

7.2. Léptetőmotoros hajtások

Ezeket a hajtásokat csak röviden ismertetjük annak ellenére, hogy a motor konstrukcióját, elektronikus kapcsolását, ill. vezérlését illetően igen sokféle megvalósítás létezik, és kisteljesítményű hajtásként gyakran alkalmazzák.

Legelterjedtebben három, négy és öt fázisú léptetőmotorokat használnak. A motor fázistekercseinek táplálása a legegyszerűbb esetben szimmetrikus, többfázisú négyszög feszültség- vagy áramrendszerrel történik. A motor tengelye a négyszögjelek ritmusára meghatározott nagyságú szögelfordulásokat, lépéseket végez. Ez a mozgás alacsony frekvenciájú jelek esetén gyakorlatilag diszkrét szögelfordulásoknak, egy bizonyos frekvencia fölött pedig egyenletes forgómozgásnak tekinthető. Megállítva a tápláló feszültség vagy áram kapcsolását a motor tengelye az utolsónak megtett lépés pozíciójának megfelelő helyen megáll. A kapcsolást újra elindítva a tengely lépegetése tovább folytatódik. A használt motorok lépésének a szöge általában $0,9^\circ$ és 15° között van.

A léptetőmotorokat pontos beállításuk és a digitális technikához könnyen illeszkedő jellegük miatt széles körben alkalmazzák. A számítástechnikában például a plotter tollának, a mágneslemez egységek olvasó fejének, a sornyomtatók papír továbbító hengerének és írófejének mozgatására használják. Orvosi műszerekben, valamint a szerszám gép iparban is elterjedten alkalmazzák.

A legtöbb léptetőmotor hengersizimmetrikus felépítésű, de nem ritka a lineáris léptetőmotoros kivitel sem.

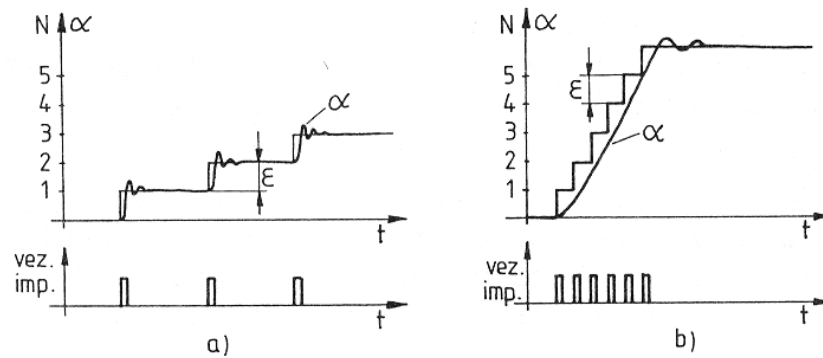
A léptetőmotoros hajtások első látásra nagy hasonlóságot mutathatnak az eddig tárgyalt kapcsolt reluktancia és szinkron szervohajtásokkal, de a **táplálásuk nem illesztett**. A kapcsolt reluktancia és a szinkron szervohajtásoknál az illesztésnek megfelelően az állórészáram fázishelyzetét szinkronozzák és alakját szabályozzák a forgórész helyzet függvényében, a nagyságát pedig a nyomatékigény szerint változtatják. Léptetőmotoros hajtásokban az állórésztekercsekre adott áram fázishelyzetét nem szinkronozzák, és alakját nem szabályozzák a forgórész helyzetéről, és a nagyságát sem változtatják a nyomatékigény függvényében. Emiatt a vezérlésük egyszerű. Az állórésztekercsek többfázisú feszültség- vagy áramrendszerét a vezérlőimpulzusok által meghatározott ütemben, megfelelő fázissorrendben léptetik.

7.2.1. Alapfogalmak

Lépésszög.

A léptetőmotorok fontos jellemzője a lépésszög. Legegyszerűbb esetben a motor minden vezérlőimpulzusra egy ε lépésszöggel, N számú impulzusra $N\varepsilon$ lépésszöggel fordul el, mint ahogy ezt a 7.11. ábra mutatja. Ez az egészlépéses üzem. Emellett létezik impulzusonként $\varepsilon/2$ elfordulású ún. féllépéses üzem,

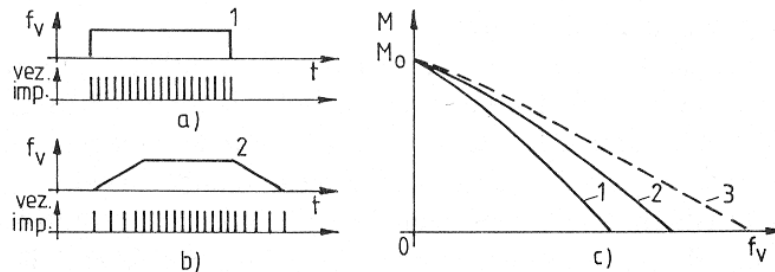
valamint az un. mikrolépéses üzemi vezérlés is, ami impulzusokként ε/n elfordulást idéz elő, ha n az egészlépés felbontása.



7.11. ábra. Egészlépéses üzem.
a. Kisfrekvenciás üzem, b. Nagyfrekvenciás üzem.

Léptetőmotorok vezérlőfrekvenciája, start-stop üzeme.

A vezérlőimpulzusok f_v vezérlőfrekvenciája egy adott indítás és leállítás közötti időszakban lehet időben állandó, vagy egy tetszőleges időfüggvény. Az első az állandó frekvenciás, a második a változó frekvenciás start-stop üzem. Az állandó frekvenciás start-stop időfüggvényt a 7.12.a. ábra mutatja. A leggyakoribb változó frekvenciás start-stop időfüggvényt a 7.12.b. ábra mutatja, ami az előbbtől abban különbözik, hogy a vezérlőimpulzusok frekvenciájának változtatási merevsége (df_v / dt) korlátozott értékű.



7.12. ábra. a. Állandó frekvenciás start-stop üzem,
b. Változó frekvenciás start-stop üzem, c. Nyomaték-frekvencia határjelleggörbék.

Kis vezérlőfrekvenciájú üzem.

Ha az f_v vezérlőfrekvencia kicsi, akkor az átmenet egyik pozícióból a másikba a 7.11.a. ábra szerint megy végbe. Lépésenként mechanikai eredetű lengés felléphet, de a lépések egymást nem zavarják. A lengés milyensége függ a motor tengelyére redukált tehetetlenségi nyomatéktól, a tengelykapcsoló rugalmasságától, a mechanikai (pl. viszkózus) és a villamos (pl. örvényáramú) csillapítástól, valamint a motor táplálási módjától (egyidejűleg egy, vagy többfázisú vezetés van, ill. milyen a kapcsolás).

Nagy vezérlőfrekvenciájú, közel egyenletes forgású üzem.

Nagy vezérlőfrekvencián az egyes lépések "egymásba érnek". Egy tipikus nagy frekvenciájú start-stop üzemet mutat a 7.11.b. ábra, ahol a lépcsős görbe mutatja a léptetési parancsot, a folytonos görbe pedig a motor forgórészének pozícióját az idő függvényében. A motor forgórésze a vezérlési parancshoz képest lemarad és a lépésszerű működés helyett közel egyenletes forgás alakul ki.

Lépéstévesztés.

Ha a motor a vezérlőimpulzusokat indítás, forgás és leállítás közben hibátlanul követi, akkor szinkron üzembről, ha néhány hibával követi, akkor lépéstévesztésről beszélünk. Ha teljes követés képtelenség lép fel, és a motor a ráadott impulzusok ellenére leáll, akkor a szinkronizmusból való kiesésről beszélünk.

Nyomaték-frekvencia határ jelleggörbék.

