

Halász Sándor  
egyetemi tanár

# VILLAMOS HAJTÁSOK

## **EGYETEMI TANKÖNYV**

Szerző:  
**DR. HALÁSZ SÁNDOR**  
a műszaki tudomány doktora

Lektor:  
**Dr. BORKA JÓZSEF**  
a műszaki tudomány kandidátusa

**DR. SCHMIDT ISTVÁN**  
a műszaki tudomány kandidátusa

A műszaki ábrákat szerkesztette:  
**WIBLING ILONA**

A melléklet műszaki szerkesztője és lektora:  
**IMRE MIKLÓS**

ISBN 963 450 5171  
Szedés: Havas & Társa  
Nyomtatás: ROTEL KFT.  
© Dr. Halász Sándor, 1993

## TARTALOMJEGYZÉK

Előszó . . . . .	9
1. BEVEZETÉS . . . . .	10
2. A VILLAMOS HAJTÁSOK KINETIKÁJA. . . . .	11
2.1. Nyomatékok és tömegek átszámítása közös tengelyre . . . . .	11
2.2. A villamos hajtások mozgásegyenlete . . . . .	15
2.3. A hajtás stabilitásának feltétele . . . . .	19
2.4. A terhelőnyomatékok osztályozása . . . . .	21
2.5. Szögsebesség- és nyomaték-idő jelleggörbék meghatározása . . . . .	25
2.6. Optimális áttétel megválasztása . . . . .	32
2.7. Mechanikai rugalmasság hatása . . . . .	34
2.8. Híddaru berendezéseinek terhelőnyomatéka (példa) . . . . .	40
3. EGYENÁRAMÚ HAJTÁSOK . . . . .	42
3.1. Az egyenáramú motorok paraméterei, blokkvázlat . . . . .	42
3.2. Mechanikai és sebességi jelleggörbék . . . . .	48
3.3. Egyenáramú motorok terhelhetőségi határai . . . . .	53
3.3.1. A megengedhető áram . . . . .	53
3.3.2. A megengedhető fluxus . . . . .	58
3.3.3. A megengedhető nyomaték . . . . .	59
3.3.4. Armatura reakció hatása a motorok terhelhetőségére . .	61
3.4. Állandó feszültségű egyenáramú motorok indítása . . . . .	64
3.4.1. Külső gerjesztésű motorok indítása . . . . .	66
3.4.2. Soros és vegyes gerjesztésű motorok indítása . . . . .	69
3.5. Állandó feszültségű egyenáramú motorok fékezése . . . . .	72
3.5.1. Visszatápláló fékezés . . . . .	73
3.5.2. Ellenállásos fékezés . . . . .	76
3.5.3. Ellenáramú fékezés . . . . .	81
3.6. Indítási és fékezási kapcsolások . . . . .	83
3.7. Állandó feszültségről táplált motorok fordulatszámának változtatása . . . . .	87
3.7.1. Az ellenállás változtatása . . . . .	88
3.7.2. A fluxus változtatása . . . . .	89
3.7.3. Az armatúra söntölése . . . . .	92
3.7.4. A hálózati feszültség ingadozásának hatása . . . . .	95
3.8. Az egyenáramú motorok tranzisztoros üzeme . . . . .	96
3.8.1. Hálózati feszültség ugrásszerű változása . . . . .	97
3.8.2. Terhelőnyomaték ugrásszerű változtatása . . . . .	101
3.8.3. Fluxusváltoztatás . . . . .	106
3.8.4. Armatura-visszahatás miatti fluxusváltozás . . . . .	110
4. EGYENÁRAMÚ HAJTÁSOK VÁLTOZÓ FESZÜLTSÉGGEL . . . . .	114
4.1. Ward-Leonard hajtás . . . . .	114
4.1.1. A gerjesztés szabályozása . . . . .	118
4.1.2. A szabályozókör felépítése . . . . .	123

4.1.3. Többmotoros hajtások. . . . .	124
4.1.4. Ward Leonard hajtások jellemzői . . . . .	128
4.2. Egyenáramú áramirányítós hajtások . . . . .	132
4.2.1. Áramirányítós kapcsolások . . . . .	134
4.2.2. A kommutáció folyamata, az egyenirányított feszültség . . . . .	135
4.2.3. Áramirányítós hajtás teljesítményviszonyai. . . . .	142
4.2.4. Véges induktivitású simító-fojtótekercs, szaggatott és folyamatos vezetés . . . . .	145
4.2.5. Mechanikai jelleggörbék . . . . .	150
4.2.6. Áramirányítós hajtások négynegyedes üzeme . . . . .	154
4.3. Egyenáramú szaggatós hajtások . . . . .	164
4.3.1. Szaggatók telepítése és a hajtások vezérlése. . . . .	164
4.3.2. Szaggatós hajtások mechanikai jelleggörbéri. . . . .	168
4.3.3. Szaggatós hajtások feszültség és áram harmónikusai. .	172
4.3.4. Irányváltós szaggatós szervohajtás (példa). . . . .	174
<b>5. ASZINKRON MOTOROS HAJTÁSOK. . . . .</b>	<b>178</b>
5.1. Az aszinkron motorok alapegyenletei . . . . .	179
5.2. Az aszinkron gép mechanikai jelleggörbéri . . . . .	184
5.2.1. Állandó feszültségű jelleggörbe . . . . .	184
5.2.2. Állandó fluxusú jelleggörbe . . . . .	188
5.2.3. Állandó forgórész fluxusú jelleggörbe . . . . .	189
5.2.4. Állandó áramú táplálás. . . . .	192
5.3. Csúszógyűrűs forgórészű aszinkron motorok indítása. . . . .	194
5.4. Rövidrezárt forgórészű aszinkron motorok indítása . . . . .	197
5.4.1. Csillag-háromszög indítás . . . . .	200
5.4.2. Transzformátoros indítás. . . . .	201
5.4.3. Fojtótekercses indítás. . . . .	202
5.4.4. Indítás előtétellenállással . . . . .	204
5.5. Indítási és fékezési veszteségek. . . . .	204
5.6. Aszinkron motorok fékezése. . . . .	206
5.6.1. Generátoros fékezés . . . . .	206
5.6.2. Ellenáramú fékezés. . . . .	208
5.6.3. Dinamikus fékezés . . . . .	209
5.6.4. Egyfázisú (Siemens-féle) fékezés. . . . .	211
5.6.5. Öngerjesztéses (kondenzátoros) fékezés. . . . .	214
5.7. Aszinkron motorok fordulatszámának változtatása . . . . .	218
5.7.1. A forgórész ellenállásának változtatása . . . . .	218
5.7.2. A tápfeszültség változtatása. . . . .	221
5.7.3. Kaszkád kapcsolások . . . . .	222
5.7.4. A pólusszám változtatása. . . . .	231
5.8. Aszinkron gépek tranziens üzeme . . . . .	233
5.8.1. Az asszinkron gép kikapcsolása. . . . .	233
5.8.2. Álló motor bekapcsolása . . . . .	236
5.8.3. Forgó motor bekapcsolása. . . . .	243
5.8.4. Dinamikus szögsebesség-nyomaték jelleggörbék. . . . .	248
5.8.5. A motor irányváltása. . . . .	252
5.8.6. Csillag-háromszög átkapcsolás . . . . .	257
5.8.7. A terhelőnyomaték hirtelen változása. . . . .	259

<b>6. FREKVENCIASZABÁLYOZOTT ASZINKORN MOTOROS HAJTÁSOK . . . . .</b>	<b>260</b>
6.1. Hálózati kommutációjú közvetlen frekvenciaváltó . . . . .	261
6.2. Feszültséginverteres aszinkron motoros hajtások . . . . .	263
6.2.1. Egyszerű inverteres táplálás. . . . .	265
6.2.2. ISZM inverteres táplálás. . . . .	274
6.3. Áraminverteres aszinkron motoros hajtások . . . . .	277
6.3.1. Tirizztoros áraminverteres hajtás . . . . .	278
6.3.2. GTO-os áraminverteres hajtás. . . . .	283
6.4. Inverteres aszinkron motoros hajtások szabályozása. . . . .	283
<b>7. SZINKRONMOTOROS HAJTÁSOK. . . . .</b>	<b>287</b>
7.1. Szinkronmotorok állandósult üzeme . . . . .	289
7.1.1. Hengeres forgórészű szinkronmotorok alapegyenletei. .	289
7.1.2. Kiállópólusú szinkrongépek alapegyenletei . . . . .	295
7.2. Szinkronmotorok stabilitása . . . . .	300
7.2.1. Statikus stabilitás . . . . .	301
7.2.2. Dinamikus stabilitás. . . . .	303
7.3. A szinkronmotorok gerjesztés-szabályozása . . . . .	307
7.4. Szinkronozott aszinkron motor . . . . .	310
7.5. Szinkronmotorok indítása. . . . .	313
7.5.1. Önindítás (aszinkron indítás) . . . . .	314
7.5.2. Inítomotoros indítás. . . . .	319
7.5.3. Frekvenciaelfutás. . . . .	320
7.6. Szinkronmotorok fékezése. . . . .	322
7.7. Szinkronmotorok szinkronozása . . . . .	323
7.8. Szinkronmotorok fordulatszámának változtatása . . . . .	325
7.9. A szinkronmotorok lengései. . . . .	326
7.9.1. Szabad lengések . . . . .	326
7.9.2. Kényszerlengések. . . . .	331
7.9.3. Szinkronmotorok lengéseinek pontosabb számítása . .	337
7.10. Szinkronmotorok tranziens üzemre érvényes egyenletei .	342
<b>8. FREKVENCIAVÁLTÓS SZINKRONMOTOROS HAJTÁSOK . . . . .</b>	<b>345</b>
8.1. Áramirányítós szinkronmotor . . . . .	346
8.1.1. Az áramirányítós szinkronmotor indítása . . . . .	347
8.1.2. Áramirányítós szinkronmotor állandósult üzeme . . . .	349
8.2. Az állandó mágnesű szinkronmotoros szervohajtások . . .	354
8.2.1. A négyzetgalakú térbeli mezejű szinkronmotoros hajtások . . . . .	355
8.2.2. Szinuszos térbeli mezőjű szinkronmotoros szervohajtások . . . . .	357
<b>9. VILLAMOS HAJTÁSOK TERVEZÉSE . . . . .</b>	<b>358</b>
9.1. Védettségi módozatok. . . . .	358
9.2. Villamos motorok üzemviszonyai. . . . .	360
9.3. Villamos motorok melegedése . . . . .	364
9.3.1. Villamos motorok melegedése állandósult állapotban. .	364
9.3.2. Melegedési és hűtési tranziens folyamatok . . . . .	368

<b>9.4. Villamos motorok kiválasztása . . . . .</b>	<b>373</b>
9.4.1. Állandó üzemű gépek (S1, S6-S9 jelű üzemetípusok) . . . . .	373
9.4.2. Rövid ideig tartó üzemű gépek (S2 jelű üzemetípus) . . . . .	376
9.4.3. Szakaszos üzemű gépek (S3-S5 jelű üzemetípusok) . . . . .	378
<b>10. VILLAMOS HAJTÁSOK SZABÁLYOZÁSA . . . . .</b>	<b>382</b>
10.1. Egyenáramú motor szögsebesség-szabályozása alárendelt áramszabályozással . . . . .	382
10.2. Szabályozók kivitelezése . . . . .	389
<b>MELLÉKLET . . . . .</b>	<b>393</b>
<b>IRODALOM . . . . .</b>	<b>399</b>

ELŐSZÓ

126 mm

A Villamos hajtások tankönyv a BME IV.éves erősáramú hallgatói részére készült. Feltételezzük, hogy a hallgatók ismerik a Villamosenergia átalakítók, a Teljesítményelektronika és Szabályozástechnika tantárgyak anyagát.

A Villamos hajtások tárgyat a Villamosmérnöki Karon már több mint két évtizede oktatjuk, így a könyv anyaga hosszú évek tapasztalatain alapszik. Két egyetemi jegyzet (1960 és 1967) és egy tankönyv (1971) is készült segédeszközöként a tárgy oktatásához. Ezek közül a tankönyv (Dr.Rácz István, Csörgits Ferenc, Dr.Halász Sándor, Dr.Hunyár Mátyás, Dr.Schmidt István: Villamos Hajtások, Tankönyvkiadó, Budapest, 1971), amely Dr.Rácz István egyetemi tanár szerkesztésében készült, különösen nagy szerepet játszott minden oktatási segédletként, minden végzett erősáramú mérnökök fontos kézikönyveként, és nagy segítséget adott az új tankönyv megírásához is. A szerző ezúton is köszönetet mond Dr.Rácz Istvánnak és szerzői kollektívának, hogy hozzájárultak a tankönyv egyes részeinek az átvételéhez.

Az új tankönyv megjelenését elsősorban azok a változások tették szükségessé, amelyek az utóbbi két évtizedben a Villamos hajtások területén végbementek, így elsősorban a félvezetős hajtások minden nagyobb elterjedése, a szabályozott váltakozáramú hajtások súlyának növekedése, valamint az új erősáramú félvezetők megjelenése és elterjedése. A szabványok változása is szükségessé tette a könyv anyagának átírását.

A szerző köszönetet mond a könyv lektorának, dr.Schmidt István egy. docensnek a kézirat gondos ellenőrzéséért és értékes tanácsaiért, dr.Kádár István egy. docensnek és Csörgits Ferenc adjunktusnak a kézirat szerkesztéséért, valamint Wibling Ilonának az ábrák precíz elkészítéséért.

Dr.Halász Sándor  
egyetemi tanár

## **1. BEVEZETÉS**

A Villamos hajtások mint tudományág annak köszönheti létét, hogy a megtermelt villamos energiának kb.60%-át mechanikai energiává átalakítva használjuk fel. A villamos energia felhasználásának közismert előnyei miatt a villamos hajtások csaknem teljesen kiszorították a másfajta (pl. hidraulikus, pneumatikus, gőzgépes stb.) hajtásokat. A villamos hajtások alatt a villamos gépek, a kapcsoló készülékek, az erősáramú és vezérlő-szabályozó áramkörök azon rendszerét értük, amelynek feladata valamely előírt technológiai folyamat teljesítése.

A villamos hajtások tulajdonságai és mutatói nagymértékben meghatározzák a munkagép és az általa teljesíthető technológiai folyamat minőségét.

A villamos hajtások fejlődésében három döntő szakasz különböztethető meg. Az elsőben, amely még a 19. században kezdődött el, megtörtént az áttérés a csoportos hajtásokról az egyedi hajtásokra. Azzal, hogy minden munkagép legalább egy hajtómotort kapott (de gyakran több motort) leegyszerűsödött a hajtások mechanikai része és egyes hajtásokat jobban lehetett illeszteni a munkagéphez, ami növelte a termelékenységet, csökkentette a hajtások fajlagos energia felhasználását, és javította a termékek minőségét.

A második szakaszra az automatizálás a jellemző. Ez a folyamat főleg a két világháború között indult meg, de 1960-tól, az erősáramú félvezetők feltalálásával és elterjedésével vált meghatározóvá. Az ipari elektronika rohamos fejlődésének köszönhetően ma a szabályozott ipari hajtások egység teljesítménye a W tört részétől több 10 MW-ig terjed. A szabályozott jellemző legtöbb esetben a gép fordulatszám, ill. mind gyakrabban a pozíciója, egyes esetekben más, a gép technológiai feladatával összefüggő jellemző (pl. nyomás, szállítandó anyagmennyiség stb.). Az integrált áramkörök elterjedése jól kiegészítette az erősáramú elektronikai köröket és megengedte, hogy a vezérlő-logikai és szabályozó áramkörök igen kis teljesítményszint működjenek. Ezzel elvileg is újabb lehetőségek adódtak a szabályozó körök kivitelezéséhez és ezért az integrált elemek elterjedésével a szabályozó körök felépítése is alapvetően megváltozott.

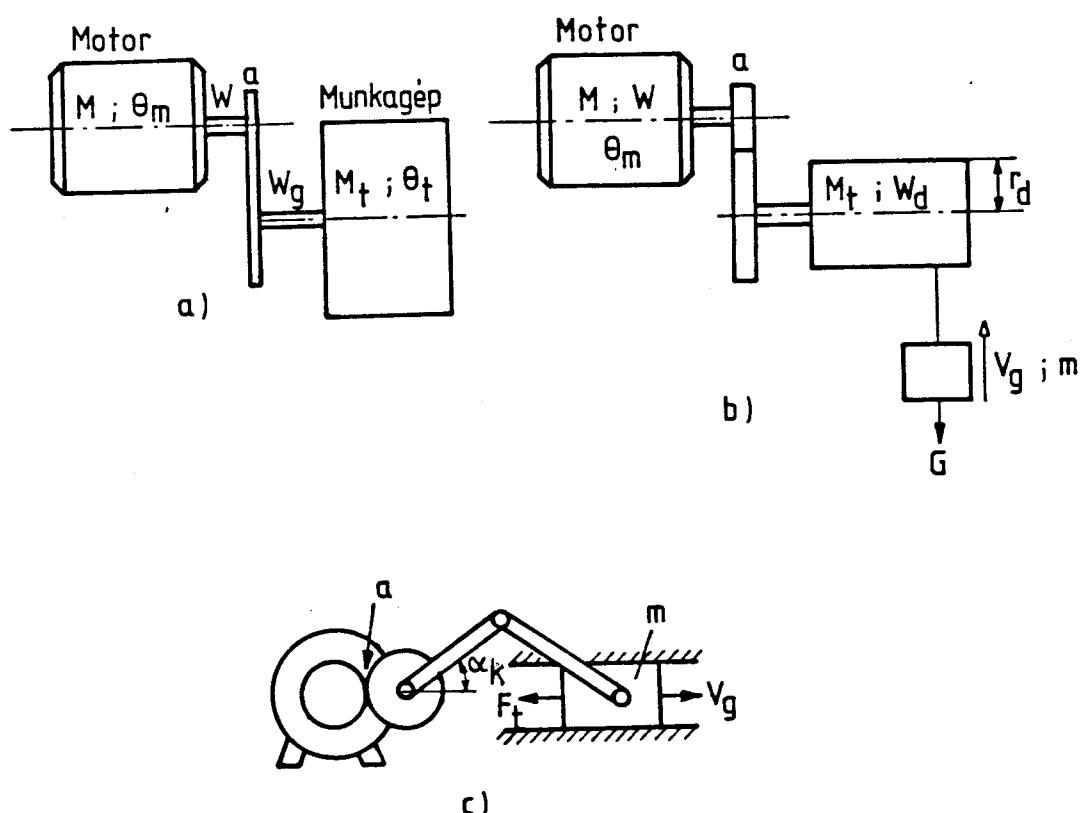
Jelenleg a fejlődés harmadik szakaszában vagyunk, amikor a hajtások információ elektronikájában (szabályozó; mérő- és vezérlőkörében) újra lényeges változások történnek. Az áttérés a digitális, mikroprocesszoros, számítógépes vezérlésre és szabályozásra módosítja a szabályozott villamos hajtási rendszer filozófiáját. Az új rendszerek sokkal rugalmassabbak a réginél, könnyebben programozhatóak, könnyebben kapcsolhatóak egy önállóan működő nagy rendszerbe, és könnyebben adaptálhatók egyes feladatokhoz, üzemmódonkhoz stb. Ezzel együtt lehetőség nyílik a rendszerek folyamatos ellenőrzésére: ez jelentősen növeli a bonyolult szabályozó rendszerek minőségét és üzembiztonságát.

A tankönyvben először a mechanikai rendszerrel és annak kinetikájával foglalkozunk. Ezután sorbavesszük az egyenáramú, aszinkron és szinkron motoros hajtások felépítését, tulajdonságait és szabályozhatóságukat, majd megadjuk a motorok ill. a szabályozó és vezérlő rendszerek kiválasztásának szempontjait. Az utolsó fejezet a villamos hajtások tervezésével foglalkozik.

## 2. A VILLAMOS HAJTÁSOK KINETIKÁJA

A villamos hajtások üzemében gyakoriak a fordulatszám változtatások (indítás, fékezés, szabályozás, terhelésváltoztatás). A fordulatszám változtatásának menetét és idejét csak a teljes hajtási rendszer (motor, áttételek, munkagép) dinamikai vizsgálatával tudjuk meghatározni.

### 2.1. Nyomatékok és tömegek átszámítása közös tengelyre



**2.1. ábra Kinetikai vázlatok**  
**a./ A munkagép forgó mozgású b./ A munkagép haladó mozgású**  
**c./ A munkagép haladó mozgású és változó áttételelű**

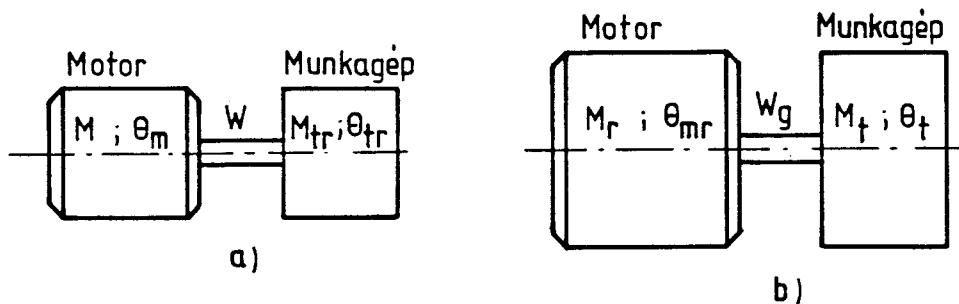
A motor és a terhelő munkagép között általában áttételek (fogaskelek, szíjtárcsák, kötéldobok, karos-csuklós elemek) helyezkednek el.

A három legegyszerűbb kinetikai vázlatot a 2.1. ábrán tüntettük fel. Az "a" ábrán a munkagép forgó mozgást végez, a motor és a munkagép fordulatszámát egy áttétellel illesztjük. Gazdasági megfontolásokból a motorokat általában nagyobb fordulatszámokra készítik, így az áttétel - a motortól a munkagép felé - legtöbbször lassító jellegű.

