

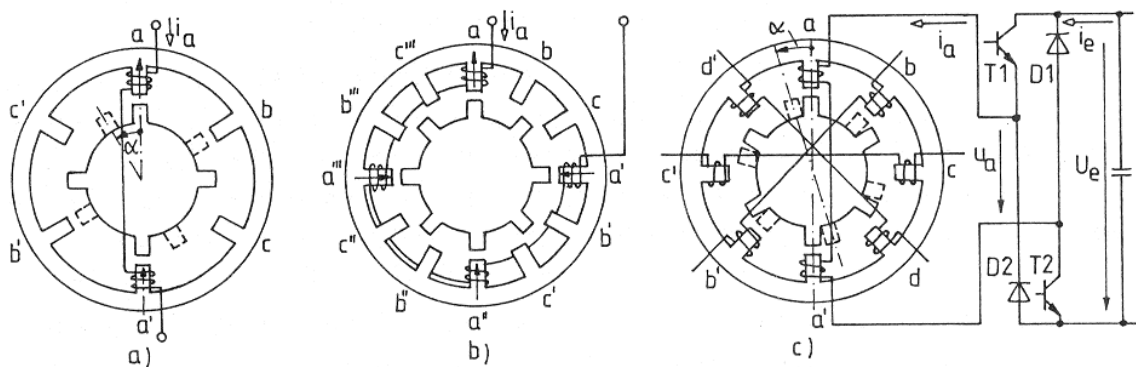
7. Különleges szervohajtások

E fejezetben azokkal a szervohajtásokkal foglalkozunk, amelyek nem klasszikus gépfajtákat (nem egyenáramú-, szinkron- és aszinkron gépeket) alkalmaznak.

7.1. Kapcsolt reluktancia motoros szervohajtás

A közelmúltban fejlesztették ki a kapcsolt reluktancia (KR) motoros hajtást (angolul Switched Reluctance Motor). Az eddigiektől eltérő működési elven alapuló KR motort a hozzátartozó teljesítmény- és információelektronikával együtt tervezik, hogy minél jobb tulajdonságokkal rendelkezzen. A KR motoros hajtás a frekvenciaváltós szabályozott hajtások új generációját képezi, amely kis és nagy fordulatszámokra egyaránt alkalmazható. A KR motoros hajtáshoz nagyon hasonló reluktancia típusú léptetőmotorokat viszont már több évtizede elterjedten alkalmazzák.

A KR motor mind az állórészen, mind a forgórészen kiálló pólusú (fogazott), a forgórészen sem tekercset, sem állandómágnest nem tartalmaz. A KR motorra jellemző, hogy az állórész Z és a forgórész Z_r fogszáma eltérő. Az állórészen többfázisú koncentrikus tekercselés van és a működés szempontjából elégséges, ha a tekercsekben csak egyirányú áram folyik. Az állórésztekercsek öninduktivitása a forgórész helyzetétől függ és $\lambda = 360^\circ / Z_r$ szögelfordulásonként periodikusan ismétlődik. Az állórész egy fázisának a gerjesztése $2p = Z / m^*$ pólusú mezőt hoz létre (m^* a fázisok száma).

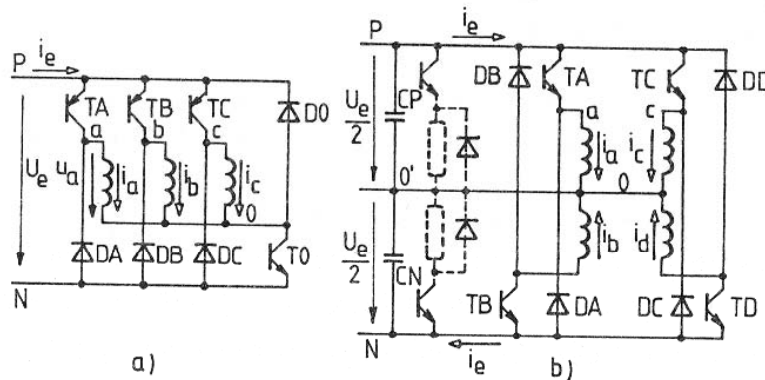


7.1. ábra KR motor egyszerűsített felépítése.

a., b. Háromfázisú KR motor, c. Négyfázisú KR motor elektronikus kapcsolással.

A 7.1.a.,b: ábrák $m^*=3$ fázisú KR motorokat szemléltetnek, az a. ábrában $Z/Z_r = 6/4$, $2p=2$, a b.-ben $Z/Z_r = 12/8$, $2p=4$. Az ábrákban csak az a fázis tekercselését rajzoltuk fel. Az állórész és a forgórész fogszáma között általában $Z_r = Z \pm Z / m^*$ összefüggés van. Az előjeltől függően a forgórész az állórész gerjesztéssel megegyező irányba, vagy azzal ellentétes irányba forog. Ha

állandósult állapotban az állórész fázisait f_1 frekvenciájú szimmetrikus feszültséggel, vagy árammal tápláljuk, akkor a forgórész f_1 / Z_r fordulatszámmal forog (ez olyan mint egy szinkrongép fordulatszámának a képlete, de a p póluspárok helyett a Z_r rotorfogszám szerepel). A KR motor akármilyen $m^* > 1$ fázisszámmal elkészíthető, de $m^* = 3, 4, 5, 7$ a szokásos. A 7.1.c. ábrán az $m^* = 4$ fázisú, $Z / Z_r = 8/6$ fogszámú, $2p=2$ pólusú változat látható. Ebben az ábrában mind a 4 fázis tekercselését és az a fázis elektronikus kapcsolását is felrajzoltuk. A fázisonkénti tranzistoros kapcsolóegység egyirányú áramra és kétirányú feszültségre képes 2/4-es szaggató (pl. $i_a \geq 0$ és $u_a = +U_e, 0, -U_e$ három szintre kapcsolható). A klasszikus megoldásokban a motorok mindegyik fázistekercsét külön-külön egy ugyanilyen elektronikus kapcsolás táplálja. Egyszerűbb megoldásokat mutatnak a 7.2.a, b. ábrák, amelyek kihasználják azt, hogy a KR motor tekercsei csillag kapcsolásúak.

