

5. ASZINKRON MOTOROS HAJTÁSOK

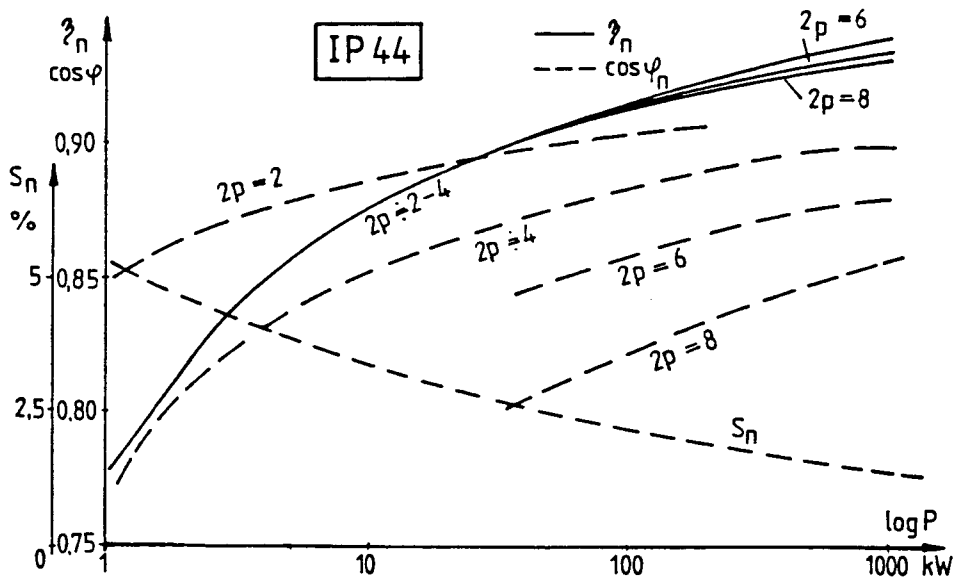
A háromfázisú aszinkron (indukciós) motorok terjedtek el legjobban a villamos hajtásokban. Ma a villamos hajtásokban használt energia az egész előállított energia kb. 50-60%-ka és ennek kb. 2/3-a az aszinkron motorok táplálására fordítódik. Az aszinkron motorok a következő előnyöknek köszönhetik az elterjedésüket:

1. A villamos energia eloszlása három fázisú rendszerben történik és az aszinkron motorok közvetlenül csatlakoztathatók erre a hálózatra.

2. Az aszinkron motoroknak nincsenek olyan kényes alkatrészei, mint pl. a kommutátor az egyenáramú gépeknél, rövidrezárt forgórészű kivitelben a csúszógyűrűk és a kefék is elmaradnak. Ezért a motor üzembiztos, míg az üzemeltetési és javítási költségek minimálisak a többi motorfajtaéhoz képest.

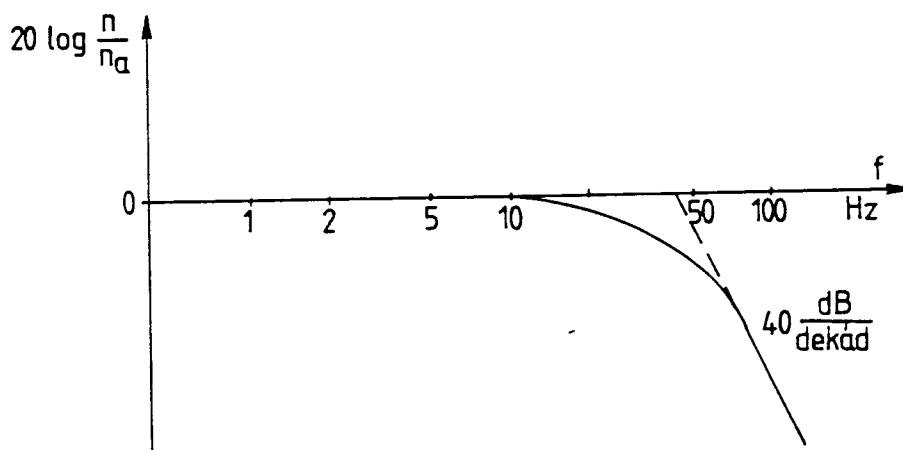
3. Az aszinkron motor azonos fordulatszám és teljesítmény esetén a legolcsóbb (az egyenáramú gépekhez képest pl. kb. 50%-kal) és legkisebb súlyú ill. tehetetlenségű motorfajta.

A fentiek miatt a nem szabályozott hajtásokban - a vontatást leszámítva - ma gyakorlatilag csak az aszinkron motorokat használjuk. Szabályozott hajtásokban az aszinkron motorok erőteljes elterjedése csak az 1980-as évek után kezdődött el. Ugyanis csak akkorra sikerült az aszinkron motorok fordulatszámának folyamatos változtatásához szükséges átalakító és szabályozó berendezések árát elfogadható értékekre leszorítani.

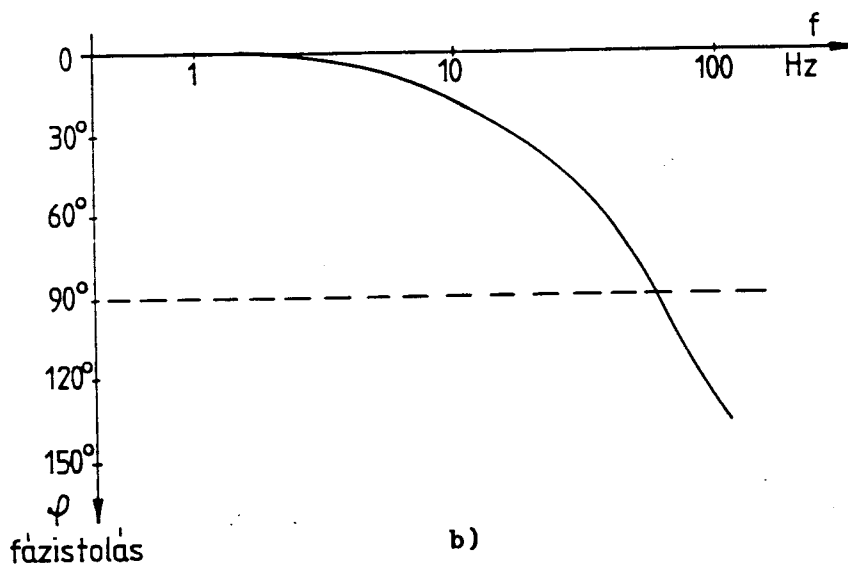


5.1. ábra Aszinkron motorok hatásfoka, teljesítménytényezője és szlipje névleges terheléskor

n_a fordulatszám alapjelet állítunk elő és mérjük a szinuszos jel frekvenciáját és amplitudóját. Nem áramkorlátozott üzemben megmérjük a fordulatszám amplitudóját és fáziskésését az alapjelhez képest. Ennek alapján felrajzolhatók a 4.55. ábrán látható amplitúdó - és fázis-frekvencia görbék. A 4.55. ábrából látható, hogy az $M_n = 3\text{Nm}$ névleges nyomatékú szervohajtás fordulatszám szabályozójának vágási frekvenciája kb. 45 Hz, a fáziskésés ebben a pontban kb. 60° .