A "b" ábrán a kötéldob forgómozgása a daruhorog és az arra felerősített teher haladó mozgásává alakul. Haladó mozgássá alakíthatjuk a forgómozgást pl. fogaslécek, sínen gördülő kerekek stb. segítségével is.

A „c” ábrán is a munkagép haladó mozgást végez egy karos-csuklós elem beiktatása alatt. Itt azonban – az előbbi rendszerekkel szemben – a motor állandó fordulatszáma esetén is a munkagép haladási sebessége nem állandó.

A 2.1. ábrán feltüntetett valóságos kinetikai rendszereket általában a 2.2. ábrán feltüntetett egytengelyű rendszerrel szoktuk helyettesíteni, az utóbbi ugyanis sokkal egyszerűbb és alkalmasabb az analitikai vizsgálatokhoz. Az ilyen egyszerű helyettesítés feltételezi, hogy a mechanikai rendszerekben nincsenek rugalmas elemek (energiatárolók, rések stb.). A gyakorlati esetek többségében az ilyen közelítés megengedhető. Ha a közös tengely fordulatszáma megegyezik a motor tengelyének  $W$  szögsebességével (2.2.a. ábra), akkor a motor tengelyére való átszámításról beszélünk. Egyes esetekben célszerűbb az átszámítást a munkagép tengelyére végezni (2.2.b. ábra), ilyenkor a közös tengely fordulatszáma megegyezik a munkagép  $W_g$  fordulatszámával (ill.  $V_g$  sebességevel haladó mozgás esetén).



2.2. ábra Egytengelyű (redukált) rendszer  
a./ A motor tengelyére átszámítva b./ A gép tengelyére átszámítva

Az eredeti és az új rendszer akkor lesz teljesen helyettesíthető egymással, ha minden időpillantban a két rendszer:

- a./ teljesítményfelvétele ill. leadása azonos,
- b./ a rendszerek mozgási energiája megegyezik.

A 2.1.a. ábra esetében – a motor tengelyére átszámítva – a munkagép  $M_t$  terhelőnyomatékát és  $\theta_t$  tehetetlenségi nyomatékát  $M_{tr}$  és  $\theta_{tr}$  átszámított (redukált) értékekkel vesszük figyelembe:

A  $M_{tr}$  átszámított terhelőnyomatéket a teljesítmény egyenlőségből határozzuk meg:

$$M_{tr} W = M_t W_g \frac{1}{\eta_a},$$

ahol  $\eta_a$  az áttételek hatásfoka (amely figyelembe veszi az áttételek veszteségeit. Az átszámított  $\theta_{tr}$  tehetségességi nyomatéket a kinetikus energia egyenlősége határozza meg):

$$\frac{\theta_{tr} W^2}{2} = \frac{\theta_t W_g^2}{2}, \quad (2.1)$$

Végeredményben  $a=W/W_g$  áttételi tényezővel:

$$M_{tr} = M_t \frac{1}{a \eta_a}, \quad (2.2)$$

$$\theta_{tr} = \theta_t \frac{1}{a^2}.$$

Egyes esetekben a terhelés visszatáplál (pl. fékezéskor, ill. daruknál nagyobb terhek süllyesztekor), ezért ilyenkor:

$$M_{tr} = M_t \frac{\eta_a}{a}. \quad (2.3)$$

Névleges terheléskor a különböző áttételek hatásfokának tájékoztató értéke: homlokkerékpárra, szíj vagy ékszíjhajtásra 95–98%, kúpkerékpárra 90–95%, csavarhajtásnál pedig 40–50%. A terhelés csökkenésekor a hatásfok értéke csökken. Ha  $\eta < 0,5$ , akkor az áttétel önzáróvá válik. Pl. a daru üres horga általában nem képes a horog süllyeszést előidézni, ilyenkor a hatásfokot nem is lehet értelmezni.

A 2.1.b. ábrán a haladó mozgást végző munkagépek jellemzői a motor tengelyére való átszámításakor:

$$M_{tr} W = GV_g \frac{1}{\eta_a},$$

$$\theta_{tr} \frac{W^2}{2} = \frac{mV_g^2}{2},$$

ahol  $G$  és  $m$  az emelési súly, ill. tömeg.

Igy az átszámított értékek:

$$M_{tr} = \frac{G V_g}{W} \frac{1}{\eta_a} = \frac{G r_d}{a} \frac{1}{\eta_a},$$

(2.4)

$$\theta_{tr} \frac{V_g^2}{W^2} m = \frac{m}{a^2} r_d^2$$

Itt  $r_d$  a kötéldob sugara,  $a=W/W_d$ , ahol  $W_d$  a dob szögsebessége és  $V_g=W_d r_d$ .

A 2.1.c. ábra szerinti rendszer átszámítása is hasonlóan végezhető

el. Itt azonban az  $a^*$  teljes áttételel a karos-csuklós elem  $\alpha_k$  elfordulási szögétől függ:

$$a^* = \frac{W}{V_g} = a_f f(\alpha_k) , \quad (2.5)$$

ahol  $a_f$  a fogaskerekek áttétele. Az  $f(\alpha_k)$  miatt az  $M_{tr}$  redukált terhelő-, valamint a  $\theta_{tr}$  redukált tehetetlenségi nyomaték a csukló elfordulási szögétől is függ. Ilyenkor a redukált rendszer terhelő-, ill. tehetetlenségi nyomatéka periódikus függvénye az  $\alpha_k$  elfordulási szögnek, az utóbbi miatt szokás látszólagos tömegváltozásról beszélni.

Tranziens üzemben a tehetetlenségi nyomatékok átszámításakor elvileg figyelembe kell venni az áttételek hatásfokát. Ugyanis pl. gyorsuláskor a munkagép kinetikai energiája azért növekszik, mert az  $M_t$  terhelőnyomatéknál nagyobb nyomaték adódik át a gép tengelyére, az áttételei veszteségek pedig a teljes átadott nyomatéktól is függnek. A jelenleg pontos számítása nagyon bonyolult, ezért a gyakorlatban ettől legtöbbször eltekintünk.

Miután a terhelés tömegeit átszámítottuk a motor tengelyére, meghatározhatjuk az eredő tehetetlenségi nyomatéket:

$$\theta = \theta_m + \theta_{tr} . \quad (2.6)$$

A motor  $\theta_m$  tehetetlenségi nyomatéka általában a teljes érték kb. 70-90%-át adja. A redukált tömegek csak akkor szoktak számottevők lenni, ha viszonylag nagy tömegű (pl. kiegyensúlyozott) berendezéseket kell mozgatni nagy sebességgel. Jelentősek a redukált tömegek pl. a vontatásban.

Többszörös áttétel esetén a redukált tehetetlenségi nyomatékban természetesen figyelembe kell venni a közbeeső tengelyek tömegét is, (ilyenkor  $\theta$  több tagból tevődik össze).

Egyes esetekben célszerű a munkagép tengelyére redukálni, ilyenkor a motor  $M$  nyomatékát és  $\theta_m$  tehetetlenségi nyomatékát számítjuk át (2.2.b. ábra). Forgó mozgás esetén (és feltételezve, hogy az energia a motortól a terhelés felé halad):

$$\begin{aligned} M_r &= M \eta_a a , \\ \theta_{mr} &= \theta_m a^2 , \end{aligned} \quad (2.7.a)$$

ill. ha a munkagép haladó mozgást végez:

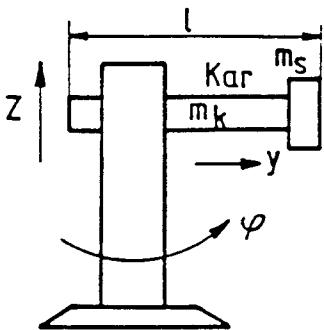
$$\begin{aligned} F_r &= M a \frac{1}{r_d} \eta_a , \\ m_r &= \theta a^2 \frac{1}{r_d^2} . \end{aligned} \quad (2.7.b)$$

## Bonyolultabb a robothajtások dinamikai vizsgálata.

A 2.3. ábrán feltüntettük egy viszonylag egyszerű felépítésű robot vázlatát. A robot három szabadságfokkal rendelkezik: a kar emelhető vagy süllyeszthető (z irány), forgatható ( $\varphi$  irány), ill. elmozdítható vízszintesen (y irány).

A három mozgási iránynak egyedi hajtásai vannak, ezek közül csak a

z irányú mozgást vizsgálhatjuk külön a másik kettőtől (az y és  $\varphi$  irányú mozgás nem befolyásolja a z irányba mozgó tömeget), míg az y és a  $\varphi$  irányú mozgás nem vizsgálható függetlenül egymástól (de függetlenül vizsgálhatók a z irányú mozgástól). Ugyanis ha y és  $\varphi$  irányú mozgás egy időben van, akkor Coriolis gyorsulásokat és ehhez tartozó erőket is figyelembe kell venni, ami az itt használtnál bonyolultabb matematikai apparátust igényel. (lásd: a következő fejezet (2.11) összefüggését.)



2.3. ábra Egyszerű robot vázlatra

## 2.2. A villamos hajtások mozgássegényelete

Feltételezzük, hogy az átszámítást a motor tengelyére elvégeztük és a továbbiakban  $M_t$  és  $\theta = \theta_m + \theta_r$  a redukált értéket jelentik, míg a motor nyomatékát  $M$ -mel, szögsebességét  $W$ -vel jelöljük. Legyenek a pozitív irányok a 2.4. ábrának megfelelők. Itt a  $W$  pozitív irányát szabadon vettük fel, míg a motor  $M$  nyomatékát akkor tekintjük pozitívnak, ha iránya megegyezik a szögsebesség választott pozitív irányával. Az  $M_t$  terhelőnyomaték pozitív irányát ehhez képest fordítva vesszük fel: a terhelőnyomaték akkor pozitív irányú, ha hatása ellentétes a szögsebesség választott pozitív irányára. A fenti pozitív irányokkal a hajtási üzemben - a forgás irányától függetlenül - a motor mechanikai teljesítménye pozitív, fékező üzemben minden negatív lesz.

A motor  $P = MW$  mechanikai teljesítményének és a  $P_t = M_t W$  terhelési teljesítményének a különbsége a rendszer  $A = \theta \frac{W^2}{2}$  kinetikus energiájának változtatására fordítódik:

$$P - P_t = \frac{dA}{dt} . \quad (2.8)$$

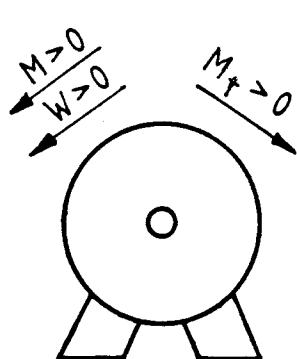
Elosztva az egyenletet a  $W$  szögsebességgel, és figyelembe véve, hogy  $d\alpha = W dt$ :

$$M - M_t = \frac{dA}{d\alpha} . \quad (2.9)$$

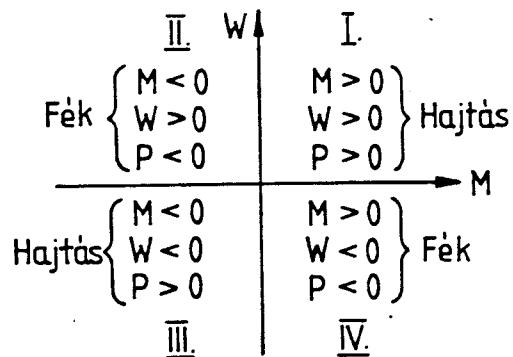
Ha a redukált rendszer tehetségi nyomatéka függ az elfordulási szögtől, akkor

$$M - M_t = \frac{d \frac{\theta W^2}{2}}{d\alpha} = \frac{W^2}{2} \frac{d\theta}{d\alpha} + \theta \frac{dW}{dt}, \quad (2.10.a)$$

de számításokban ilyenkor is általában célszerűbb a (2.9) egyenletet használni.



2.4. ábra Pozitív irányok



2.5. ábra  $W(M)$  koordinátarendszer negyedeinek jelentése

A gyakorlati esetek igen nagy százalékában a redukált tehetelenségi nyomaték állandó, ilyenkor a (2.10a) egyenlet egyszerűvé válik:

$$M - M_t = \theta \frac{dW}{dt}. \quad (2.10.b)$$

A (2.9.) ill. (2.10.b) egyenletet a villamos hajtás mozgási egyenleteinek nevezzük.

A motor  $M$  és a terhelés  $M_t$  nyomatékának különbsége gyorsító ill. lassító nyomatéket eredményez, ezért  $M_d = M - M_t$  dinamikai nyomatéknak nevezzük. Állandósult állapotban  $M = M_t$  tehát  $M_d = 0$ .

Robotok esetében a fenti mozgási egyenletekkel csak azon koordináta szerinti mozgás vizsgálható, amely nem függ a többi koordinátától (pl. a z irányú mozgás a 2.3. ábrájú roboton). Általános esetben pl. Lagrange egyenlet alkalmazható:

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial A}{\partial \dot{q}_i} - \frac{\partial A}{\partial q_i} = - \frac{\partial A_{pot}}{\partial q_i} + \sum Q_i, \quad (2.11)$$

ahol:  $A$  - a rendszer teljes kinetikus energiája,  
 $A_{pot}$  - a rendszer potenciális (koordinátáról függő) energiája,

$q_1$  - általános koordináta (pl. 2.3. ábrán  $q_1=z$ ,  $q_2=\varphi$  és  $q_3=y$  lehet),  
 $\sum Q_i$  - a rendszerre ható erők (nyomatékok) összege.

1. Példa: Alkalmazzuk a (2.11) egyenletet a 2.1.c. ábrájú rendszerre. Itt egy szabad koordináta van: az elfordulás  $\alpha$  szöge, tehát  $q_1=\alpha$ ,

$\dot{q}_1 = \frac{d\alpha}{dt} = W$ . A rendszer kinetikus energiája - a redukálás után -

$$A = \frac{\theta(\alpha)W^2}{2}, \quad A_{\text{pot}} = 0, \quad \sum Q_i = M-M_t \text{ és (2.11) értelmében:}$$

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial [\theta(\alpha)W^2/2]}{\partial W} - \frac{\partial [\theta(\alpha)W^2/2]}{\partial \alpha} = 0 + M-M_t,$$

$$\text{vagyis: } \frac{d}{dt} (\theta W) - \frac{W^2}{2} \frac{\partial \theta(\alpha)}{\partial \alpha} = M-M_t.$$

Deriválás után ( $\frac{d\theta}{d\alpha} = \frac{\partial \theta}{\partial \alpha}$  mivel a tehetetlenségi nyomaték csak az  $\alpha$  szögtől függ):

$$\theta \frac{dW}{dt} + W \frac{d\theta}{dt} - \frac{W^2}{2} \frac{d\theta}{d\alpha} = M-M_t$$

és  $dt=d\alpha/W$  behelyettesítésével a (2.10.a)-val azonos kifejezést kapunk:

$$\theta \frac{dW}{dt} + \frac{W^2}{2} \frac{d\theta}{d\alpha} = M-M_t.$$

2. Példa: A 2.3. ábra szerinti robotra írjuk fel a (2.11) összefüggést. Jelöljük - erős egyszerűsítéssel -  $m_z$ -vel a z irányban mozgó tömegeket,  $m_s$ -el a befogó berendezést és befogott tömeget együttesen (melyet pontszerűnek tekintünk),  $m_k$ -val a kar tömegeit,  $l$ -lel a kar hosszát,  $\theta$ -val a forgás alatti tehetetlenségi nyomaték állandó részét. Ezzel:

$$A_{\text{pot}} = m_z g z,$$

$$A = \frac{m_z \dot{z}^2}{2} + \frac{(m_s + m_k) \dot{y}^2}{2} + \frac{m_s y^2 \dot{\varphi}^2}{2} + \frac{1}{2} \theta \dot{\varphi}^2 + \frac{m_k}{2} \left(y - \frac{l}{2}\right)^2 \dot{\varphi}^2 + \frac{m_k}{24} l^2 \dot{\varphi}^2,$$

ahol az utolsó tag az  $m_k$  tömegű kar kinetikus energiáját jelenti, ha a forgási tengely a kar súlypontján keresztül halad, miközött az utolsó előtti tag a forgási tengelynek a súlyponttól való  $\left(y - \frac{l}{2}\right)$  eltolása miatt jön létre.

A (2.11) felhasználásával ( $q_1 = z$ ):

$$m_z \ddot{z} = -m_z g + F_z,$$

ahol  $F_z$  az emelő motor nyomatékának a haladó mozgásra redukált értéke. Látható, hogy a z irányú mozgás nem függ a más irányú mozgásoktól. Továbbá  $q_2 = y$  helyettesítéssel ( $F_y$  - az y irányú motor erő redukált értéke):

$$(m_s + m_k) \ddot{y} = F_y + m_s y \dot{\varphi}^2 + m_k (y - \frac{\ell}{2}) \dot{\varphi}^2 ,$$

és  $q_3 = \varphi$ -vel:

$$(\theta + \frac{m_k}{12} \ell^2) \ddot{\varphi} = M_\varphi - \frac{d}{dt} [m_s y^2 \dot{\varphi} + m_k (y - \frac{\ell}{2}) \dot{\varphi}] .$$

Látható, hogy az y és  $\varphi$  irányú mozgás nem választható szét.

Vizsgáljuk meg a W - M koordináta-rendszer egyes negyedeinek a jelentését. A 2.5. ábrán feltüntetett koordináta-rendszer negyedeit az ábra szerint szokás I-IV. számmal jelölni. Az I. negyedben  $M > 0$  és  $W > 0$ , ezért  $P = MW > 0$ , tehát a motor M tengelynyomatéka a forgás irányába hat, a motor P mechanikai teljesítménye a motortól a tengelyre kerül. Ezért az I. negyedet hajtási negyednek nevezzük.

A III. negyedben a nyomaték és a fordulatszám negatív, irányuk megegyezik, ezért a  $P = MW > 0$ . Igy a III. negyedben is a motor P mechanikai teljesítménye a motortól a tengely felé adódik át, ezért ez a negyed is hajtást jelez, de a felvett pozitív iránnyal ellentétes forgás irányban.

A II. és IV. negyedben M és W ellenkező előjelű, a nyomaték a forgási iránnyal szemben hat, a forgást gátolja, a motor fékez. A  $P = MW$  mechanikai teljesítmény negatív, a motor a tengelyén felveszi a teljesítményt; ez a teljesítmény a terhelés csökkenő kinetikus energiából (ha csökken a fordulatszám), ill. a csökkenő potenciális energiából (pl. tehersúly súlyesztése, vonat a lefelé haladó pályán stb.) származik. Szigorúan véve a dolgot a villamos gépet ebben az esetben nem nevezhetnénk motornak, de villamos hajtások esetén a motort fékezési üzemmállapotban is motornak nevezzük.

Azt, hogy a motornak melyik negyedben kell tudnia üzemelni, a hajtott berendezés szabja meg. Pl. a ventillátor hajtásakor elegendő, ha a motor csak egy forgásirányban tud hajtani, nem szükséges a motorral fékezni, elegendő tehát az I. negyedben való üzemet megvalósítani, esetleg különböző nagyságú, de minden ugyanolyan előjelű fordulatszámokon.

Szerszámgépek esetében rendszerint két forgásirányban kell hajtania a motornak. Ha a fékezés nem szükséges, akkor a motornak az I. és III. negyedében való üzemet kell lehetővé tennie (kétnegyedes hajtás). Ha a forgásirány-változásokat villamos félezéssel akarjuk forszírozni, akkor négynegyedes hajtás szükséges.

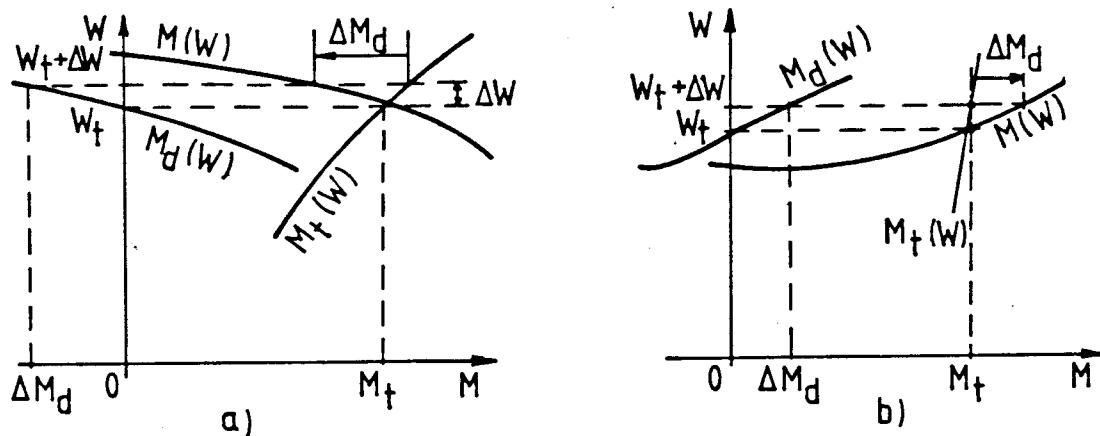
Daruk emelőműnek hajtása esetén a teher emelésekor a motor az I. negyedben üzemel. Teher súlyesztéskor ellentétes forgásirányban fékez a motor (IV. negyed). Üres horog súlyesztéskor a horog és kötél súlya általában nem elegendő a súrlódások legyőzéséhez, ilyenkor lefelé is hajtani kell (III. negyed). Ekkor tehát háromnegyedes hajtás szükséges.

A szükséges negyedek számát a motor fajtája, átkapcsolási lehetősége, a táplálás fajtája (pl. áramirányító vagy Diesel-motorral hajtott

generátor stb.) szabja meg. Ezért a hajtás tervezésekor lényeges szempont a szükséges negyedek száma. A legegyszerűbb az egynegyedes, a legigényesebb a négynegyedes hajtás.