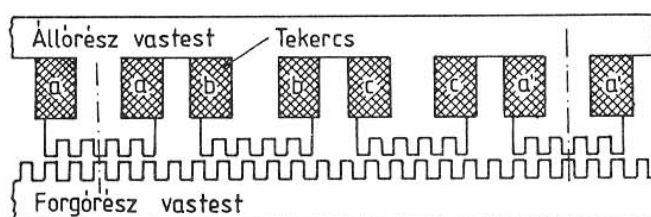


7.2. ábra Csillag kapcsolású gépek elektronikus kapcsolásai.
a. Háromfázisú megoldás, b. Négyfázisú megoldás.

Ha a háromfázisú KR motor tekercseit csillagba kötjük, akkor a 7.2.a. ábrának megfelelően leegyszerűsíthető a teljesítményelektronika kapcsolása. Ebben az esetben a fázisokhoz kapcsolódó TA, TB, TC tranzisztorok és a csillagponthoz kapcsolódó T0 tranzisztor vezérlését össze kell hangolni. A fázistekercsekre háromféle feszültség kapcsolható: pl. az a fázisban TA-T0 vezetésekor $u_a = +U_e$, TA-D0 és DA-T0 vezetésekor $u_a = 0$, DA-D0 vezetésekor $u_a = -U_e$. Ezt a kapcsolást összevetve az 5.66. ábrán látható inverter kapcsolással megállapítható, hogy a KR motoros hajtás teljesítményelektronikája egyszerűbb, mert kevesebb félvezetőt tartalmaz és üzembiztosabb, mivel itt nem lehetséges összegyújtás miatti egyenköri zárlat. Ha a négyfázisú motor tekercseit csillagba kapcsoljuk, akkor a 7.2.b. ábra szerinti egyszerű elektronikus kapcsolást kapjuk. Ekkor $i_a \geq 0, i_b \leq 0, i_c \geq 0, i_d \leq 0$ egyirányú fázisáramok folyhatnak, és pl. az a és c fázisfeszültségek $+U_e/2$ értékűek tranzisztor, ill $-U_e/2$ értékűek dióda vezetéskor. Ebben a kondenzátoros feszültségosztós kapcsolásban ellenállásos fékezéskor külön-külön célszerű fékellenállást tenni a CP és a CN kondenzátorra

(szaggatott rész az ábrában). Valamennyi említett teljesítményelektronikai egység alkalmas a fázisáramok ISZM szabályozására. Pl. a 7.2.a. ábrában TA, TB, TC-vel kiválasztható a vezető fázis és T0-lal végezhető az ISZM.

Ha direkt (áttétel nélküli) hajtáshoz készül a KR motor, akkor a fogszámot meg kell sokszorozni. Szokásos pl. az állórész pólussarukat fogazni. Ezzel a konstrukcióval a Z_r forgórész fogszám akár többszáz is lehet. A 7.3. ábra $m^* = 3$ -ra mutatja a kiterített állórész és forgórész egy pólusosztását. A forgórész abban a helyzetben van, amikor a forgórész fogak az a fáziséval szemben vannak. Az a fázis öninduktivitása ilyenkor maximális.



7.3. ábra Megsokszorozott fogszám.

Normál reluktancia motornál (5.5.4. fejezet) az állórész szimmetrikus háromfázisú felépítésű, a forgórész pedig kiállópólusú gerjesztetlen kialakítású. Az ilyen reluktancia motor nyomatéka (5.70) szerint szinuszos áramú tápláláskor

$$M = C(L_d - L_q)I_1^2 \sin(2\vartheta_p) / 2 \quad (7.1)$$

($C = m^* / 2$). KR motorra ez a képlet a kétoldalú aszimmetria (állórész és forgórész fogazás) miatt nem alkalmazható, a KR motor nyomatéka az energia tételből számítható. Kis változásokra a rendszer energia, ill. teljesítmény mérlege:

$$\Delta A_h = \Delta A_v + \Delta A_e + \Delta A_m = \Delta A_v + \Delta A_e + m\Delta\alpha, \quad (7.2)$$

$$p_h = p_v + p_e + p_m = p_v + p_e + mw. \quad (7.3)$$

Itt ΔA_h a táphálózathoz Δt rövid idő alatt felvett villamos energia, ΔA_v erre az időre eső veszteségi energia, ΔA_e az elektromágneses tér energiájának a Δt alatti megváltozása. Ha a tehetetlenségi nyomaték $\theta = \text{const.}$, és a terhelőnyomaték $m_t = \text{const.}$, akkor $\Delta A_m = m\Delta\alpha = \theta w \Delta w + m_t \Delta\alpha$ a mechanikai energia megváltozása, ahol $\theta w \Delta w$ a kinetikus energia Δt alatti megváltozása, $m_t \Delta\alpha$ pedig a Δt alatt végzett mechanikai munka. A teljesítmények a $p_h = \Delta A_h / \Delta t$, $p_v = \Delta A_v / \Delta t$, $p_e = \Delta A_e / \Delta t$, $p_m = \Delta A_m / \Delta t$ differenciahányadosok.

