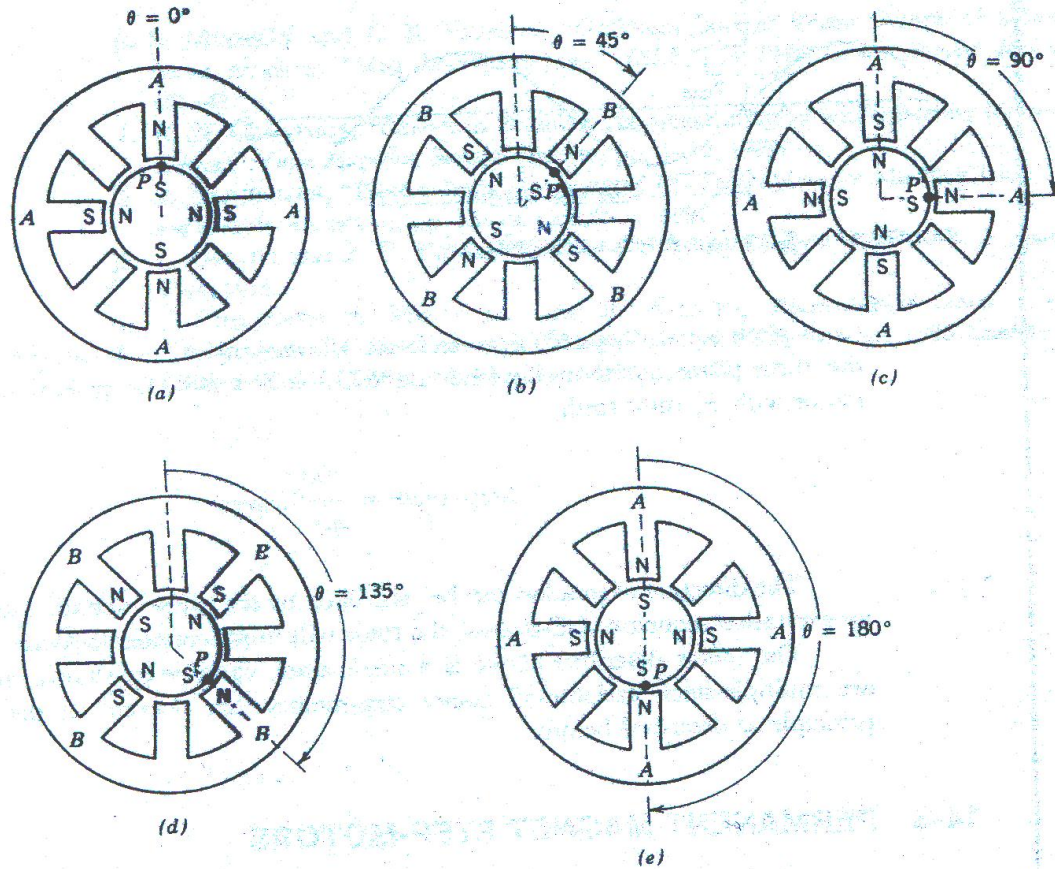
Az állandó mágneses forgórészrel megépített léptetőmotorok működési elvének megértéséhez induljunk ki a motorkeresztmetszet rajzából (4-38 ábra). A rotor úgy van kialakítva, hogy négy állandó-mágneses pólust alkot, a státor pedig két fázistekercset tartalmaz, melyek létrehozzák a négy pólust (megegyezően a rotorral).

A 4-38 ábrán bemutatott forgásiránynak megfelelő gerjesztési sorozat a következő: i_{A+} , i_{B-} , i_{A-} , i_{B+} , i_{A+} , ... A forgórész mindig úgy áll be, hogy az állórész terének iránya megegyezzen a forgórész terének irányával (terhelés nélkül). Ez alapján ennél a motornál a lépésszög 45° -os. A két forgásiránynak megfelelő gerjesztési sorrendek a következők:

$$i_{A+}, i_{B+}, i_{A-}, i_{B-}, i_{A+}, \dots \quad \text{óramutató} \cdot \text{járásával} \cdot \text{megegyező} \cdot \text{irány} \quad (4-87)$$

$$i_{A+}, i_{B-}, i_{A-}, i_{B+}, i_{A+}, \dots \quad \text{óramutató} \cdot \text{járásával} \cdot \text{ellentétes} \cdot \text{irány} \quad (4-88)$$