### **2.3. A hajtás statikus stabilitása**

Legegyszerűbb esetben feltételezhetjük, hogy mind a motor, mind a terhelés nyomatéka csak a fordulatszámtól függ. A hajtás statikus egyensúlyi állapota csak azon a  $W$  szögsebességen jöhet létre, amikor  $M_d = M(W) - M_t(W) = 0$ . Ez az egyensúlyi állapot stabilis vagy labilis lehet és a stabilitást a motor és a terhelés jellege együttes dönti el. A stabilitás pontos vizsgálatkor a motor elektromágneses energiájának a változását is figyelembe kell venni. Mivel attól most eltekintünk, ezért a kapott eredmények csak közelítők lesznek, az ilyen stabilitási vizsgálatot statikus stabilitásnak nevezzük.



## 2.6. ábra Hajtások egyensúlyi állapotának vizsgálata a./ Stabilis                    b./ Labilis

Az egyensúlyi állapot jellegét úgy dönthetjük el, hogy a motort valamelyen külső okkal kiterítjük egyensúlyi állapotából. Ha az eredeti üzemállapot a külső ok megszüntetése után helyreáll, akkor a rendszer stabilis, ellenkező esetben labilis lesz.

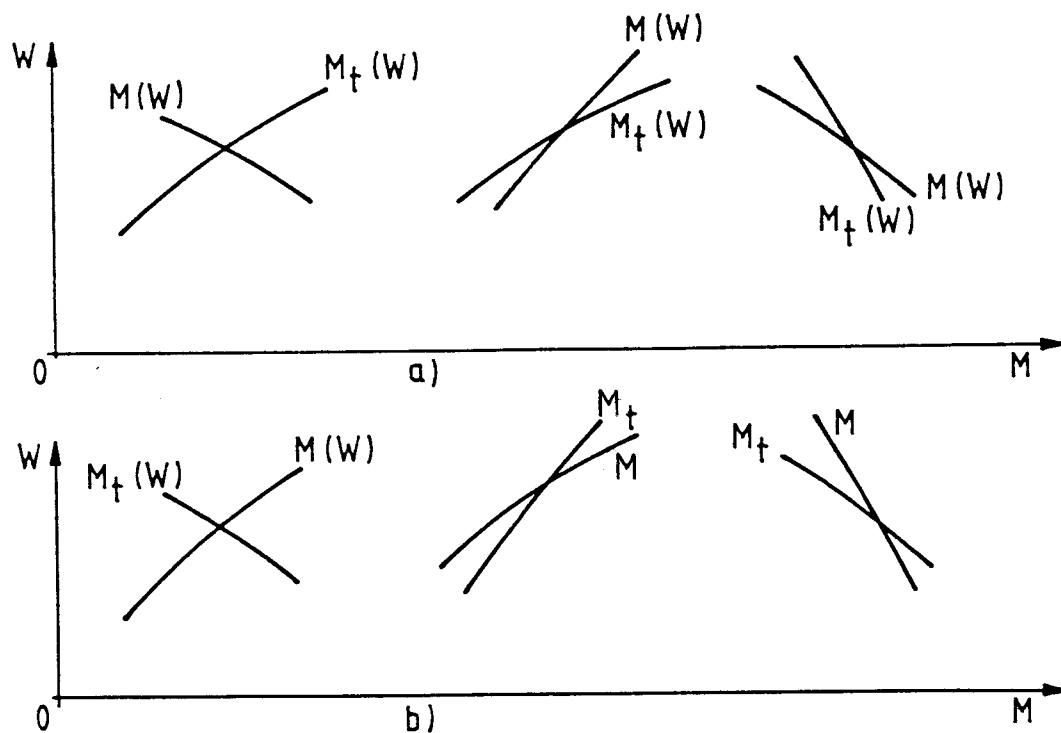
Nézzük meg, hogy mi történik akkor, ha a 2.6.a. ábra esetén a motor szögsebessége a  $W_t$  statikus egyensúlyi állapotról valamelyen külső ok miatt  $W_t + \Delta W$  értékre megváltozik. A szögsebesség megváltoztatásával megváltozik mind a motor, mind a terhelés nyomatéka, így a dinamikai nyomaték is. Ebben az esetben az egyensúlyi állapot stabilis, mert a motor M nyomatéka csökken, míg a terhelés  $M_1$  fékezőnyomatéka növekedik.

Ezzel a dinamikai nyomaték negatív lett, tehát a motor lassulni fog, szögsebessége csökken, és a motor visszatér eredeti egyensúlyi állapotába.

A 2.6.b ábrán labilis üzemállapotot láthatunk. Ha  $W_t$ -hez képest a szögsebesség növekszik  $\Delta W$  értékkel (valamilyen átmeneti külső ok miatt), a motor hajtónyomatéka nagyobb lesz, mint a terhelés fékezőnyomatéka, tehát a dinamikai nyomaték pozitív lesz. A forgórész gyorsul, a szögsebesség tovább növekszik. Ebben az esetben az egyensúlyi állapot labilis, mert ha a motor egyszer kitér az egyensúlyi állapotból, akkor onnan egyre jobban távolodik.

Hasonló viselkedést találunk akkor is, ha a kezdeti  $\Delta W$  szögsebesség-eltérést negatívnak vesszük.

A stabilitás feltételét a következőképpen fogalmazhatjuk meg. A  $W_t$  egyensúlyi pontban  $M_d = M - M_t = 0$ . A szögsebesség növekedésekor, amikor  $\Delta W = W - W$  pozitív, ekkor a keletkező  $\Delta M_d$  dinamikai nyomatéknak negatívnak kell lenni. Ilyenkor  $W$  csökkenni fog. Fordítva: a szögsebesség csökkenésekor ( $\Delta W$  negatív) pozitív  $\Delta M_d$  szükséges, hogy a gyorsítónyomaték  $W_t$ -t növelje  $W_t$  felé. A két eset közös tulajdonsága az, hogy  $\Delta W$  és  $\Delta M_d$  előjele – stabilis üzemben – ellentétes.



2.7. ábra Stabilis (a) és labilis (b) egyensúlyi állapotok

Ezért a stabilitás feltételét matematikai alakban így írhatjuk fel:

$$\frac{\Delta M_d}{\Delta W} < 0 ,$$

vagy kis változások feltételezésével

$$\frac{dM_d}{dW} = \frac{dM}{dW} - \frac{dM_t}{dW} < 0 , \quad (2.12.a)$$

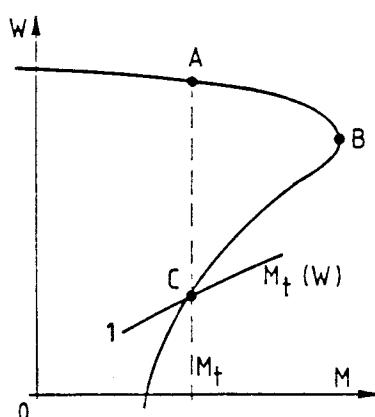
illetve:

$$\frac{dM}{dW} < \frac{dM_t}{dW} . \quad (2.12.b)$$

A 2.7. ábrán foglaltuk össze a különböző lehetséges eseteket. Az a. ábra stabilis, a b. ábra labilis eseteket tüntet fel. A (2.12) feltétel más negyedekben is érvényes.

Hangsúlyozni kell, hogy a stabilitást a motor és a terhelés együtt dönti el. Önmagában a motor mechanikai jelleggörbékének egy pontjáról csak akkor nyilatkozhatunk, ha feltételezzük, hogy a terhelőnyomaték állan-

dó,  $dM_t/dW=0$ . Ekkor a stabilitás feltétele (2.12) szerint:



2.8. ábra Rövidrezárt forgórészű aszinkron motor stabilitása

$$\frac{dM}{dW} < 0 ;$$

tehát a motor mechanikai jelleggörbékének esőnek kell lennie. Igy pl. a kalickás aszinkron motor mechanikai jelleggörbéjén az M terhelőnyomatéknál (2.8.ábra) az A pont stabilis, a C pont labilis üzemet jelent, a stabilis és labilis üzemi pontok határa a maximális nyomatékhöz tartozó B billenőpontban van.

A C pontban is lehet azonban stabilis üzemet létesíteni, és erre gyakran szükség is van; pl. a jelleggörbe kimérése céljából. Ilyenkor a terhelő nyomatéknak a fordulatszám növekedésekor a motor nyomatékánál erősebben kell növekednie pl. az 1. jelű görbe szerint.

#### 2.4. A terhelőnyomatékok osztályozása

A terhelőnyomaték pozitív irányát - mint már említettük - a 2.4.ábra szerint vesszük fel, W pozitív irányával ellentétesen. A terhelőnyomaték irányának a forgásiránytól való függése szempontjából két csoportot különböztetünk meg:

1. mozgást gátoló passzív ellenállás-nyomaték,
2. egyirányú aktív nyomatékok.

Az 1.csoportba tartoznak pl. a súrlódás, a közegellenállás, a forgácsolás, a nem rugalmas testek húzása stb. Ezek a nyomatékok minden-

Terhelőnyomatékok osztályozása

2.1. táblázat

I. $M_t \cong$ áll.	II. $M_t$ (W)	III. $M_t$ (s)	IV. $M_t$ (v, s)	V. $M_t$ (t)
Híddarú a./ emelőmű, b./ futómű, c./ hídhajtás. Személyfelvonó. Szállítószalagok. Kiegyenlített kötelű bányafel- vonógép. Gyalugép a munka- ütem alatt. Több fémforgácso- ló gép. Papírgép. Textilnyomó gép. Cserző-, zsirzó- dob (bőripari). Kalanderek.	Szelőző. Füstsziívó. Centrifugál szivattyú. Centrifugál kompresszor. Hajócsavar. Fonógépek.  Gyalugép a munka- ütem alatt. Több fémforgácso- ló gép. Papírgép. Textilnyomó gép. Cserző-, zsirzó- dob (bőripari). Kalanderek.	Forgattyús hajtó művek. Emelő-ingó asztal. Buktató. Olló melegvágáshoz. Vagonbuktaató. Dugattyús légsűrítő. Bányafelvonó kiegyenlítetlen kö- téllel. Bányafelvonónégép váltózó kötéltekér- cselési sugárral. Rázoszalag. Himbaszivattyú (kőolajipari). Exkavátor. Markolódaruk. Hajlitógépek. Különböző forgattús prések. Különböző ollók. Kovácsológepek.	Villamos mozdony. Szétnyíló híd. Hajó- kormánymű.  Fafoszlató gépek. Görgősmalom. Fafürész. Cukormalom. Friktíos kalapács. Gumiipari keverő- hengerek. Lyukasztogép. Kártológép. Szervorendszerék.	

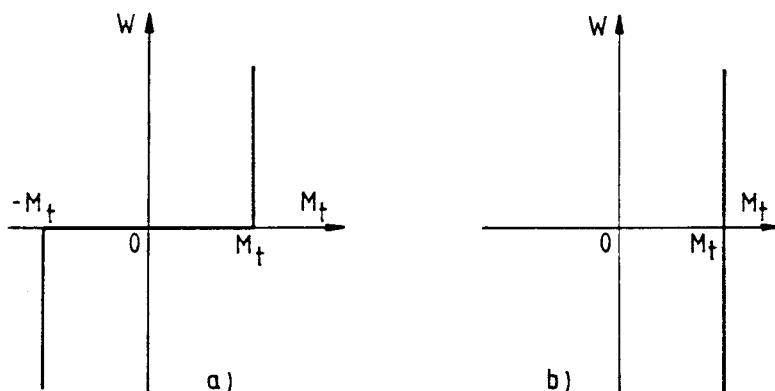
akadályozzák a mozgást, vagyis a mozgással ellentétes irányúak. Ezért a nyomatékok a forgásirányváltáskor megváltoztatják előjelüket, és a nyomaték-szögsebesség jelleggörbék folytonossága megszakad (2.9.a. ábra).

A terhelőnyomatékok másik csoportjába tartoznak pl. a súlytól származó nyomatékok. Ezek a nyomatékok megtartják irányukat a forgásirány változásakor is. Az egyik forgásiránynál a forgással ellentések, ellenkező irányú forgásnál pedig elősegítik azt. Pl. az emelőgép dobján a súlytól származó nyomaték egyaránt megtartja előjelét a súly emelésekor és leeresztésekor (2.9.b. ábra).

A terhelőnyomaték függhet a szögsebességtől (fordulatszámktól), az S úttól, az időtől. Eszerint a különböző munkagépek öt osztályba sorolhatók. Az egyes osztályokba tartozó hajtásokra a 2.1. táblázat mutat példákat.

I.osztály. A terhelőnyomaték gyakorlatilag állandó. Ezknél a teljesítmény a szögsebességgel arányosan változik (2.10. ábra).

Az  $M_t$ -W koordináta-rendszer negyedeinek a jelentése, mivel a 2.4. ábra szerint  $M_t$  és W pozitív iránya ellentétes, fordított, mint a motornyomatékok esetében (2.9. ábra). Passzív terhelőnyomatékok pl. mindenféle fékeznek, tehát az  $M_t(W)$  jelleggörbe az I. és a III. negyedbe esik.



2.9. ábra Passzív (a) és aktív (b) terhelőnyomaték

II.osztály. A terhelőnyomaték a szögsebesség függvénye (2.11. ábra). Ez a függés elégé különböző lehet. Egyes munkagépek terhelőnyomata csak kis mértékben nő a sebesség növekedésével, más gépeknél ez a növekedés a sebesség négyzetével arányos. Általános esetben a szögsebesség-nyomaték jelleggörbe a következő egyenlettel írható fel:

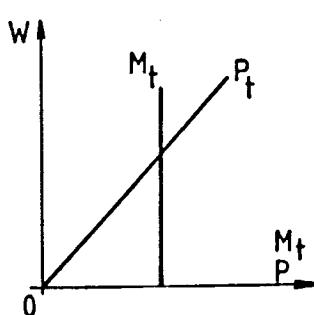
$$M_t = M_0 + (M_{tn} - M_0) \left(\frac{W}{W_n}\right)^{\gamma}, \quad (2.13)$$

ahol  $M_0$  - az állandónak tekinthető (pl. súrlódási) nyomaték,

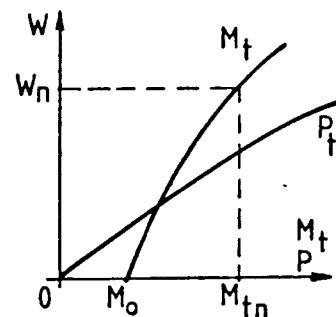
$M_{tn}$  - a munkagép nyomatéka névleges fordulatszám esetében,

$\gamma$  - megmutatja, hogy a terhelőnyomaték a sebesség hányadik hatványától függ. Értéke a 0 és a 6 között változik.

Nagyobb fordulatszámú munkagépek, pl. centrifugák működtetésékor a fordulatszám 60000/min-ot is elérhet. Ekkor  $\gamma=3-4$  értékkel kell számolni.



2.10. ábra Állandó terhelőnyomaték

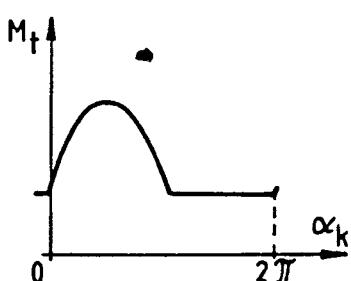


2.11. ábra A sebességtől függő terhelőnyomaték

Ebbe a csoportba tartoznak azok a munkagépek, amelyekben a nyomaték nagymértékben a közegellenállás legyőzéséből adódik. Ide tartoznak a levegőt és folyadékot szállító centrifugálsvattyúk, szellőzők stb. Ha jó a csapágyazás, a súrlódási nyomaték igen kicsi, tehát elhanyagolható. Ekkor a nyomaték négyzetesen ( $\gamma=2$ ), a teljesítmény pedig a szögsebesség harmadik hatványával változik.

III.osztály. A terhelőnyomaték az út (szögelfordulás) függvénye. Ide tartoznak pl. a fémvágó ollók, amelyek nyomatéka -a 2.1.c ábra szerint - a forgattyú szögének ( $\alpha_k$ ) függvényében a 2.12. ábrán látható. E csoporthoz tartoznak a dugattyús gépek, szővőgépek, ollók, prések, kovácsoló- és hajlítógépek.

IV.osztály. A terhelőnyomaték a sebesség és az út függvénye. Ebbe a csoportba tartoznak a villamos szállítóeszközök (villamos vontatás, villamos). Ugyanide tartoznak a hajó kormányszerkezetei, a szétnyíló hidak gépei stb.



2.12. ábra Úttól (szögelfordulástól) függő terhelőnyomaték

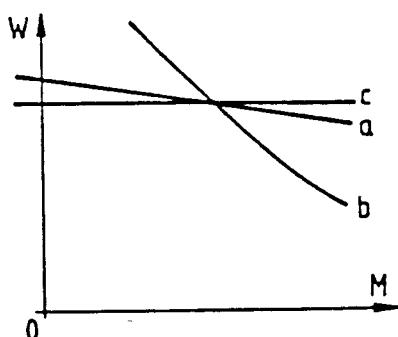
V.osztály. A terhelőnyomaték az idő függvénye. Ide tartoznak az olyan gépek, amelyeknél az erő az idő függvényében ismert összefüggés szerint változik. Pl. az egyes szervomechanizmusok.

Ebbe az osztályba tartoznak azok a gépek is, amelyeknél a terhelőnyomaték a megmunkálandó anyagok tulajdonságai miatt az idő függvényében változik, de a változás nem előírt, hanem véletlen jellegű. Példa erre afafoszlató gép, amely a fát forgó köszörűkővek segítségével masszává alakítja át. Mivel a fa nem szabályos alakú, ezért afafoszlató gép terhélete állandóan változik.

A súrlódási nyomatéket általában állandónak veszik fel. Értéke attól függ, hogy a sikló- vagy gördülőcsapágyat alkalmaznak-e. Ezenkívül a súrlódási nyomaték értéke függ a kenéstől is. Siklócsapágyakban a persely és a tengelycsap között induláskor fémes érintkezés van, mert az olajfilm - amelyben a tengelycsap úszik - csak egy bizonyos szögsebesség elérése után alakul ki. Igy a súrlódási nyomaték értéke kis szögsebességeken meglehetősen nagy, különösen akkor, ha az olaj hideg és sűrű.

Nagyobb gépekben - a nagy állósúrlódás csökkentése céljából - indítás előtt áramoltatják az olajat, csak azután kapcsolják be a gépet. Bizonyos idő múlva egy relé kikapcsolja az olajáramoltatást.

## 2.5. Szögsebesség- és nyomaték-idő függvényének meghatározása



2.13. ábra A motorok tipikus mechanikai jelleggörbéi  
a./ Merev, b./ Lágy,  
c./ Szinkron.

A motor szögsebesség-nyomaték jelleggörbék nagymértékben meghatároz zák a szögsebesség-idő görbék alakulását. A terhelőnyomaték változásának hatása alapján háromféle motor jelleggörbét szoktunk megkülönböztetni, amelyeket a 2.13. ábrán, a, b, és c betűvel jelöltünk.

a./ Merev jelleggörbe, ha a motor fordulatszáma az üresjárási és a névleges terhelés között csak keveset csökken (legfeljebb 10%-ot), pl. ilyen a külső gerjesztésű egyenáramú motor jelleggörbéje (előtér ellenállások nélkül) vagy az aszinkron motor szögsebesség-nyomaték görbéjének kezdeti szakasza.

b./ Lágy jelleggörbe, ahol a motor fordulatszáma nagymértékben csökken a terhelés növekedésével. Ilyen pl. a soros és vegyes gerjesztésű egyenáramú motorok jelleggörbéje.

c./ Szinkron motorokra jellemző görbe: a motor fordulatszáma állandósult üzemben nem függ a terheléstől.

A (2.10.b) mozgási egyenlet alapján a motor szögsebessége:

$$W = \frac{1}{\theta} \int_0^t (M - M_t) dt + W_k , \quad (2.14)$$

ahol  $W_k$  a kezdeti szögsebesség.

Általános esetben a (2.14) egyenlet számítógépes vagy közelítő grafikus megoldással oldható meg. Legegyszerűbb az egyenlet megoldása  $M - M_t = \text{áll.}$  esetében.

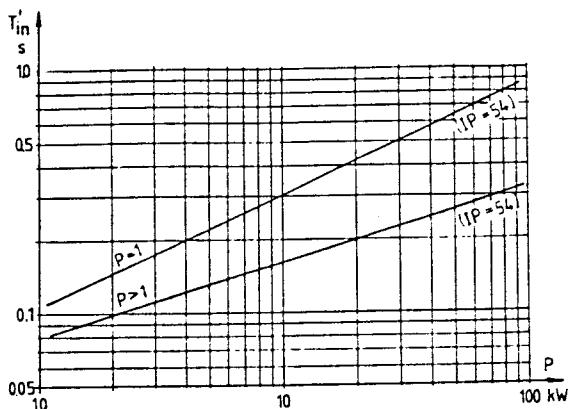
Ha  $M - M_t = \text{áll.}$ , akkor álló állapotból való indításkor a motor szögsebessége arányos lesz az eltelt idővel:

$$W = \frac{M-M_t}{\theta} t , \quad (2.15)$$

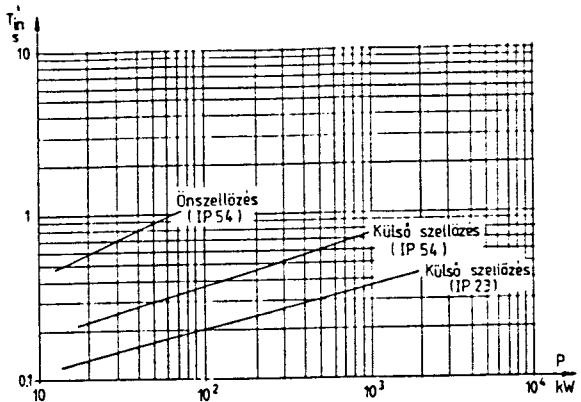
vagyis  $W=W_n$  névleges szögsebességet a motor

$$t_i = \frac{\theta W_n}{M-M_t} , \quad (2.16)$$

idő alatt ér el.