A vezérelt léptető motoros hajtások egyik kulcskérdése, hogy milyen feltételek mellett tudja a motor a ráadott impulzusokat hibamentesen követni. A léptetőmotor katalógusok erre vonatkozóan nyomaték-frekvencia határ jelleggörbékkel közölnek, amelyekből a tipikusakat a 7.12.c. ábra mutat. Az 1. jelű görbe a 7.12.a. ábra szerinti állandó frekvenciájú start-stop üzemre, a 2. jelű görbe a 7.12.b. ábra szerinti változó frekvenciájú start-stop üzemre vonatkozik. A 3. jelű az állandósult szinkron üzemű terhelhetőségi határgörbe (szaggatott vonal). Az ábrából leolvasható az $f_v=0$ -hoz tartozó nyomaték, valamint a mechanikai rezonancia jelenségek miatt fellépő esetleges nyomaték zavarok, és az ehhez tartozó kerülendő frekvenciasávok. A nulla vezérlőfrekvenciához tartozó M_0 indítónyomaték az a legnagyobb nyomaték, amivel terhelve a motor még képes egyik üzemállapotból a másikba átlépni.

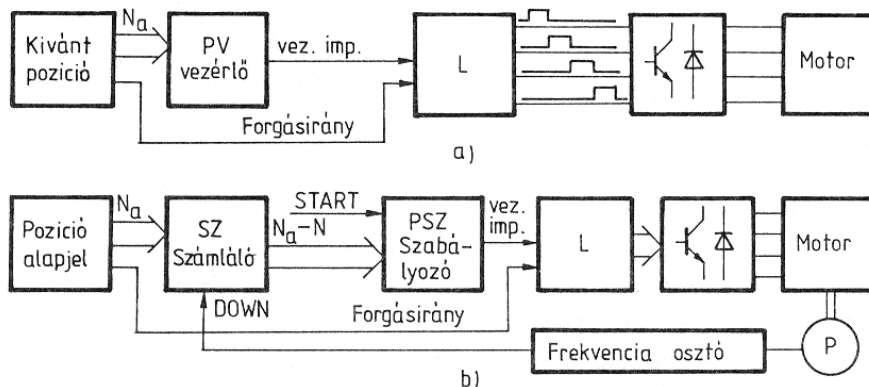
Az így megadott nyomaték-frekvencia jelleggörbék szigorú feltételek teljesülése esetén érvényesek. Ezeknek a feltételeknek egy része mechanikai, más része villamos. A mechanikai feltételek pl. a gyorsítandó tömeget szabják meg és a tengelykapcsolat rugalmasságára, csillapítási tulajdonságaira tartalmazznak megkötéseket. A villamos feltételek megmondják, hogy a jelleggörbék milyen kapcsolásban mérték, milyen táplálási és vezérlési jellemzőkkel. A lépéstévesztés elkerülésének egyik módja a fenti nyomaték-frekvencia határjelleggörbék betartása pl. a vezérlőfrekvenciának és a frekvencia növelési sebességnek a korlátozásával, a másik mód a zárt hurkú rendszer alkalmazása.

Szabályozástechnikai szempontból kétféle léptetőmotoros hajtás építhető: nyílt láncú, vezérelt és zárt hurkú, visszacsatolt rendszerű.

Nyílt hurkú, vezérelt léptetőmotoros hajtás.

A pozicionálás ilyenkor vezérelten valósul meg, nincs visszacsatolás a motor α szögelfordulásáról. Az ilyen hajtásokban nem alkalmaznak sem szöghelyzetadót, sem pozíció szabályozókört. A 7.13.a. ábra szerint a PV pozíció vezérlő adja ki a vezérlőimpulzusokat. A PV vezérlőnek olyan frekvenciájú vezérlőimpulzusokat kell kiadnia, amelyeket a léptetőmotor lépéstévesztés nélkül

tud követni. A vezérlőimpulzusokat az L logikai áramkör szétosztja a fázisok között a forgásiránynak megfelelő fázissorrendben. Az L egység kimenő jelei a motor fázistekercseit tápláló, elektronikus kapcsolást vezérik úgy, hogy a legutolsó kapcsolási állapotot a következő vezérlőimpulzus beérkezéséig fenntartják. Az elért kívánt pozíciót (az N_a lépésszámot) és a kívánt forgásirányt a felhasználónak kell megadnia. Az esetleg fellépő lépéstévesztést a pozíció vezérlő nem veszi észre, és nem korrigálja ki.



7.13. ábra. a. Vezérelt léptetőmotoros hajtás, b. Szabályozott léptetőmotoros hajtás.

Zárt hurkú, szabályozott léptetőmotoros hajtás.

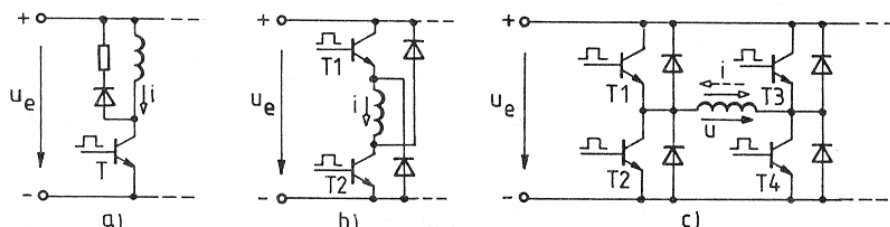
Az ilyen hajtásokban ellenőrzik a motor tényleges α elfordulási szögét, mindig van a motor tengelyén szöghelyzetadó, és mindig van pozíció szabályozókör. A 7.13.b. ábra arra az esetre mutat egy megoldást, amikor pozíció alapjelként a kívánt lépések N_a számát kell megadni irány megjelöléssel és start paranccsal együtt. Az SZ számlálót feltöltik a kívánt lépések N_a számával. A P impulzusadó leosztott jele lépésenként egy impulzussal csökkenti a számláló tartalmát. Így a számláló tartalma mindig a $\Delta N = N_a - N$ pozíció hibajel, azaz a még megteendő lépések száma. A PSZ pozíciószabályozó működhet a klasszikus szabályozókhoz hasonlóan (lehet pl. egy frekvencia kimenetű PI szabályozó), vagy működhet egyszerű start-stop üzemben.

Start-stop üzemben a PSZ szabályozó feladata egy N_a számú impulzusból álló $f_v(t)$ vezérlőfrekvencia-idő függvény előállítás, amely általában a 7.12.b. ábra szerinti alakú. A vezérlőimpulzusok a start jelre indulnak és N_a lépés megtétele után $\Delta N = 0$ elérésekor megszűnnek. A $\Delta N = 0$ hibájú állapot $\Delta N = \Delta N_{fék}$ megközelítésekor kezdik el fokozatosan csökkenteni a vezérlőimpulzusok frekvenciáját, majd a számláló $\Delta N = 0$ értékére kiadják a stop parancsot. Az esetleg fellépő lépéstévesztést a pozíciószabályozó kiszabályozza.

A léptetőmotorok fázistekercseinek kapcsolási módjai.

A léptetőmotorok táplálási módjára kialakult néhány jellegzetes kapcsolás, amelyeket itt összevonva ismertetünk. A léptetőmotorok készülhetnek egyszerű

(monofiláris), vagy kettős (bifiláris) fázistekercsekkel aszerint, hogy egy vagy két összefogott szállal tekercselik azokat. Az egyszerű fázistekercsek táplálása lehet unipoláris és bipoláris, azaz egy-, vagy kétirányú fázisáramot szolgáltatató elektronikus kapcsolás. A két szállal tekercselt motoroknál a kettős fázistekercseket általában külön-külön unipolárisan táplálják. A kapcsolások különbözhetnek még abban is, hogy hogyan oldják meg a fázisáram kikapcsolásakor a tekercsben tárolt mágneses energia elvezetését, ill. hasznosítását, a kapcsoló tranzisztor védelmét.



7.14. ábra. Egyszerű tekercselés táplálási módjai.

a., b. Unipoláris áramú kapcsolás, c. Bipoláris áramú kapcsolás.