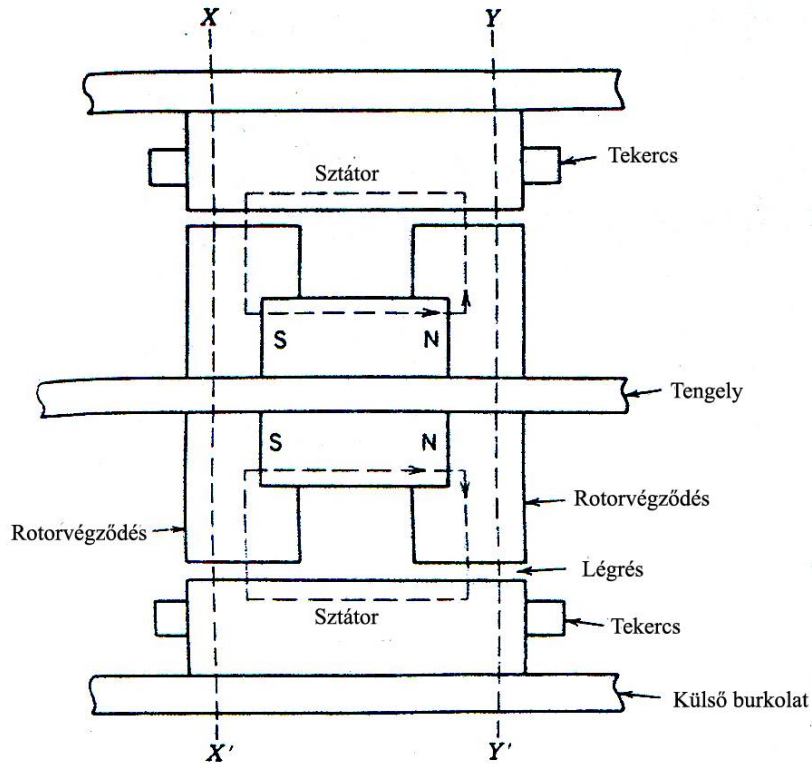
Az elektromágneses nyomaték (T_{em}) a státor- és rotormező kölcsönhatásának köszönhetően jön létre. A nyomaték arányos a fázisáramokkal és függvénye a rotor egyensúlyi állapottól való eltérését mutató θ szögnek, ahogyan az a szinkron motoroknál is jellemző.



4-38 ábra: Kétfázisú állandómágneses léptetőmotor; gerjesztési szekvenciák i_{A+} , i_{B+} , i_{A-} , i_{B-} , i_{A+} , : (a) i_{A+} , (b) i_{B+} , (c) i_{A-} , (d) i_{B-} , (e) i_{A+} .

Az állandó mágneses léptetőmotorok hátránya a nagy tehetetlenségi nyomaték, különösen ott, ahol a szükséges lépésszög kicsi. Viszont a hajtás meghibásodása esetén megmarad egy bizonyos tartó nyomaték, mely biztosítja az utolsó pozíciót.

A hibrid léptetőmotor a változó reluktanciájú és a permanens mágneses léptetőmotor kombinációjával jött létre. A motor axiális nézete a 4-39 ábrán látható, amelyen megfigyelhető, hogy a rotor a tengellyel párhuzamosan van mágnesezve. Erre a mágnesre a rotorvégeken fémfogazások vannak erősítve N_r fogszámmal.



4-39 ábra: Hibrid léptetőmotor: axiális metszet.

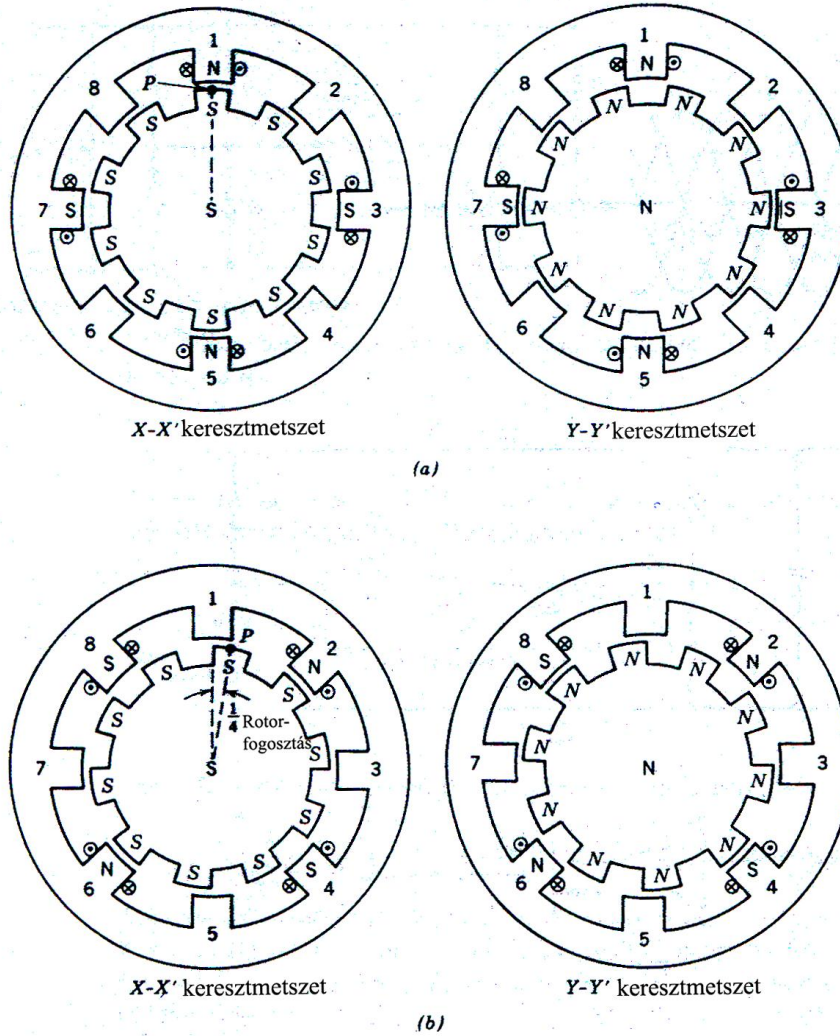
A 4-40 ábrán megfigyelhetők a 4-39 ábrán $X-X'$ -mel és $Y-Y'$ -mel jelölt keresztmetszetek. A fluxus, melyet az állandó mágnes hoz létre, a 4-39 ábrán szaggatott vonallal van ábrázolva. A sztátor lemezelt, a tekercshornyok a tengellyel párhuzamosan helyezkednek el.