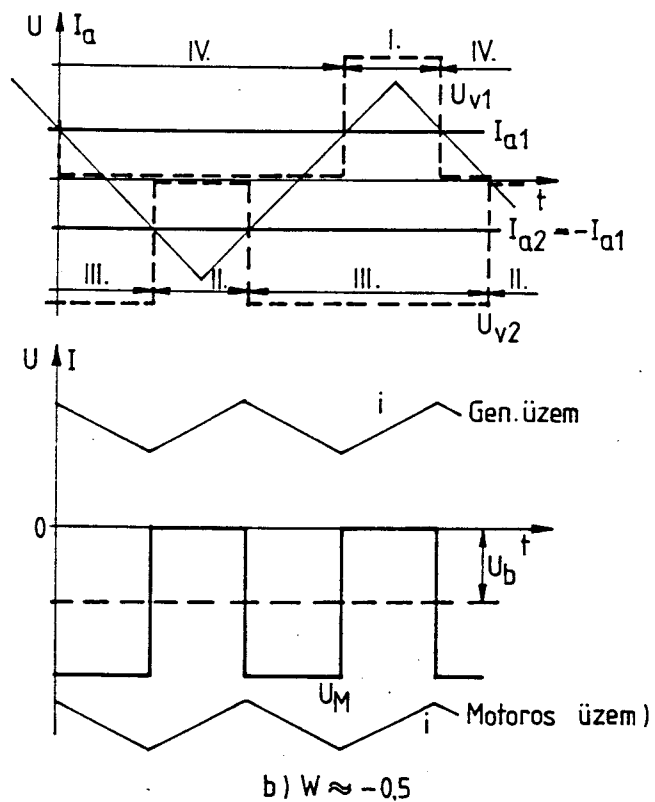
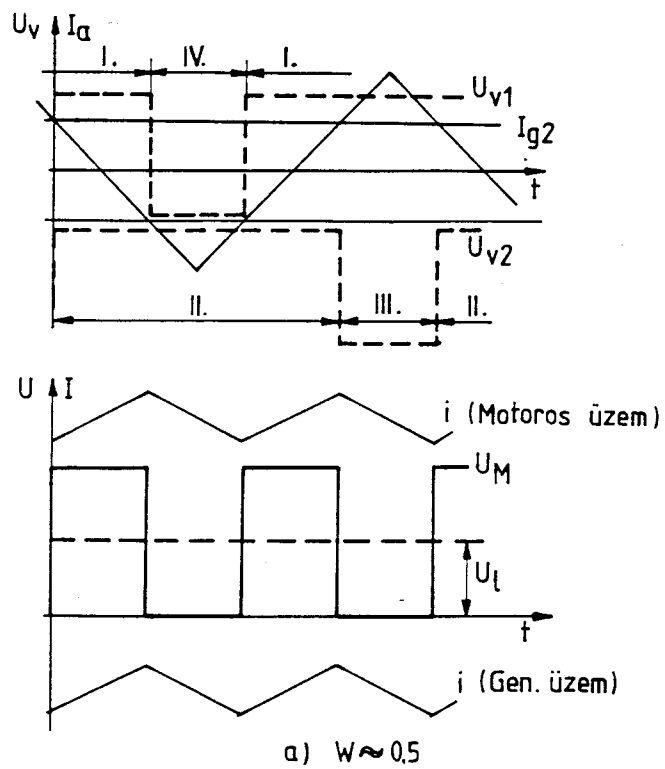


a)

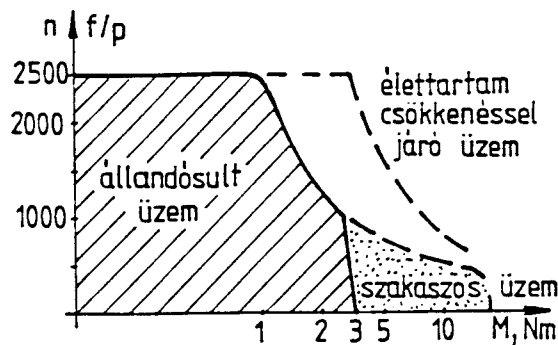


b)

4.55. ábra Amplitúdó- (a ábra) és fázis-frekvencia (b ábra) görbék



4.54. ábra Irányváltóhajtás vezérlésének megvalósítási lehetőségei
a) $W \approx 0,5$, b) $W \approx -0,5$



4.53. ábra $M_n = 3 \text{ Nm}$ szervomotor határgörbéi

Vizsgáljuk meg először, hogy $f=10 \text{ kHz}$ háromszögjel esetén milyen ΔI áramingadozás jön létre $W=0,5$ szögsebességen $R=0$ és $X=0,314$ mellett. A vizsgálatot a 4.50. ábrára vonatkozóan végezzük el.

a./ I. és II. szaggatót III. és IV. váltja fel (4.50.a ábra).

Ezzel:

$$U_b = \frac{1 \cdot t_{be} - 1 \cdot t_{ki}}{t_{be} + t_{ki}} = 2b - 1 = 0,5.$$

Ebből: $b = 0,75$.

Az áramingadozást most is a (4.53) képlet határozza meg, de $2U$ behelyettesítéssel:

$$\Delta I = \frac{2U}{Lf} (1-b) b = \frac{2 \cdot 1}{0,314 \cdot 10000} 314 (1-0,75) 0,75 = 0,0375 \text{ (3,75\%)}$$

Meg kell jegyezni, hogy a legnagyobb áramingadozás $U_b = 0$ esetén (álló állapotban) jön létre. Ilyenkor $b=0,5$ és $\Delta I=5\%$.

b./ Az I. és II. szaggatót II. és IV. szaggató követi (4.50.b ábra). Ilyenkor $U_b = bU$, ezért $b \approx 0,5$ és (4.53) alapján:

$$\Delta I = \frac{1 \cdot 314}{0,314 \cdot 10000} (1-0,5) 0,5 = 0,025 = 2,5 \%$$

Ne felejtsük el, hogy itt a szaggatók működési frekvenciája csak 5 kHz .

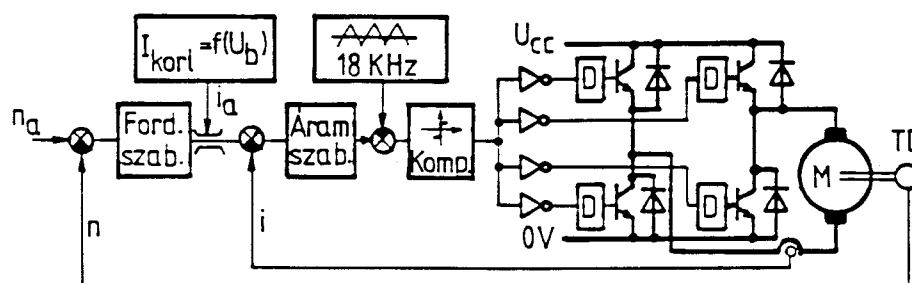
c./ Az I. és II. szaggatók bekapcsolását időben átlapolással úgy toljuk el, hogy $U_b = 0,5$ legyen (4.50.c ábra). Ilyenkor a félvezetők működési frekvenciája 10 kHz , de az áramingadozás frekvenciája duplázódik, tehát 20 kHz lesz. Ezért $\Delta I=1,25\%$ lesz, ami jelenősen kisebb, mint az a./ változatban.

Látható, hogy az áramingadozás kis értékű mindhárom esetben. Szabályozástechnikailag érdekes a fordulatszám-szabályozó kör vágási frekvenciája. Szervohajtásokra ez az érték általában 50 Hz körül, vagy e felett szokott lenni. A vágási frekvencia méréséhez szinuszos lefolyású

4.3.4. Irányváltós szaggatós szervohajtás (példa)

A permanens mágnesű egyenáramú motoros szervohajtás elvi kapcsolása a 4.52. ábrán látható, ahol a pozíció szabályozó hurkot elhagytuk. Az ábrából látható, hogy a belső, alárendelt áramszabályozó hurok i_a alapjelét korlátozzuk és a korlát függ a motor belsőfeszültségétől (szögsebességétől). Ennek a korlátnak meg kell felelni a 4.53. ábrának, ahol példaképpen feltüntettük az $M_n=3\text{Nm}$ névleges nyomatékú szervomotor kommutációs határát.

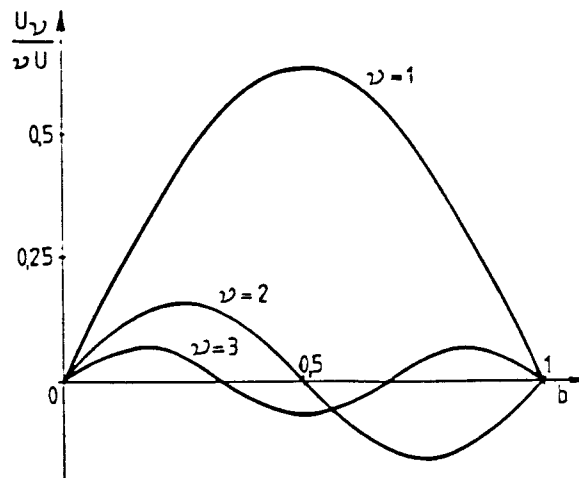
Az állandó frekvenciájú vezérléshez egy háromszögjelgenerátor tartozik, ezt a jelet hasonlítjuk össze az áramszabályozó kimenetével és a metszéspontok határozzák meg (4.54. ábra) a szaggatók megfelelő ki-, ill. bekapcsolását. A vezérlési algoritmust a 4.54. ábrán tüntettük fel.