A 7.14. ábra egyszerű tekercselésű motor egy fázisának táplálási módjait szemlélteti. Az a. és b. ábra az unipoláris áramú kapcsolásra mutat példát, kétféle kikapcsolókörrrel, az első veszteséges, a második nem. A c. ábra szerinti bipoláris kapcsolás egy 4/4-es egyenáramú szaggató (4.3.1. fejezet). Ez három diszkrét $u = +U_e, -U_e, 0$ feszültséget és kétirányú i áramot tud előállítani, és az áram kikapcsolásakor a tekercsben tárolt energiát képes az U_e feszültségű táphálózatba visszatáplálni.

A 7.15. ábra kettős tekercseléssel ellátott motor fázistekercseinek táplálására mutat példát. Az a. ábrában egy olyan unipoláris kapcsolás látható, ahol a szoros induktív csatolásban levő bifiláris tekercset használják kikapcsoláskor a tárolt energia visszavezetésére a táphálózatba. A b. ábrában a kettős tekercsben ellentétes értelmű irányítással, két unipoláris kapcsolással hoznak létre kétirányú gerjesztést egy-egy fázisban. A kétirányú gerjesztés előállítása így sokkal egyszerűbb, mint a 7.14. c. szerinti kapcsolásban. Hátrány viszont az, hogy így a motor kihasználtsága csak kb. 70%-os. Másik hátrány az, hogy nincs megoldva a kikapcsolási energia visszatáplálása. Emiatt ezt a kapcsolást csak kisebb teljesítményű motoroknál alkalmazzák.

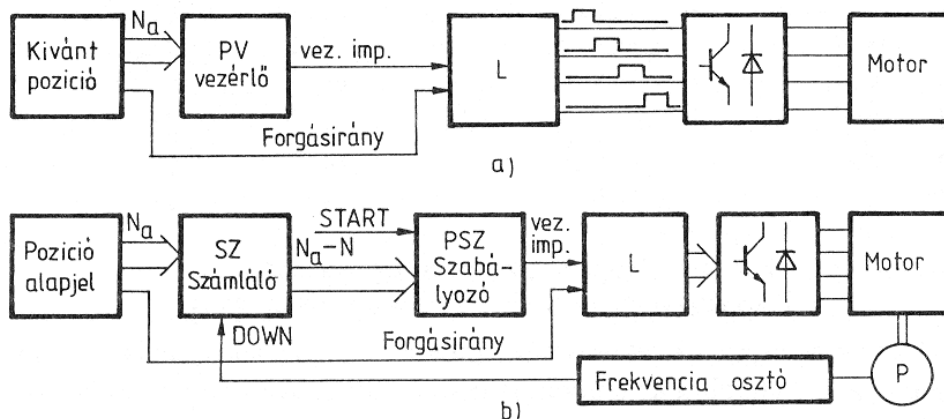
A léptetőmotorok fázisáramai, áramalakok.

A táplálás módja szerint megkülönböztetünk:

- feszültséggenerátoros,
- kvázi áramgenerátoros, és
- szabályozott áramú táplálást.

Az előbbi 7.14. és 7.15. ábrák a **feszültséggenerátoros** táplálásra mutatnak példákat. A tranzisztorok a vezérlőimpulzus idejére az U_e tápfeszültséget kapcsolják a fázistekercsekre. A tekercsek árama ennek hatására szabadon alakul ki, alakja munkapontfüggő lesz.

tud követni. A vezérlőimpulzusokat az L logikai áramkör szétosztja a fázisok között a forgásiránynak megfelelő fázissorrendben. Az L egység kimenő jelei a motor fázistekercseit tápláló, elektronikus kapcsolást vezérlik úgy, hogy a legutolsó kapcsolási állapotot a következő vezérlőimpulzus beérkezéséig fenntartják. Az elérni kívánt pozíciót (az N_a lépésszámot) és a kívánt forgásirányt a felhasználónak kell megadnia. Az esetleg fellépő lépéstévesztést a pozíció vezérlő nem veszi észre, és nem korrigálja ki.



7.13. ábra. a. Vezérelt léptetőmotoros hajtás, b. Szabályozott léptetőmotoros hajtás.

Zárt hurkú, szabályozott léptetőmotoros hajtás.

Az ilyen hajtásokban ellenőrzik a motor tényleges α elfordulási szögét, mindig van a motor tengelyén szöghelyzetadó, és mindig van pozíció szabályozókör. A 7.13.b. ábra arra az esetre mutat egy megoldást, amikor pozíció alapjelként a kívánt lépések N_a számát kell megadni irány megjelöléssel és start paranccsal együtt. Az SZ számlálót feltöltik a kívánt lépések N_a számával. A P impulzusadó leosztott jele lépésenként egy impulzussal csökkenti a számláló tartalmát. Így a számláló tartalma mindig a $\Delta N = N_a - N$ pozíció hibajel, azaz a még megteendő lépések száma. A PSZ pozíciószabályozó működhet a klasszikus szabályozókhoz hasonlóan (lehet pl. egy frekvencia kimenetű PI szabályozó), vagy működhet egyszerű start-stop üzemben.

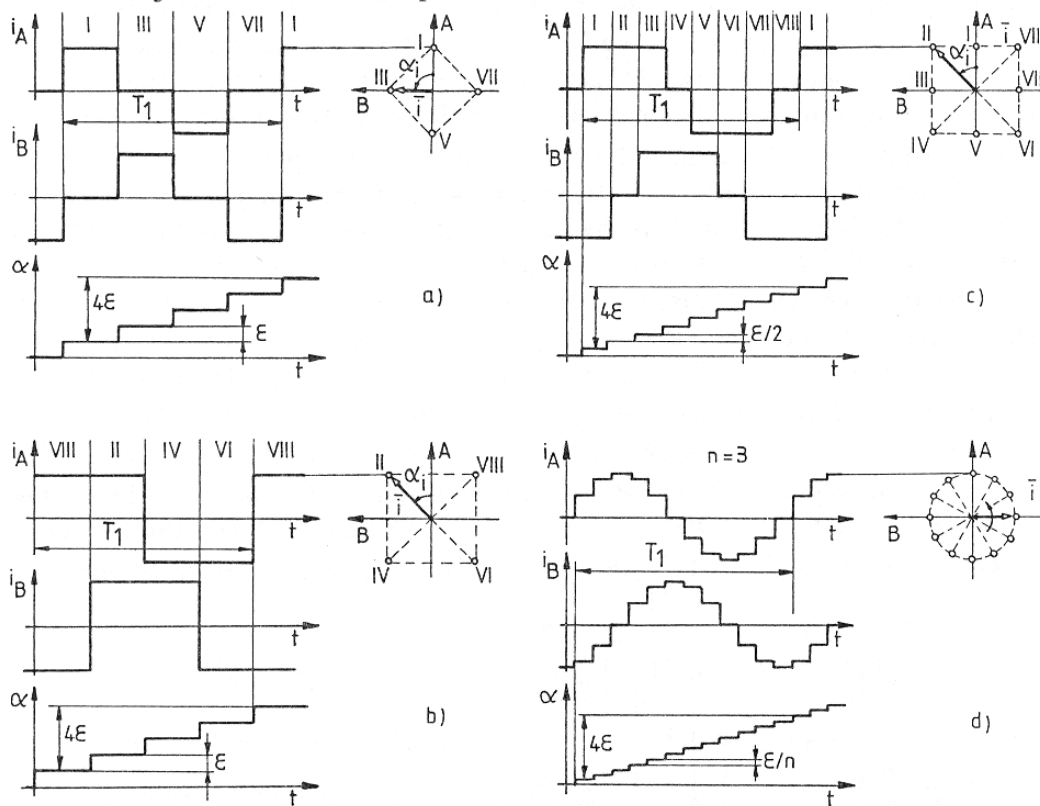
Start-stop üzemben a PSZ szabályozó feladata egy N_a számú impulzusból álló $f_v(t)$ vezérlőfrekvencia-idő függvény előállítás, amely általában a 7.12.b. ábra szerinti alakú. A vezérlőimpulzusok a start jelre indulnak és N_a lépés megtétele után $\Delta N = 0$ elérésekor megszűnnek. A $\Delta N = 0$ hibájú állapot $\Delta N = \Delta N_{fék}$ megközelítésekor kezdik el fokozatosan csökkenteni a vezérlőimpulzusok frekvenciáját, majd a számláló $\Delta N = 0$ értékére kiadják a stop parancsot. Az esetleg fellépő lépéstévesztést a pozíciószabályozó kiszabályozza.