2.14. ábra Aszinkron motorok névleges indítási ideje névleges teljesítményük függvényében (paraméter:  $p$  - póluspároszám)



2.15. ábra Egyenáramú motorok névleges indítási ideje névleges teljesítményük függvényében (a teljesítmény 1000 1/p-re átszámítva)

Ha a motort  $M_n$ =áll. névleges nyomatékkal indítjuk, és  $M_t=0$ , akkor a felgyorsításhoz szükséges időt a hajtás névleges indítási idejének nevezük, melyet  $T_{in}'$ -nel fogunk jelölni:

$$T_{in}' = \frac{\theta W_n}{M_n} . \quad (2.17)$$

Ha azonban a gyorsítandó tömeg csak a motor  $\theta_m$  tehetetlenségi nyomatéka és a felgyorsítás alatt a dinamikai nyomaték megegyezik a motor névleges nyomatékával, akkor a motor névleges indítási idejéről beszélünk:

$$T_{in}' = \frac{\theta W_n}{M_n} . \quad (2.18.a)$$

Utóbbit nagymértékben meghatározza a motor dinamikai lehetőségeit és ezért  $T_{in}'$ -t gyakran használjuk a különböző motorok minőségi összehasonlítására.

A 2.14. ábrán feltüntettük az aszinkron motorok névleges indítási idejének tájékoztató értékeit a teljesítmény és a póluspároszám függvényében. Egyenáramú motorok névleges indítási idejét a 2.15. ábrán adtuk

meg. Ha a (2.18a) egyenlet számlálóját és nevezőjét  $W_n$ -nel beszorozzuk, akkor a névleges indítási időnek más alakot is adhatunk:

$$T'_{in} = \frac{\theta W^2}{\frac{m}{M} \frac{n}{n}} = \frac{2 A_n}{P_n}, \quad (2.18.b)$$

ahol  $A_n$  a motor kinetikus energiája névleges szögsebességen,  $P_n$  pedig a motor névleges teljesítménye.

Azonos teljesítmény esetén a kisebb névleges fordulatszámú motorok kinetikus energiája általában kisebb, ezért a névleges indítási idejük is kisebb. Emiatt olyan hajtásokban, ahol gyorsítási és fékezési időket kell csökkenteni általában kisebb névleges fordulatszámú motorokat használunk, sőt egyes esetekben az áttételeket célszerű el is hagyni (ilyenkor gyakran kb.  $100^1/\text{min}$  ill. még kisebb névleges fordulatszámú motorokat használunk).

A fenti megállapításokat legegyszerűbb egyenáramú gépekre belátni. A gépek megengedhető igénybevételére legjellemzőbb mágneses szempontból a  $B_1$  légrésindukció (telítés), villamos szempontból pedig az  $A$  kerületi áramterhelés (melegedés). Szokásos nagyságrendek:  $B_1=0,5-1,0 \text{ Vs/m}^2$ ,  $A=(3-5) \cdot 10^4 \text{ A/m}$ , az elől álló értékek néhány kW-os, az utóbbiak néhány 100kW-os motorokra vonatkoznak. A gép fő méreteinek (a forgórész  $D$  átmérőjének és  $l_1$  ideális hosszának) a meghatározásához a névleges üzemi  $P_b \approx P_n$  belső (névleges) teljesítményéből indulunk ki. Mint ismeretes, a névleges  $U_b$  belsőfeszültség és névleges  $I$  áram a következőképen fejezhető ki a felvett  $B_1$  és  $A$  értékekhez:

$$U_b = \frac{z}{2\pi a} PW \left[ B_1 \alpha_1 \frac{D\pi}{2p} l_1 \right],$$

$$I = A\pi D \frac{2a}{z},$$

ahol  $z$  a forgórész vezetőinek a száma,  $2a$  a párhuzamos ágak száma,  $2p$  a pólusok száma,  $\tau_p = D\pi/2p$  a pólusosztás,  $\alpha_1 = B_{1k}/B_1$  a közepes légrésindukció viszonya az üresjárási maximumhoz ( $\alpha_1 \approx 2/3$ ).

A fentieket a  $P_b = U_b I$  belső teljesítmény képletébe helyettesítve, kapjuk:

$$P_b = \left( \frac{1}{2} \pi \alpha_1 \right) (B_1 A) (D^2 l_1) W. \quad (2.19.a)$$

Itt  $\frac{1}{2} \pi \alpha_1$  gyakorlatilag állandó. Azt az eredményt kapjuk, hogy amíg a szeletfeszültségek vagy reaktanciafeszültségek nem korlátozzák a felvett igénybevételeket (lásd 3. fejezet), a motorból kivehető teljesítmény egyenesen arányos a forgórész köbtartalmával ( $D^2 l_1 \pi/4$ ), az igénybevételekkel ( $B_1 A$ ) és a  $W$  szögsebességgel. Ha  $W$ -vel átosztunk, a nyomatékot kapjuk:

$$M = \frac{P_b}{W} = \left( \frac{\pi \alpha_i}{2} \right) (B_1 A) (D^2 l_i) , \quad (2.19.b)$$

tehát adott igénybevételek mellett tulajdonképpen a nyomaték határozza meg a forgórész köbtartalmát.

Ha a forgórészt tömör hengernek képzeljük valamilyen állandó közepest fajsúllyal, akkor a forgórész tömege is  $D^2 l_i$ -vel arányos. A tehetetlenségi nyomaték ezért a

$$\theta = C(D^2 l_i) D^2 = C D^4 l_i . \quad (2.20.a)$$

Ha adva van a névleges teljesítmény és fordulatszám (tehát a nyomaték), akkor  $D^2 l_i$  is adott, tehát  $\theta$  az átmérő négyzetével arányos. Csökkentése céljából az  $l_i/D$  viszonyt a lehető legnagyobbra kell választani, ami rendszerint nehezíti a kommutációs viszonyokat és a hűtést, ezért a tervezőnek minden el kell követnie ezek javítására.

Ha  $\theta$  csökkentésére nem lehet különleges motort terveztetni, hanem sorozatmotorokat kell alkalmazni, akkor célszerű a kivánt teljesítményt (nyomatékot) két motorra osztani, mert az eredő tehetetlenségi nyomaték csökken. Tegyük fel, hogy a sorozatban a motorok kihasználása (igénybevétele) egyenlő, és a forgórészek geometriailag hasonlóak, tehát  $l_i/D$  állandó. Így  $l_i$  arányos  $D$ -vel, tehát (2.19.b)-ból és (2.20.a)-ból írhatjuk:

$$\frac{P_b}{W} = C_1 D^3 , \quad \theta = C_2 D^5 ,$$

az elsőből  $D$ -t kifejezve, és a másodikba helyettesítve, kapjuk:

$$\theta = C_3 \left( \frac{P_b}{W} \right)^{5/3} . \quad (2.20.b)$$

Ha tehát két félteljesítményű motort választunk, akkor az eredő tehetetlenségi nyomaték a következő arányban csökken:

$$2 \left( \frac{1}{2} \right)^{5/3} = \left( \frac{1}{2} \right)^{2/3} = 0,63 .$$

Nagyon gyakran induló hajtásoknál sokszor csak ilyen módon lehet rövid indítási időket elérni. Az ebben a pontban vezetett összefüggések aszinkron motorokra is érvényesek. Igen nagy teljesítményű egyenáramú motoroknál (1000kW fölötti) sokszor azért kell két gépre osztani a teljesítményt, mert a szeletfeszültségek és a reaktanciafeszültségek miatt a kívánt teljesítmény egy gépből nem valósítható meg, túl van a határteljesítményen.

Írjuk fel a geometriailag hasonló és azonos igénybevételű motorok kinetikus energiáját névleges fordulatszámon, (2.20b.) felhasználásával:

$$A_k = \frac{1}{2} \theta W_n^2 = C_4 \left( \frac{P_b}{W_n} \right)^{5/3} W_n^2 = C_4 P_b^{5/3} W_n^{1/3} .$$

A névleges indítási idő:

$$T'_{in} = \frac{2A_k}{P_b} = C_5 \frac{P_b^{2/3}}{W_n^{1/3}} . \quad (2.21)$$

Ebből az összefüggésből láthatjuk, hogy valóban kisebb indítási idő érhető el változatlan teljesítmény esetén a motor névleges szögsebességének a csökkentésével.

A hajtás névleges indítási ideje minden nagyobb mint a motoré:

$$T_{in} = T'_{in} \frac{\theta_t}{\theta_m} = \left( 1 + \frac{\theta_t}{\theta_m} \right) T'_{in} . \quad (2.21)$$

Meg kell jegyezni, hogy a külső gerjesztésű egyenáramú gépek, valamint az aszinkron motorok esetében a fenti egyenletekben gyakran a motor  $W_1$  üresjárási szögsebességét is szokás használni. Mivel ezeknél a gépeknél  $W_1 \approx (1.02 - 1.05) W_n$ , ezért az eltérés nem számottevő.

Egyszerű meghatározni a szögsebesség-idő függvényeket lineáris  $W(M_d)$  jelleggörbék esetére is (2.16. ábra). Ilyenkor fontos szerepet kap a hajtás  $T_m$  elektromechanikai időállandója, amely a hajtás tehetetlenségi nyomatékával és a  $W(M_d)$  jelleggörbe meredekségével arányos:

$$T_m = \theta \left( - \frac{dW}{dM_d} \right) . \quad (2.22.a)$$

Mint a (2.16a.) ábrából látható

$$\frac{dW}{dM_d} = - \frac{W_t}{M_{d0}} ,$$

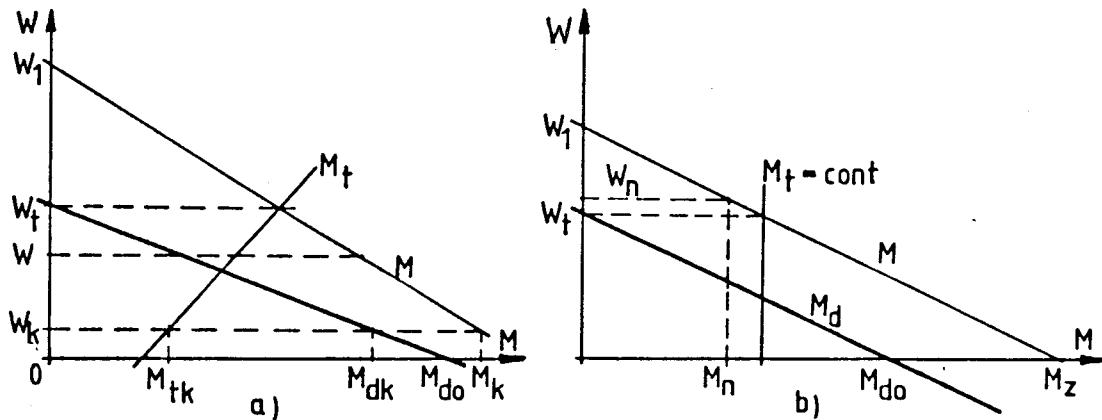
ezért

$$T_m = \theta \frac{W_t}{M_{d0}} , \quad (2.22.b)$$

vagyis az elektromechanikai időállandó a motor indítási idejét adja  $W_t$  sebességeig, ha a felgyorsítás alatt a hajtás gyorsító nyomatéka állandó és az álló állapotú  $M_{d0}$  dinamikai nyomatékkal egyenlő.

Ha az  $M_t = \text{áll.}$  (2.16b ábra), akkor  $\frac{dW}{dM_d} = \frac{dW}{dM}$ , így

$$T_m = \theta \left( -\frac{dW}{dM} \right) . \quad (2.23.a)$$



2.16. ábra Lineáris szögsebesség - dinamikus nyomaték jelleggörbe

a./  $M_t \neq \text{áll.}$

b./  $M_t = \text{áll.}$

Egyenáramú külső gerjesztésű gépre  $\frac{dW}{dM} = -\frac{R}{(K\Phi)^2}$  (lásd 3. fejezet), ahol

$\Phi$  - a motor hasznos fluxusa, R - az armatúra ellenállása és a K - a gép konstrukciós állandója. Ilyenkor a hajtás elektromechanikai időállandóját kifejezhetjük a motor paraméterein keresztül ( $dW/dM_t = 0$ ):

$$T' = \frac{\theta R}{(K\Phi)^2}, \quad (2.23.b)$$

Ha a motor csak saját tömegét gyorsítja, akkor a motor elektromechanikai időállandójáról beszélünk:

$$T' = \theta_m \left( -\frac{dW}{dM} \right). \quad (2.24.a)$$

A 2.16.b ábra alapján  $dW/dM = -\frac{1}{M_n} = -\frac{W_1}{M_z}$ , ahol  $M_z$  a motor állóállapot (zárlati) nyomatéka; ezzel:

$$T' = \frac{\theta_m (W_1 - W_n)}{M_n} = \frac{\theta_m W_1}{M_z}. \quad (2.24.b)$$

A névleges indítási idő (2.18.a) képletét figyelembe véve ( $W_n = W_1$  közelítéssel):

$$T' = \frac{T'_{in}}{W_1} (W_1 - W_n) = S_n T'_{in}, \quad (2.24.c)$$

ahol  $S_n$  a motor szlipje a névleges pontban.

Az  $S_n = 0,1-0,01$  (nagyobb érték kisebb teljesítményű gépre vonatkozik),  $T_{in} = 0,1-1\text{sec}$ , ezért  $T_m' = (0,01-0,02)\text{sec}$  szokott lenni normál sorozatú gépekre, vagyis legalább egy nagyságrenddel kisebb mint a motor névleges indítási ideje. A (2.10.b) mozgási egyenletben  $\theta dW = -T_m \frac{dM_d}{dt}$  helyettesítéssel

$$M_d = M - M_t = - T_m \frac{dM_d}{dt} .$$

Ebből az átmeneti folyamat ideje  $M_d$  dinamikai nyomatéig

$$t = - T_m \int_{M_{dk}}^{M_d} \frac{dM_d}{M_d} ,$$

ahol  $M_{dk}$  – a kezdeti dinamikai nyomaték.

Végrehajtva a műveleteket és  $M_d = M - M_t$  ill.  $M_{dk} = M_k - M_{tk}$  behelyettesítéssel, ahol  $M$  és  $M_t$  egy azonos szögsebességhez tartozó motor ill. terhelőnyomaték (2.16.a ábra):

$$t = T_m \ln \frac{M_{dk}}{M_d} = T_m \ln \frac{M_k - M_{tk}}{M - M_t} , \quad (2.25)$$

ill.  $\theta(W_t - W) = -T_m M_d$  figyelembevételével

$$t = T_m \ln \frac{W_t - W_k}{W_t - W} . \quad (2.26)$$

A (2.25 és 2.26) alapján meghatározhatjuk az időfüggvényeket is:

$$\begin{aligned} M_d &= M_{dk} e^{-t/T_m} , \\ M &= (M_k - M_{tk}) e^{-t/T_m} + M_t , \\ W &= (W_k - W_t) e^{-t/T_m} + W_t . \end{aligned} \quad (2.27)$$

Állandó terhelőnyomaték esetén  $M_t = M_{tk} = \text{const}$ , illetéken a motor nyomatéka a (2.27)-ből egyértelműen kiadódik (ellenkező esetben a (2.27)-ben az  $M(W)$  és  $M_t(W)$  az azonos szögsebességhez tartozó értékek).

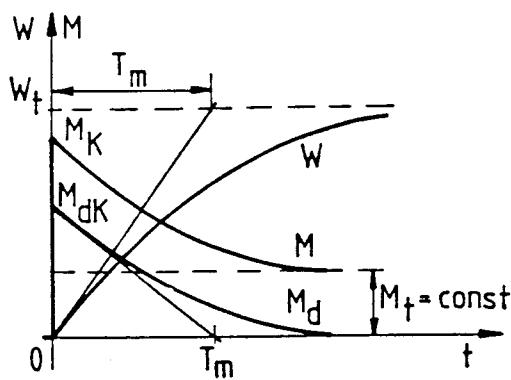
A (2.27) egyenletek alapján a 2.17. ábrán rajzoltuk fel az időfüggvényeket indításra (tehát amikor a motor szögsebessége zérustól az  $M_t = \text{const}$  terhelőnyomatékkal meghatározott értéig változik). A 2.18 ábra a terhelőnyomaték ugrásszerű változására vonatkozik. Itt a motor szögsebessége a hirtelen megnőtt terhelőnyomaték miatt csökken, a motor nyom-

matéka pedig nő mindaddig, míg nem lesz egyenlő a terhelőnyomatékkal. Mind a két esetben a motor nyomatéka és a szögsebessége, valamint a dinamikai nyomatéka időben exponenciálisan változik  $T_m$  időállandónak megfelelően.

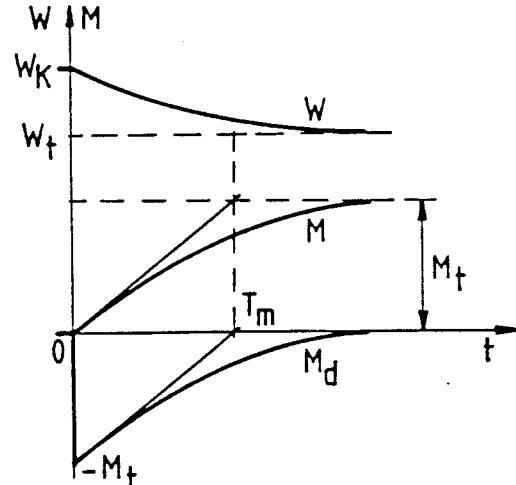
Megjegyezzük, hogy a stabilitás feltételenek (2.12.) levezetéséhez is használhattuk volna a jelen fejezet eredményeit. Ha ugyanis a  $W_t$  statikus egyensúlyi szögsebesség körül kis változásokat tételezünk fel, akkor erre a tartományra  $M_d(W) = M(W) - M_t(W)$  lineárisnak tekinthető.

A hajtás akkor stabilis, ha a  $W(t)$  kifejezésében az exponenciális tag az idő növekedésével nullához tart - pl. (2.27.)-ben - ami pozitív  $T_m$  esetén teljesül. A (2.22.) szerint  $T_m$  akkor pozitív, ha  $dW/dM_d$  negatív, ill. mivel az inverz függvény differenciálhányadosát reciprok-képzéssel kapjuk, ha  $dM_d/dW$  negatív. Ez megegyezik a (2.12) stabilitási feltételeivel.

A szögsebesség-idő jelleggörbékének zárt analitikai képlete aszinkron motoros hajtásokra is levezethető (ha a terhelő nyomaték állandó ill. lineárisan vagy négyzetesen függ a szögsebességtől), azonban a képlet túl bonyolultra adódik ahhoz, hogy az általános vizsgálatokhoz jól alkalmazható legyen.



2.17. ábra Időfüggvények indításkor

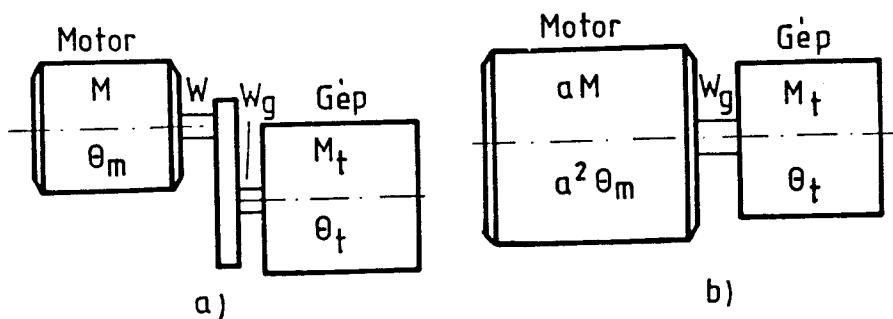


2.18. ábra Időfüggvények a terhelés ugrásszerű változásakor

## 2.6. Optimális áttétel megválasztása

Az állandó üzemű gépek áttételi viszonyának mértékét gazdasági számítások határozzák meg, pl. a motor árának és az áttétel árának legkisebb összege, veszteségek stb. Más a helyzet azokban a hajtásokban, ahol a motor üzeme főleg csak gyorsításból és lassításból áll. Itt a berendezés indítási és fékezési idejének fontos szerepe van a berendezés termelékenységében. Ebből következik, hogy igyekeznünk kell az indítási és a fékezési idők lecsökkentésére, az utóbbiak viszont a motor

és a munkagép közötti áttételi viszonytól is függnek.



2.19. ábra Kinetikai vázlat  
a./eredeti rendszer, b./redukált rendszer

Felhasználva a 2.19. ábra jelöléseit, a munkagép szöggyorsulása ( minden mennyiséget a munkagép tengelyére redukáltunk):

$$\varepsilon = \frac{dW}{dt} = \frac{Ma - M_t}{\theta_m a^2 + \theta_t} . \quad (2.28)$$

Ha egy adott motortípusból indulunk ki, akkor a motor  $M$  megengedhető legnagyobb nyomatéka és  $\theta_m$  tehetetlenségi nyomatéka adott. A terhelés megadja  $M_t$  és  $\theta_t$  értékét, a fenti képletben tehát a változó az "a" áttételi viszony. A legkisebb gyorsítási időhöz a legnagyobb szöggyorsulás tartozik, tehát meg kell keresni a (2.28) kifejezés maximumát. A  $d\varepsilon/d\alpha=0$  szükséges feltétel a-ban másodfokú egyenletre vezet.

Ebből az optimális áttételi viszony:

$$a_{opt} = \frac{M_t}{M} + \sqrt{\left(\frac{M_t}{M}\right)^2 + \frac{\theta_t}{\theta_m}} . \quad (2.29)$$

A képlet villamos fékezésre is használható, ebben az esetben  $M$ -et negatív értékkal kell helyettesíteni.