4.52. ábra Irányváltó szervohajtás kapcsolása

Az áramszabályozó két ellentétes polaritású alapjelet állít elő ($I_{a1} = -I_{a2}$). Az I_{a1} alapjel és a fűrészgenerátor jeleinek metszéspontjai meghatározzák az U_{v1} vezérlőfeszültség logikai szintjét. Ha az U_{v1} pozitív, akkor az I-es szaggató, ha az $U_{v1} = 0$ szintű, akkor a IV-es szaggató kapcsol be. Ugyanúgy az U_{v2} vezérlőjel logikai szintje meghatározza a II-es és a III-as szaggatók bekapcsolását. Természetesen az egy ágban lévő szaggatók ki- illetve bekapcsolása csak bizonyos időközökkel (kb. 1-3 μsec) eszközölhető. A 4.54. ábrából látható, hogy az I_{a1} és I_{a2} alapjelek negatív és pozitív maximális érték közötti változása együtt jár a motorra jutó U_M motor feszültség folyamatos változásával $-U$ -tól $+U$ -ig. A 4.54. ábrán a viszonyokat a kb. $W = \pm 0,5$ -re tüntettük fel, mind generátoros, mind motoros üzem esetére. Itt is látható, hogy a motor áramának lüktetési frekvenciája duplája a tranzisztorok működési frekvenciájának (illetve a fűrészjel frekvenciájának).

$$X = 2 \frac{100}{\pi I_1 f_1} = \frac{200}{\pi \cdot 0,02 \cdot 10^4} = \frac{1}{\pi} \approx 0,32 .$$



4.51. ábra Szaggatós hajtások áram harmonikusai

Normál kivitelű motornál ez megfelel a motor armatúra induktivitása szokásos értékének, így külső induktivitásra nincs szükség. Speciális szervomotoroknál az armatúra induktivitása ennél kisebb, de ha a működési frekvenciát a hallhatósági határ fölé emeljük ($f_1 > 16$ Hz), akkor általában szervomotoroknál is elhagyható a külső induktivitás (vagy egy kis értékre szorítható le). Természetesen ezeknek a motoroknak nagy megengedhető di/dt -vel kell rendelkezniük. Pl. a fenti példában a maximális feszültség-ugrás a motoron elérheti a $2U$ -t (pl. $U_b \cong U$ munkapontban az $u = -U$ -ra való áttéréskor), ezért:

$$\left(\frac{di}{dt} \right)_{\max} = \frac{2U}{L} ,$$

ami relatív értékben:

$$\left(\frac{di}{dt} \right)_{\max} = \frac{2 \cdot 2\pi 50}{X} = \frac{200\pi}{X} .$$

Az $X=0,32$ -vel:

$$\left(\frac{di}{dt} \right)_{\max} = \frac{200\pi}{0,32} \approx 2 \cdot 10^3 ,$$

tehát 1 sec alatt a névleges áram 2000-szerese alakulna ki. Normál kivitelű motorok általában legfeljebb $100I_n$ /sec meredekséget viselnek el, a speciális szervomotorok - az armatúrákör kis induktivitása miatt - kb. $1000I_n$ /sec-ot. E kommutációs korlát miatt gyakran akkor is kénytelenek vagyunk külső induktivitásokat beépíteni, amikor azok sem melegezés, sem lüktetőnyomaték korlátozása miatt nem szükségesek.

4.3.3. Szaggatós hajtások feszültség és áram harmonikusai

A 4.41. ábrán látható u_D dióda feszültségét Fourier-sorba fejtvé megkapjuk a motorra és a fojtóra jutó feszültség spektrumát:

$$U_\nu = \frac{U}{\pi\nu} \sqrt{2} \sqrt{1 - \cos(\nu 2\pi b)} , \quad (4.59)$$

ahol $\nu=1,2,3,\dots$ stb. és a $\nu=1$ rendszámú harmonikus frekvenciája:

$$f = \frac{1}{t_{be} + t_{ki}} . \quad (4.60)$$

A 4.50.a ábra szerinti 4/4-es hajtásra a fenti képletben - azonos b -hez - a feszültség harmonikusai a duplájára nőnek, mivel most a feszültség $+U$ -tól $-U$ -ig változik.

Az áram harmonikusainak számításakor az ellenállástól eltekinthetünk:

$$I_\nu = \frac{U_\nu}{2\pi f \nu L} = \frac{U_\nu}{2\pi \nu L} (t_{be} + t_{ki}) , \quad (4.61)$$

ahol L a teljes áramkör induktivitása.

A 4.51. ábrán a (4.61)-nek megfelelően az áramharmonikusok amplitúdóival arányosan $U_\nu/(\nu U)$ tényezőt rajzoltunk fel a b kitöltési tényező függvényében 1/4-es hajtásokra vonatkozóan.

Melegedés és nyomatéklüktetés szempontjából elsősorban a $\nu=1$ összetevő a fontos. A maximális U_{1max} feszültség $b=0,5$ mellett adódik, a (4.59) alapján

$$U_{1max} = \frac{2U}{\pi} ,$$

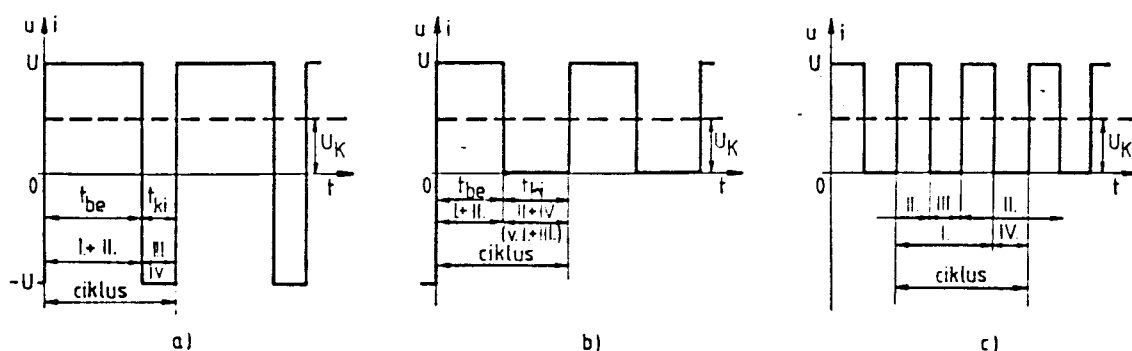
ezzel az áram első harmonikusa relatív értékkel ($U=1$):

$$I_1 = \frac{2}{\pi} \frac{2\pi \cdot 50}{2\pi f X} = \frac{100}{\pi} \frac{1}{fX} , \quad (4.62)$$

ahol X a kör relatív reaktanciája $W'_1 = 2\pi \cdot 50$ körfrekvenciára vonatkoztatva. Ha pl. $I_1 = 0,02$ -t választunk, akkor $f_1 = 10$ kHz esetén és 4/4-es hajtást feltételezve (ami az előbbi képletben kétszeres feszültség harmonikust jelent)

juk a III. és IV. szaggatók bekapcsolásával (4.44. ábra). Ennek az egyszerű vezérlésnek az előnye, hogy - mind azt a 4.50.a ábrából láthatjuk - a pozitív és negatív értékű U feszültségek váltogatják egymást és szélességmodulációval a motorra jutó feszültség $+U$ -tól $-U$ -ig változtatható. Az áram polaritása nincs előírva (ha pl. a III. és IV. szaggatók bekapcsolásakor az áram negatív értékről - amely az említett szaggatók tranzisztorain folyik keresztül - pozitív irányra változik, akkor a továbbiakban a III. és IV. szaggatók diódáin folyik keresztül). Emiatt a szaggatott áramvezetési tartomány nem léphet fel, és a motor mechanikai jelleggörbéi egyenesek lesznek az $I_k \approx 0$ tartományban is.