A léptetőmotorok fázistekercseinek kapcsolási módjai.

A léptetőmotorok táplálási módjára kialakult néhány jellegzetes kapcsolás, amelyeket itt összevonva ismertetünk. A léptetőmotorok készülhetnek egyszerű

feltétele, hogy az u_{v1} és u_{v2} vezérlőjelek egyidejűleg nem vehetik fel a H értéket, mivel ez egyenköri zárlathoz vezetne.

A leírt áramszabályozással pl. a 7.24. ábrán látható kétfázisúan elkötött négyfázisú léptetőmotor háromféleképpen táplálható a 7.18.a., b. és c. ábra szerint. A fázisáramok 7.16. ábra szerinti kapcsolású áramszabályozásáról feltesszük, hogy ideális négyszögáram szabályozást tud megvalósítani. A 7.18. ábrában a fázisáramok időfüggvényeivel együtt ábrázoljuk a forgórész szögelfordulásának időfüggvényét is, és a fázisáramok mellett felrajzoljuk a térbeli gerjesztésvektorokkal arányos $\vec{i} = i_A + j i_B$ áram Park-vektort. Az a. ábrán csupa egyfázisú vezetéstől álló egészlépéses vezérlés, a b. ábrán csupa kétfázisú vezetéstől álló szintén egészlépéses vezérlés látható. A c. ábra a két előző kombinációjával kialakított féllépéses vezérlést mutat be.



7.18. ábra. Kétfázisú léptetőmotor üzemmódjai.

a. Egyfázisú egészlépéses üzem, b. Kétfázisú egészlépéses üzem, c. Féllépéses üzem, d. Mikrolépéses üzem.

A szabályozott áramú léptetőmotoros hajtások egy különleges csoportja a mikrolépéses hajtás. Ezek általában kettő- ill. négyfázisú léptetőmotorokkal készülnek. A fázisáram alakjuk nem impulzusszerű, hanem az $I_m \sin W_1 t$, ill. az $I_m \cos W_1 t$, függvények diszkrét értékeit veszik fel ($W_1 = 2\pi f_1$). A felbontóképességtől, a felvehető diszkrét értékek számától függ a motor ε/n

mikrolépéseinek finomsága. A fázisáramok értékeit finomlépésenként az I_m nagyságú \bar{i} áramvektor vetületének megfelelő értékekre szabályozzák. A 7.18.d. ábra mutatja egy $n=3$ felbontású $\varepsilon/3$ lépésszögű mikrolépéses vezérlésű kétfázisú motor jellegzetes függvényeit. A valóságban az n felbontóképesség sokkal nagyobb is lehet.

A táplálás $T_1 = 1/f_1$ periódusideje alatt, a 7.18. ábra valamennyi esetében 4ε szöget fordul el a forgórész.

A léptetőmotorok fázistekercseinek gerjesztési módjai.

Általános fázisszámú léptetőmotornál a gerjesztés módja szerint egy-, két-, vagy többfázisú gerjesztésű állapotokból kialakuló üzemet különböztethetünk meg. Egyfázisú gerjesztésű állapotok (7.18.a. ábra) egymás utáni létrehozása a legegyszerűbb. Ekkor az L logikai áramkör (7.13. ábra) a vezérlőimpulzusokat a forgásiránynak megfelelő sorrendben az egyes fázistekercsek vezérlésére rendre kiosztja úgy, hogy mindig csak egy fázis kap vezérlést. Egészlépéses üzem jön létre impulzusonként ε lépésszöggel. Szokásos gerjesztési mód a kétfázisú vezetésekkel álló üzem (7.18.b. ábra), amelyben a fázisok ciklikusan cserélődnek. Ez a vezérlés csökkenti a léptetőmotor mechanikai lengés hajlamát, az üzem így is egészlépéses. Előfordul az olyan vezérlés is, amelynél az egy- és kétfázisú vezérléseket felváltva alkalmazzák. Ilyenkor féllépéses az üzem.

Az előbb tárgyalt mikrolépéses léptetőmotoros hajtás gerjesztési módja is kétfázisú vezérlésekből álló üzemmel jön létre. Ilyenkor az eredő gerjesztés amplitúdója állandó, iránya finom lépésekkel változtatható. Az egészlépéses üzemhez képest az n felbontástól függően a motor ε/n lépésszöge sokszorosán finomítható.

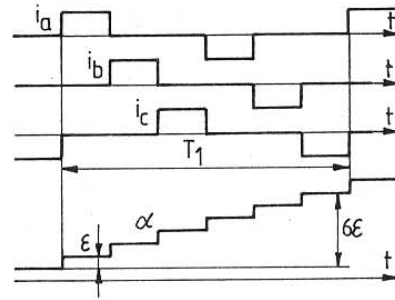
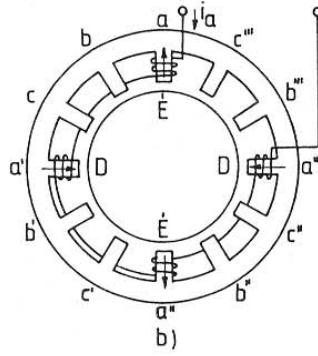
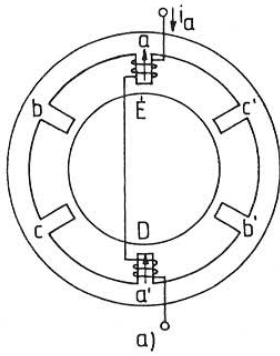
Külön osztályt képez a delta kapcsolású léptetőmotorok gerjesztési módja, amelynél mindig minden fázis vezet áramot ciklikusan cserélt áramiránnyal. A delta kapcsolás az öt-, ill. hétfázisú léptetőmotoroknál szokásos.

7.2.2. Léptetőmotor típusok

A rendkívül sokféle konstrukciós megoldás alapvetően a következő háromféle változaton alapszik.

Állandómágneses léptetőmotor. A 7.19. ábra $m^* = 3$ fázisú esetre mutatja az egyszerűsített felépítést. Az állórészen m^*2p kiálló pólus van koncentrikus tekercseléssel, a forgórészen $2p$ pólusú állandómágnes van. Az a. ábrában $2p=2$ a pólusszám és $\varepsilon = 360^\circ / (m^*2p) = 60^\circ$ a lépésszög, a b. ábrában $2p=4$ és $\varepsilon = 30^\circ$. Az ábrákban csak az a fázis tekercselését rajzoltuk fel. Állandósult szinkron üzemben a 7.20. ábra mutatja áramgenerátoros táplálás esetén az i_a, i_b, i_c fázisáramok és az α forgórész elfordulásiszög időfüggvényeit. Látható, hogy a mágneses forgórész miatt az állórészen bipoláris táplálás (kétirányú áram) szükséges. A táplálás $T_1 = 1/f_1$ idejű periódusa alatt $2m^* = 6$ lépést tesz meg a forgórész és ennek

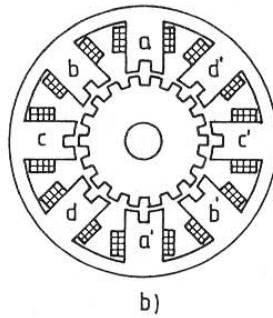
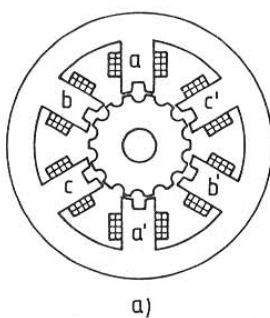
megfelelően f_1 / p fordulatszámmal forog. Szinuszos mezőeloszlást feltételezve ez a típusú léptetőmotor közelítőleg egy kiállópólusú szinkrongépnek tekinthető $\Psi_p = \text{const.}$ pólusfluxussal. Így pl. áramgenerátoros tápláláskor alapharmonikus közelítéssel élve a nyomaték az (5.54) összefüggés szerint számítható.