Általában inkább egy bizonyos szögelfordulást kell minimális idő alatt teljesíteni és ehhez mind indítás, mind fékezés tartozik.

A fenti képlet azonban az optimális áttétel különböző értékét adja az indításra és fékezésre. Szerencsére olyan hajtásokban, ahol fontos az átmeneti üzem idejének csökkentése, ott az  $M_t/M$  értéke gyakran kicsi és ilyenkor  $M_t/M=0$  közelítéssel:

$$a_{opt} = \sqrt{\frac{\theta_t}{\theta_m}} ; \quad \text{tehát} \quad \theta_m a_{opt}^2 = \theta_t . \quad (2.30)$$

Ha tehát a motor üresjárásban indul, az optiális áttételi viszony nál a motor redukált tehetetlenségi nyomatéka egyenlő a munkagépével, vagyis a motor kinetikus energiája egyenlő a munkagép kinetikus energiával.

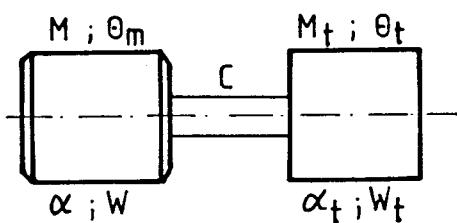
Ilyenkor a (2.29.) képlettel meghatározott optimális áttétel az elért szögelfordulás minimális idejét is biztosítja.

Sajnos a fenti levezetéshez feltételeztük a motor nyomatékának állandóságát, a névleges fordulatszámot pedig az  $a_{opt}$  optimális áttétel határozza meg, tehát a fenti levezetéssel a motor névleges  $P_n = M_n W_n$  teljesítménye függ az  $a_{opt}$ -tól. A gyakorlatban inkább a motor teljesítménye adott, ezért a fenti levezetés inkább az optimális áttétel tájékoztató értékét adja.

## 2.7. Mechanikai rendszer rugalmasságának hatása

Az utóbbi évekig a villamos hajtások vizsgálatakor a mechanikai rendszert minden teljesen merevnek tekintettük. A gyakorlati tapasztalatok azonban azt bizonyítják, hogy változó üzemű hajtások árama és nyomatéka, valamint a mechanikus rendszerben fellépő erők nem állandó-sult üzemben függenek – és egyes esetekben döntően függenek – a mechanikus rendszer rugalmasságától.

Ismert, hogy minden rugalmas mechanikus rendszerben szabad, ill. kényszerlengések lépnek fel. A lengések okozói legtöbbször a villamos motor üzemében végbemenő változások (indítás, félezés, terhelésváltozás stb.), de a mechanikus rendszer rugalmassága visszahat a motor átmeneti folyamataira. Tulajdonképpen egy elektromechanikai rendszerről beszélhetünk, különösen ott, ahol a mechanikus elemek rugalmassága tekintetében, és a saját lengési frekvencia kicsi. Ilyenek lehetnek pl. különböző tengelykapcsolók, hosszú tengelyek, kötelek (felvonó) stb.



2.20. ábra Két tömegű rugalmas mechanikai rendszer

Az esetek zömében a rugalmasság szempontjából a mechanikai rendszer két tömegű – a motorból és a munkagépből álló – rendszerre redukálható, melyeket rugalmas tengely köt össze. A viszonyokat a 2.20. ábrán ábrázoltuk, ahol  $M$  és  $M_t$  a tömegekre ható forgónyomatékok,  $\theta_m$  és  $\theta_t$  a motor és a munkagép redukált tömegége.  $\alpha$  és  $\alpha_t$  az egyes elemek elmozdulási szöge, míg  $C$  a tengely rugalmassági állandója ( $Nm/rad$ ). Az ilyen szabadságfokú rendszerre a következő egyenletek írhatók fel:

$$\theta_m \frac{d^2\alpha}{dt^2} = M - C(\alpha - \alpha_t) ,$$

$$\theta_t \frac{d^2\alpha_t}{dt^2} = -M_t + C(\alpha - \alpha_t) , \quad (2.31)$$

ahol  $C(\alpha - \alpha_t)$  a rugalmas elfordulásból eredő nyomaték.

Az első egyenletet  $\theta_m$ -el a másodikat -  $\theta_t$ -vel elosztva és a két egyenletet kivonva egymásból, meghatározzuk a  $\Delta\alpha = \alpha - \alpha_t$ -re érvényes egyenletet:

$$\frac{d^2\Delta\alpha}{dt^2} + \left(\frac{C}{\theta_m} + \frac{C}{\theta_t}\right)\Delta\alpha = \frac{M}{\theta} + \frac{M_t}{\theta_t}. \quad (2.32)$$

Ha feltételezzük, hogy mind a motor, mind a terhelőnyomaték időben állandó (ezzel a szögsebességtől való függést és ezáltal a csillapítást hanyagoljuk el), akkor a karakterisztikus egyenlet gyökei:

$$\lambda_{1,2} = \sqrt{-C\left(\frac{1}{\theta_m} + \frac{1}{\theta_t}\right)} = j\Omega_s, \quad (2.33)$$

a mechanikus rendszer  $\Omega_s$  saját (szabad) lengéseinek körfrekvenciáját határozzák meg.

Ezzel a megoldást, feltételezve, hogy  $t=0$ -ban  $\Delta\alpha=0$ ,  $\frac{d\Delta\alpha}{dt}=0$  és  $\Delta W=0$  volt:

$$\left. \begin{aligned} \Delta\alpha &= A_0 \cos \Omega_s t - A_0 \\ \Delta W &= -A_0 \Omega_s \sin \Omega_s t \end{aligned} \right\} \quad (2.34)$$

alakban kell keresni, ahol  $A_0$  a zavaró jellemzőtől - pl. terhelőnyomátek ugrásának nagyságától - függ (2.21. ábra). A fenti egyenlet szerint a (2.31) egyenletekkel meghatározott rendszer csillapítatlan állandó amplitudójú lengéseket végez. A lengések amplitudója könnyen elérheti a megengedhetetlen értéket, ha a rendszerre külső erők kényszerlengései hatnak és azok körfrekvenciája azonos  $\Omega_s$ -sel, mivel ilyenkor rezonancia

lép fel.

Most adjuk össze a (2.31) egyenleteket:

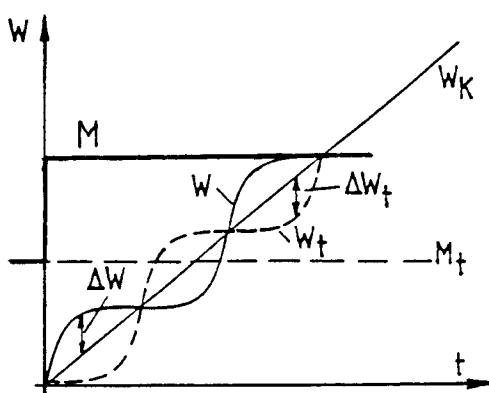
$$\theta_m \frac{d^2\alpha}{dt^2} + \theta_t \frac{d^2\alpha_t}{dt^2} = M - M_t, \quad (2.35)$$

és vezessük be az

$$\alpha^* = \frac{\theta_m \alpha + \theta_t \alpha_t}{\theta_m + \theta_t}, \quad (2.36)$$

jelölést. Ezzel a (2.35) egyenlet egyszerűbb alakra hozható:

$$\frac{d^2\alpha^*}{dt^2} = \frac{M - M_t}{\theta_m + \theta_t} = \varepsilon_k, \quad (2.37)$$



2.21. ábra A motor ill. a terhelés oldali szögsebessége indításkor

ahol  $\varepsilon_k$  a rendszer átlagos szöggyorsulása, amely a merev test gyorsulásának felel meg. A (2.37) egyenlet szerint a tengely mentén létezik olyan pont, amely nem végez lengéseket és csak az  $\varepsilon_k$  szöggyorsulással gyorsul, ha a rendszerre állandó nyomatékok hatnak. A (2.36) egyenlet arról is tájékoztat, hogy a motor és a terhelés oldali  $\alpha' = \alpha - \alpha^*$  és  $\alpha'_t = \alpha_t - \alpha_t^*$  lengésösszetevőire érvényes a következő összefüggés:

$$\theta_m \alpha' + \theta_t \alpha'_t = 0 , \quad (2.38)$$

ezért a két oldal lengései ellenfázisban történnek, és az amplitudók aránya  $\theta_m / \theta_t$ .

Visszatérve a motor és a gép-oldal mozgására, ezzel felírhatjuk, hogy:

$$W = \varepsilon t - A \sin \Omega t , \quad (2.39)$$

$$W_t = \varepsilon_k t + A \frac{\theta_m}{\theta_t} \sin \Omega_s t .$$

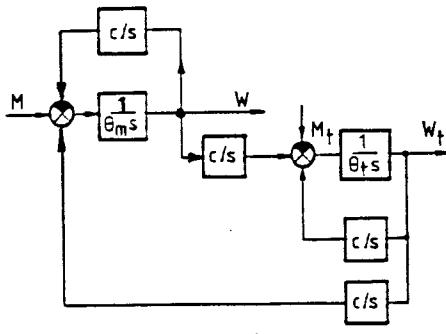
Általában  $\theta_m / \theta_t > 1$ , ezért a terhelés oldal nagyobb amplitudóval leng, mint a motor oldal (2.21. ábra). Különösen kellemetlen viszonyok fordulatszámmérőknél adódnak, mivel kicsi a tömegük. Szabályozott hajtásoknál a fordulatszámmérő jelét visszacsatolásra használják, így a fordulatszámmérő felerősítése különös gondot igényel.

A 2.22.a ábrán feltüntettük a két tömegű rendszer hatásvázlatát, ezt egyszerűsítve a 2.22.b,c ábrákhoz jutunk. Ezekből látható, hogy rugalmasság miatt; - pl. a motor nyomatéka és a szögsebesség közötti kapcsolat, - a merev rendszerhez képest a rugalmas elem átviteli függvényével bővült:

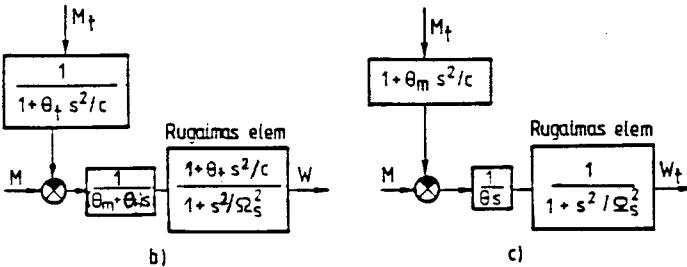
$$Y_{\text{rug}} = \frac{1 + \frac{\theta_t}{C} s^2}{1 + s^2 / \Omega_s^2} . \quad (2.40)$$

Látható, hogy a rendszer mozgási egyenletének fokszáma a rugalmasság miatt kettővel megemelkedett, és ezért a rugalmas elemek figyelembevétele jelentősen bonyolítja a számításokat (pedig a legegyszerűbb - két tömegű - rendszert vizsgáltuk).

A valós rendszerre minden hatnak különböző csillapítások: a sebességtől függő súrlódások, a motor és a terhelés nyomatékának a szögsebességtől való függése stb. A csillapítás irányában hat a Coulomb-féle súrlódás is, mivel ennek nyomatéka a  $(W - W_t)$ -vel arányos, de az ebből keletkező csillapítás általában nem számottevő.



a)



b)

c)

2.22. ábra Két tömegű rugalmas rendszer blokkvázlat  
a) alapvázlat b)  $W$  mint kimenőjelre c)  $W_t$  mint kimenőjelre

Most tételezzünk fel egy külső gerjesztésű motort, amelynél az armatúrakör induktivitásától eltekintetünk. Vizsgáljuk meg, hogy  $M_t = \text{áll.}$  terhelőnyomaték ugrásszerű változása milyen folyamatokat indít a rendszerben. Merev rendszerre tudjuk a megoldást:  $T_m = \frac{\theta R}{(K\Phi)^2}$  időállandóval a motor árama (nyomatéka) és szögsebessége exponenciális időbeli változással fog az új állandósult állapotra beálni (2.23. ábra, folytonos vonal). Ugyanez érvényes a tengelyen átadott nyomatéka is:

$$M_{\text{rug}} = M - \theta_m \frac{dW}{dt}, \quad (2.41)$$

melynek változása  $- \theta_m = \theta_t$  esetére - a 2.24. ábrán látható.

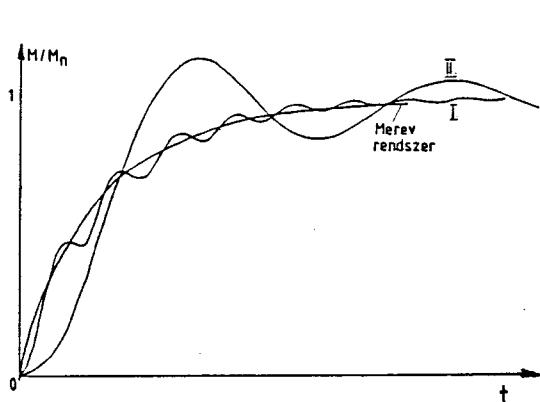
Rugalmas rendszer sokban különbözik a merev rendszertől. A 2.25. ábrán a rugalmas rendszer blokkvázlatát kiegészítettük a motor blokkvázlatával.

Az így visszacsatolt rendszer karakterisztikus egyenletének már nincs zérus értékű együtthatója:

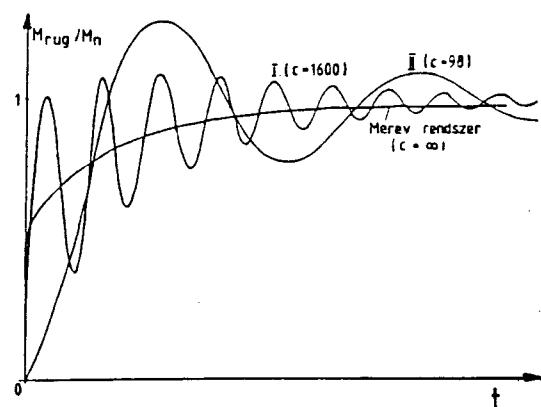
$$\frac{T_m}{\Omega_s^2} s^3 + \frac{\theta_m + \theta_t}{\theta_m \Omega_s^2} s^2 + T_m s + 1 = 0, \quad (2.42)$$

$$\text{ahol: } T_m = \frac{(\theta_m + \theta_t)R}{K^2 \Phi^2} - \text{ a hajtás elektromechanikai időállandója.}$$

A harmadfokú karakterisztikus egyenlet három gyöke közül az egyik minden valós és negatív, míg a másik kettő - a gyakorlati értékekkel - biztosan komplex. A komplex gyök képzetes része csak kevessel kisebb mint  $\Omega_s$  saját körfrekvenciája, ezért a beállás az új állapotra lengésekkel történik (2.23. - 2.24. ábra). Ha a rendszer jól csillapított (I görbék), akkor a motor nyomatékának és a tengelyen átadott nyomaték



2.23. ábra A motor áramának (nyomatékának) időfüggvénye terheléslökéskor



2.24. ábra A tengelyen átadott nyomaték időfüggvénye terheléslökéskor

maximális értékei csak kevessel különböznek a merev rendszerben is felépő értékektől. Ellenkező esetben azonban a rugalmasság miatt az igénybevételek jelentősen nőhetnek (II. görbék). A 2.24 ábrán a rugalmas rendszerre a tengelyen átadott nyomaték azért indul zérus értéktől, mert ahhoz, hogy a tengelyen át lehessen vinni a nyomatékot, a tengely két végének el kell fordulnia egymástól.

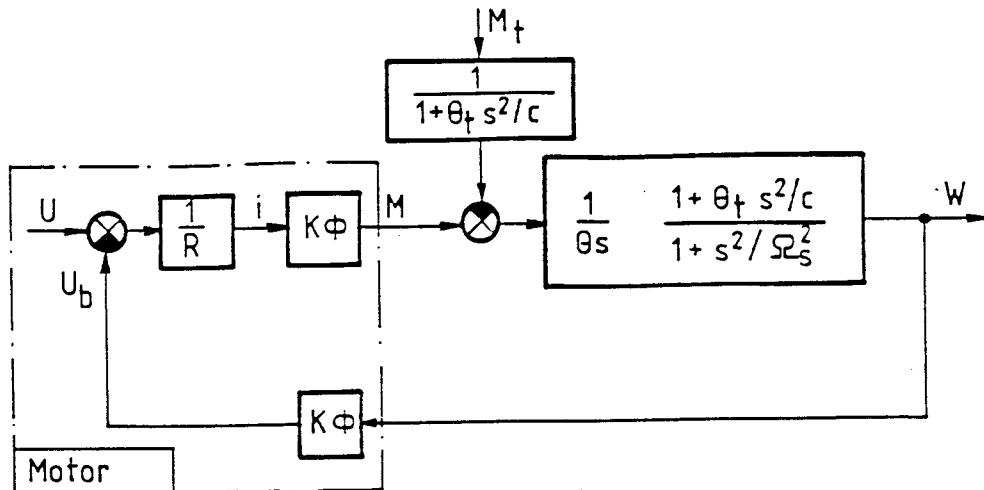
A pontosabb vizsgálatok azt mutatják, hogy két tömegű rendszerben a rendszer csillapítása nagymértékben függ a tömegek eloszlásától: ha a  $\theta_t$  munkagép tömege csak kis részt képvisel a  $\theta_m + \theta_t$  teljes tehetetlenségi nyomatékban, akkor a lengések csillapítása viszonylag kisebb.

Példa:

A motor és a rendszer adatai: 9 kW, 220 V, 48 A, 1500 1/p (157 rad/s),  $\theta_m = \theta_t = 0,266 \text{ kgm}^2$ ,  $T_m = 0,09 \text{ s}$ ,  $\theta_m / (\theta_m + \theta_t) = 0,5$ ;  $C = 98 \text{ Nm/rad}$  (A névleges nyomaték kb.  $33^\circ$ -os elfordulást okoz, ami nagyon nagy érték, pl. nagyon rugalmas tengelykapcsolóra lehet igaz.)

A mechanikus rendszer saját lengéseinek körfrekvenciája

$$\Omega_s = \sqrt{C \left[ \frac{1}{\theta_1} + \frac{1}{\theta_2} \right]} = 27,2 \text{ 1/s} .$$



2.25. ábra A motor blokkvázlatával kiegészített rugalmas rendszer

A (2.42) alapján a gyökök:  $\lambda_1 = -13,38/\text{s}$ ;  $\lambda_{2,3} = \alpha + j\beta$ , ahol:  $\alpha = -4,42/\text{s}$ ;  $\beta = 24,5/\text{s}$ . Ezzel - kezdeti állandósult állapotot feltételezve - a névleges értékű terhelőnyomaték-ugrásra a megoldás:

$$\frac{M}{M_n} = -0,91e^{-13,38t} - 0,52e^{-4,42t} \sin(24,5t + 0,171) + 1 .$$

Most legyenek az adatok ugyanazok, és tételezzünk fel egy  $l=10\text{m}$  hosszú,  $d=0,038\text{m}$  átmérőjű acél tengelyt, melynek csúsztató rugalmassági tényezője  $G = 8 \cdot 10^{10} \text{ Nm}/(\text{rad m}^3)$ :

$$C = \frac{\pi d^4}{32l} G = \frac{\pi 0,038}{32 \cdot 10} \cdot 8 \cdot 10^{10} \cong 1600 \text{ Nm/rad} .$$

A tengely elfordulása  $M_n = P/W_n = 9000/157 = 57,3 \text{ Nm}$  nyomaték hatására:

$$\varphi = M_n/C = 57,3/1600 = 0,036 \text{ rad} \cong 2^\circ ,$$

ami  $l=10\text{m}$ -re vetítve  $2^\circ/10=0,2^\circ/\text{m}$  jelent. Ez az érték általában közel van a megengedhető határhoz. A lengések saját körfrekvenciája:

$$\Omega_s = \sqrt{1600 \frac{2}{0,266}} = 110 \text{ 1/s} ,$$

míg a gyökök:  $\lambda = -11,3/\text{s}$ ,  $\alpha = -5,4/\text{s}$ ,  $\beta = 108/\text{s}$ . Ezzel:

$$\frac{M}{M_n} = -0,9996e^{-11,3t} - 0,105e^{-5,4t} \sin(108t+0,004) + 1.$$

A kiszámított görbéket a 2.23. ábrán rajzoltuk fel a teljesen me-rev rendszer

$$\frac{M}{M_n} = 1 - e^{-11,1t}$$

megoldásával együtt.

A mechanikailag átadott nyomaték (2.41) alapján számítható, az eredményeket az egyes változatokra a 2.24. ábrán tüntettük fel:

$$1. \frac{M_{rug}}{M_n} \approx -0,36e^{-13,38t} - 0,71e^{-4,42t} \sin(24,5t-1,07) + 1 .$$

$$2. \frac{M_{rug}}{M_n} \approx -0,50e^{-11,3t} - 0,50e^{-5,4t} \sin(108t + \frac{\pi}{2}) + 1 .$$

## 2.8. Híddaru berendezéseinek terhelőnyomatéka (példa)

Vizsgáljuk meg példaképpen először, hogy a híddaru emelőműve – a ter-helősúlytól függően – milyen terhelést jelent a motor tengelyén.

Az emelőmű egy ciklusa a G teher emeléséből és süllyesztéséből (a G-be nemcsak a horgon lévő névleges nagyságú súlyt, hanem az üres horog súlyát is beleértjük) és a 0,05 G súlyú üres horog emeléséből és süllyesztéséből áll. A névleges G teher emelésekor legyen az áttétel hatásfoka  $\eta_a = 0,86$ , míg üres horog emelésekor:  $\eta_{aü} = 0,25$ .