A bemutatott motornál a sztátor két tekercset tartalmaz (4-40 ábra), mely tekercsek egyenként négy pólust hoznak létre. Ezen fázistekercsek gerjesztésével létrejön a légrésfluxus radiális irányban. Így pl. az a fázisban folyó i_{A+} hatására az 1-es számú sztátorpólust és a rotort összekötő $X-X'$ csakúgy mint az $Y-Y'$ síkban (4-40a ábra). Ebben a példában mindkét rotorvégződés egyenként 10 fogat tartalmaz ($N_r=10$). A rotorvégződések fél rotorfogosztással el vannak forgatva egymáshoz képest.

Az 1,3,5,7-es számú sztátorpólusokat az a fázis, a 2,4,6,8-as számúakat pedig a b fázis gerjeszti. Mindegyik fázistekercs egymással ellentétes polaritást hoz létre a szomszédos pólusokon, így:

- pozitív i_A esetén az 1-es és 5-ös pólus északi lesz, a 3-as és 7-es pedig déli, negatív i_A esetén mindez ellentétes.

- pozitív i_B esetén a 2-es és 6-os sztátorpólus északi, a 4-es és 8-as déli lesz, negatív i_B esetén fordítva történik.



4-40 ábra: Hibrid léptetőmotor gerjesztése: (a) az A fázis i_{A+} -al gerjesztve, (b) a B fázis i_{B+} -al gerjesztve.

A fázistekercs gerjesztésével a rotor változó reluktanciája miatt létrejön egy nyomaték, mely a forgórészt úgy mozdtítja el, hogy maximalizálja a fluxuskapcsolódást (λ). A 4-40a ábrán az a fázis i_{A+} árammal való gerjesztésével jön létre a látható rotor pozíció, ahol az 1-es és 5-ös sztátorfogaknál megfigyelhető, hogy a rotor és a sztátortér vonzza egymást, viszont a 3-as és 7-es fogaknál taszítani fogják. Ez érvényes az X-X' és az Y-Y' síkra is. Ily módon beáll egy egyensúlyi állapot, maximalizálva az a fázis tekercsfluxusát.

A 4-40b ábrán a rotor az óramutató járásával megegyező irányba mozdult el a b fázis i_{B+} árammal való gerjesztése hatására, az elmozdulás nagysága $1/4$ rotorfogosztás. Az i_{A+} , i_{B+} , i_{A-} , i_{B-} , i_{A+} gerjesztő szekvencia hatására a rotor egy rotorfogosztást fordul el, melynek értéke fokokban:

$$\text{lépésszög} = \frac{\text{rotorfogosztás}}{4} = \frac{(360^\circ / N_r)}{4} = 9^\circ (N_r = 10 - re) \quad (4-89)$$

(kétfázisú motor)

Általában a léptetőmotorok $1,8^\circ$ -os lépésszöggel rendelkeznek (200 lépés/fordulat).

Az előzőekben olyan megoldásokat láttunk, ahol a motorban egyidőben egy fázist gerjesztenek, melynek hatására a rotor egy lépésszöget elmozdul a gerjesztőáram irányától függően (egyfázisú gerjesztés). A gyakorlatban azonban más gerjesztési módszereket is alkalmaznak (egyszerre több tekercs gerjesztése), melyek jobb megértéséhez ismerni kell a léptetőmotorok áramkörü modelljét.

A léptetőmotor fázistekercsének ekvivalens ábrája a 4-41 ábrán látható, ahol R_{ph} és L_{ph} a tekercs ekvivalens ellenállása és induktivitása, e_{ph} az indukált elektromotoros erő, melynek polaritása ellentétes a kapocsfeszültséggel (mivel arra törekszik, hogy megszüntesse a v_{ph} feszültség hatását). Az e_{ph} feszültség arányos a forgási sebességgel ω :

$$e_{ph} = k_E \omega \quad (4-90)$$

ahol k_E a feszültség állandó.

A 4-40 ábra érvényes a változó reluktanciájú motorokra is, ezeknél:

$$v_{ph} - R_{ph} i_{ph} = \frac{d\lambda_{ph}}{dt} \quad (4-91)$$

ahol a fluxuscsatolás:

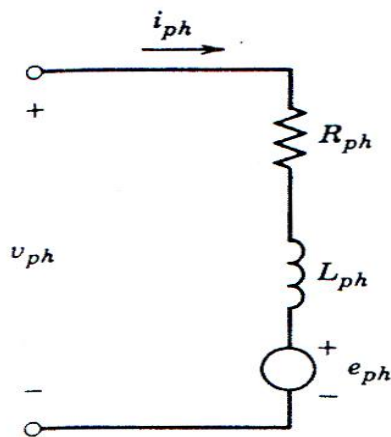
$$\lambda_{ph} = L_{ph} i_{ph} \quad (4-92)$$