7.19. ábra. Háromfázisú állandómágneses léptetőmotor elvi felépítése.
a. $2p=2$, $\varepsilon=60^\circ$, b. $2p=4$, $\varepsilon=30^\circ$.

7.20. ábra. Háromfázisú állandómágneses léptetőmotor szinkron üzeme.

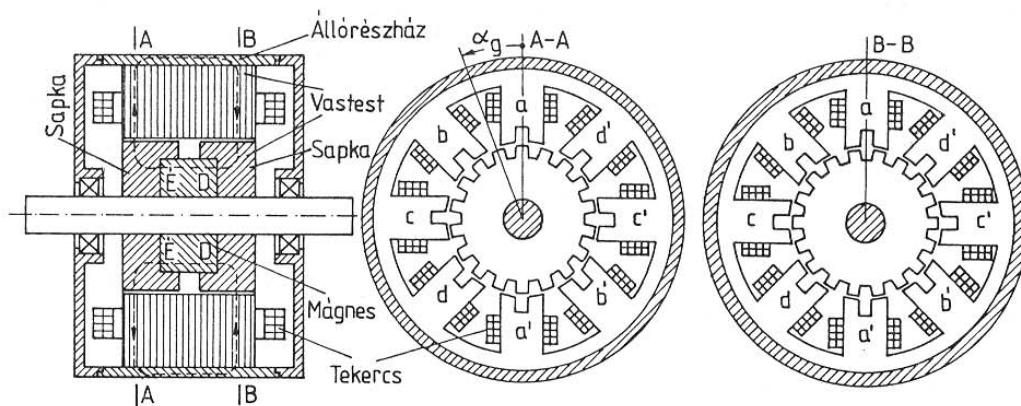
Reluktancia léptetőmotor. Ez a fajta léptetőmotor a kapcsolt reluktancia motorhoz (7.1. fejezet) hasonlóan mind az állórészen, mind a forgórészen kiállópólusú (fogazott), állandómágnes nincs beépítve. A 7.21.a. ábra $m^* = 3$ fázisra, $2p=2$ állórészpólusra, $Z_r = 14$ rotorfogszámra és $\varepsilon = 360^\circ / (m^* Z_r) = 8,57^\circ$ lépésszögre mutatja a felépítést, a b. ábrában $m^* = 4$, $2p=2$, $Z_r = 18$ és $\varepsilon = 5^\circ$. A reluktancia léptetőmotor a KR motorhoz hasonlóan unipoláris (egyirányú) árammal is táplálható. Állandósult, áramgenerátoros szinkron üzemben az áramok időfüggvénye háromfázisú esetben a 7.7.b.-d. ábrák szerint, kétfázisú (ill. a 7.24.ábra szerinti kétfázisúan elkötött négyfázisú) esetben a 7.18.a.-c.ábrák szerint alakul. A nyomaték áramgenerátoros tápláláskor a (7.10) összefüggéssel számítható. Állandósult szinkron üzemben f_1 / Z_r a fordulatszám.



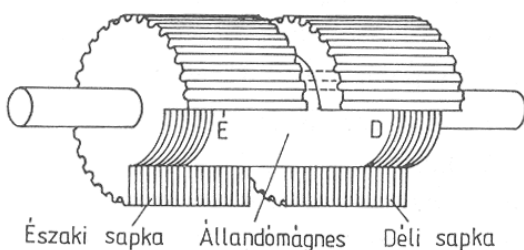
7.21. ábra. Reluktancia léptetőmotor elvi felépítése.
a. $m^* = 3$, $2p=2$, $Z_r = 14$, $\varepsilon = 8,57^\circ$,
b. $m^* = 4$, $2p=2$, $Z_r = 18$, $\varepsilon = 5^\circ$.

Hibrid léptetőmotor. A hibrid léptetőmotornál - a reluktancia léptetőmotorhoz hasonlóan - mind az állórész, mind a forgórész fogazott és - az állandómágneses

léptetőmotorhoz hasonlóan - a forgórészen állandómágnes is van. A forgórész konstrukciója alapvetően eltér az eddigiektől. A hibrid léptetőmotor szerkezete a 7.22. ábrán látható $m^* = 4$ fázisú, $2p=2$ állórészpólusú, $Z_r = 18$ rotorfogszámú és $\varepsilon = 360^\circ / (m^* Z_r) = 5^\circ$, lépésszögű motorra. A gép forgórésze antimágneses tengelyből, a tengelyre húzott gyűrű alakú állandómágnesből és azt a 7.23. ábra szerint körülvevő sapkákból áll. Az állandómágnes axiálisan van felmágnesezve ezért a baloldali sapka északi, a jobboldali déli pólusú lesz. Az állandómágnes fluxusa az északi sapkánál lép ki és a déli sapkánál lép vissza a forgórészbe. A sapkákat porvasmagnból, ill. tömör vagy lemezelte lágymágneses anyagból készítik. A sapkák palástján $Z_r = 18$ számú fog van. Az északi és déli sapkák egymáshoz képest fél forgórész fogosztással el vannak forgatva. Ily módon biztosítható, hogy az állórésztekercseket gerjesztve az északi és a déli forgórész sapkára azonos irányú nyomaték hat. Az állórész vastestet lágymágneses vaslemezekből állítják össze. Az állórész lemezcsomagra - az állandómágnes által létrehozott fluxus jó vezetése érdekében - általában ráhúznak egy tömör lágymágneses házat. Az állórészen fázisonként $2p=2$, összesen $m^* 2p=8$ kiállópólus van és ezeken 2 fogból álló fogcsoportok vannak. A fogcsoportok fogosztása $\tau = 360^\circ / 16 = 22,5^\circ$, amely alig különbözik a forgórész $\tau_r = 360^\circ / Z_r = 360^\circ / 18 = 20^\circ$ fogosztásától. Az egyes fázisok $2p$ számú koncentrikus tekercsei sorba vannak kötve egymással úgy, hogy az összes - ehhez a fázishoz tartozó - kiállópólus egyirányú (pl. a forgórész felé mutató) gerjesztést hozzon létre. Egy adott fázis valamennyi kiállópólusa alatt ugyanaz a fogcsoportok pozíciója a forgórész fogakhoz képest. Pl. a 7.22. ábrában az a és a' pólusok fogai éppen szemben állnak a déli sapka fogaival. A többi fázisok kiállópólusai a forgórész ε , 2ε , ill. 3ε elfordulásakor kerülnek ugyanilyen helyzetbe. Az állapotok $m^* \varepsilon = 4\varepsilon$ lépésszögenként ismétlődnek. Állandósult szinkron üzemben f_1 / Z_r a fordulatszám.



7.22. ábra. Hibrid léptetőmotor szerkezeti felépítése.



7.23. ábra. Hibrid léptetőmotor forgórésze.

A hibrid léptetőmotor a képzeletben axiálisan két egyenlő részre - északira és délre - osztható. Ezekben az állandómágnes homopoláris, az állórész-gerjesztés heteropoláris mezőt hoz létre. E két mező egymáshatásaként jön létre a nyomaték. A pontos vizsgálat a mágneses kör bonyolultsága miatt nehéz feladat. Hosszas számítás után belátható, hogy a hibrid léptetőmotor jó közelítéssel egy Z_r pólusszámú, kiálló-pólusú szinkrongépnek tekinthető. Így mind pillanatértékekre, mind alapharmonikusokra érvényesek az 5.43. ábra helyettesítő képei. Az állandómágneses szinkrongéphez hasonlóan L_d itt is kisebb mint L_q és a $\psi_p = \Psi_p$ pólusfluxus tranzienst üzemben is állandó.

Mivel a négyfázisú hibrid léptetőmotort gyakran alkalmazzák, ezért a következőkben ezt részletesebben is megvizsgáljuk.