Ha feltételezzük, hogy csak az i -edik fázisban folyik áram, akkor annak egyszerű a feszültségegyenlete:

$$u_i = R_i i_i + d\psi_i / dt = R_i i_i + d(L_i i_i) / dt = R_i i_i + L_i di_i / dt + i_i w dL_i / d\alpha. \quad (7.4)$$

Itt a $\psi_i = L_i i_i$ közelítéssel eltekintünk a mágneses kör nemlinearitásától. Feltételeztük, hogy az L_i öninduktivitás független az i_i áramtól, azaz csupán az

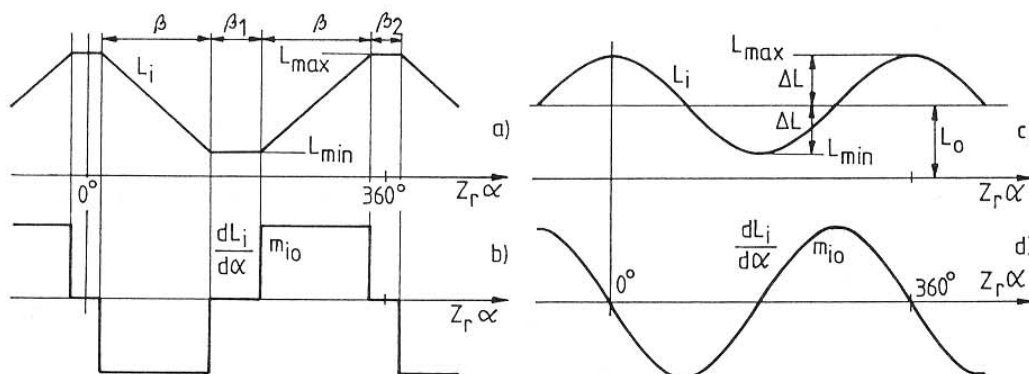
α rotor szögtől függ és felhasználtuk a $w = d\alpha / dt$ összefüggést. Ezt a feszültség-egyenletet i_i -vel megszorozva teljesítményegyenlet adódik:

$$u_i i_i = R_i i_i^2 + L_i i_i di_i / dt + i_i^2 w dL_i / d\alpha = R_i i_i^2 + \frac{d}{dt} \left(\frac{L_i i_i^2}{2} \right) + \frac{1}{2} i_i^2 w dL_i / d\alpha. \quad (7.5)$$

A (7.5, 7.3) egyenletek összevetéséből látható, hogy $p_h = u_i i_i$, $p_v = R_i i_i^2$, $p_e = \frac{d}{dt} (L_i i_i^2 / 2) = L_i i_i di_i / dt + \frac{1}{2} i_i^2 w dL_i / d\alpha$, $p_m = m w = \frac{1}{2} i_i^2 w dL_i / d\alpha$ (a vasvesztéget elhanyagoltuk). Ennek alapján az egy fázis által létrehozott nyomaték

$$m = m_i = (1/2) i_i^2 dL_i / d\alpha \quad (7.6)$$

szerint számítható. A nyomaték a tekercsen átfolyó áram négyzetétől függ, irányától nem, így i_i csak a nyomaték nagyságát befolyásolja. Elektromechanikai energiaátalakítás, $m_i \neq 0$ nyomaték csak akkor lehet, ha α -val változik az öninduktivitás, $dL_i / d\alpha \neq 0$. A $dL_i / d\alpha > 0$ szakaszokon pozitív, a $dL_i / d\alpha < 0$ szakaszokon negatív nyomaték hozható létre. Ha $dL_i / d\alpha = 0$, akkor a nyomaték $i_i \neq 0$ esetén is zérus. Az L_i öninduktivitás értéke a $Z_r \alpha$ szög függvényében 360° -onként ismétlődik. Egyszerű eredményt kapunk, ha az $L_i(\alpha)$ fázis öninduktivitást a 7.4.a. ábrán látható eltolt trapéz, vagy a c. ábrán látható eltolt koszinuszos alakkkal közelítjük. Ekkor a b. és d. ábrák mutatják a $dL_i / d\alpha$ tényezőt, ill. más léptékben az $i_i = I = \text{const.}$ áramhoz tartozó m_{i0} nyomatékot.



7.4. ábra. Fázis öninduktivitások jellegzetes szögfüggése.

a., b. Trapézszerűen változó öninduktivitás. c, d. Koszinuszosan változó öninduktivitás.

Ha pl. a c. ábrának megfelelően

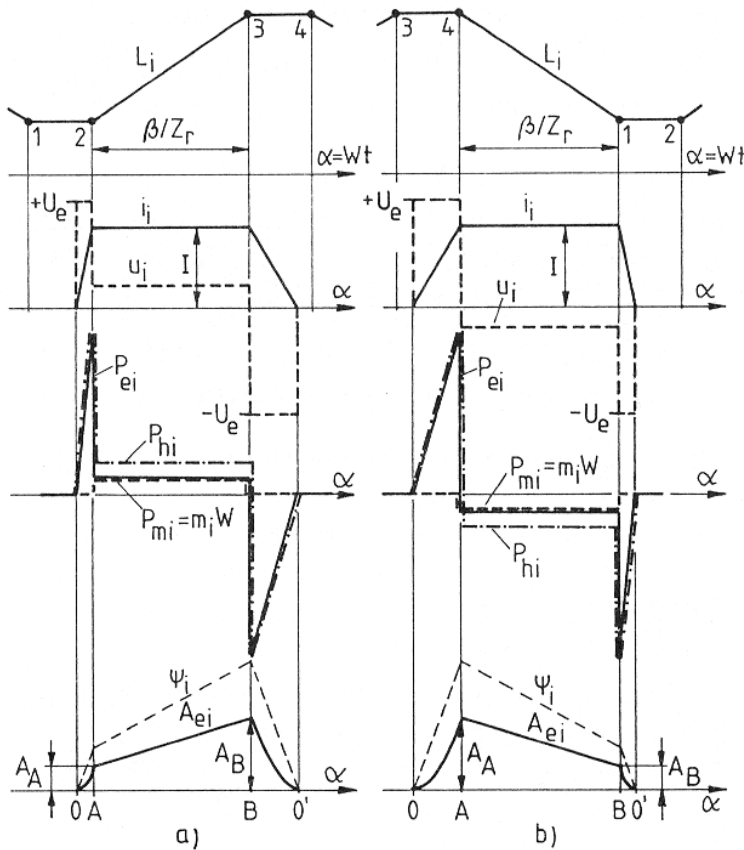
$$L_i(\alpha) = L_0 + \Delta L \cos(Z_r \alpha) \quad (7.7.a)$$