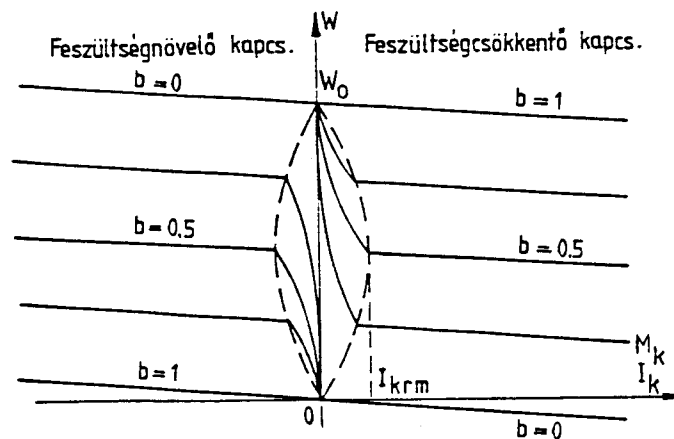
A 4/4-es kapcsolásnál másfajta vezérlést is alkalmazhatunk. Pl. ha $U_k > 0$ szükséges, akkor előbb az I. és II. szaggatót kapcsoljuk be, majd az I. és a III. (vagy II. és IV.) szaggatót (4.50.b ábra). Ezzel a $+U$ feszültséget $U=0$ -val váltjuk, ezért - azonos működési frekvencia esetén - jelentősen csökken az áramingadozás (lásd 4.3.4. fejezetet).



4.50. ábra Irányváltó szaggatós hajtások vezérlése:
a) Ellenütemi vezérlés b) Egyszerűsített vezérlés c) Átlapolott vezérlés

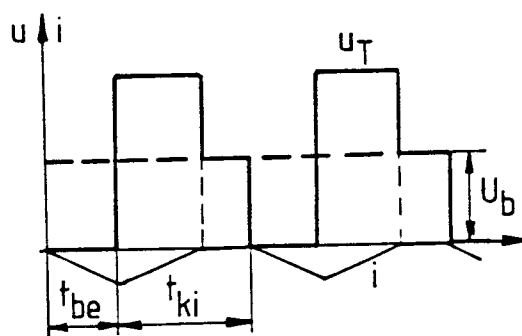
A 4.50.b. ábra esetében a vezérléshez érzékelni kell a kívánt feszültség polaritását és ennek függvényében gyűjtani a megfelelő szaggatókat. Jobb eredményt lehet elérni az ún. átlapolott vezérléssel, amikor az I. és II. szaggatók vezérlését időben eltoljuk a 4.50.c. ábra szerint. Ilyenkor a motor feszültsége automatikusan $+U$ -tól $-U$ -ig változtatható az átlapolás mértékének változtatásával, míg az áram változási frekvenciája kétszerese lesz a szaggatók működési frekvenciájának (lásd 4.3.4. fejezetet is). A jelenleg gyártott eá. szervohajtásoknál általában az átlapolott vezérlést használják.

A szaggatós hajtások tervezésekor gondolni kell arra, hogy az áram gyors szaggatása kis induktivitású áramútvonalakat igényel, pl. a hálózati oldalon emiatt általában kondenzátor szükséges. A tranzisztorokon a túlfeszültségeket általában csak jó működésű gyors (legalább 100-300 ns működési idejű és ún. lágy jelleggörbéjű) diódákkal lehet korlátozni megfelelő értékekre.



4.48. ábra Külsőgerjesztésű motor mechanikai görbéi

Feszültségnövelő kapcsolásra $I < 0$, a mechanikai görbék a II. negyedben fekszenek és folyamatos vezetésre a (4.57) egyenlet érvényes. Szaggatott üzem fékezésakor is létrejöhet (4.49. ábra). Az áram t_{ki} időn belül alszik ki, mivel az induktivitásban felhalmozott energia nem elég arra, hogy $U > U_{be}$ mellett fenntartsa az áramot t_{ki} egész idejére. Amikor a TF tranzisztor (4.40.b. ábra) bekapcsol, az áram $-U_b$ hatására -



4.49. ábra Szaggatott vezetés kialakulása feszültségnövelő kapcsolásra

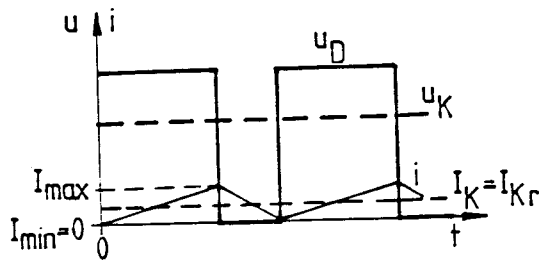
újra nőni kezd. Ezért most az elméleti üresjárási állapothoz, az $I \equiv 0$ miatt, $U_b = 0$ szükséges. Ennek következtében üresjáráskor a fékezési jelleggörbék a $W = 0$ -hoz tartanak.

Már említettük, hogy a feszültségcsökkentő és a feszültségnövelő kapcsolásokkal 2/4-es és 4/4-es kapcsolások alakíthatók ki. A 4.44. ábra szerinti 4/4-es kapcsolásra több vezérlési filozófia is alkalmazható. Legegyszerűbb, ha pl. az I. és II. szaggatók bekapcsolását variál-

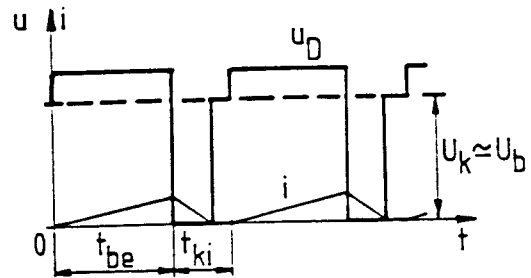
$\Delta I/2$ -vel lesz egyenlő, így (4.53)-ból:

$$I_{kr} = \frac{(1-b)b}{2} \frac{U}{L} \frac{1}{f} \quad (4.58)$$

Ez egy parabola egyenlete és az I_{kr} áram maximális értéke $b=0,5$ mellett adódik.



4.46. ábra Szaggatott és folyamos vezetés határa



4.47. ábra Szaggatott vezetés kialakulása feszültségcsökkentő kapcsolásban

Pl. relatív értékekkel $f = 1$ kHz, $W_1 L = 0,314$ (az induktivitás 50 Hz-es reaktanciája) és $U=1$ esetén:

$$I_{krm} = 0,125 \frac{U}{L} \frac{1}{f} = 0,125 \frac{1}{0,314} \frac{314}{1000} = 12,5\%$$

amely $f = 10$ kHz esetén már elhanyagolható kis értékre, 1,25%-ra csökken. Mivel a normál sorozatú egyenáramú motor induktivitásának relatív értéke 0,3 körül van, ezért $f > 10$ kHz esetén - az áram és a nyomaték ingadozása miatt - általában nincs szükség külső induktivitásra.

Ha a motor terhelése tovább csökken az I_{kr} áram alá, akkor a motor gyorsul, az U_b feszültség növekszik, ennek következtében szaggatott vezetés lép fel (4.47. ábra). Az U_b feszültség továbbra is a motorra kapcsolt feszültség közéértéke ($R = 0$ miatt), de ez a közéérték áramfüggő lesz, mivel az áramkialvás pillanatától (a t_{ki} időn belül) a motor kapcsain (vagy a D dióda kapcsain) U_b feszültség jelenik meg (4.47. ábra). Az elméleti üresjáráskor $I_k = 0$, tehát $i(t) \equiv 0$, ami csak úgy jöhet létre, hogy a motor - függetlenül a "b" értékétől - olyan sebességre gyorsul fel, amelyen $U_b = U$. Ennek megfelelően, a motor mechanikai görbéi a 4.48. ábra szerint alakulnak és üresjáráskor a $W_o = \frac{U}{k\Phi}$ -vel lesz egyenlő (függetlenül a "b" értékétől).

ellenállás:

$$R_e = 0 + R \quad (4.55)$$

között változtatható.