Az  $M_o = \frac{Gr_d}{a}$  jelöléssel a (2.4.) egyenlet alapján a teljes teher emelésekor fellépő redukált terhelőnyomaték:

$$M_t^{\uparrow} = \frac{Gr_d}{a} \cdot \frac{1}{\eta_a} = \frac{M_o}{0,86} = 1,16M_o$$

Teljes teher süllyesztésekor:

$$M_t^{\downarrow} = M_o \cdot \eta_a = 0,86M_o .$$

Üres horog emelésekor:

$$M_{tü}^{\uparrow} = 0,05M_o \cdot \frac{1}{\eta_{aü}} = \frac{0,05}{0,25} M_o = 0,2M_o .$$

Az áttételi veszteség az üres horog emelésekor:

$$\Delta M = 0,05M_o \left( \frac{1}{\eta_{aü}} - 1 \right) = 0,2M_o - 0,05M_o = 0,15M_o .$$

Feltételezve, hogy az üres horog süllyesztésekor az áttételi veszteség

nem változik, az üres horog süllyesztéséhez szükséges nyomaték:

$$\downarrow M_{t\text{ü}} = 0,05M_o - 0,15M_o = -0,1M_o ,$$

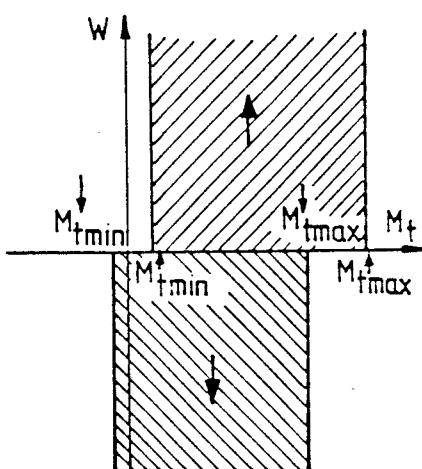
tehát az üres horog nem képes mozgásba hozni a darut, ezért az  $M=-0,1M_o$  hajtási jellegű nyomatékkal kell hozzájárulni a veszteségek fedezéséhez. Az előbbi eredményt  $\eta_{aü}$  hatásfokkal is felírhatjuk:

$$\downarrow M_{t\text{ü}} = 0,05M_o - \Delta M = 0,05M_o \left[ 1 - \frac{1}{\eta_{aü}} + 1 \right] = 0,05M_o \frac{2\eta_{aü} - 1}{\eta_{aü}} ,$$

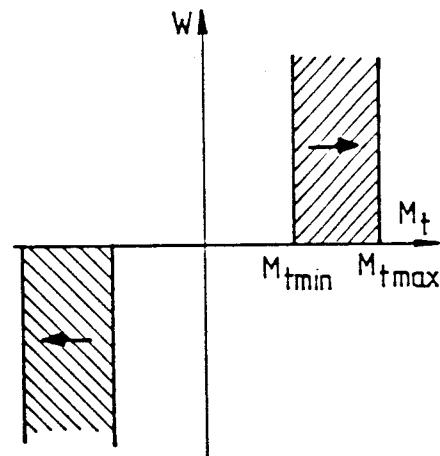
tehát, ha  $\eta_{aü} < 0,5$ , akkor a súly potenciális energiája nem képes fedezni az áttételi veszteségeket.

A 2.26. ábrán felvázoltuk az emelőmű terhelőnyomatékának változását  $W(M_t)$  koordináta-rendszerben emeléskor, ill. süllyesztéskor. Látható, hogy a nyomatékigény nem szimmetrikus az origóra.

A híddaru mozgásakor a terhelőnyomaték – a daru nagy súlya miatt – csak kevésbé függ a darun lévő súlytól, ezért a terhelőnyomaték:



2.26. ábra Daru emelőmű terhelőnyomatéka



2.27. ábra Híddaru haladó mozgásának terhelőnyomatéka

$$M_t \cong (0,6-1,0)M_{t\text{max}} .$$

Szemben az emelőművel, a daru mozgatásakor fellépő nyomatékigény minden szimmetrikus az origóra, mivel a terhelőnyomatéket a súrlódás hozza létre (2.27. ábra).

### 3. EGYENÁRAMÚ HAJTÁSOK

Az egyenáramú motoros hajtások elsősorban ott terjedtek el, ahol a hajtás fordulatszámát széles tartományban kellett változtatni. Még tizével ezelőtt is az egyenáramú hajtások gyakorlatilag uralták a szabályozott hajtások területét (pl. kohászatban, hengerművekben, haditechnikában stb.), valamint a vontatást (villamos, trolleybusz, metro, villamosított pályákon a vonat közlekedés stb.).

A szabályozástechnika követelményeinek megfelelően az elmúlt évtizedek folyamán kifejlesztették a különböző forgógépes erősítőket, mágneses, később transztoros erősítőket. Ezeket ma az analóg és a digitális (mikroprocesszoros) integrált áramköri technika váltotta fel.

Az integrált áramköri és az erősáramú félvezető áramköri technika 1960 utáni erőteljes fejlődése megteremtte a gazdaságos szabályozott egyenáramú áramirányítós hajtások széles skáláját, amelyek műszaki és gazdaságossági színvonalát - annak ellenére hogy az egyenáramú motor súlya, tehetetlenségi nyomatéka és ára jelentősen meghaladja a rövidrezárt aszinkron motorét - sokáig nem sikerült felülmúlni.

Az utóbbi évtizedekben a villamos hajtások területén újra változások tapasztalhatók. Az erősáramú félvezető technika elterjedése újabb és újabb alkalmazási lehetőségeket teremt a váltakozó áramú motorok részére is. Ma a gazdasági számítások általában még az egyenáramú hajtások mellett szólnak. Ennek ellenére a szabályozott váltakozóáramú hajtások erőteljesen terjednek, mivel az egyenáramú motorok alkalmazása a kommutátor, a kefe vagy a nagyobb fokú karbantartás miatt gyakran nem előnyös.

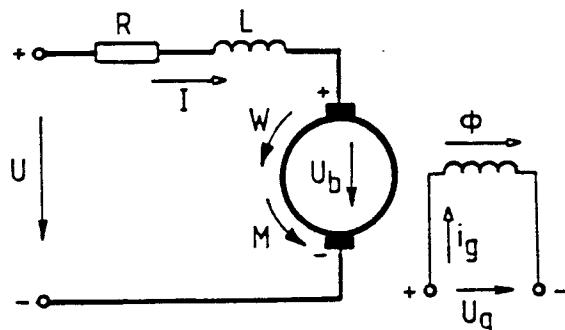
Mind normál, mind speciális sorozatú egyenáramú motorok az utóbbi évtizedekben jelentős konstrukciós változásokon mentek keresztül. Jelentősen csökkent a karbantatásukra fordított idő, így pl. a félvezetős táplálású motorok kefét jelenleg csak kb. egy éves üzemidő után kell cserélni. Számos speciális konstrukciójú motor is megjelent, pl. permanens mágneses motorok, vagy különböző speciális kivitelű szervomotorok, amelyeknél akár tízszeres zárlati áram (indító nyomaték) is megengedhető. A folyamatos fejlesztések eredményeképpen az egyenáramú motor csak nagyon lassan szorul ki az ipar egyes ágazataiból.

#### 3.1. Az egyenáramú motorok paraméterei, blokkvázlat

A 3.1. ábrán feltüntettük a külső gerjesztésű egyenáramú motor kapcsolási vázlatát. Az ábrán a motort U egyenfeszültséggel tápláljuk, I<sub>a</sub> - a motor armatura árama, i<sub>g</sub> - a motor gerjesztőárama, R - az armatura kör teljes ellenállása, L - az armatura kör teljes induktivitása. A motor  $\Phi$  hasznos fluxusa W szögsebességen U<sub>b</sub> belső feszültséget indukál az armatura vezetőiben:

$$U_b = \frac{Z}{2\pi a} pW\Phi = KW\Phi , \quad (3.1)$$

ahol:  $Z$  - az armatura összes vezetőinek a száma,  
 $2a$  - a párhuzamos ágak száma,  
 $2p$  - a pólusok száma,  
 $K = Zp/2\pi a$  = áll.

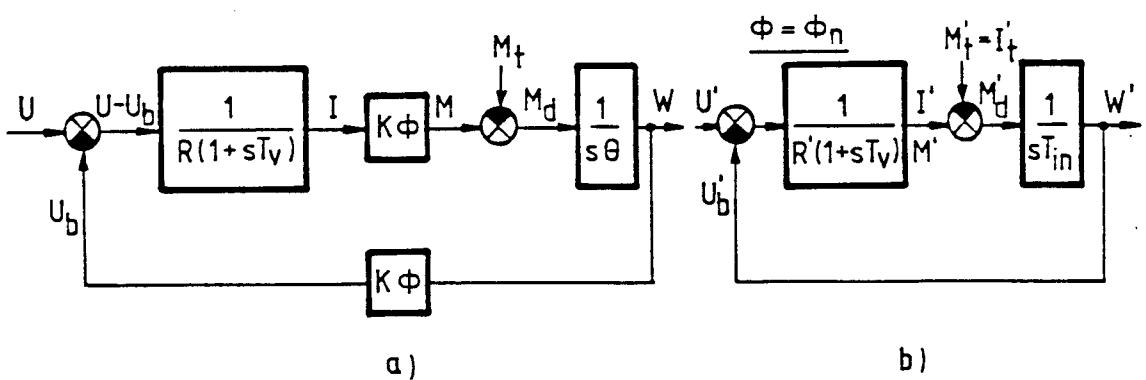


3.1. ábra Külső gerjesztésű egyenáramú motor

Az armatura kör feszültségegyenlete a 3.1. ábra pozitív irányáival:

$$U = IR + L \frac{dI}{dt} + U_b , \quad (3.2)$$

ahol a kefék feszültségesését elhanyagoltuk. Pontosabb számításokban a kefék feszültségesését általában mint az áramtól független állandó (pl. elektrografit kefék esetében 2V) értékű feszültségesést veszünk figyelembe.



3.2. ábra Állandó fluxusú egyenáramú motorok blokkvázlata  
 a./ Természetes értékekkel      b./ Relatív értékekkel

A gép nyomatéka a  $P=U_b I$  mechanikai teljesítmény és (3.1.) ismertében:

$$M = \frac{P}{W} = \frac{\frac{U_b}{n} I}{W} = K \Phi I . \quad (3.3)$$

A (3.1.), (3.2.) és (3.3.) alapján az állandó fluxusú motorra a 3.2.a. ábrán feltüntetett blokkvázlat rajzolható fel, ahol e a hajtás tehetetlenségi nyomatéka, míg

$$T_v = \frac{L}{R} \quad (3.4)$$

az armaturakör villamos időállandója. Értéke normál kivitelű gépekre 0,02-0,15 s között változik, a nagyobb érték a nagyobb teljesítményű gépre vonatkozik).

Az armatura tekercselés és a vele sorba kapcsolódó tekercsek ellenállását legkönnyebben egyszerű egyenáramú méréssel határozzák meg, majd ehhez hozzáadjuk a géppel sorba kötött további elemek (csatlakozó vezetékek, kábelek stb.) ellenállását.

Az armaturakör induktivitásának meghatározása számítással nagyon körülmenyes, és ezért - bár az irodalomban egész sor elméleti úton vezetett képlet fordul elő - inkább méréssel határozzák meg. Az armaturakör induktivitása tulajdonképpen több fluxuskapcsolatot vesz figyelembe (armatura, segédpólus, kompenzáló tekercselések kölcsönös és öniinduktivitása). Soros gerjesztőtekercs esetén még figyelembe kell venni a soros tekercs öni- és kölcsönös induktivitását. Meg kell azonban jelezni, hogy külső gerjesztőtekercs esetén is létezik fluxuskapcsolat az armatura és gerjesztőtekercs között (ez az oka pl. az armatura-visszahatásnak). Ezen kívül a mágneses kör állapota is kihat az armatura induktivitására, vagyis az induktivitás függ a gép gerjesztésének nagyságától is. Fentiek alapján nyilvánvaló, hogy az armatura induktivitása sok tényezőtől függ, és üzem közben nem marad állandó értékű.

A változó L induktivitás miatt az armaturakör  $T_v$  villamos időállandója sem tekinthető állandónak, de a lineáris rendszerelmélet és a vele összefüggő időállandó használata annyira előnyös, hogy érdemes egy ekvivalens időállandót, illetve ekvivalens induktivitást bevezetni, melyekkel mint állandókkal számolhatunk.

Az utóbbi időben az egyenáramú gépek időállandóit elsősorban a gépek átmeneti folyamatainak lefolyásából határozzák meg.

Amikor a gép induktivitását közvetlenül nem mérhetjük, akkor egy ismert, félig tapasztalati képletet használhatunk:

$$L = K_1 \frac{U_n}{p W_n I_n} \quad (\text{H-ben}) , \quad (3.5)$$

ahol

- $K_1$  - tapasztalati tényező,  $K=0,6$  nem kompenzált és  $K=0,15-0,25$  kompenzált gép esetén,
- $p$  - póluspárok száma,
- $W_n$  - névleges szögsebesség (1/s-ban),

$U_n$  - névleges feszültség (V-ban),

$I_n$  - névleges áram (A-ban).

$pW_n$  a forgórész tekercselésében folyó áram körfrekvenciája, amely 200-314 1/s között szokott lenni. A (3.5) képlet pontosabb eredményt nagyobb gépekre ad.

Az egyenáramú gépek másik -  $T_v$ -nél durván egy nagyságrenddel nagyobb - villamos időállandója a gerjesztőkör időállandója:

$$T_g = \frac{L_g}{R_g}, \quad (3.6)$$

ahol  $L_g$  és  $R_g$  a gerjesztőkör induktivitása és ellenállása. Mivel a gerjesztőkör induktivitása erősen függ a telítéstől, ezért  $T_g$ -t minden mágnesezési görbe lineáris szakaszára adják meg (a hiszterézist elhagyva). Ezzel az értelmezéssel az értéke generátorokra 0,1-4 s, motorokra 0,1-6 s, a nagyobb érték nagyobb gépre vonatkozik. Első közelítésben üzemmeleg tekercsre:

$$T_g = 10 \sqrt[3]{\frac{P_n}{n(2p)^2}} \quad [s] \quad (3.7)$$

képlet használható.

Itt

$P_n$  - a gép névleges teljesítménye, kW,

$n$  - névleges fordulatszám, 1/p,

$2p$  - pólusok száma.

Nagyobb dinamikai igénybevételekre gyártott gépek (pl.a szakaszos üzemű gépek többsége) gerjesztőkori időállandója nagyobb, mint a normális kivitelű gépeké. Ugyanis a nagyobb dinamikai igénybevétel egyik feltétele a nagyobb légrés (ez minden kommutáció, minden mechanikai szempontból előnyös), ehhez pedig - ugyanakkor névleges indukciót feltételezve - közel arányosan nagyobb gerjesztésigény tartozik. Változatlan menetszám esetén a tekercs induktivitása a légrés növekedése miatt csökken, de ellenállását ennél lényegesen jobban kell csökkenteni, mikor a tekercs melegedése a gerjesztőáram négyzetével arányos.

A gerjesztőtekercs teljes induktivitását legegyszerűbben a gép mágnesezési görbéjéből határozhatjuk meg:

$$L_g = 2p N_g \left[ \frac{d\Phi}{di_g} + \frac{\Phi_n \sigma_n}{i_{gn}} \right], \quad (3.8)$$

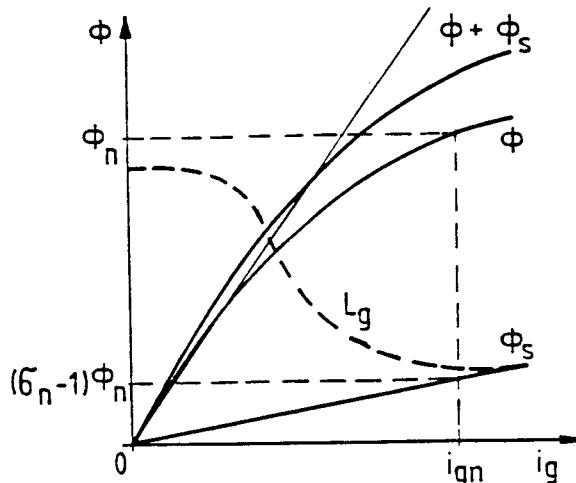
ahol

$N_g$  - a gerjesztőtekercs menetszáma (egy pólusra),

$\Phi$  - a gép hasznos fluxusa,

$\Phi_n$  - a gép névleges hasznos fluxusa,  
 $\sigma_n$  - szórás a névleges pontban.

A (3.8.) egyenlet első tagja a fő mágnesező ág változó induktivitását adja és a mágnesezési görbe érintőjének (illetve - más léptékben - a gyakrabban használt üresjárási görbe érintőjének) hajlásszögével arányos (3.3. ábra). Mivel az érintők meredeksége erősen változik, ezért a mágnesezési görbe könyökén túl az induktivitás 1/10-re is csökkenhet.



3.3. ábra Egyenáramú motorok mágnesezési görbéi

Az egyenlet második tagja a szórási utak állandó induktivitását határozza meg a névleges pontra ismert  $\sigma_n$  szórási tényező alapján. Mivel  $\sigma_n \approx 0,18-0,2$  ezért a szórási utak induktivitása a kezdeti eredő induktivitásnak kb. 10-12%-át, mig a névleges pontban már a teljes induktivitásának kb. 50-60%-át adja.

A gép egyenleteit általában viszonylagos (relatív) egységekben használjuk. A viszonylagos egységekkel való számítás fő előnye abban rejlik, hogy azok eredményeit könnyebb általánosítani, ezen kívül nem igénylik semmilyen mértékrendszer használatát.

A viszonylagos egységek bevezetésekor fontos az alapértékek megválasztása. A szögsebességet és a teljesítményt kivéve alapértékként a motor névleges adatait választjuk:

$$U' = \frac{U}{U_n}, \quad I' = \frac{I}{I_n}, \quad \Phi' = \frac{\Phi}{\Phi_n}, \quad M' = \frac{M}{M_n}. \quad (3.9)$$

A szögsebesség alapértékének azt a szögsebességet választjuk, amelyen a motorban - névleges fluxust feltételezve - éppen a névleges feszültség indukálódik:

$$W_{\text{alap}} = \frac{U_n}{K\Phi_n}. \quad (3.10)$$

Külső gerjesztésű motorra üresjárásban ( $I=0$ ) és névleges fluxus esetén:

$$U_b = U_n = K \Phi W_{n \text{ on}},$$

vagyis  $W_{\text{alap}} = W_{\text{on}}$ , az alapsebesség megegyezik az üresjárási szögsebes séggel.

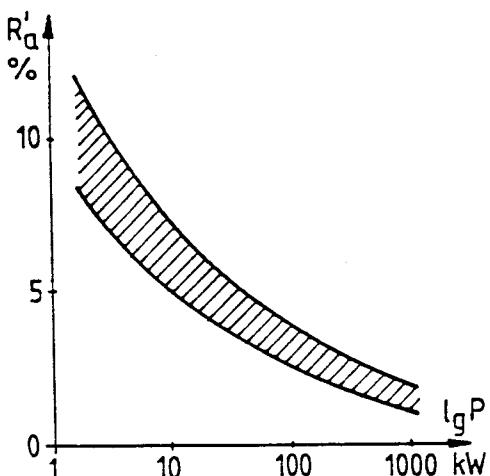
A teljesítmény alapértéke a felvett  $P_{\text{fel}} = U_n I_n$  teljesítmény, generátorok esetében ez egyben a gép névleges teljesítménye is. Motoroknál a névleges teljesítmény a tengelyen leadott teljesítmény a névleges munkapontban. Ezért a névleges teljesítmény a veszteségekkel kisebb, mint az alapérték.

Az armaturaköri  $R$  ohmos ellenállás alapértékének olyan ellenállást választunk, amelyen a névleges feszültség a névleges áramot hozza létre. Ezt az ellenállást "névleges" ellenállásnak nevezzük:

$$R_n = \frac{U_n}{I_n}. \quad (3.11)$$

Pl.  $R'_b = R_b / R_n = R_b I_n / U_n = 0,05$  egyúttal azt is jelenti, hogy az  $R_b$  ellenálláson a névleges áram hatására fellépő feszültségesés a névleges feszültségeknél 5%-a.

Az armatura tekercselés ellenállásának szokásos értékeit a motor névleges teljesítménye függvényében a 3.4. ábra mutatja. A motor  $R_b$  belső ellenállása az armaturakör, a segédpólus és a kompenzáltó tekercs (ha van) ellenállásából tevődik össze. Soros gerjesztésű motor esetében az  $R_b$ -ben figyelembe kell venni a soros tekercs ellenállását is. A segéd-pólus tekercsek ellenállása az armatúra tekercselés ellenállásának kb. 40-70%-a, míg a soros gerjesztésű motorok soros tekercselésének ellenállása pedig kb. 50-90%-a.



3.4. ábra Egyenáramú motor aramtúra ellenállásának ralatív értéke

A relatív értékekkel felírt egyenletek általában egyszerűbbek, így pl. (3.1) és (3.3) egyenletekből kizárt a  $K$  állandó. Legtöbbet azok az egyenletek változnak, amelyek "t" időt is tartalmaznak, pl. a (2.10.b) mozgásegyenlet

$$M - M_t = \Theta \frac{dW}{dt}$$

a következő alakot kapja ( $M' = \frac{M}{M_n}$ ;  $M_t' = \frac{M_t}{M_n}$ );

$$M' - M_t' = \frac{\Theta W_{on}}{M_n} \frac{dW'}{dt} = T_{in} \frac{dW'}{dt}, \quad (3.12)$$

tehát  $\Theta$  tehetetlenségi nyomaték helyett  $T_{in}$  indítási időt kell irni és így a motor blokkvázlata is a 3.2.b. ábra szerint alakul.  
Gyakran előnyös az idő helyett  $\alpha = W_{on}$  t elfordulási szöget használni, ilyenkor a (3.12) egyenlet  $T_{in}^* = W_{on} T_{in}$  jelöléssel dimenziómentes alakot kap:

$$M' - M_t' = T_{in}^* \frac{dW'}{d\alpha}. \quad (3.13)$$

### 3.2. Mechanikai és sebességi jelleggörbék

A (3.2.) és (3.1.) alapján állandósult üzemre ( $L \frac{dI}{dt} = 0$ ) kifejezhető a motor  $W(I)$  sebességi jelleggörbéje:

$$W = \frac{U}{K\Phi} - \frac{IR}{K\Phi}, \quad (3.14)$$

ill. (3.3.) segítségével a motor  $W(M)$  mechanikai jelleggörbéje:

$$W = \frac{U}{K\Phi} - \frac{MR}{(K\Phi)^2}. \quad (3.15)$$

A motor  $W(M)$  mechanikai jelleggörbéje a hajtott gép szempontjából a motor legfontosabb jelleggörbéje, mivel ennek alapján határozzuk meg a motor és a hajtott gép állandósult szögsebességét, ha ismert a terhelőnyomaték.