szerint változik az öninduktivitás, akkor a deriváltra, ill. a nyomatékra a

$$dL_i / d\alpha = -Z_r \Delta L \sin(Z_r \alpha), \quad m_{i_0} = -(1/2) I^2 Z_r \Delta L \sin(Z_r \alpha) \quad (7.7.b,c)$$

egyszerű összefüggések adódnak ($L_o = (L_{\max} + L_{\min})/2$, $\Delta L = (L_{\max} - L_{\min})/2$). A KR motor annál nagyobb nyomatékra képes minél nagyobb az induktivitás $L_{\max} - L_{\min}$ változása.

Vizsgáljuk meg a trapézszerűen változó induktivitású gép teljesítmény- és energiaviszonyait $w=W=\text{const.}>0$ esetre. Az i -edik fázis egy adott árammal akkor fejt ki a legnagyobb nyomatékot, ha az L_i induktivitás változása alatt végig állandó I értékű az i_i áram. Ilyen áramot feltételezve mutatja a viszonyokat $m_i > 0$ motoros üzemre a 7.5.a. ábra, $m_i < 0$ generátoros üzemre a 7.5.b. ábra. Látható, hogy az i_i áramot csak az $L_i = L_{\min}$ és az $L_i = L_{\max}$ állandó induktivitású szakaszok alatt változtatjuk. Az u_i kapcsolófeszültség az R_i ellenállást elhanyagolva, megegyezik a $d\psi_i / dt = d(L_i i_i) / dt = L_i di_i / dt + i_i w dL_i / d\alpha$ indukáltfeszültséggel (az első tag a transzformátoros, a második a forgási összetevő). Az állandó induktivitású szakaszokon $u_i = L_i di_i / dt$, az állandó áramú szakaszon $u_i = i_i dL_i / dt = i_i w dL_i / d\alpha$.



7.5. ábra. Teljesítmény és energiaviszonyok trapéz öninduktivitású gépnél.
a. $m_i > 0$ motoros üzem,
b. $m_i < 0$ generátoros üzem.

Az állandó induktivitású (0-A, B-0') szakaszokon $p_{ei} = L_i i_i di_i / dt$ az elektromágneses tér teljesítménye és $p_{mi} = 0$ a mechanikai teljesítmény. Az állandó áramú (A-B) szakaszon $p_{ei} = p_{mi} = (1/2) i_i^2 w dL_i / d\alpha$. A p_v veszteséget

(7.3)-ban elhanyagolva a $p_{hi} = u_i i_i$ villamos hálózati teljesítmény $p_{hi} = p_{ei} + p_{mi}$ összegzéssel is számítható. Motoros üzemben az 0-A szakaszban a felvett $P_{hi} > 0$ villamos teljesítmény az elektromágneses tér $A_{ei} = (1/2)L_i i_i^2$ energiáját növeli, az A-B szakaszban a felvett $P_{hi} > 0$ villamos teljesítmény egyik fele mechanikai energiává alakul, másik fele a mágneses tér energiáját növeli, a B-0' szakaszban a tárolt mágneses energiát visszatápláljuk az U_e feszültségű hálózatba ($P_{hi} < 0$). Generátoros üzemben az 0-A és B-0' szakaszokban ugyanolyanok az energiaviszonyok mint motoros üzemben, az A-B szakaszban a leadott $P_{hi} < 0$ villamos teljesítmény egyik felét a mechanikai teljesítmény másik felét a mágneses tér energiájának a csökkenése fedezi.

Az elektromágneses tér energiáját az $A_{ei} = \int_0^i p_{ei} dt$ idő szerinti integrál, ill. a

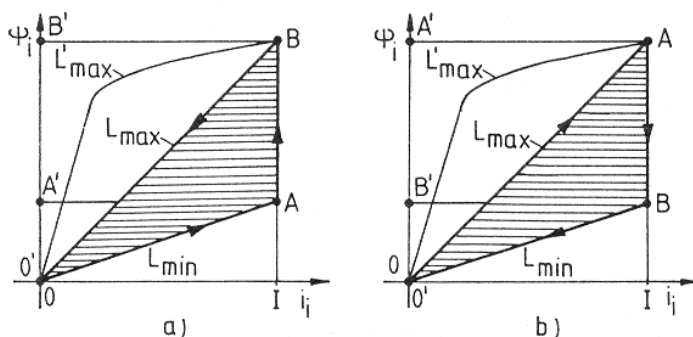
$\psi_i - i_i$ síkon az $A_{ei} = \int_0^{\psi_i} i_i d\psi_i$ fluxus szerinti integrál adja. A 7.6.a. ábra motoros,

a b. ábra generátoros üzemre mutatja a $\psi_i(i_i)$ viszonyokat. Látható, hogy a motoros és a generátoros üzemben fordított a körüljárási irány. Az A pontban az $A_{ei} = A_A$ energia (7.5. ábra) az 0A'A háromszög területével (7.6. ábra), a B ponthoz tartozó $A_{ei} = A_B$ energia az 0B'B háromszög területével arányos. Az induktivitás változása alatti A-B szakaszban $\Delta A_{ei} = A_B - A_A = \int_{(A)} p_{ei} dt$

mágneses energia megváltozása ($\tau = \beta / Z_r / W$), ami a $\psi_i - i_i$ síkon a bevonalkázott 0AB területtel egyenlő. Az energiahurok területe motoros üzemben pozitív, generátorosban negatív előjellel veendő. Ezalatt a hálózati villamos energia ΔA_v megváltozását az AA'B'B négyszög területe adja. Mivel az A-B szakaszban $p_{ei} = p_m$, így ez a terület megegyezik ugyanerre az időre számított $\Delta A_{mi} = \int_{(W\tau)} m_i d\alpha$ mechanikai munkával is. Mivel az A-B szakaszon kívül $m_i = 0$,

így az energiahurok 0AB területe egyben az m_i nyomaték $M_i = (1/\lambda) \int_{(\lambda)} m_i d\alpha$

középértékével arányos ($\lambda = 2\pi / Z_r$ az α -ban mért periodicitási szög).