A 4-91 és 4-92 egyenletek felhasználásával:

$$v_{ph} - R_{ph} i_{ph} = L_{ph} \frac{di_{ph}}{dt} + i_{ph} \frac{dL_{ph}}{dt} = L_{ph} \frac{di_{ph}}{dt} + \omega i_{ph} \frac{dL_{ph}}{d\theta} \quad (4-93)$$

ahol a szögsebesség $\theta = \omega t$. A 4-93 egyenlet jobb oldalán lévő második kifejezés arányos ω -val, ezért e_{ph} -val is. Így a változó reluktanciájú léptetőmotorban indukált elektromotoros erő nagysága a következő egyenlettel számítható:

$$e_{ph} = \omega i_{ph} \frac{dL_{ph}}{d\theta} \quad (4-94)$$

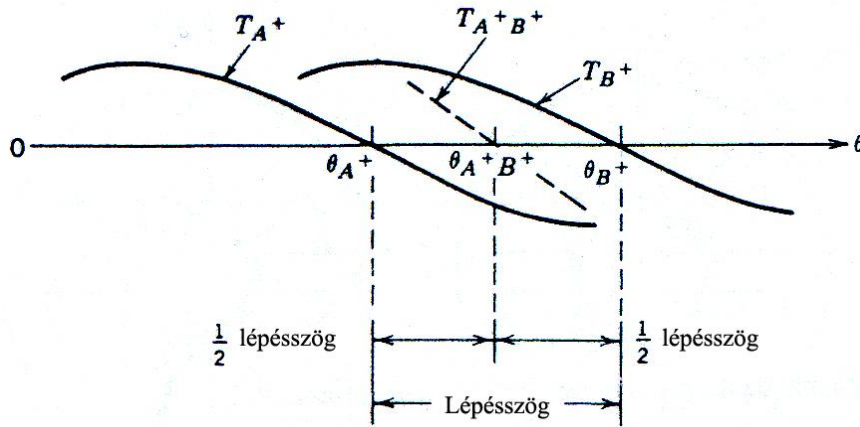


4-41 ábra: Fázisonkénti ekvivalens kapcsolás.

A léptetőmotor működésekor, amikor a gerjesztésváltozás után a rotor elmozdul és beáll az új egyensúlyi helyzetbe, oszcillációk fognak jelentkezni a rotor mozgásában, mivel a beállítás pillanatszerűen nem mehet végbe (a rotor tömegéből illetve tehetetlenségi nyomatékából eredően). A minél jobb eredmények elérése érdekében rendszerint egy fázis helyett két fázist gerjesztünk egyidőben.

A 4-42 ábrán látható T_{A+} és T_{B+} nyomatékok diagramja (kétfázisú hibrid motor) a θ szög függvényében. Amennyiben i_{A+} és i_{B+} áramok egyidőben vannak jelen a motor gerjesztésénél, eredményül létrejön a T_{A+B+} nyomaték (4-41 ábra, szaggatott vonal), amely értelemszerűen T_{A+} és T_{B+} összege. Az egyensúlyi állapot az egyfázisú i_{A+} és i_{B+} áramokkal gerjesztett motornak megfelelő szögállások között félúton lesz.

A 4-39 ábrán bemutatott léptetőmotor esetében, kétfázisú gerjesztés esetén a gerjesztési szekvencia a következő: $(i_{A+}, i_{B+}), (i_{B+}, i_{A-}), (i_{A-}, i_{B-}), (i_{A+}, i_{B+}), \dots$. Az itt leírt kétfázisú gerjesztés hasonlóképpen alkalmazható a változó reluktanciájú, és az állandó mágneses forgórészű motoroknál is.



4-42 ábra: Kétfázisú gerjesztés nyomatékdiagramjai.

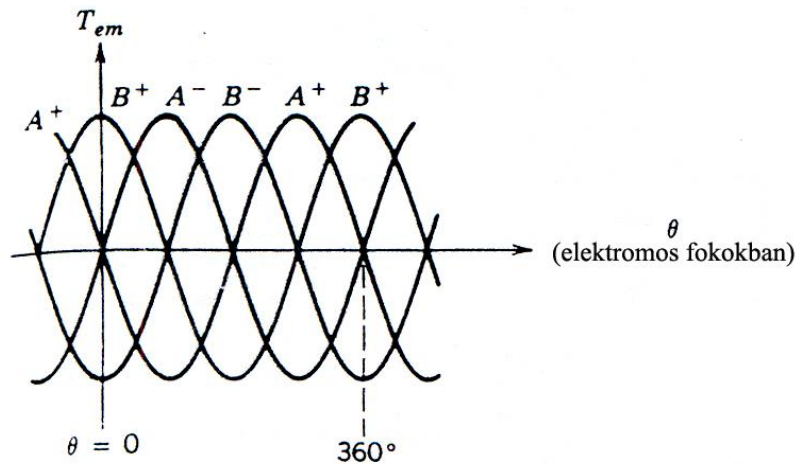
Az előzőekben leírt egy és kétfázisú gerjesztés esetén a rotor az egyes gerjesztés változások által egy lépésszöget fordult el. Az egyfázisú és a kétfázisú gerjesztés kombinálásával, valamint felhasználva a kétfázisú gerjesztés viselkedését az egyfázisúhoz képest (4-42 ábra), miszerint ezen gerjesztési módok között fél lépésszög van, lehetőség nyílik a féllépéses üzemre, melyhez a következő gerjesztési szekvenciát kell alkalmazni: $i_{A+}, (i_{A+}, i_{B+}), i_{B+}, (i_{B+}, i_{A-}), i_{A-}, (i_{A-}, i_{B-}), i_{B-}, (i_{B-}, i_{A+}), i_{A+}, (i_{A+}, i_{B+}), \dots$. Hasonlóan a féllépéses üzem alkalmazható a változó reluktanciájú, valamint az állandó mágneses forgórészű motoroknál is.