A szaggatók vezérlésére főleg két módszer terjedt el:

a./ Állandó frekvenciájú vezérlés: ebben az esetben a szaggató működési frekvenciája állandó. A $T = t_{be} + t_{ki}$ = állandó miatt együtt változik a t_{be} és t_{ki} idő, ezzel változik a motorra jutó feszültség is. Az áramingadozás is változik, a legnagyobb értéket kb. a névleges szögsebesség felénél kapjuk. Ez a vezérlés előnyös a hálózat szempontjából, mert a szaggatók frekvenciájának megfelelő megválasztásával el lehet kerülni a nem kívánt frekvencia tartományokat (pl. rádió, telefon, jelzőrendszerek működési frekvenciáját). A vezérlés megvalósítását megkönnyíti egy sor cég által sorozatban gyártott IC-s vezérlő, amelynek csak a működési frekvenciáját kell beállítani (az IC-s vezérlő alkalmas a hajtás szabályozására és áramkorlátozásra is).

b./ Állandó ΔI áramingadozású vezérlés. Ebben az esetben a működési frekvencia lesz munkapont függő. Ezzel a vezérléssel lehet a legjobb dinamikát elérni, ugyanis bang-bang szerű irányítás jön létre: ha áramnövekedés szükséges, akkor a rendszer a maximális feszültséget, amikor meg áramcsökkenés kell, akkor a minimálisan lehetséges feszültséget (zérus értékű egynegyedes és ellenkező polaritású maximális feszültséget 4/4-es hajtásnál) kényszerít rá a motorra.

4.3.2. Szaggatós hajtások mechanikai jelleggörbéi

Folytonos vezetés esetén és motoros üzemben a (4.47) egyenlet érvényes, ezért a motor mechanikai jelleggörbéje motoros üzemben:

$$W = \frac{bU}{k\Phi} - \frac{M_k R}{(k\Phi)^2}, \quad (4.56)$$

míg fékezéskor a (4.54) egyenlet alapján ($M < 0$):

$$W = \frac{(1-b) U}{k\Phi} - \frac{M_k R}{(k\Phi)^2}. \quad (4.57)$$

Csökkenő terheléseknél azonban csökkeni kell a motoráram I_k középértékének is, ezért egy kritikus áram elérése után (4.46. ábra) szaggatott vezetés jön létre. A folyamatos és a szaggatott vezetés határán fellépő I_{kr} kritikus áram az $I_{min} = 0$ miatt (továbbra is $R=0$ közelítéssel)

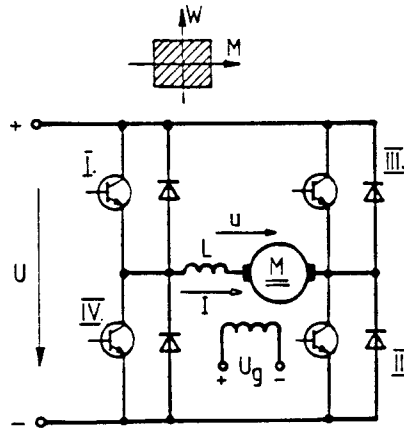
$$U_k = \frac{U t_{ki} + O t_{be}}{t_{be} + t_{ki}} = U(1-b), \quad (4.54)$$

ahol továbbra is $b = \frac{t_{be}}{t_{be} + t_{ki}}$. A működési frekvenciára továbbra is a

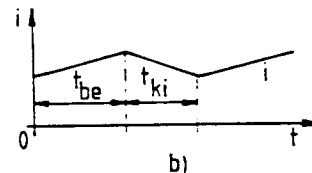
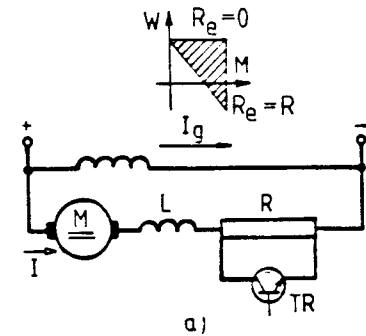
(4.53) kifejezés érvényes.

Amikor a TF tranzisztor bekapcsolt állapotban van, akkor árama negatív irányban nő (4.43. ábra), míg a TF tranzisztor kikapcsolt állapotában abszolút értékben csökken, mert a DF diódán keresztül az L induktivitás bekényszeríti az áramot az $U > U_b$ feszültségű hálózatba. A negatív I_k áram miatt a motor fékezőnyomatékat fejt ki és a motor tengelyén felvett energiát - leszámítva a veszteségeket - visszatáplálja az U feszültségű hálózatba.

A 4.40.a és b ábra összevonásával kétnegyedes hajtások is kialakíthatóak, de gyakorlati értéke elsősorban a 4/4-es hajtásnak van (4.44. ábra). A 4/4-es hajtás alkalmas mind motoros, mind féküzemre, ezért ezt a kapcsolást alkalmazzuk pl. szervorendszerek motorjainak táplálására.



4.44. ábra Négynegyedes szaggatós hajtás



4.45. ábra Szaggatós ellenállás-változtató kapcsolás
a) Elvi kapcsolás
b) Áram időbeli függvénye

Végül meg kell említeni az ellenállást változtató kapcsolást is, amelyet a 4.45. ábrán tüntettük fel. Itt az egyenértékű ellenállás értéke, ha t_{be} időre be-, t_{ki} időre kikapcsoljuk a TR tranzisztort:

$$R_e = R \frac{t_{ki}}{t_{be} + t_{ki}} = (1-b)R$$

ahol R a kapcsolásban lévő ellenállás. Látható, hogy az egyenértékű

zépérték:

$$I_k = \frac{I_{\max} + I_{\min}}{2} . \quad (4.51)$$

A (4.49.)-be $\Delta t = t_{be}$, a (4.50.)-be $\Delta t = t_{ki}$ behelyettesítéssel és rendezve:

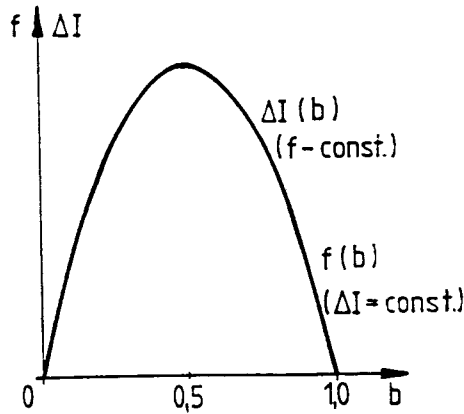
$$I_{\max} - I_{\min} = \Delta I = \frac{U - U_b}{L} t_{be} , \quad (4.52)$$

$$I_{\max} - I_{\min} = \Delta I = \frac{U_b}{L} t_{ki} .$$

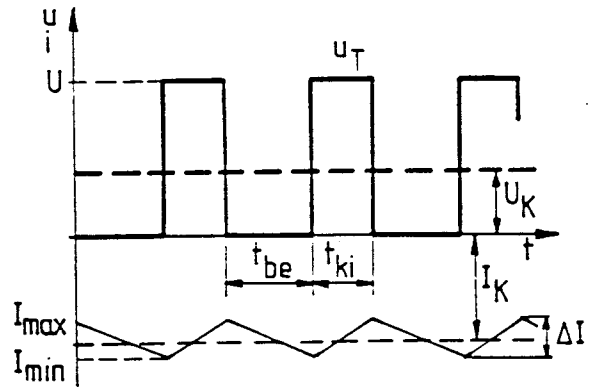
A fenti két egyenlet alapján a következő összefüggés adódik a $\Delta I = I_{\max} - I_{\min}$ és a szaggató $f = 1/(t_{be} + t_{ki})$ működési frekvenciája között:

$$f = \frac{1}{t_{be} + t_{ki}} = \frac{U}{L \Delta I} (1-b)b , \quad (4.53)$$

amiből látható, hogy a kívánt U_b belsőfeszültség (ill. "b" bekapcsolási arány) függvényében $f = \text{const}$ esetén a ΔI áramingadozás, míg $\Delta I = \text{const}$ -ra a szaggatók működési frekvenciája változik (4.42. ábra). A maximális frekvencia, amely egy adott ΔI -hez szükséges, $b=0,5$ -nél adódik.