7.6. ábra. Energiaátalakítás a $\psi_i - i_i$ síkon.
a. Motoros üzem, b. Generátoros üzem.

Eddig eltekintettünk a vastelítődéstől. A vastelítésből adódó nemlinearitást figyelembe véve az i -edik fázis nyomatéka az

$$A'_{ei}(\alpha, i_i) = \int_0^{i_i} \psi_i(\alpha, i_i) di_i \quad (7.8)$$

mágneses koenergiából számítható az alábbi parciális deriválttal:

$$m_i(\alpha, i_i) = \left. \frac{\partial A'_{ei}}{\partial \alpha} \right|_{i_i = \text{const}} \quad (7.9)$$

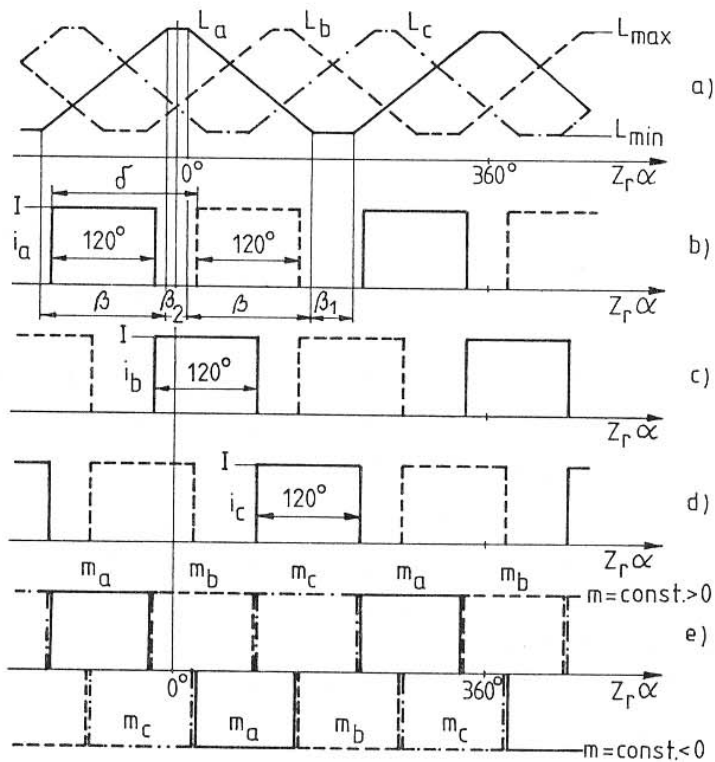
Nemlineáris esetben is igaz, hogy az energiahurok területe arányos a nyomatékkal. A 7.6.a, b. ábrákba berajzolt L'_{\max} jelű telítődő görbékől látható, hogy a telítés megnöveli az energiahurok területét, ha az L_{\min} görbe változatlan. Lineáris, $\psi_i = L_i(\alpha)i_i$ esetben a mágneses koenergia megegyezik az elektromágneses tér energiájával: $A'_{ei} = A_{ei} = L_i i_i^2 / 2$ és a (7.9) szerinti művelet után a (7.6) egyenletet kapjuk vissza. A továbbiakban a vastelítést elhanyagoljuk.

Az egyszerűség érdekében tételezzük fel, hogy az állórésztekercecsek kölcsönös induktivitásai elhanyagolhatók az öninduktivitásokhoz képest. Ekkor a fenti levezetésnél nem kell kikötni azt, hogy áram csak egy fázisban folyik. Ilyen közelítéssel a nyomaték több fázis egyidejű áramvezetésekor is egyszerűen számítható az alábbi összegzéssel:

$$m = \sum_i m_i \approx \sum_i \frac{1}{2} i_i^2 dL_i / d\alpha \quad (7.10)$$

A gyakorlatban általános célú és szervoigényű KR motoros hajtások léteznek. A KR motor alkalmazása szervo motorként az utóbbi időben terjedt el. A szervo hajtásban szükséges lüktetésmentes nyomaték most is a motor és a félvezetős táplálás **illesztésével** biztosítható. A motor konstrukciója szabja meg a (7.10) képletben a $dL_i / d\alpha$ tényezőt, a táplálás pedig az i_i^2 tényezőt. Servo alkalmazáskor a fogak kialakítása (az L_i induktivitás rotorszög függése) szimmetrikus, mivel kétirányú forgás és kétélőjelű nyomaték (4/4-es üzem) szükséges. A következőkben trapézszerűen és koszinuszosan változó öninduktivitású KR motorra mutatunk be egy-egy sima nyomatékot eredményező illesztést.

A 7.7.ábra a 7.1.a. ábrán látható háromfázisú motorra szemlélteti az illesztést. A feltételezett KR motor fázis öninduktivitásai trapéz görbe szerint változnak a rotor szögelfordulásától függően (a.ábra). Ha a motort a b., c., d. ábráknak megfelelő folytonos vonalú áramokkal tápláljuk, akkor a 7.4.a., b. ábrák alapján belátható, hogy az e. ábra szerinti pozitív előjelű lüktetésmentes eredő nyomaték adódik. Ahhoz, hogy az illesztés a fenti egyszerű módon megoldható legyen 120° -nál nagyobb lineárisan változó induktivitású szakaszok ($\beta > 120^\circ$) kellenek és az áramvezetéseknek kb. e szakaszok közepére kell esniük. Negatív nyomatékhoz az áramokat minden fázisban el kell tolni $\delta = \beta + \beta_2 \approx 180^\circ$ szöggel (szaggatott vonalú áramok a b.-d. ábrákban).