A féllépéses üzem további módosításával lehetőség nyílik a lépésszög további osztására, úgynevezett mikrolépésekre. Mindez a fázisáramok precíz szabályozásával érhető el. A kétfázisú hibrid motor nyomaték karakterisztikáját szinuszosan változóan feltételezve (4-43 ábra), az egyensúlyi állapotban az i_{A+} gerjesztésre $\theta=0$ -nál a T_A és T_B nyomatékok a:

$$T_A = -ki_A \sin \theta \quad (4-95)$$

$$T_B = +ki_B \cos \theta \quad (4-96)$$

egyenletek szerint változnak, ahol k a rotor nyomatékállandója, a θ szög pedig az elektromos szög fokokban kifejezve (360 elektromos fok egyenlő egy rotorfogosztással). i_A és i_B felvehet negatív és pozitív értékeket.



4-43 ábra: A kétfázisú léptetőmotor nyomatókai.

Amikor mindkét fázist gerjesztjük i_A és i_B által, a teljes nyomaték a következő lesz:

$$T_{AB} = k(-i_A \sin \theta + i_B \cos \theta) \quad (4-97)$$

A θ rotor lépésszöget a μ mikrolépésszögre cserélve a gerjesztőáramokat:

$$i_A = I_R \cos \mu \quad (4-98)$$

és

$$i_B = I_R \sin \mu \quad (4-99)$$

egyenletek adják, ahol I_R a nominális áram. Innen a nyomaték a 4-97, 4-98 és 4-99 egyenletek felhasználásával:

$$T_{AB} = kI_R(-\cos \mu \sin \theta + \sin \mu \cos \theta) = -kI_R \sin(\theta - \mu) \quad (4-100)$$

A terhelés nélküli egyensúlyi állapotnál $T_{AB}=0$ ami $\theta=\mu$ egyenlőségnél áll fenn. Vagyis amennyiben i_A és i_B szinuszosan váltakozó diszkrét lépésekben változik, úgy lehetőség nyílik a motor mikrolépéses üzemének létrehozására.

A kereskedelemben kapható mikrolépés-vezérlőkkel a lépésszög 125 mikrolépésre osztható, mellyel a kétfázisú hibrid motornál (melynek lépésszöge $1,8^\circ$ vagy 200 lépés/fordulat) 25000 mikrolépés/fordulat-hoz jutunk.

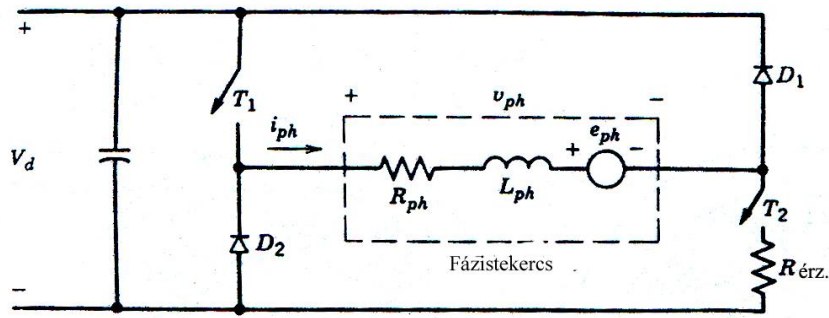
4.4.2 Vezérlőáramkörök a léptetőmotorokhoz

Annak érdekében, hogy a motor nyomaték tartását, terhelhetőségét maximizáljuk a tranzienst folyamatoknak, mint amilyen az áram felfutása a kívánt értékre, valamint a visszaesése nullára, minél gyorsabban kell lejátszódnia. Ez különösen fontos a magas lépésszögosztásoknál, ahol a ki és bekapcsolási folyamatok időtartama és az egy lépésszöghöz szükséges idő közelítenek egymáshoz.

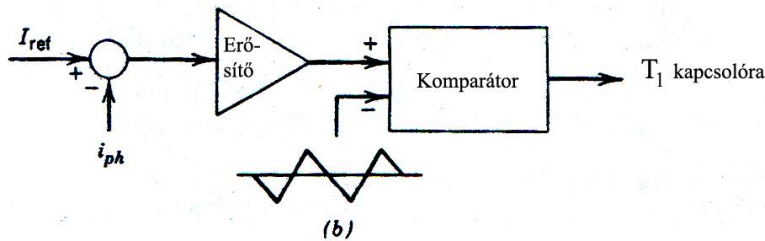
A fázis gerjesztése utáni pillanatban az áramnak minél előbb a névleges értéken kell lennie és ott kell maradnia, kikapcsoláskor pedig, ahelyett, hogy a tekercsben tárolt energia hővé alakulna, kívánatos az energia visszatáplálása az energiaforrásba.