7.2.3. Négyfázisú hibrid léptetőmotor nyomaték viszonyai

Négyfázisú bipoláris gépeknél mindig azonos i_A nagyságú áramot bocsátanak át az első és a harmadik (a,c) fázistekercseken és szintén azonos nagyságú i_B áramot a második és a negyedik (b,d) fázistekercseken. Ennek megfelelően az említett fázisok tekercseit a 7.24.a. ábrán látható módon sorosan szembe kapcsolják, ellentétes értelemben gerjesztik. Az így elkötött négyfázisú tekercselés egyenértékű a 7.24.b. ábra szerinti kétfázisú tekercseléssel. Belátható, hogy $u_a = -u_c = u_A/2$ és $u_b = -u_d = u_B/2$. Ez a gép továbbra is négyfázisú, de tekercsei "kétfázisúan" vannak összekötve. A 7.24.a.,b. ábrák alapján

$$i_A = i_a = -i_c, \quad i_B = i_b = -i_d, \quad u_A = u_a - u_c, \quad u_B = u_b - u_d. \quad (7.12a-d)$$

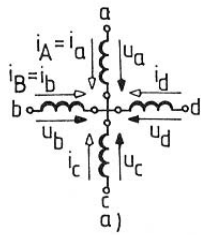
Behelyettesítve ezeket a négyfázisú Park-vektor (5.42a) definíciós képletébe

$$\bar{i} = i_A + j i_B, \quad \bar{u} = (1/2)u_A + j(1/2)u_B. \quad (7.12a,b)$$

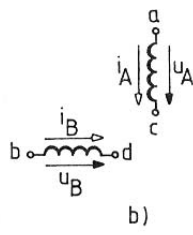
Figyelembe véve az $i_a = -i_c$, $i_b = -i_d$ és $u_a = -u_c$, $u_b = -u_d$ egyenlőségeket az (5.42b,c) definíciós képletekből

$$i_o = 0, \quad i_s = 0 \quad \text{és} \quad u_o = 0, \quad u_s = 0 \quad (7.13a-d)$$

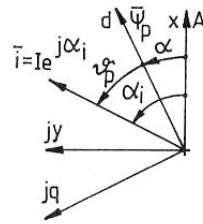
adódik. Eszerint ebben a kapcsolásban elegendő csak a Park-vektorokkal számolni, mivel zérussorrendű és sztatikus összetevő nem lép fel.



7.24. ábra. a. Kétfázisúan elkötött négyfázisú tekercselés.



b. Egyenértékű kétfázisú tekercselés.



7.25. ábra. Áramvektor az x-y és a d-q koordinátarendszerben.

Park-vektoros egyenletek. Határozzuk meg az állórészfluxus Park-vektort x-y álló ($\bar{\psi} = \psi_x + j\psi_y$) és d-q forgó ($\bar{\psi}^* = \psi_d + j\psi_q$) koordinátarendszerben. A két koordinátarendszer kapcsolatát a 7.25.ábra szemlélteti. E fejezetben a forgórész villamos szögben mért szögelfordulását α -val szögsebességét w -vel, a geometriait α_g -vel és w_g -vel jelöljük ($\alpha = Z_r \alpha_g$, $w = Z_r w_g$). A d-q koordinátarendszerbeli fluxus Park-vektor komponensei az 5.43.c.,d. ábrák alapján kiszámíthatók:

$$\psi_d = L_d i_d + \Psi_p, \quad \psi_q = L_q i_q. \quad (7.14a,b)$$

Behelyettesítve az $i_d = (\bar{i}^* + \hat{i}^*)/2$ és az $i_q = (\bar{i}^* - \hat{i}^*)/(2j)$ összefüggéseket a

$$\bar{\psi}^* = [(L_d + L_q)/2] \bar{i}^* + [(L_d - L_q)/2] \hat{i}^* + \Psi_p \quad (7.15)$$

fluxusegyenlet adódik d-q koordinátarendszerben. Ebből a $\bar{\psi} = \bar{\psi}^* e^{j\alpha}$ és az $\bar{i} = \bar{i}^* e^{j\alpha}$ koordináta transzformációs egyenleteket felhasználva kiadódik a fluxusegyenlet álló koordinátarendszerben:

$$\bar{\psi} = [(L_d + L_q)/2] \bar{i} + [(L_d - L_q)/2] \hat{i} e^{j2\alpha} + \Psi_p e^{j\alpha}. \quad (7.16)$$

A kapocsfeszültség Park-vektora álló koordinátarendszerben

$$\bar{u} = R \bar{i} + d\bar{\psi} / dt, \quad (7.17)$$

d-q koordinátarendszerben

$$\bar{u}^* = R \bar{i}^* + d\bar{\psi}^* / dt + jw \bar{\psi}^*. \quad (7.18)$$

Itt R az a,b,c,d fázistekercsek ellenállása, $w = d\alpha / dt$ a forgórész villamos szögsebessége.

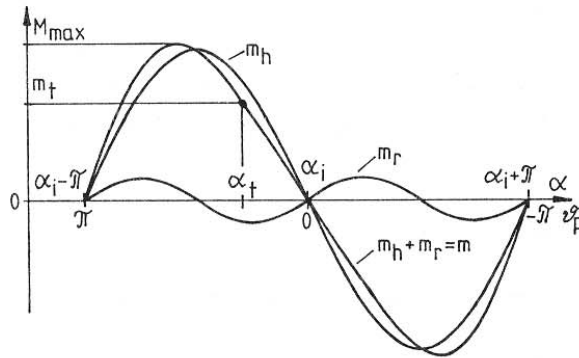
Az (5.44.a) háromfázisú Park-vektoros nyomatóképlettel való analógia alapján a nyomatóék az alábbiak szerint számítható:

$$m = C\bar{\Psi} \times \bar{i} = C\bar{\Psi}^* \times \bar{i}^*, \quad (7.19)$$

ahol $C = (m^*/2)Z_r = (4/2)Z_r$ (látható, hogy a póluspárok szerepét a Z_r rotorfogszaám veszi át).

Állandósult álló állapotú üzem. Ekkor a léptetőmotor tekercseire egyenfeszültséget (egyenáramot) kapcsolunk és a tengelyét állandó nyomatékkal terheljük. A tekercsekre kapcsolt feszültség Park-vektora $\bar{u} = Ue^{j\alpha_u}$ és állandósult állapotban az áramvektor $\bar{i} = \bar{u}/R = Ie^{j\alpha_i}$ ($I = U/R$ és $\alpha_i = \alpha_u$). Az \bar{i} vektort behelyettesítve a (7.16) fluxusegyenletbe a villamos nyomaték (7.19)-ből kiszámítható:

$$m = -C\Psi_p I \sin(\alpha - \alpha_i) - CI^2(L_d - L_q) \sin(2\alpha - 2\alpha_i)/2. \quad (7.20)$$



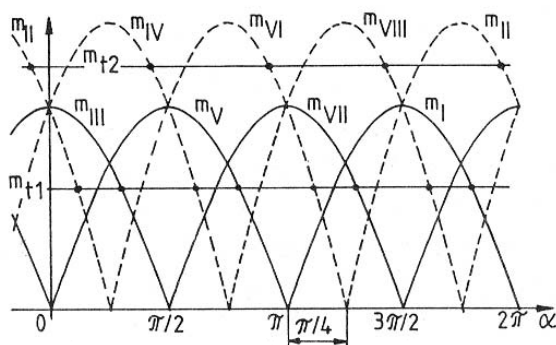
7.26. ábra. Nyomaték az α függvényében (álló állapot).