4.42. ábra Szaggatók működési frekvenciája állandó ΔI áram, ill. állandó frekvencia esetén



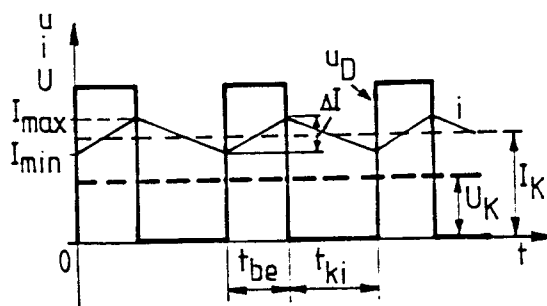
4.43. ábra Motor feszültsége és árama feszültségnövelő kapcsolásra

A 4.40.b ábrában a motorra jutó feszültség középértéke, ha a TF tranzisztort t_{be} időre bekapcsoljuk és t_{ki} időre kikapcsoljuk:

csolásakor megegyezik a hálózattal, a tranzisztor kikapcsolásakor az áram a D diódára terelődik, így a diódára gyakorlatilag zérus feszültség jut (4.41. ábra). A motorra jutó feszültség középértéke ciklikus működéskor és folytonos áramvezetést feltételezve megegyezik - a fojtó ohmos ellenállásának elhanyagolásakor - a diódára jutó feszültség középértékével:

$$U_k = \frac{U \cdot t_{be} + 0 \cdot t_{ki}}{t_{be} + t_{ki}} = U \cdot b, \quad (4.47)$$

ahol t_{be} - a T tranzisztor bekapcsolási ideje;
 t_{ki} - a T tranzisztor kikapcsolási ideje;
 $b = \frac{t_{be}}{t_{be} + t_{ki}}$ - a bekapcsolási arány.



4.41. ábra Motor feszültsége és árama feszültségcsökkentő kapcsolásra

Állandósult üzemben a középértékekre a következő egyenlet vonatkozik:

$$U_k = I_k R + U_b, \quad (4.48)$$

ahol a motor U_b belsőfeszültsége nagyon jó közelítéssel nem tartalmaz lüktető összetevőket. A motor árama a t_{be} időre - az armatúrakör R ellenállásának elhanyagolásakor - az L armatúraköri induktivitás ismertetében:

$$I = \frac{U - U_b}{L} t_{be} + I_{min}, \quad (4.49)$$

míg t_{ki} időre :

$$I = - \frac{U_b}{L} t_{ki} + I_{max}, \quad (4.50)$$

ahol I_{min} és I_{max} a motor áramának minimális és maximális értéke, míg Δt a be-, ill. kikapcsolástól eltelt idő. Az $R=0$ közelítés miatt a kö-

4.3. Egyenáramú szaggatós hajtások

A motor szögsebességének széles sávú változtatása, gyakran olyan hajtásoknál is szükséges, amelyeket a hálózattól független egyenáramú forrásról (pl. akkumulátorról) táplálunk (villamos targonca vagy villamos autó stb.). Ugyanez vonatkozik a különböző vontató hajtásokra (villamos, metró, trolibusz, városi gyorsvasút), ahol az energia elosztása 600-800V-os feszültségű önálló egyenáramú hálózatról történik.

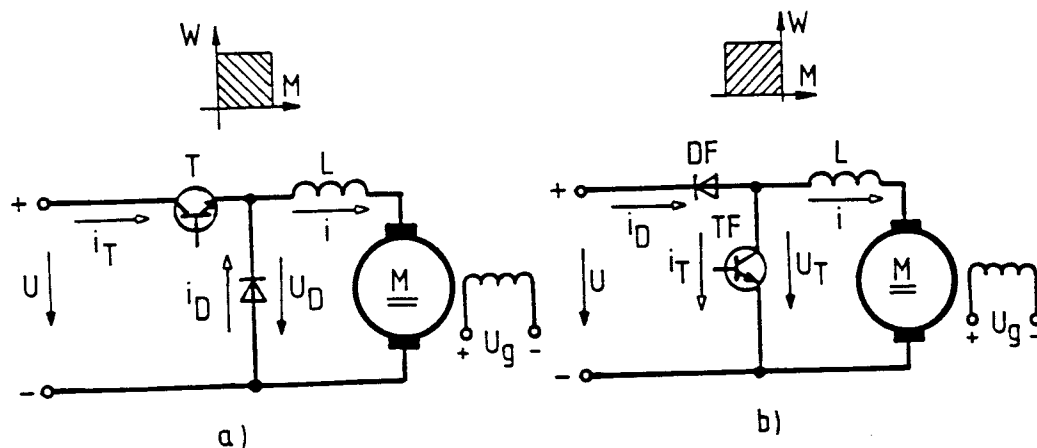
A fenti hajtások egyenáram-egyenáramú szabályozható átalakítót igényelnek, amellyel az állandó egyenáramú feszültségű hálózat változó feszültségű egyenáramú tápfeszültséggé alakítható. Ezeket szaggatóknak, ill. az általánosan elfogadott nemzetközi szóval, choppereknek nevezzük.

Az elmúlt évtizedekben a szaggatók általában tirisztoros megoldások voltak, ezért kényszerkommutációs áramköröket igényeltek; jelenleg a tirisztoros elemeket tranzisztorokkal, nagyobb teljesítmény szinten GTO-kal helyettesítik. Ezzel jelentősen javult a hajtások hatásfoka, megbízhatósága és nőtt a szaggatási frekvencia (különösen tranzisztoros átalakítóknál).

Éppen a nagyobb működési frekvenciának köszönhetően, ma a szaggatós hajtásokat különböző rendeltetésű és teljesítményű szervorendszerű hajtásokban is alkalmazzuk, annak ellenére, hogy az egyenáramú hálózatot előbb még a váltakozóáramú hálózathoz - egyenirányítóval - elő kell állítani. Ezeknél a hajtásoknál a szaggatók működési frekvenciája általában 5-20 KHz közé esik, ezért a szabályozók holtideje nagyságrenddel kisebb mint a hálózati egyenirányító hajtásoknál és így jelentősen jobb a szabályozás minősége is.

4.3.1. Szaggatók felépítése és a hajtások vezérlése

Az egynegyed-es hajtások a 4.40. ábrán láthatóak. Az a) ábrán az un. feszültségcsökkentő, a b) ábrán az un. feszültségnövelő kapcsolás látható. Az elsőben a diódára jutó u_D feszültség a T tranzisztor bekap-



4.40. ábra Egynegyed-es szaggatós hajtások:
a) feszültségcsökkentő kapcsolás b) feszültségnövelő kapcsolás

A köráramot korlátozó fojtókat körárammentes vezérléssel lehet kiküszöbölni. Ilyenkor csak az áramot vezető, pl. I. készlet, kap gyújtást, míg a másik, II. készlet gyújtását tiltjuk. Amikor az áramot a II. készletnek kell átvenni, akkor előbb az I. készlet gyújtását átvezéreljük α_{\max} inverter üzemre és ezzel az áramot megszüntetjük, majd tiltjuk az I. készlet tirisztorainak gyújtását. Amikor az I. készlet tirisztorai már biztosan visszanyerték szigetelési képességüket, akkor megszüntetjük a II. készlet gyújtástiltását és általában $\alpha_{\max} \approx 150^\circ$ -ról

indulva az áramszabályozó visszaszabályozza a gyújtást a szükséges értékre. A körárammentes vezérlést nagyon gyakran alkalmazzuk, ha megengedhető, hogy a hajtás 6-10 ms-ra hajtónyomaték nélkül maradjon.

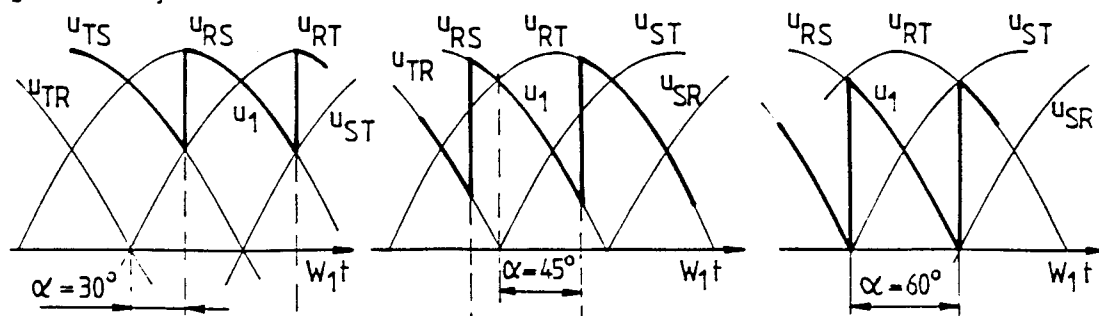
A körárammentes vezérlés másik hátránya, hogy a szaggatott üzem itt is lehetséges. Köráramos vezérlésnél a köráram gyakorlatilag megszünteti az egyenirányító szaggatott üzemét, mivel a motor árama mindkét irányban szabadon kialakulhat, azt a félvezetők szelephatása nem korlátozza. A szaggatott üzem kiküszöbölése jelentős szabályozási előnnyel jár, mivel lineárisá teszi a rendszert kis terheléseknél is.