A továbbiakban az eddig említett három fajta léptetőmotorhoz láthatunk vezérlőáramköröket.

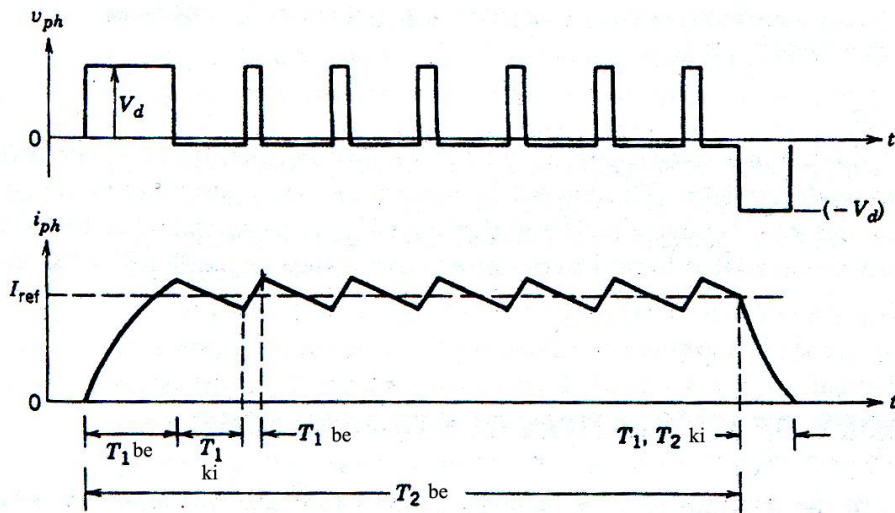
A változó reluktanciájú motoroknál elégséges az egyirányú fázisáramok használata. A kétkapcsolós átalakító (4-44a ábra) bemenetére V_d egyenfeszültséget kapcsolunk. A motor fázistekercsét, annak áramköri modelljével helyettesítjük (4-41 ábra). A V_d feszültség nagyságát úgy választjuk meg, hogy az általa létrejövő áram a névleges értéket minél gyorsabban elérje, mely különösen fontos a nagy lépésszögosztásoknál, ahol az indukált elektromotoros erő nagysága jelentős (az e_{ph} elektromotoros erő V_d ellen hat, amíg az áram növekszik).



(a)



(b)



(c)

4-44 ábra: Unipoláris feszültségű vezérlés a változó reluktanciájú motornál: (a) kapcsolás, (b) áramvezérlés, (c) jellegendők.

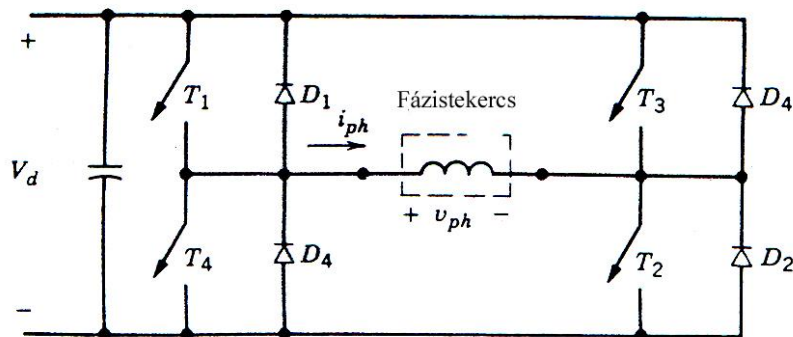
A V_d feszültség fázistekercsre juttatásához a T_1 és T_2 kapcsolókat be kell kapcsolni, aminek következtében i_{ph} megindul (4-44c ábra). A tekercs áramának I_{ref}

szinten való tartását és ellenőrzését a T_2 kapcsoló alsó kivezetésére kötött érzékelő ellenállás ($R_{\text{érv.}}$) segítségével végzzük (4-44a ábra).

A kapcsolók vezérlését állandó frekvenciájú áramvezérelt PWM -el oldják meg, amelynek tömbvázlata a 4-44b ábrán látható. A komparátor kimenete vezérli a T_1 kapcsolót. Amikor T_1 zárt, $v_{ph}=V_d$ és i_{ph} növekszik. T_1 nyitásával i_{ph} a T_2 -n és D_2 -n keresztül kering és fokozatosan csökken. A folyamatot jellemző feszültség és áram értékeket a 4-44c ábra mutatja.

A fázistekercs teljes áramtalanításához a T_1 és T_2 kapcsolókat ki kell nyitni. Ilyenkor a fázisáram a D_1 és D_2 diódákon keresztül folyik, $v_{ph}= -V_d$, az áram rohamosan csökken és nullához tart. A tekercsben tárolt energia így visszatáplálódik az egyenáramú forrásba.

Az állandómágneses és a hibrid léptetőmotorok vezérlése megköveteli az áram vezérelhetőségét mindkét irányban. Erre a célra a hídkapcsolású $DC-DC$ átalakítót (2.2.8 szakasz) szokták használni, ahol T_1 és T_2 valamint T_3 és T_4 kapcsolnak párban (4-45 ábra).