A kifejezés első tagja az m_h hengeres-, a második az m_r reluktancianyomaték. A 7.26. ábra mutatja a nyomatékot az α villamos szög függvényében. Zérus $m_t = 0$ terhelőnyomatéknál a forgórész beáll az áramvektor irányába: $\alpha = \alpha_i$, $m_t \neq 0$ terhelésnél viszont az $m = m_t$ -nek megfelelő α_t szögű pozícióban áll. Bevezetve a d tengely (a $\bar{\Psi}_p$ pólusfluxus vektor) és az \bar{i} áramvektor közötti $\vartheta_p = \alpha_i - \alpha$ nyomatékszöget (7.25. ábra) a 7.26. ábrába berajzolható a ϑ_p skála is. Állandó terhelőnyomatéknál stabilis munkapontok a nyomatékgörbe $\partial m / \partial \alpha < 0$, ill. $\partial m / \partial \vartheta_p > 0$ szakaszára esnek. A reluktancianyomaték - $L_d < L_q$ esetben - a stabilis szakaszon csökkenti a nyomatékgörbe meredekségét. Álló állapotban a megengedhető m_t terhelőnyomatékot az m villamos nyomaték M_{\max} maximuma az un. tartónyomaték korlátozza. A reluktancia összetevőt elhanyagolva

$$M_{\max} = C\Psi_p I. \quad (7.21)$$

A 7.24. ábra szerinti kapcsolásban az A és B fázisokat a 7.18.c. ábrának megfelelően táplálva 8 különböző α_i szögű \bar{i} áramvektor állítható elő. A 8 féle vezetési állapot $m_I(\alpha), m_{II}(\alpha), \dots$ nyomaték görbéinek $m > 0$ szakaszait mutatja a

7.27. ábra. A nyomatékok indexei a 7.18.c. ábrabeli I-VIII jelű vezetési állapotokra utalnak. A nyomatékgörbék α -ban mérve α_i -ből adódóan $360^\circ/8 = 45^\circ$ -onként (α_g - ben $\tau_r/8 = \varepsilon/2$ -ként) követik egymást. Az egyfázisú (páratlan számú) vezetési állapotokban $I=I_f$, a kétfázisúakban (páros számúakban) $I = \sqrt{2}I_f$ (I_f a fázisáram). Így (7.21)-nek megfelelően a kétfázisú vezetés alatt a tartónyomaték, a reluktancianyomatékot elhanyagolva, $\sqrt{2}$ -szöröse az egyfázisúnak. A 7.27. ábrából látható, hogy α függvényében egy forgórész fogosztásnak megfelelő $Z_r\tau_r = 360^\circ$ -on belül, a terhelőnyomatéktól függően, 8db ($m_t = m_{t1}$), vagy 4 db ($m_t = m_{t2}$) stabil pozíció van.



7.27. ábra. Nyomaték szögfüggése (álló állapot).

Állandósult szinkron üzem. Erre az üzemre jellemző, hogy állandó f_v vezérlőfrekvencia és m_t terhelőnyomaték mellett beállt a periodikus állandósult állapot.

Ha ebben az üzemben f_1 az \bar{i} áramvektor körülfordulási frekvenciája (a táplálás frekvenciája), akkor ehhez $f_v = g f_1$ vezérlőfrekvencia tartozik, ahol g az áramvektor lehetséges helyzeteinek a száma. A 7.18.a. és b. ábra szerinti egészlépéses üzemben $g=4$, a 7.18.c. szerinti féllépéses üzemben $g=8$. A pontos vizsgálat nehézkes, mivel ekkor a villamos egyenletek mellett az

$$m = m_t + D w_g + \theta d w_g / dt, \quad w_g = d \alpha_g / dt, \quad (7.22a-d)$$

$$m = m_t + D' w + \theta' d w / dt, \quad w = d \alpha / dt$$

mozgásegyenleteket is figyelembe kell venni (D a csillapítási tényező, θ a motor tengelyére redukált eredő tehetetlenségi nyomaték, $D' = D/Z_r$, $\theta' = \theta/Z_r$). Egyszerű eredményt kapunk, ha alapharmonikusokkal számolunk és elhanyagoljuk a szögsebesség ingadozását. Egy adott vezérlőfrekvencia fölött megengedhető annak a feltételezése, hogy a forgórész az állórészgerjesztés alapharmonikusával szinkron $w = W_1 = 2\pi f_1 = 2\pi f_v / g$ -vel forog. Külön kell tárgyalni az áramgenerátoros és a feszültséggenerátoros táplálást. A következőkben csak az áramgenerátoros táplálást vizsgáljuk, mivel ez a gyakoribb.

Állandósult szinkron üzem áramgenerátoros táplálással. Alapharmonikus közelítéssel az áramvektor a W_1 villamos szögsebességgel forog és $I_1 = \text{const}$ amplitúdót feltételezve körpályát ír le:

$$\bar{i} = \bar{i}_1 = \bar{I}_1 e^{jW_1 t}. \quad (7.23)$$

Mivel a forgórész szögsebessége is W_1 , így d-q koordinátarendszerben az áramvektor áll

$$\bar{i}^* = \bar{i}_1^* = I_1 e^{j\vartheta_p}. \quad (7.24)$$

Ezt, a (7.15) fluxusképletet és a (7.19) nyomatékképletet felhasználva a nyomaték

$$m = C\Psi_p I_1 \sin \vartheta_p + CI_1^2 (L_d - L_q) \sin(2\vartheta_p) / 2. \quad (7.25)$$

Ez időben állandó, alapharmonikus nyomaték. A (7.22d) mozgásegyenlet szerint állandósult állapotban $m = m_t + D'W_1$. Akár az $m_t = M_t$ terhelőnyomaték, akár a W_1 villamos szögsebesség (az f_v vezérlő frekvencia) megváltozik, a megváltozott értékek megfelelő új értékre áll be az $m=M$ villamos nyomaték is. A nyomaték változása csak ϑ_p változásával valósulhat meg, mivel Ψ_p az állandómágnes, I_1 pedig a táplálás miatt állandó. A reluktancianyomatékot elhanyagolva a villamos nyomaték maximális értéke $\vartheta_p = 90^\circ$ -nál van: $M_{\max} = C\Psi_p I_1$. Az állandósult szinkron üzem határához $M = M_{\max} = M_t + D'W_1$ villamos nyomaték és

$$M_t = M_{\max} - D'W_1 = C\Psi_p I_1 - D'2\pi f_v / g \quad (7.26)$$

terhelőnyomaték tartozik. Ezt az áramgenerátoros, állandósult szinkronüzemű terhelhetőségi határgörbét a 7.12.c. ábrában szaggatott vonallal jelöltük. Ezt a határgörbét átlépni semmikor nem lehet (változó frekvenciájú start-stop üzemben sem).

Feszültséggenerátoros táplálással is meghatározható lenne egy ilyen határgörbe, de ez jelentősen az áramgenerátoros határgörbe alatt haladna. Ebből adódik, hogy igényes hajtásoknál áramgenerátoros táplálást használnak.

Tranziens üzem. Tranziens üzembről akkor beszélünk, amikor a w szögsebesség nem tekinthető állandónak. Ideális áramgenerátoros táplálást feltételezve az \bar{i} áramvektor ugrásszerűen megy át egyik pontból a másikba, pl. egészlépéses egyfázisú vezetésű esetben (4.18.a. ábra) az I jelű pontból a III pontba, majd III-ból V-be, stb. Az áramvektor I nagyságában és α_i szögében bekövetkező ugrásoknak megfelelően a gép (7.20) szerinti $m(\alpha)$ nyomatéka is ugrásszerűen tér át egyik görbéről a másikra. A w szögsebesség és az α szögelfordulás a (7.22c,d) mozgásegyenletek szerint változik.