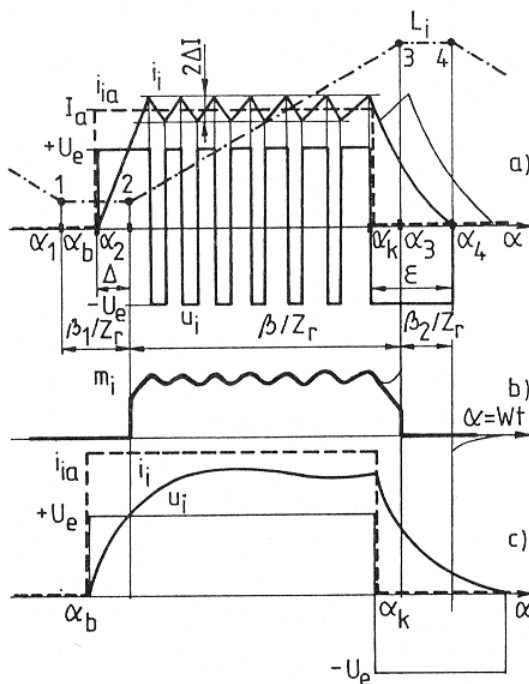


7.7. ábra. Háromfázisú, trapéz öninduktívitású KR motor jellemzői.
 a. Trapézszerűen változó fázis öninduktívítások,
 b., c., d. Illesztett fázisáramok,
 e. Nyomatékok.

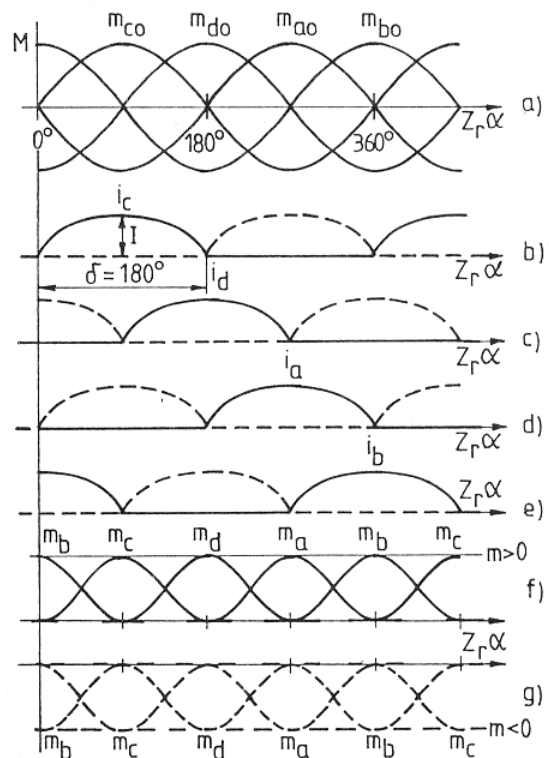
Valóságos esetben az induktívítások miatt a fázisáramok nem ugorhatnak, emiatt előbb kell kezdeni a bekapcsolást és a kikapcsolást. A 7.8. a., b. ábrák a be- és kikapcsolási viszonyokat mutatják az i -edik fázisra minőségileg helyesen, hisztéreziszes ISZM áram kétpontszabályozás és $W > 0$, $M > 0$ motoros üzem feltételezésével. Ebben az üzemben hasznos $m_i > 0$ nyomaték az $\alpha_2 - \alpha_3$ rotorszögeknek megfelelő időpontok között folyó árammal hozható létre, az 1-2 és 3-4 pontok közötti áramok hatástalanok, az 1 előtti és a 4 utáni áramok károsak, mert fékező nyomatékot adnak. Látható, hogy ha azt akarjuk, hogy a 2 ponthoz tartozó α_2 rotorszögnél már az i_{ia} alapjelet megközelítő i_i áram és m_i hajtó nyomaték legyen, akkor Δ -val előbb az $\alpha_b = \alpha_2 - \Delta$ szögnél kell indítani az i_{ia} áramalapjelet és a bekapcsolást, un. előgyújtást kell alkalmazni. Az is látható, hogy ha azt akarjuk, hogy a 4 ponthoz tartozó α_4 rotorszögön túl ne legyen áram és fékező nyomaték, akkor legalább ε -nal előbb kell megszüntetni az áramalapjelet és elkezdeni a kikapcsolást a tranzisztoroknál. Ha az $\alpha_k = \alpha_4 - \varepsilon$ rotorszögnél kapcsolunk ki, akkor éppen α_4 -nél lesz zérus az i_i fázisáram, ennél későbbi kikapcsoláskor még α_4 után is folyik áram és fékező nyomaték jön létre (vékony vonalú i_i és m_i görbék az a., b. ábrákban). Mind a Δ előgyújtási, mind az ε oltási szög áramfüggő, azaz függ az i_{ia} áramalapjel I_a nagyságától. Ha a bekapcsolás alatt a tekercset $L_i = L_{\min} = \text{const.}$ induktívitásnak tekintjük, akkor az $u_i = L_i di_i / dt = WL_i di_i / d\alpha = U_e$ feszültségegyenletből az áramnövekedés idejének megfelelő előgyújtási szög