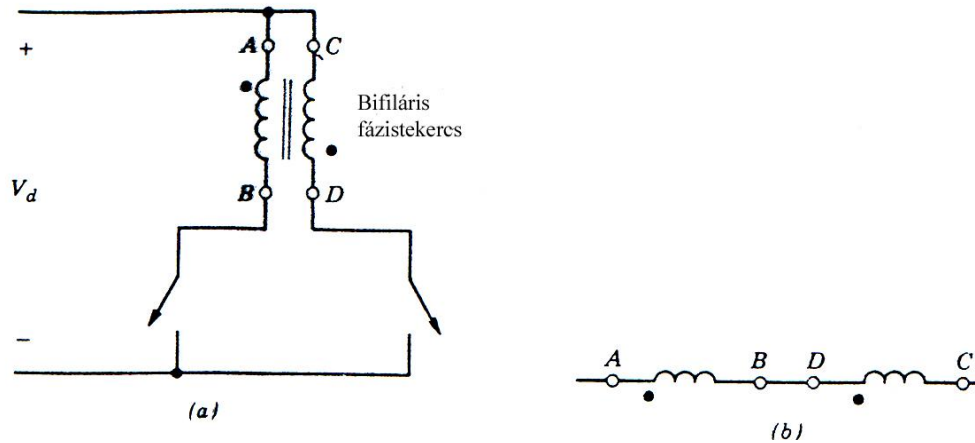
4-45 ábra: Bipoláris feszültséggel történő vezérlés egy motorfázisra.

A áramkör működésének leírásához tételezzük fel, hogy a motorfázison pozitív áramot kívánunk létrehozni. E célból bekapcsoljuk a T_1 és T_2 kapcsolókat, a tekercsre vezetett pozitív feszültség hatására az áram nőni kezd. Amint az áram eléri a megadott értéket, a továbbiakban a feladat a szintentartás. Mint láttuk az unipoláris vezérlésnél ezt egy érzékelő ellenállás segítségével végezzük.

Ebben az esetben az áramszabályzás a következőképpen történik. Amikor (T_1, T_2) zárt, az i_{ph} növekszik. A kívánt érték elérése után a vezérlő nyitja T_1 -et és T_2 -t, majd egy rövid holtidő után T_3 -at és T_4 -et zárja. Ilyenkor i_{ph} a D_3 és D_4 diódákon keresztül visszatáplálódik V_d -be, aminek következtében i_{ph} csökken. Megfelelő alsó küszöb elérése után nyitjuk a T_3, T_4 kapcsolópárt és újra zárjuk a T_1, T_2 kapcsolópárt. A folyamat hasonlóképpen játszódik le, ha a (T_1, T_2) és (T_3, T_4) kapcsoló párokat megcseréljük azzal, hogy ekkor az i_{ph} iránya megfordul.

A bipoláris feszültségű táp (hídkapcsolás) elkerülése végett, a fázistekercseket bifilárisan tekercselik (4-46a ábra), így a kapcsolók száma kettőre csökken. A sztátor által létrehozott mágneses mező iránya attól függ, hogy melyik kapcsoló van bekapcsolva. Az ilyen típusú motornál a fázistekercsek nincsenek effektíven kihasználva, mivel egyidőben mindig csak egy tekercs van működésben. Ezenfelül védőáramköröket kell alkalmazni a kapcsolóknál, mivel kikapcsoláskor az induktív energia igen nagy túlfeszültségeket okoz a kapcsolókon. Ezen hátrányok miatt a bifiláris tekercselésű motoroknál is előnyösebb

hídkapcsolású meghajtó alkalmazása a két bifiláris féltekercs soros kötése mellett (4-46b ábra).

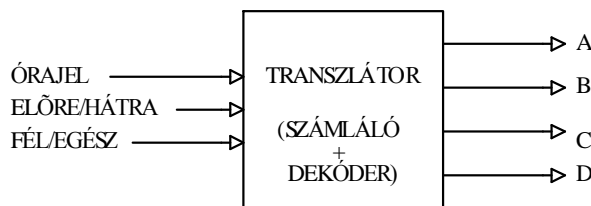


4-46 ábra: Bifiláris tekercselésű fázistekercs meghajtása két tranzisztorral (a) és a féltekercsek sorbakötésének módja hídkapcsolással történő meghajtás esetén (b).

A kapcsolótranzisztorok vezérlőimpulzusai a léptető motoroknál szabályosan ismétlődnek. Az impulzusok előállításával nem szükséges az egész hajtást ellenőrző mikrovezérlőt terhelni. A mikrovezérlő általában csak a következő három digitális jelet képezi:

- az órajelet, amely utasítja vezérlő hardvert, hogy mikor kell lépnie,
- az irányjelet, amely megadja, hogy merre kell forognia a motornak,
- a fél lépés/teljes lépés jelet, amely a motort féllépéses vagy teljes lépéses üzemmódra kényszeríti.