A 2. fejezetben megismertük a motor  $T_m$  elektromechanikai időállandóját:

$$T_m = \Theta \left[ - \frac{dW}{dM} \right],$$

mely (3.15.) alapján most a motor paramétereivel írható fel:

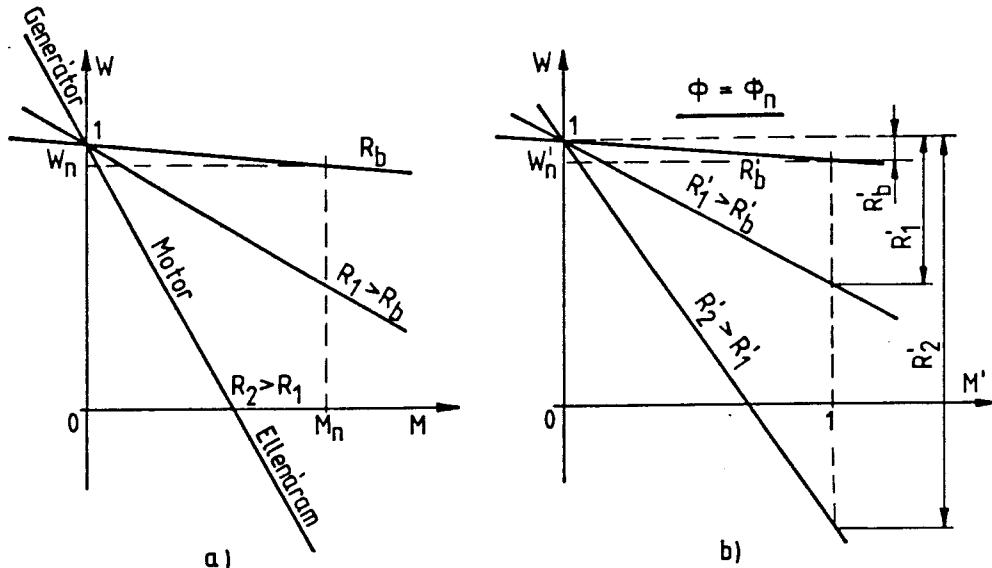
$$T_m = \frac{\Theta R}{K^2 \Phi^2}, \quad (3.16)$$

tehát a motor átmeneti üzeme szempontjából fontos elektromechanikai időállandó arányos az armaturakör ellenállásával és fordítottan arányos

motor fluxusának négyzetével.

Soros és vegyes gerjesztésű motoroknál a  $T_m$  időállandó munkapont függő, mivel a motor fluxusa nem marad állandó.

A külső gerjesztésű motor mechanikai jelleggörbéi a 3.5. ábrán láthatók különböző armaturaköri ellenállásokra. Mivel a motor fluxusát állandónak vettük (armatura visszahatásától eltekintettünk), ezért a (3.15) egyenlet lineáris összefüggést ad a szögsebesség és a nyomaték között.



3.5. ábra Külső gerjesztésű egyenáramú motor mechanikai jelleggörbéi

a./ Természetes értékek

b./ Relatív értékek

Az  $M=0$  üresjárási pont nem függ az előtétellenállástól, míg az ellenállás növekedésekor a jelleggörbék lágyabbak lesznek, ami összhangban van a  $T_m$  időállandó növekedésével. Névleges fluxus esetén ( $\Phi=1$ ) különösen célszerű relatív értékek használata, ilyenkor a (3.15) egyenlet  $U'=1$  névleges feszültséggel:

$$W' = 1 - M'R' \quad (3.17)$$

összefüggésre vezet (a továbbiakban a relatív értékekre utaló vesszős jelet csak ott tesszük ki, ahol ez magától nem világos).

A (3.17) szerint névleges nyomaték esetén ( $M'=1$ ) a motor szögsebesség esése az üresjárási ponthoz képest megegyezik az armaturakör ellenállásának relatív értékével (3.5.b.ábra).

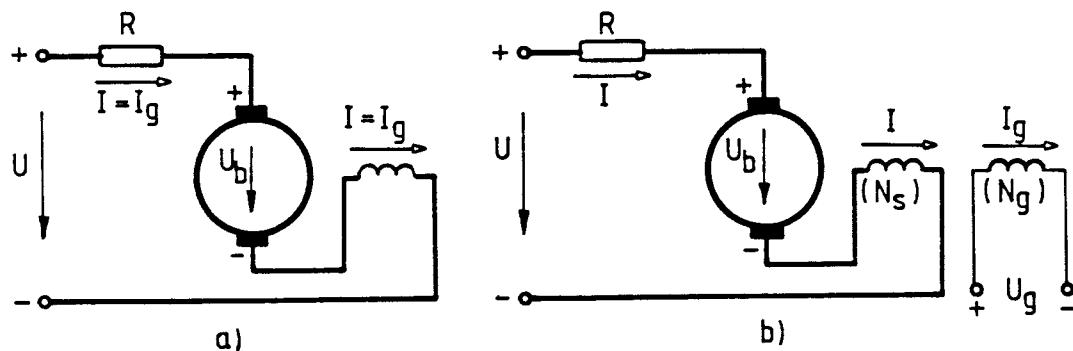
Ebből az is következik, hogy bevezetve az S szlip fogalmát:

$$S = \frac{W - W_{on}}{W_{on}} = 1 - W' \quad (3.18)$$

azt mondhatjuk, hogy a névleges terhelésű pontban a motor  $S_n$  névleges szlipje megegyezik az armaturakör ellenállásának relatív értékével.

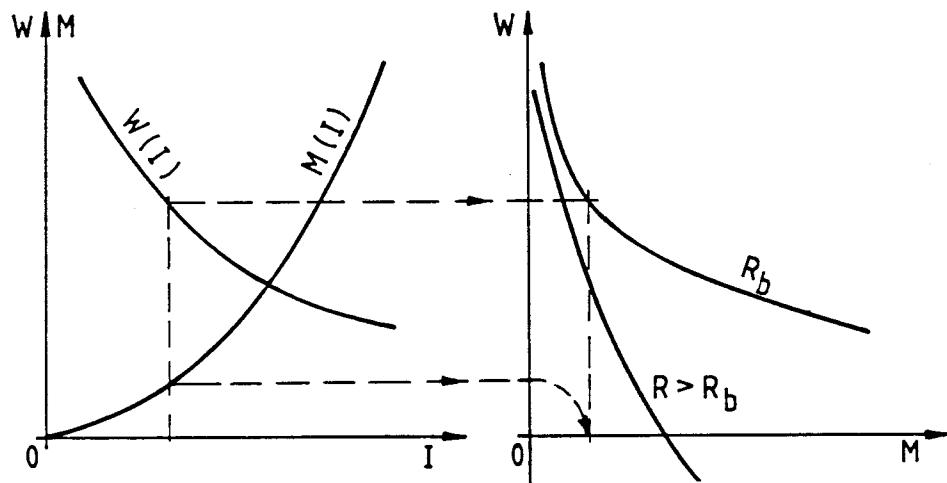
Soros motorok esetében (3.6.a.ábra) nincs mód a mechanikai görbe

analitikai megadására, ezért a gyárok a  $W(I)$  és a  $M(I)$  görbéket adják meg. Ezekből a  $W(M)$  mechanikai jelleggörbe megszerkeszhető (3.7. ábra). Az előtétellenállás növelése itt is lágyabbá teszi a görbéket.



3.6. ábra a) Soros- és b) vegyes gerjesztésű motorok kapcsolása

A nyomaték iránya független az armatura áramának irányától, mert az armaturában és a gerjesztő tekercsben is egyszerre változik meg az áram iránya. Alapkapcsolásban a soros motor nyomatéka csak pozitív lehet. Ha a motornak ellenkező irányú nyomatéket kell kifejtenie, akkor pl. a soros kapcsolásban az armatura két végét fel kell cserálni, így  $I$  és  $M$  előjelet vált. A fordított kapcsolásban a nyomaték minden negatív.



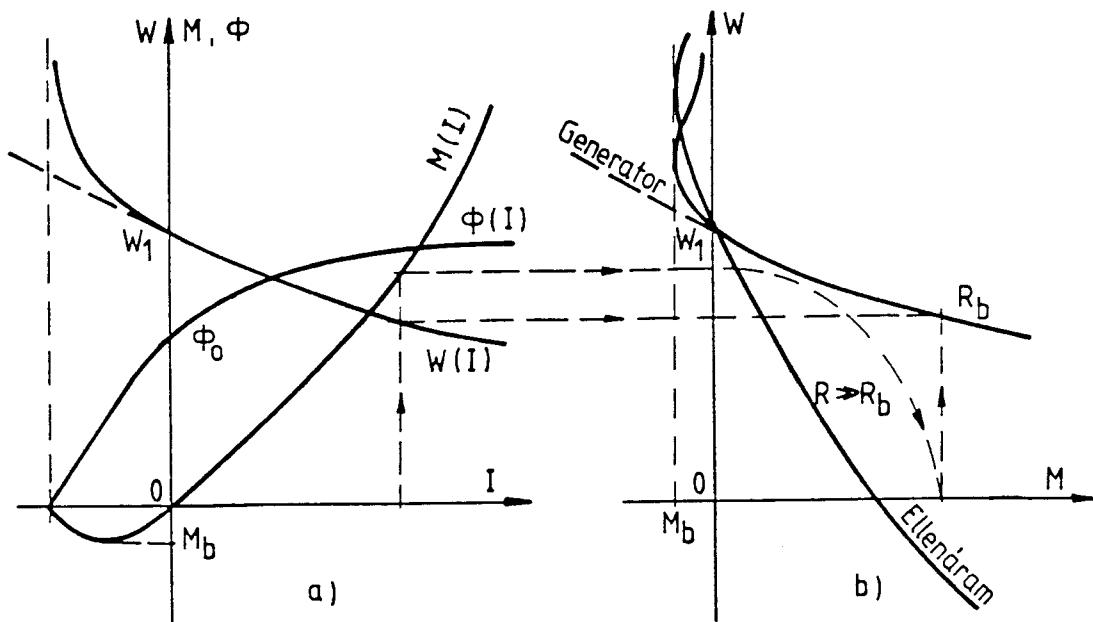
3.7. ábra Soros gerjesztésű motorok jelleggörbéi

A kis áramok tartományában a telítés elhanyagolható, a fluxus arányos az árammal,  $\Phi = cI$ , a nyomaték tehát az áram négyzetével arányos,  $M = k_1 c I^2$ . Ezért ha pl.  $M = 0,24$ , akkor az áram  $I \approx 0,40$ , amely kb.  $\Phi = 0,60$  fluxust hoz létre. A motor szögsebessége ilyenkor  $W \approx 1/0,60 = 1,67$  lesz, csak 67%-kal haladja meg a névleges szögsebességet.

A soros gerjesztésű motorok elsősorban a vontatásban használatosak, mivel túlterhelhetőségeik nyomatékban nagyobb, mint a külső vagy vegyes gerjesztésű motoroké (mivel nagy áram esetén  $\Phi_n$ -nél nagyobb

fluxus jön létre, ami vontatásnál, különösen indításkor előnyös).

Hasonló a helyzet a vegyes gerjesztésű gépeknél (3.6.b.ábra). A mechanikai görbét itt is szerkesztéssel kell meghatározni a  $W(I)$  és  $M(I)$  jelleggörbékől (3.8.ábra).



3.8. ábra Vegyes gerjesztésű motorok jelleggörbéi

Vegyes gerjesztésű (kettős gerjesztésű, kompaund) motorok főpólusain külső és az armaturával sorba kapcsolt gerjesztőtekercsek vannak, pólusonként  $N_g$ , ill.  $N_s$  menetszámmal. Hajtási üzemben az armatura árama erősíti a külső áramkörű gerjesztést, így a főpólusok eredő gerjesztése:

$$\Theta_p = I_g N_g + I N_s = \Theta_o + I N_s = \left[ \frac{\Theta_o}{N_s} + I \right] N_s , \quad (3.19)$$

ahol  $\Theta_o = I_g N_g$  a külső gerjesztés, ez a rész állandó.  $I = I_n$  névleges áramra a soros gerjesztés a névleges eredő gerjesztésnek

$$\nu = \frac{I_n N_s}{\Theta_o + I N_s} = \frac{I_n N_s}{\Theta_{pn}} \quad (3.20)$$

részre. A  $\nu$  értékét a tervezéskor lehet megválasztani, ettől függ a motor jellege:

$\nu=0$       külső gerjesztésű motor;

- $\nu \approx 0,1$       külső gerjesztésű motorok az armaturareakció fluxuscsökkentő hatása ellen néhány soros menettel (un. stabilizáló tekercssel);  
 $\nu \approx 0,4-0,6$  "igazi" kompaund motor;  
 $\nu = 1$       soros motor.

A külső gerjesztő tekercs előnye, hogy üresjárásban a motor nem szalad meg, mert  $I=0$  armaturaáram esetén is megmarad a  $\Theta_0$  gerjesztés és a  $\Phi_0$  fluxus. Ha pl. névleges állapotban a soros gerjesztés 60%, akkor a külső 40%os gerjesztés üresjárásban a telítés csökkenése miatt (lásd pl. 3.3.ábra) még kb. 67%-os fluxust hoz létre, tehát az üresjárási fordulatszám a névleges fordulatszámnak csak kb. 1,5-szeresére növekszik. Ugyanakkor a motor soros jellege eléggyé megmarad, és a terheléslöket nagy fordulatszámeséssel lágyítja.

A motor jelleggörbéinek meghatározásakor feltételezzük, hogy  $I_g$  és  $\Theta_0$  állandó, tehát  $\Phi$  csak  $I$ -től függ, így a soros motornál alkalmazott módszereket alkalmazhatjuk, csak más  $\Phi(I)$ -vel.

A motor fluxusa a 3.8.a. ábrán annál az áramnál válik zérussá, amikor a soros tekercs negatív irányú gerjesztése kiegyenlíti a külső tekercs pozitív gerjesztését:

$$I = -\frac{\Theta_0}{N_s} = -\frac{(1-\nu)\Theta_{pn}}{N_s} = -\frac{1-\nu}{\nu} I_n . \quad (3.21)$$

A nyomaték két helyen nulla: vagy  $\Phi=0$ -nál, vagy  $I=0$ -nál, közben a gépfékező nyomatéket fejt ki visszatáplálással, ebben a tartományban a nyomatéknak  $M_b$  szélső (billenő) értéke van. A mágnesezési görbe  $I=-\Theta_0/N_s$  és  $I=0$  között egyenesnek tekinthető, ezzel a közelítéssel a nyomaték szélső értéke a fenti két áram között középen van, tehát itt

$$I = -\frac{1}{2} \frac{1-\nu}{\nu} I_n , \quad \Phi = \frac{\Phi_0}{2} , \quad M_b = -K \frac{\Phi_0}{2} \frac{1}{2} \frac{1-\nu}{\nu} I_n . \quad (3.22)$$

Ha pl.  $\nu=0,5$  és  $\Phi_0 \approx 0,64 \phi_n$ , akkor  $M_b \approx -0,16 M_n$ .

Visszatápláló fékezéshez ez a nyomaték általában nem elegendő, ezért ilyenkor a soros tekercset kiiktatják és a fékezést csak külső gerjesztő tekercssel hozzák létre (3.8.ábra, szaggatott görbe). A motor W(M) mechanikai jelleggörbét a 3.8.b. ábrában egy nagyobb armaturaköri ellenállásra is felrajzoltuk. Ellenállás változtatáskor az üresjárási pont helyben marad, a billenőnyomaték értéke, mint az a (3.22) képletből látható, szintén nem függ az ellenállás értékétől, mik a billenőponti szögsebesség - az üresjárási ponthoz képest - eltolódik, arányosan az R ellenállással.

A 3.6. és 3.8. ábrákon a motorok mechanikai jelleggörbéi három negyeden haladnak keresztül. Az üresjárási pont felett (II. negyed) visszatápláló fékezés, negatív szögsebességeknél (IV. negyed) un. ellenáramú fékezés alakul ki.

### 3.3. Az egyenáramú motorok terhelhetőségi határai

Vizsgáljuk meg, hogy a motor mekkora nyomatékkal terhelhető. Mivel a nyomaték a motor hasznos fluxusával és áramával arányos:

$$M = K\Phi I ,$$

meg kell vizsgálnunk a megengedhető áram- és fluxusértékeket.

#### 3.3.1. A megengedhető áram

A motor  $I_n$  névleges árama az az áram, amellyel a motor éppen elérheti az alkalmazott szigetelőanyagokra szabványokban rögzített, megengetett legnagyobb túlmelegedést, tehát amellyel káros túlmelegedés nélkül terhelhető a motorra előírt üzemmódban (1.9. fejezet). Talán pontosabb, és jogilag célszerűbb megfogalmazás: a motor névleges árama az a legnagyobb áram, amelyet a gyártó az adattáblán feltüntet és amelyre a gyártó - az előírt üzemmódban - a motorra a szabványokban előírt élet-tartamot garantálja.

A motor  $I_{max}$  legnagyobb árama az az áram, amelyet a motor rövid ideig károsodás nélkül elbír. A legnagyobb és a névleges áram  $I_{max}/I_n$  viszonyiszámát a gép méretezése dönti el. Vegyük sorra milyen szempontok határozzák meg  $I_{max}/I_n$  értékét.

a./ Ha a segédpólus mágneses körét úgy méretezték, hogy  $I_n$  esetén az indukció kb. 1,0 T legyen, akkor a gép legfeljebb 1,6-1,8-szères árammal terhelhető, mert 1,6-1,8 T indukció már telítést okoz. Emiatt a segédpólus ilyen túlterhelés esetén már gyenge, vagyis fluxusa viszonylag kevés és így nem biztosítja a szikramentes kommutációt.

b./ A keféket kb.  $10 \text{ A/cm}^2$  áramsűrűségre méretezik. A kommutátorhoz használt minőségi kefék  $20 \text{ A/cm}^2$ -nél nagyobb áramsűrűséget általában nem bírnak el. Ebből a szempontból tehát a gépek névleges áramuk kétszeresét bírják el.

A kefék legfontosabb paramétere a  $\rho$  fajlagos átmeneti ellenállás, vagyis az érintkező felület egységére vonatkozó ellenállás. Ezzel a kommutátor (illetve a csúszógyűrű) és a kefe között fellépő feszültségesés:

$$\Delta U = j\rho , \quad (3.23)$$

ahol  $j$  a kefe alatti áramsűrűség.  $\Delta U$  alatt mindenkor a különböző polaritású kefeken fellépő feszültségesések összegét értjük, mivel a feszültségesés függ az áramiránytól (a feszültségesés valamivel nagyobb, ha az áram a réztől a kefékhez folyik).

A kefék átmeneti ellenállása és ennek következtében a  $\Delta U$  feszültségesés is nagyon sok tényezőtől függ. A legfontosabbak ezek közül:

- a./ a kefe és kommutátor (csúszógyűrű) anyaga;
- b./ az áramsűrűség;
- c./ az érintkező felület hőmérséklete és vegyi állapota;
- d./ a kefe-nyomás;

e./ a kommutátor (csuszógyűrű) felületi sebessége;

f./ mechanikai tényezők.

A szokásos kefetípusra a  $\Delta U(j)$  feszültségesés egy áramérték után

3.1. táblázat

A villamos gépekben használt kefék adatai

Kefék típusa	K	G	EG	KB	NB	
Maximális kefe- terhelhe- tőség	$\frac{A}{cm^2}$	8,0- 8,5 8,0-10,0	10,0 11,5	9,0-10,0 12,0	9,5-11,5 11,5-14,0	15,0 15,0-23,0
Maximális felü- leti sebesség	$\frac{m}{s}$	10-15	30-60	25-45	20-30	25-30
Fajlagos ellen- állás	$\frac{\text{ohm} \cdot \text{mm}^2}{m}$	30-60	18-35	18-41	0,5-13	0,14-0,32
Feszültségesés	V	1,5- 2,5	1,7- 2,2	1,4- 2,0	0,5-1,5	0,3-0,6

stabilizálódik és ezért a számításoknál általában  $\Delta U = \text{áll. - val}$  számolunk. Gyakran a számítás egyszerűsítése szempontjából előnyösebb állandónak venni a kefék átmeneti ellenállását. Akkor az  $I_n$  névleges áramra vonatkozó kefeellenállással számolunk:

$$R_{\text{kefe}} \approx \frac{\Delta U}{I_n} . \quad (3.24)$$

A legelterjedtebb kefék adatait a 3.1. táblázatban foglaltuk össze.

Az első, K jelű csoportba az un. "kemény" szénkefék tartoznak.

Kommutációs szempontból előnyös a nagy fajlagos ellenállásuk, de a kisebb megengedhető áramsúrúség miatt nagyobb méretű kommutátor igényelnek. Ezért főleg nehéz kommutációs viszonyok között dolgozó gépeknél használják.

A következő két csoportot a G jelű grafit és EG jelű elektrografit kefék alkotják. Ezek a legelterjedtebb típusok.