Egyes esetekben alkalmaznak egy közbenső minőségű vezérlést is: a köráramot megengedik, de a két készlet szögeit úgy állítják be, hogy $\alpha_1 + \alpha_2 > 180^\circ$ legyen. Ilyenkor a köráram csökken, de az áttérés az egyik részletről a másikra lassúbb lesz, mint $\alpha_1 + \alpha_2 = 180^\circ$ esetében és kisebb mértékű szaggatott vezetési tartomány is megjelenik.

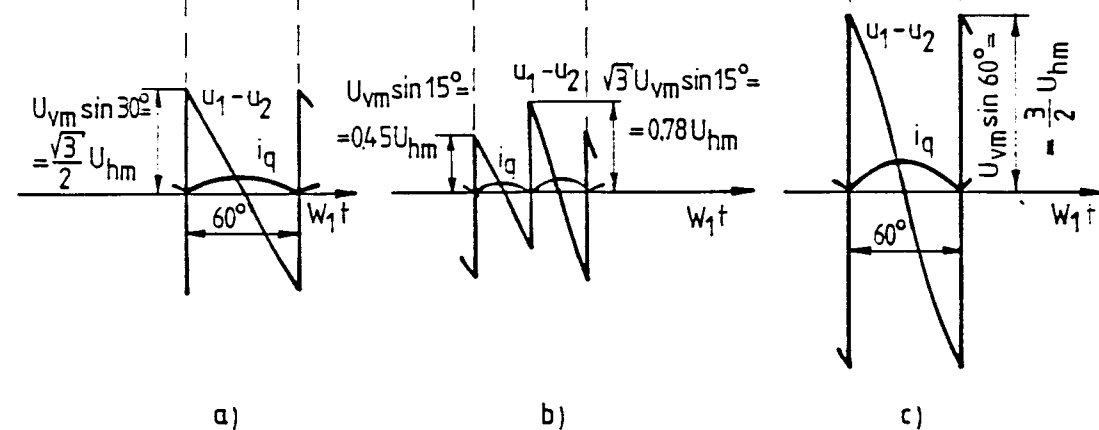
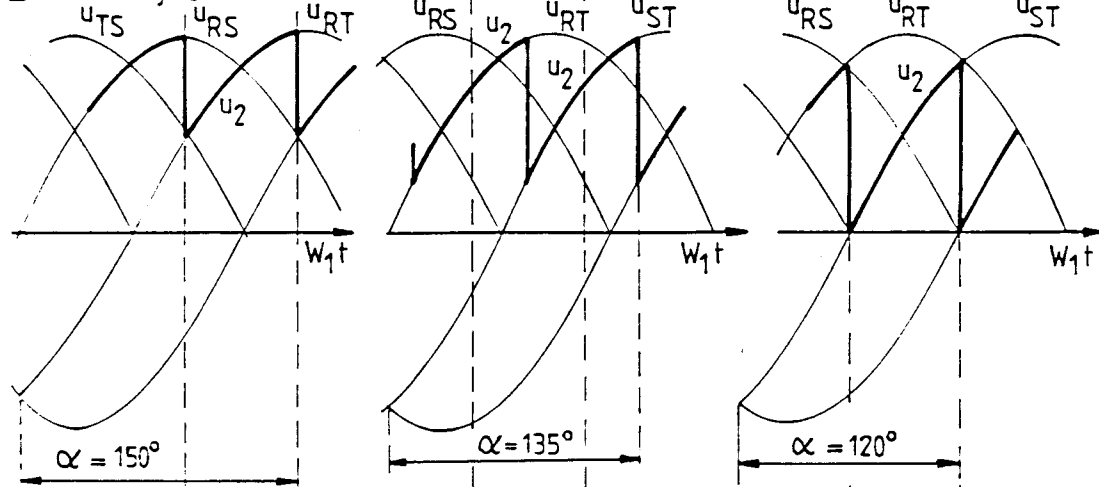
A vezérelt áramirányítóknál igen gyorsan meg lehet változtatni a kapocsfeszültséget. Ha pl. egy "jó" fordulatszám-szabályozó a szabályozási idő csökkentése céljából rövid időre nagy túlvezérlést ad, akkor igen gyorsan nagy áramok alakulhatnak ki, amelyek mind a motort, mind az áramirányítót tönkretelhetik. Ezért ilyen táplálásnál mindig célszerű áramkorlátozást alkalmazni, és di/dt -re is ügyelni kell.

A kereszt- vagy ellenpárhuzamos kapcsolású áramirányítók kiválóan alkalmazhatók Ward-Leonard rendszer generátorának a gerjesztésére is. Mivel a gerjesztőkör induktivitása nagy, a feszültség hullámossága nem annyira fontos, ezért nagyobb teljesítményekig (kb. 5kW-ig) szokásos egyfázisú hídkapcsolást alkalmazni. A jó gerjesztésszabályozó 5-10-szeres forszírozással nagyon megjavítja a Ward-Leonard-rendszer dinamikus tulajdonságait, de ez még így sem éri utól az áramirányítós hajtásokat. A gerjesztőköröknél általában körárammentes vezérlést alkalmazunk.

I. Áramirányító



II. Áramirányító



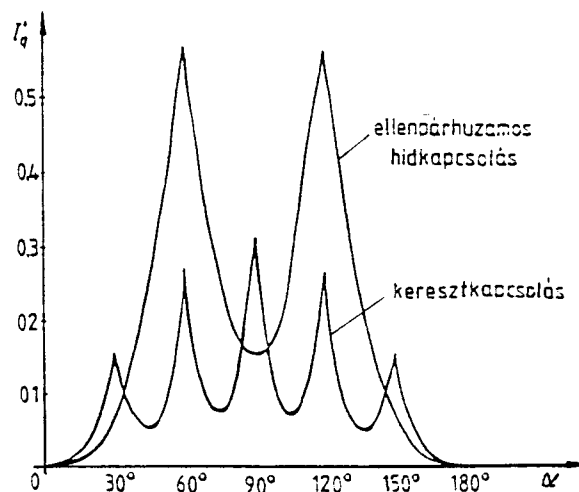
4.39. ábra Köráramok keletkezése az áramirányítók keresztkapcsolásakor

a) $\alpha = 30^\circ$, b) $\alpha = 45^\circ$, c) $\alpha = 60^\circ$

lesz, ahol L_q a köráramok korlátozásához szükséges nem telítődő fojtók induktivitása.

A fenti képletben a $t=0$ időpont $i_q=0$ -nak felel meg. Tételezzük fel, hogy azt a ciklust vizsgáljuk, amely a P oldali R fázis tirisztorának begyújtásával kezdődik. Mint a 4.37. ábrából látható, a II. áramirányító N oldalánál vagy R, vagy S tirisztor vezet, ezért az u_1-u_2 feszültség vagy zérus, vagy az u_{RS} vonali feszültséggel egyezik meg. Mint a (4.46)-ból következik, a köráram arányos lesz az u_1-u_2 feszültség alatti területtel. Az i_q áram középértéke lesz az a köráram, amelyet a 4.38. ábrán tüntettük fel az $U_{hm}/W_1 L_q$ -hoz viszonyítva (itt U_{hm} a hálózati feszültség csúcserőértéke, W_1 a hálózati körfrekvencia).