$$\Delta = (WL_{\min}I) / U_e \quad (7.11)$$

szerint függ a W szögsebességtől és az áram $I = I_a$ amplitúdójától. A valóságos viszonyok bonyolult $\Delta(W, I)$ és $\varepsilon(W, I)$ összefüggéseket eredményeznek. Kis és közepes fordulatszámon, ill. kis nyomatéknál $\Delta \approx 0$ és $\varepsilon < \beta_2 / Z_r$, és így az áramalapjelek a 7.7. ábra folytonos áramai szerint rögzítetten szinkronozhatók a rotorszöghez. Nagy fordulatszámon lüktetésmentes nyomatékhoz nem négyszögletes áramalapjelek tartoznak, de négyszögletes áramalapjelekkel is jól megközelíthető ez az állapot, az áramalapjelek α_b és α_k szögének a folyamatos változtatásával, a szögsebességtől és az áramtól függő szinkronizálással. Az ISZM üzem csak addig a fordulatszámig lehetséges, amíg az $u_i = +U_e$ feszültségű bekapcsolási szakasz olyan hosszú, hogy az i_{ia} -nak megfelelő áram ki tud alakulni. Efölött un. egyimpulzusú üzem van (7.8.c. ábra), ami már csak az α_b bekapcsolási és az α_k kikapcsolási pillanatokkal befolyásolható. Az egyimpulzusú üzemben a nyomaték alakja az áramalapjelek alakjával már nem tartható kézben. Így egy U_e -től függő W_{\max} szögsebesség fölött az m nyomaték lüktető lesz és csökken az elérhető nyomaték M középértéke. Igényes szervo alkalmazásakor ez a tartomány üzemszerűen nem engedhető meg. E tartományt



7.8. ábra Be- és kikapcsolási viszonyok.
a., b. ISZM üzem, c. Egyimpulzusú üzem.



7.9. ábra. Négyfázisú, koszinuszos öninduktívású KR motor jellemzői.
a. Állandó áramú nyomatékok,
b., c., d., e. Illesztett fázisáramok,
f., g. Nyomatékok.

kizárva a KR motoros szervohajtás terhelhetőségi határa a négyszögmezős szinkrongép határgörbéjéhez (4.12.ábra) hasonló. Mind a két hajtásnál a nyomatéklüktetés korlátozza a maximális fordulatszámot.

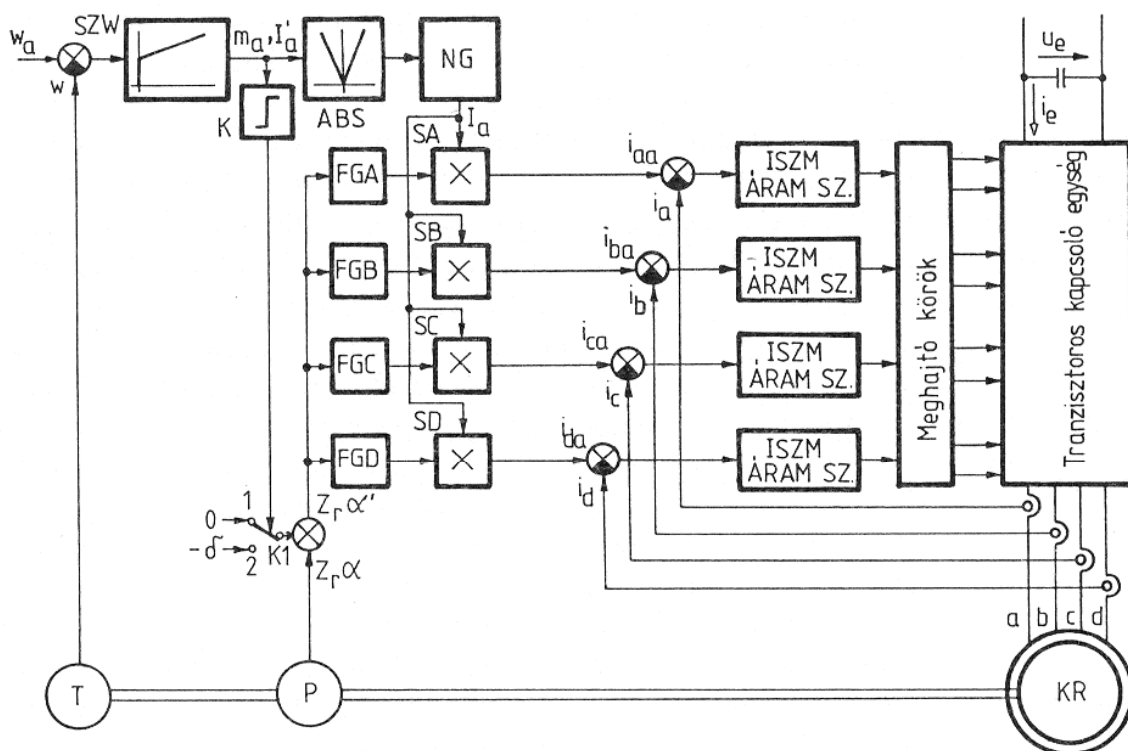
A 7.9. ábra a 7.1.c. ábra szerinti 4 fázisú változatra mutatja be az illesztést. Most olyan idealizált KR motort tételezünk fel, amelyben a fázis öninduktivitások és azok deriváltjai a 7.4.c. és d. ábrák szerint függenek az α szögtől (a 7.4.c., d. ábrák a 7.1.c. ábra a fázisára vonatkoznak, ezekből a többi fázis hasonló jellegű görbéi megfelelő szögeltolással kaphatók). Ennek következtében a (7.10)-zel számított, állandó áramú m_{a0}, m_{b0}, m_{c0} és m_{d0} nyomatékok $\lambda = 360^\circ / Z_r$ periódicitással szinuszosak az α forgórész szög függvényében. Az $m_{a0} = -M_0 \sin(Z_r \alpha)$ nyomaték az $i_a = I, i_b = i_c = i_d = 0$ táplálásnak, az $m_{b0} = -M_0 \sin(Z_r \alpha - 90^\circ) = M_0 \cos(Z_r \alpha)$ nyomaték az $i_b = I, i_a = i_c = i_d = 0$ táplálásnak, stb. felel meg. Ha a b., c., d., e. ábrákon látható folytonos vonalú négyzetgyök-színusz félhullámú áramokkal tápláljuk a motort (pl. $i_c = I \sqrt{\sin(Z_r \alpha)}$, ha $0 + k2\pi \leq Z_r \alpha \leq \pi + k2\pi$ és $i_c = 0$, ha $\pi + k2\pi \leq Z_r \alpha \leq 2\pi + k2\pi$, ahol $k=0, 1, 2, \dots$), akkor a (7.10) képlettel az f. ábrán látható $\sin^2(Z_r \alpha)$ -val és $\cos^2(Z_r \alpha)$ -val arányos nyomatékot kapjuk. Az eredő nyomaték állandó: $m = m_a + m_b + m_c + m_d = M$. Ezek az áramok jól előállíthatók áramszabályozott táplálással, mivel nem tartalmaznak ugrásokat. Emiatt a KR motoros szervohajtások általában négyfázisúak. Ha az áramokat a szaggatott görbéknek megfelelően $\delta = 180^\circ$ -kal eltoljuk, akkor a g. ábra szerinti $m = -M$ (negatív) nyomatékot kapjuk.