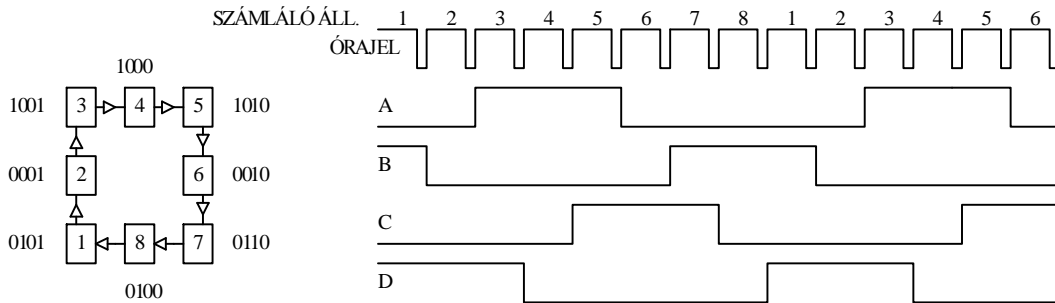
Magukat a tranzisztorok vezérlőjeleit a fenti három digitális jel alapján egy logikai automata (transzlátor) (4-47 ábra) állítja elő. A transzlátor egy három bites bináris számlálót tartalmaz, amely az órajel hatására számlál, az irányjeltől függően előre vagy hátra. A számláló kimeneteinek megfelelő dekódolásával kapjuk az A, B, C, D vezérlőjeleket. Az A és B jelek a motor egyik fázistekercsét tápláló hídkapcsolást vezérlik, a C és D jelek a másikat. Mindegyik jel egy félhíd tranzisztorainak az állapotát határozza meg: logikai egyes esetén a félhíd felső tranzisztora vezet, logikai nulla esetén viszont az alsó.



4-47 ábra: A léptetőmotor vezérlőjeleit előállító logikai automata (transzlátor).

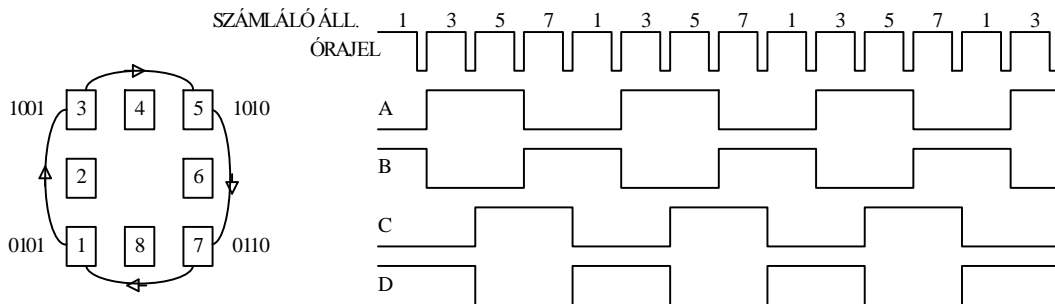
Ha a három bites számlálónak mind a nyolc állapotát használjuk, a motor féllépéses üzemmódban fog működni. Az ennek megfelelő állapotdiagramot és a

dekódolt vezérlőjeleket a 4-48 ábrán láthatjuk. Az állapotdiagramon a számláló állapotát jelző négyzetek mellé felírtuk az A, B, C, D változók megfelelő értékeit is.

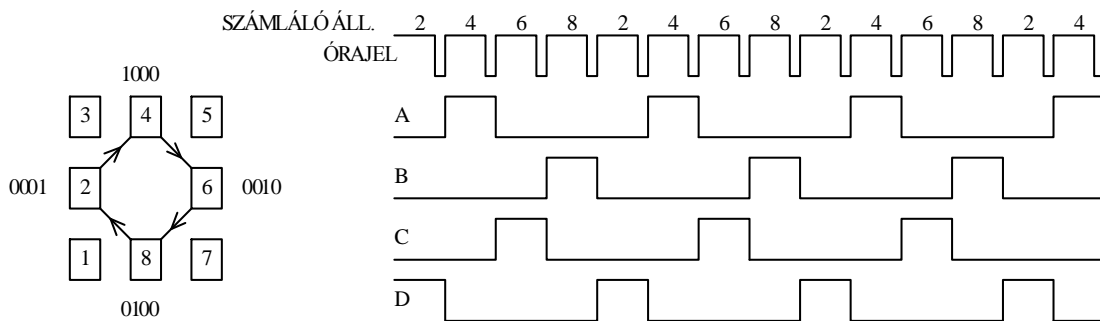


4-48 ábra: Féllépéses vezérlés állapotdiagramja és dekódolt vezérlőjelei.

A teljes lépéses vezérlésnek két esetét különböztetjük meg. Ha a számláló a páratlan állapotokon keresztül számlál, a dekódolt állapotok úgy vezérlik a hidakat, hogy egyszerre mindkét fázis gerjesztést kap. Az ennek az esetnek megfelelő állapotdiagramot és a dekódolt vezérlőjeleket a 4-49 ábrán láthatjuk. A páros állapotokon keresztül számlálva a 4-50 ábrán bemutatott állapotdiagramot és vezérlőjeleket kapjuk, itt egyidőben csak egy motorfázis van gerjesztve.



4-49 ábra: Teljes lépéses vezérlés állapotdiagramja és dekódolt vezérlőjelei. Egyszerre két fázist hajtunk meg.



4-50 ábra: Teljes lépéses vezérlés állapotdiagramja és dekódolt vezérlőjelei. Egyszerre egy fázist hajtunk meg.