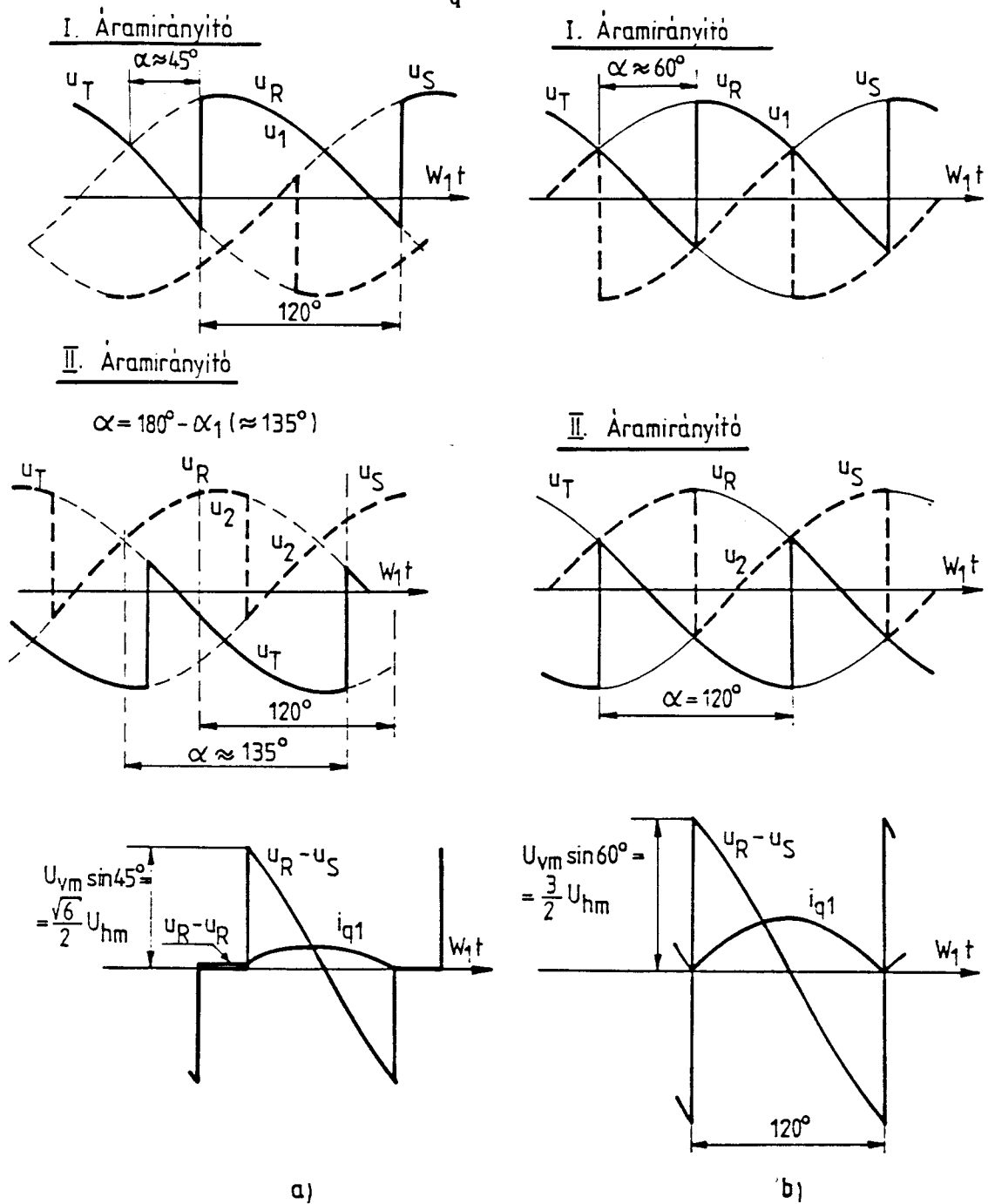
A 4.39. ábrán a köráramot a keresztkapcsolású háromfázisú hidas áramirányítókra is feltüntettük $\alpha_I=30^\circ, 45^\circ$ és 60° -ra. Itt - mivel a két készlet táplálása potenciálisan független - a köráramnak már át kell folynia a transzformátor mindkét szekunder tekercsén, ezért csak egy köráram létezik és annak korlátozása két fojtóval megoldható (4.35. ábra). Ezért a köráramot a két áramirányító teljes hídfeszültségének a különbsége határozza meg (4.35. ábra). A 4.35. és 4.39. ábrákon a köráramot arra a 60° -ra ábrázoltuk, amikor az I. áramirányítónál az R (P oldal) és az S (N oldal) fázis tirisztorai vezetnek, ilyenkor az I. áramirányítónál az R vagy az S fázis tirisztor vezet a negatív és a T fázis tirisztor a pozitív oldalánál. Ennek megfelelően feketítettük be a vezető tirisztorokat a 4.35. ábrán.



4.38. ábra Relatív köráram nagysága a gyújtási szög függvényében
($\alpha_I + \alpha_{II} = 180^\circ$)

ellenállások hatását - ezzel:

$$i_q = \frac{1}{L_q} \int (u_1 - u_2) dt \quad (4.46)$$



4.37. Köráramok keletkezése ellenpárhuzamos kapcsolásra

a./ $\alpha = 45^\circ$ -nál

b./ $\alpha = 60^\circ$ -nál

Az ábrákon, ha az armatúrában az I irányú áramot akarjuk létrehozni, akkor a bal oldali áramirányítóknak kell vezetni, így $I = I_e$. Ha fordított armatúraáram szükséges, akkor a jobb oldali készülétek vezetnek, $I = -I_e'$. A két áramirányító akkor lesz mindkét áramirányra üzemkész állapotban, ha feszültségük középvértékben megegyezik, tehát a két oldal vezérlése olyan, hogy üresjárásban:

$$U_e = U_e' ,$$

vagyis

$$U_{em} \cos \alpha = -U_{em}' \cos \alpha' , \quad (4.44)$$

ahol a negatív előjel figyelembe veszi az áramirányítók fordított kötését.

Ez akkor teljesül, ha

$$\alpha' = 180^\circ - \alpha , \quad (4.45)$$

vagyis amikor az I. áramirányító egyenirányító üzemre van kivezérelve, akkor a II. ugyanakkora abszolút értékű feszültségre inverter üzemre, vagy fordítva. Ha pl. $\alpha = 60^\circ$ és $\alpha' = 120^\circ$, akkor a közös feszültség az U_{em} -nek az 50%-a. Azt, hogy melyik áramirányító fog vezetni, a motor belső feszültsége határozza meg. Ha $U_b = 45\%$, akkor az I. áramirányító hajt áramot a motorba, az teljesítményt vesz fel, hajt, a II. árammentes. Ha $U_b = 55\%$, akkor a helyzet fordított, a II. inverter üzemű áramirányító veszi át a motor negatív áramát, és teljesítményt ad vissza a hálózatba, a motor fékez.

Hasonló viszonyok adódnak akkor is, ha a motor belső feszültsége állandó marad, de a két áramirányító közös feszültségét változtatjuk. A feszültséget növelve, a motor gyorsul, az I. áramirányító adja pozitív árammal a szükséges teljesítményt. A feszültség csökkentésekor a motor fordított irányú áramát a II. inverter veszi át, a motor energia-visszatáplálással fékez. Így a Ward-Leonard-rendszerhez hasonlóan négynegyedes üzem valósítható meg.

Az áramirányítók tervezésekor ügyelni kell arra, hogy - (4.44) teljesülése esetén is - a két egyenirányító feszültsége csak középvértékben egyezik meg. Pillanatértékben a két áramirányító feszültsége még jelentősen eltérhet egymástól, ami a két áramirányítón keresztül folyó - a motort elkerülő - ún. köráramot eredményez. A köráramok keletkezését háromfázisú hidas ellenpárhuzamos kapcsolásokra a 4.37. ábra illusztrálja, az "a" ábra $\alpha_1 \approx 45^\circ$ -os a "b" ábra $\alpha_1 \approx 60^\circ$ -os gyújtási szögre vonatkozik. Ellenpárhuzamos kapcsoláskor i_{q1} és i_{q2} , két független köráram keletkezik (4.36. ábra), ezért a 4.37. ábrán elég csak az egyiket, pl. i_{q1} -et vizsgálni. Ebben az esetben a háromfázisú hidas kapcsoláskor az I. készletnél a P oldalt (u_1 feszültség), míg a II. áramirányítónál az N oldalt kell vizsgálni (u_2 feszültség). A köráram - elhanyagolva az