Állandósult szinkron üzem áramgenerátoros táplálással. Alapharmonikus közelítéssel az áramvektor a W_1 villamos szögsebességgel forog és $I_1 = \text{const}$ amplitúdót feltételezve körpályát ír le:

$$\bar{i} = \bar{i}_1 = \bar{I}_1 e^{jW_1 t}. \quad (7.23)$$

Mivel a forgórész szögsebessége is W_1 , így d-q koordinátarendszerben az áramvektor áll

$$\bar{i}^* = \bar{i}_1^* = I_1 e^{j\vartheta_p}. \quad (7.24)$$

Ezt, a (7.15) fluxusképletet és a (7.19) nyomatékképletet felhasználva a nyomaték

$$m = C\Psi_p I_1 \sin \vartheta_p + CI_1^2 (L_d - L_q) \sin(2\vartheta_p) / 2. \quad (7.25)$$

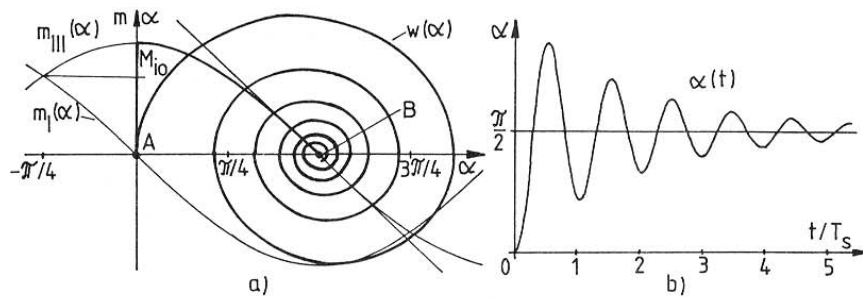
Ez időben állandó, alapharmonikus nyomaték. A (7.22d) mozgásegyenlet szerint állandósult állapotban $m = m_t + D'W_1$. Akár az $m_t = M_t$ terhelőnyomaték, akár a W_1 villamos szögsebesség (az f_v vezérlő frekvencia) megváltozik, a megváltozott értéknek megfelelő új értékre áll be az $m=M$ villamos nyomaték is. A nyomaték változása csak ϑ_p változásával valósulhat meg, mivel Ψ_p az állandómágnes, I_1 pedig a táplálás miatt állandó. A reluktancianyomatékot elhanyagolva a villamos nyomaték maximális értéke $\vartheta_p = 90^\circ$ -nál van: $M_{\max} = C\Psi_p I_1$. Az állandósult szinkron üzem határához $M = M_{\max} = M_t + D'W_1$ villamos nyomaték és

$$M_t = M_{\max} - D'W_1 = C\Psi_p I_1 - D'2\pi f_v / g \quad (7.26)$$

terhelőnyomaték tartozik. Ezt az áramgenerátoros, állandósult szinkronüzemű terhelhetőségi határgörbét a 7.12.c. ábrában szaggatott vonallal jelöltük. Ezt a határgörbét átlépni semmikor nem lehet (változó frekvenciájú start-stop üzemben sem).

Feszültséggenerátoros táplálással is meghatározható lenne egy ilyen határgörbe, de ez jelentősen az áramgenerátoros határgörbe alatt haladna. Ebből adódik, hogy igényes hajtásoknál áramgenerátoros táplálást használnak.

Tranziens üzem. Tranziens üzembről akkor beszélünk, amikor a w szögsebesség nem tekinthető állandónak. Ideális áramgenerátoros táplálást feltételezve az \bar{i} áramvektor ugrásszerűen megy át egyik pontból a másikba, pl. egészlépéses egyfázisú vezetésű esetben (4.18.a. ábra) az I jelű pontból a III pontba, majd III-ból V-be, stb. Az áramvektor I nagyságában és α_i szögében bekövetkező ugrásoknak megfelelően a gép (7.20) szerinti $m(\alpha)$ nyomatéka is ugrásszerűen tér át egyik görbéről a másikra. A w szögsebesség és az α szögelfordulás a (7.22c,d) mozgásegyenletek szerint változik.



7.28. ábra. Egylépéses transziens folyamat.
a. $m(\alpha)$ és $w(\alpha)$, b. $\alpha(t)$.

A 7.28. ábra álló állapotban 1 db vezérlőimpulzus hatására bekövetkező egyetlen lépés lefolyását mutatja a 7.18.a. ábra szerinti egészlépéses üzemre. Kiindulásként feltételezzük, hogy az \bar{i} áramvektor az I jelű pontban van és a motorra $m_t = 0$ terhelőnyomaték hat. Ennek megfelelően a 7.28.a. ábrában az m_I -es nyomatékgörbén az A jelű, $m=0$ nyomatékú pontban vagyunk. Léptetéskor az \bar{i} áramvektor egy pillanat alatt I-ből III-ba ugrik (7.18.a. ábra) és ettől kezdve az $m(\alpha)$ nyomatékot is az m_{III} jelű görbe szabja meg. Az új állandósult álló állapot az m_{III} -as nyomatékgörbén B jelű, $m=0$ nyomatékú pontjában lesz. A transziens folyamat a (7.22c, d) mozgásegyenletek és a (7.20, 7.21) nyomatékegyenletek alapján - a reluktancianyomaték elhanyagolásával - felírható

$$m = -M_{\max} \sin(\alpha - \alpha_i) = m_t + D' d\alpha / dt + \theta' d^2\alpha / dt^2 \quad (7.27)$$

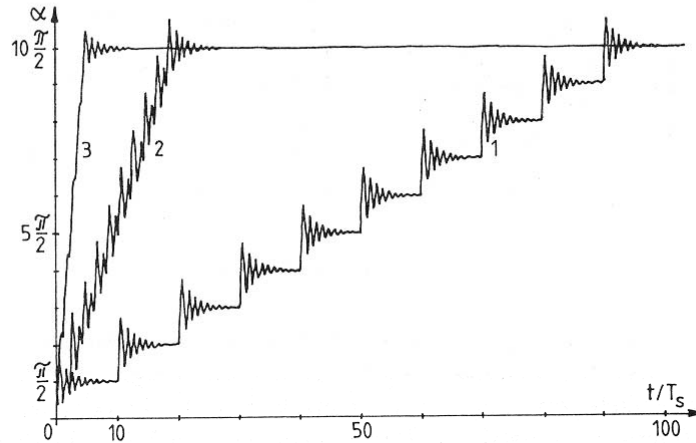
másodfokú differenciálegyenlet megoldásaként adódik (esetünkben $\alpha_i = \pi/2$ és $m_t = 0$). Az A-ból a B-be való átmenet alatti $w(\alpha)$ -t a 7.28.a., $\alpha(t)$ -t a b. ábra mutatja. Látható, hogy a forgórész csillapított lengőmozgással áll be az új pozícióba. Ha a csillapítást elhanyagoljuk és az m_{III} -as nyomatékgörbét a B-pontbeli $M_{\max}(\pi/2 - \alpha)$ érintővel közelítjük, akkor a lengőmozgás saját körfrekvenciája

$$W_s = \sqrt{M_H / \theta'} = \sqrt{M_H Z_r / \theta}. \quad (7.28)$$

A sajátfrekvencia $f_s = W_s / (2\pi)$, a sajátlengések periódusideje $T_s = 1 / f_s$. Áramgenerátoros tápláláskor a lengéseket csak a mechanikai mozgással kapcsolatos veszteségek (pl. súrlódási veszteségek, örvényáramú veszteségek) csillapítják.

A 7.29. ábrán 10 lépésből álló állandó frekvenciás, egészlépéses, egyfázisú vezetésű start-stop üzem $\alpha(t)$ függvényét mutatjuk be három különböző vezérlő frekvenciára. Az 1 jelű görbe $f_v = f_s / 10$, a 2 jelű $f_v = f_s / 2$, a 3 jelű $f_v = 2f_s$ lépésfrekvenciához tartozik. Látható, hogy az 1 esetben a forgórész gyakorlatilag

minden lépés után megáll, a 2 és 3 esetekben viszont már egybeérnek a lépések, de még a legnagyobb frekvenciás esetben sincs lépéstévesztés.



7.29. ábra. Töblépéses transziens folyamat.

Feszültséggenerátoros tápláláskor a létrejövő villamos transziensek miatt negyedfokú a rendszer. Ekkor a (7.17 vagy 7.18) Park-vektoros feszültség-egyenletből és a (7.22c, d) mozgásegyenletekből álló nemlineáris differenciál egyenletrendszert kell megoldani, felhasználva a (7.19) nyomatékegyenletet. Feszültséggenerátoros táplálásnál a forgórész lengései gyorsabban csillapodnak mint áramgenerátoros táplálásnál. Ennek oka, hogy a lengéseket a mechanikai veszteségeken túlmenően az állórész ellenállásán keletkező veszteség is csillapítja.