A valóságban a fázis öninduktivitások nem pontosan trapézszerűen (7.4.a. ábra), ill. nem pontosan koszinuszosan (7.4.c. ábra) változnak. Emiatt az állandó eredő nyomatékhoz tartozó i_a, i_b, \dots áramok is eltérnek a 7.7.b.-d. és a 7.9.b.-e. ábrákban látható idealizált alaktól.

Általánosságban megállapítható, hogy trapézszerűen változó induktivitású motorhoz egyfázisú áramvezetésű táplálás, koszinuszosan változó induktivitású motorhoz többfázisú áramvezetésű táplálás illeszthető. Az illesztésnek megfelelő alakú, rotorszöghöz szinkronozott áramok minden esetben tengelyről vezérelt áramszabályozott táplálással biztosíthatók.

A 7.10. ábra a fenti 4 fázisú KR motorral felépített szervohajtás blokkvázlatát mutatja. Ez alapjaiban hasonló az 5.64. ábrában levő szinuszmezős szinkron szervohajtás blokkvázlatához. Az FGA, FGB, FGC és FGD függvénygenerátorok a sima eredő m nyomatékot eredményező áram-rotorszög függvényeket (a 7.9.b.-e. ábrák folytonos görbéit) tartalmazzák. EPROM alapú függvénygenerátorokkal akármilyen alak előállítható. Az áramok amplitúdóját (a nyomaték nagyságát) az SZW fordulatszám szabályozó írja elő az ABS abszolútértékképzőn és az NG négyzetgyökvonón keresztül. Az SA, SB, SC és SD szorzók állítják elő a rotorszögnek megfelelő fázishelyzetű, és a nyomatéknak megfelelő amplitúdójú áramalapjeleket, pl. $i_{ca} = I_a \sqrt{\sin(Z_r \alpha')}$ ha $0 + k2\pi \leq Z_r \alpha' \leq \pi + k2\pi$, $i_{ca} = 0$, ha $\pi + k2\pi \leq Z_r \alpha' \leq 2\pi + k2\pi$. Az m_a nyomatékalapjel, ill. a kételőjelű I'_a áram-

alapjel előjelét figyeli a K komparátor és az előjeltől függően működteti a K1 kapcsolót. A 7.9.b.-e. ábrákból látható, hogy a nyomaték előjelváltása (a folytonos és a szaggatott vonalú áramgörbék váltása) az áramok $\delta = 180^\circ$ -os eltolását jelenti a $Z_r\alpha$ szögben. Ezt az eltolást végzi el a K1 kapcsoló azáltal, hogy 1 állásban $Z_r\alpha' = Z_r\alpha$, 2 állásban $Z_r\alpha' = Z_r\alpha - \delta$ szerint állítja be a függvénygenerátorokba bemenő $Z_r\alpha'$ szöget. Hajtáskor a pozitív szögsebességhez és nyomatékhoz a,b,c,d fázissorrend, a negatív szögsebességhez és nyomatékhoz a,d,c,b fázissorrend tartozik. Ez a fázissorrend váltás az α rotorszögről való fenti önvezérlés következtében magától végbemegy.



7.10. ábra. Fordulatszám szabályozott KR motoros szervohajtás.

A motor és a teljesítményelektronika kihasználása annál jobb minél kisebb árammal hozható létre egy adott nyomaték. E cél érdekében a KR motort a lehető legnagyobb $\Delta L = L_{\max} - L_{\min}$ induktivitás változással, L_{\max} növelése céljából a lehető legkisebb légréssel készítik. A túl kicsi légréss azonban nagyon precíz mechanikai megmunkálást, precíz csapágyazást igényel, emiatt e téren a tervezők kompromisszumra kényszerülnek. A KR szervomotor gyártásakor további problémát jelent az öninduktivitás megfelelő szögfüggésének a biztosítása. Ezek miatt a KR motoros szervohajtások ma még költségesek. A KR motor maximális áramának határt szab a vastelítődés. A fogak betelítődése nem engedhető meg, mert ha betelítődnének, akkor jelentősen csökkenne az $L_{\max} - L_{\min}$ induktivitás változás és a nyomaték. Az alkalmazáskor problémát jelenthet az is, hogy nagy fordulatszámon nagy a motorzaj és a forgórész vasvesztése. A motorzaj és a ventilációs veszteségek csökkentésére szokás a nagy fordulatszámú KR motorok forgórészét a fogak között hőálló műgyantával kiönteni.