Az utolsó két csoportba a bronzkefék tartoznak. Jellemző előnyük a kis átmeneti feszültségesés, ezért kis feszültségű egyenáramú gépekenben (30V-ig), valamint szinkron és aszinkron gépeknél alkalmazzák őket.

c./ A tekercselésben a forrasztások gyenge pontokat jelentenek.

Túlterhelés esetén ezeken helyi túlmelegedések keletkezhetnek, amelyek a forrasztást kiolvasztják. Ezért a nagy túlterhelésekre készülő gépek tekercseit és még a kommutátor kötéseiit is lágy forrasztás helyett keményen forrasztják.

d./ Az erőhatások általában  $I^2$ -tel arányosak. A gép méretezésekor ezt is figyelembe kell venni. Az MSZ 152 szabvány előírja, hogy a különleges kikötés nélküli gépeket  $I_{\text{max}}/I_n = 1,5$ -re kell méretezni. Természetesen vannak üzemek (pl. kohászat, emelő- és szállítógépek, vontatás stb.), ahol 2-3-szoros túlterhelésekkel is kell számolnunk. Az ilyen helyre tervezett gépeket ennek megfelelően méretezik, és ez a normál gépekhez viszonyítva mindig túlméretezést jelent.

e./ Nagyobb fordulatszámokon nagyobb áramértekkel erős kefeszírázás lép fel. A gyakorlatban a kommutáció jóságát a reaktanciafeszültség alapján szokás vizsgálni. Ez a feszültség a kefék által rövidrezárt menetekben  $L_k$  önindukció folytán keletkezik az áramiránynak az armatura vezetőiben jelentkező irányváltozása miatt. A reaktancia feszültség

$$U_r = L_k \frac{dI}{dt} \quad (3.25)$$

alakban számítható. Mivel az áramnak annál gyorsabban kell komutálni, minél nagyobb a fordulatszám, ezért  $dI/dt$  egyrészt az I árammal, másrészről a szögsebességgel arányos:

$$U_r = cWI . \quad (3.26)$$

Az a-d./ pontok alapján kiadódó  $I_{\text{max}}$  áramerősség addig a  $W_r$  szögsebességgel tartható, amíg a reaktanciafeszültség el nem éri a megenged-

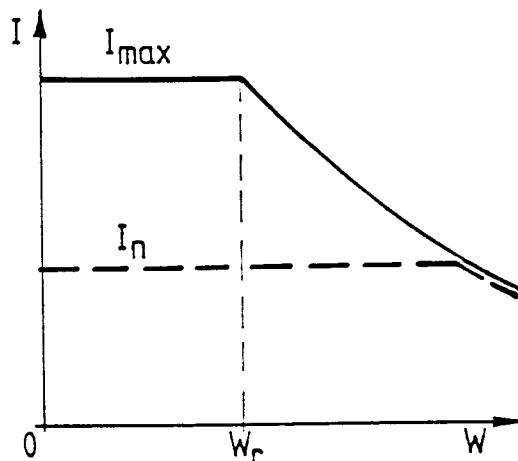
hető érték határát.

Nagyobb fordulatszámokon (3.26) szerint:

$$I_{\text{meg}} = I_{\text{max}} \frac{\frac{W}{r}}{W} \quad (\text{ha } W > W_r) \quad (3.27)$$

a megengedhető áram. A névleges áram 1,5-szeresét a szabvány szerint névleges fordulatszámiig bírniuk kell a motoroknak, de rendszerint nagyobb értékek is megengedhetők. A határt a gyár adja meg, illetve megrendeléskor ez a kérdés is tisztázandó.

A 3.9. ábrán feltüntettük a megengedhető áram értékeit a fordulatszám függvényében, a folytonos vonallal rajzolt görbe a rövid idejű túlterhelésre, a szaggatott a tartósra vonatkozik.



3.9. ábra Egyenáramú motorok pillanatszerűen és tartósan megengedhető árama

f./ Igen gyors szabályozások esetében néha korlátozni kell az armaturaáram változásának a sebességét. Ennek oka az, hogy a segédpólus fluxusának a változása örvényáramokat létesít az állórész koszorújában és az egyéb zárt áramkörökben, ezért a fluxus kialakulása késik az áramhoz képest.

Első közelítésként az örvényáramok hatását  $R_{\text{o}}$  ellenállással vehetjük figyelembe a 3.10. ábra szerint. Az ábrán az  $I$  armaturaáramot bemenő jelnek tekintjük, a segédpólus tekercs induktivitását  $L_{\text{sp}}$ -vel jelöltük.

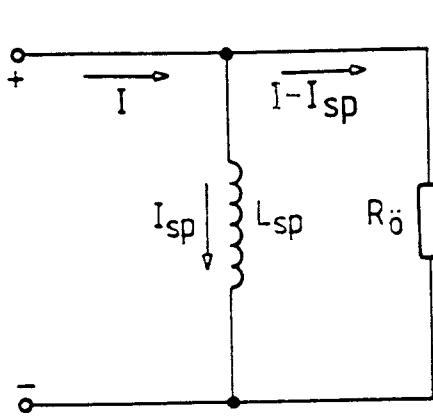
A  $\phi_{\text{sp}}$  segédpólus fluxus az  $I_{\text{sp}}$  árammal arányos, ezért a 3.10. ábrára a következő feszültségegyenlet írható fel:

$$L_{\text{sp}} \frac{dI_{\text{sp}}}{dt} = (I - I_{\text{sp}}) R_{\text{o}}, \quad (3.28.a)$$

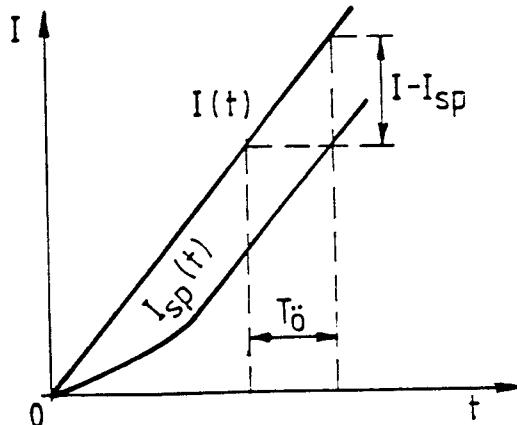
amiből:

$$I_{sp} = \frac{R_o}{R_o + L_{sp}s} I = \frac{1}{1+sT_o} I, \quad (3.28.b)$$

ahol  $T_o = L_{sp}/R_o$ .



3.10. ábra Segédpólus helyettesítő kapcsolása



3.11. ábra Segédpólus gerjesztésének elégtelensége gyors áram-növekedéskor

A 3.11.ábrán lineárisan növekvő  $I(t)$  áramot tételeztünk fel, ehhez képest az  $I_{sp}(t)$  görbe  $T_o$  idővel késik és az álladósult eltérés

$$I - I_{sp} = T_o \frac{dI}{dt}$$

a segédpólus hiányzó eredő gerjesztését adja. Pl.  $T_o = 0,05s$  (ez az érték kisteljesítményű nem lemezelt állórészű gépre vonatkozhat) és  $dI/dt = 10 \text{ A/s}$  esetén a hiány  $0,5 \text{ A}$ -nel egyezik meg, ami jelentősen ronthatja a gép kommutációját.

A megengedhető  $dI/dt$  értékét azzal az idővel szokás megadni, amely alatt az áram állandó változási sebességgel 0-ról névlegesre növekedhet. Ez az idő  $0,01-0,1 s$ , illetve lemezelt állórészű gépekre  $0,01-0,02 s$  lehet. E korlátozást csak nagyobb fordulatszámokon kell figyelembe venni.

Az utóbbi évtizedben a rendkívül gyors működést igénylő szabályozórendszerek részére (pl. robotok és szerszámgépek szervohajtásai, stb.) alakítottak olyan egyenáramú szervomotorokat, amelyek rövid ideig még  $10\text{A}_n$ -et is elbírnak. Ezekben a motorokban a forgórész tekercselését nem a hornyokban, hanem a sima forgórész felületén helyezik el. Ez jelentősen csökkenti az armatura öninduktivitását (és így a kommutáló menetek öninduktivitását is), ami lehetővé teszi a megengedhető áram és a  $dI/dt$  értékek nagymértékű növelését.

### 3.3.2. A megengedhető fluxus

A nyomatékkal való terhelhetőség érdekében nagy fluxusra kell törekedni. A korszerű egyenáramú motorok a névleges pontban ki vannak használva, ezért a  $\Phi_n$  névleges fluxussal már meglehetősen nagy telítések lépnek fel, tehát alig lehet a névlegesnél nagyobb fluxust beállítani.

Nagyobb fordulatszámokon a forgás útján indukált belső feszültség miatt csökkenteni kell a fluxust. A nagy feszültség a szeletfeszültség miatt veszélyes, körtüzet okozhat.

A komutátor két szelete között fellépő feszültség arányos a szögsebességgel és a szeletekhez kötött vezetők helyén lévő légrésindukcióval:

$$U_{sz} = CWB_1 . \quad (3.29)$$

3.12. ábra Légrésindukció és komutátor feszültségének eloszlása a kerület mentén

A  $B_1$  görbe az üresjárási indukció, mikor  $U_k$  a baloldali komutátor szelethez képest a komutátor menti feszültség-eloszlást mutatja. Terhéskor csak akkor marad ilyen az eloszlás, ha a gép kompenzált. A közepes szeletfeszültség a  $B_{1k}$  közepes légrésindukcióval arányos:

$$U_{szk} = CWB_{1k} , \quad (3.30)$$

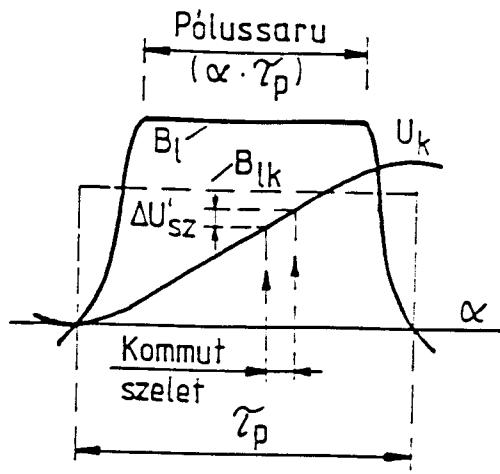
ez viszont az  $U$  kapocsfeszültségből is számítható. Ha a komutátorszeletek száma  $k_{sz}$ , akkor - mivel a kefék száma egyenlő a  $2p$  pólusszámmal - két kefe között  $k_{sz}/2p$  szelet van, tehát

$$U_{szk} = \frac{U}{k_{sz}/2p} = \frac{2pU}{k_{sz}} .$$

A (3.29.) és (3.30.) figyelembevételével kapjuk:

$$U_{sz} = U_{szk} \frac{B_1}{B_{1k}} = \frac{2pU}{k_{sz}} \frac{B_1}{B_{1k}} . \quad (3.31)$$

A szeletfeszültség gyakorlatilag megengedhető legnagyobb értéke



A légrésindukció eloszlását a gép kerülete mentén a 3.12. ábrán láthatjuk ( $\tau_p$  a pólusosztás, az armatura hornyolásától eltekintettünk).

35V. Üresjárásban vagy kompenzált gépeknél  $B_1/B_{lk} \approx 1,5-1,7$ , közel állandó, ezért a (3.31) képlet ekkor megszabja a legnagyobb  $U_{max}$  feszültséget. Kihasznált gépekben ez a névleges feszültségnél nem sokkal nagyobb, de néha a névleges kétszerese is lehet.

A kapocsfeszültség gyakorlatilag megegyezik a belső feszültséggel, mert az IR különbségük legfeljebb 5-10%.

Igy

$$U_{max} \approx U_{bmax} = k\Phi W_{sz} ,$$

ahol  $W_{sz}$  szögsebesség az a szögsebesség, amíg a névleges fluxust lehet tartani a szeletfeszültség miatt. Eddig a szögsebesség növelését a kapocsfeszültség növelésével hozhatjuk létre:

$$W_{sz} = \frac{U_{max}}{k\Phi_n} \geq W_n , \quad (3.32)$$

mivel  $U_{max} \geq U_n$ .

A szögsebesség (fordulatszám) további növelésekor a fluxust csökkenteni kell  $U=U_{max}$  állandósága érdekében:

$$\Phi = \Phi_n \frac{W_{sz}}{W} , \quad \text{ha } W > W_{sz} . \quad (3.33.a)$$

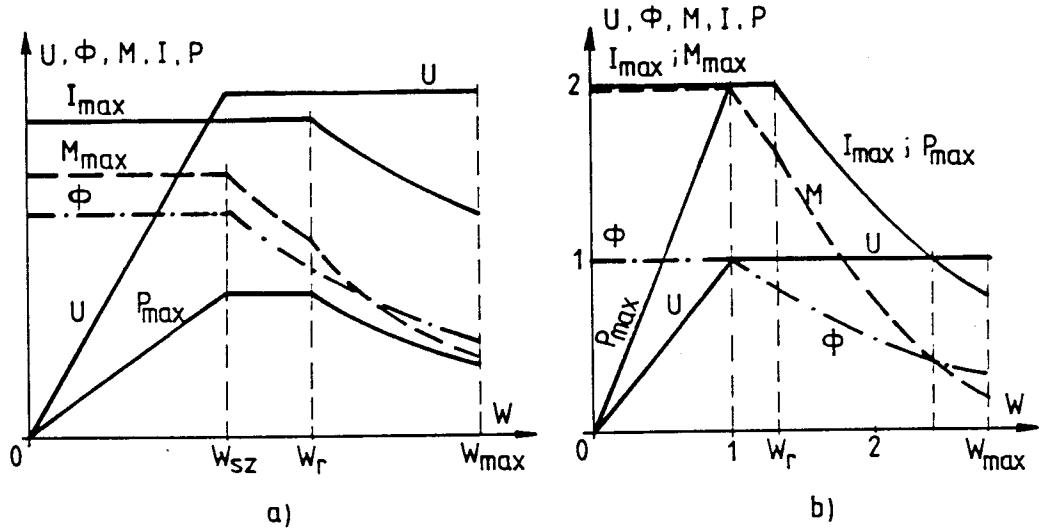
Ha az áramforrás csak a névleges feszültséget tudja szolgáltatni, akkor  $U_{max} = U_n$  és ezután a szögsebességet csak a fluxus csökkentésével lehet növelni:

$$\Phi = \Phi_n \frac{W_n}{W} , \quad \text{ha } W > W_n . \quad (3.33.b)$$

Ilyenkor a motort a szeletfeszültség szempontjából nem tudjuk kihasználni.

### 3.3.3. A megengedhető nyomaték

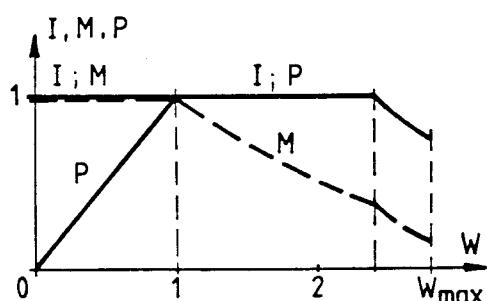
Eddigi - kompenzált motorokra vonatkozó - eredményeinket a 3.13.a. ábrán összesítjük, ahol a szögsebesség függvényében felrajzoltuk a megengedhető áramot és fluxust. A reaktanciafeszültség miatt jelentkező  $W_r$  határszögsebesség általában nagyobb, mint a szeletfeszültség miatt jelentkező  $W_{sz}$  határ. A fluxus és az áram szorzatából adódik a megengedhető nyomaték. Az  $U$  feszültség a  $W_{sz}$  szögsebességgel az állandó fluxus miatt a szögsebességgel arányosan nő, utána állandó.  $U$  és  $I$  szorzata vagy  $M$  és  $W$  szorzata adja a  $P$  teljesítmény értékét.



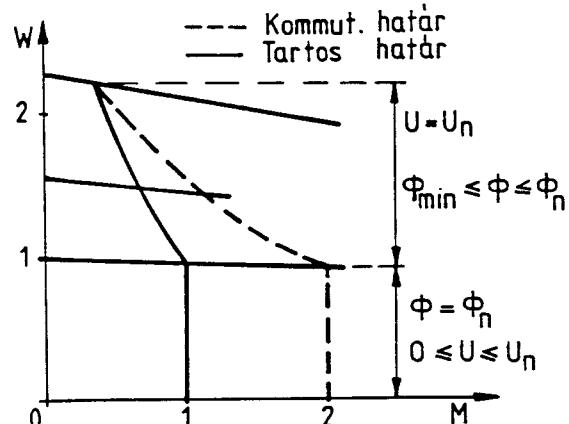
3.13. ábra Egyenáramú motorok pillanatnyi terhelhetősége  
a./ Természetes értékkel      b./ Relatív értékkel

A 3.13.b. ábrában relatív egységekben tüntettük fel a viszonyokat. Feltételezzük, hogy  $I_{\max} = 2I_n$ , és hogy  $U_n$  névleges feszültségnél  $W_{sz} = W_n$ . A reaktanciafeszültség miatt  $2I_n$  áramnál  $W_r = 1,3W_n$  fordulatszámat hárta vettünk fel. Ezekkel az adatokkal a tartós terhelhetőségre a 3.14. ábra lesz a jellemző.

A megengedhető legnagyobb  $W_{\max}$  szögsebességet általában a centrifugális erő miatt fellépő mechanikai igénybevételek szabják meg. Erre



3.14. ábra Egyenáramú motorok tartós terhelhetősége vi-szonylagos egységekben



3.15. ábra Egyenáramú motorok tar-tósan megengedhető nyo-matéka

legkényesebb a kommutátor. A korszerű gépek 60 m/s kommutátor kerületi sebességre méretezhetők. Veszélyes lehet még a tekercsfejek megfogása, a horonyékek szilárdsága és a szeletekből összeépített forgórész-lemeztestek megfogása. El kell fogadni a motor adattábláján feltüntetett legnagyobb fordulatszámot, ill. megrendelés esetén a gyárral meg-

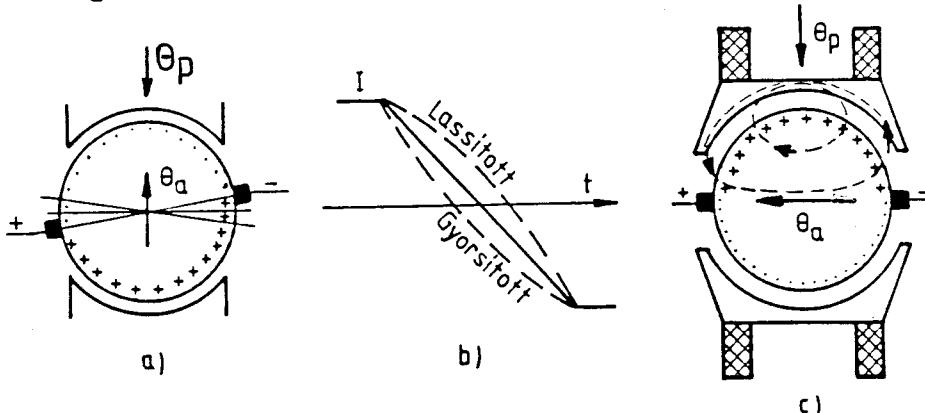
kell beszélni  $W_{\max}$  értékét.

A 3.15. ábrán M-W koordináta-rendszerben tüntettük fel az állandó terhelhetőség határát, és bejelöltük a megvalósítható jelleggörbékét. 0-tól a névleges fordulatszámig a fluxus állandó (névleges), és a kapocsfeszültség változik 0-tól a névlegesig; a nagyobb fordulatszámok tartományában a feszültség állandó (névleges), és a fluxus csökken. Ezt a módszert gyakran alkalmazzák, ha nagyobb fordulatszámokon kisebb nyomaték is elegendő, mert így kisebb motorral megoldható a feladat, mint csupán a kapocsfeszültség változtatásával. Ha pl. kétszeres fordulatszámig állandó fluxussal akarnánk a hajtást megvalósítani, kétszeres névleges teljesítményű motorra lenne szükség. A 3.15. jelleggörbét gyakran kiegészítik a motorok megengedhető kommutációs terhelhetőségével, különösen szokásos ez speciális szervomotorok esetében (3.15. ábra szaggatott vonal).

### 3.3.4. Armatura reakció hatása a motorok terhelhetőségére

Az armatura visszahatás abban nyilvánul meg, hogy a motor hasznos fluxusa függ az armatura áramától. Ennek három fő oka van:

1./ Az egyenáramú motorok keféit csak egy bizonyos pontossággal lehet a semleges zónába állítani. Ezért a 3.16.a. ábrának megfelelően



3.16. ábra Az armatúra reakció okai:

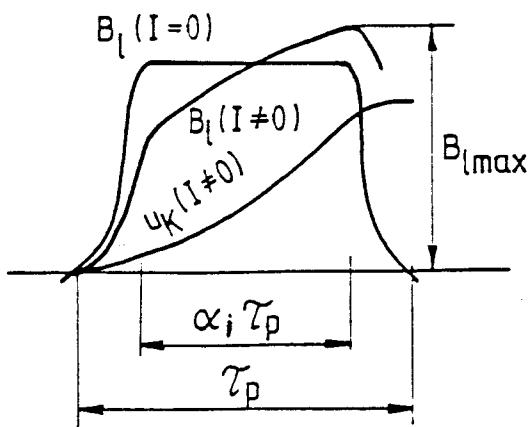
- a./ kefék pontatlan beállítása b./ kommutáció lefolyásának hatása
- c./ armatúra áram keresztirányú gerjesztése

az armatura áramával arányos hosszirányú gerjesztés keletkezik, amely - a beállítási hibától és a forgásiránytól függően - fel- illetve lemagasztó hatású lehet (a kefék eltolása forgásirányba motoros üzemben felszínrehozásával, generátorosban lemagasztásával eredményez).

2./ Az egyenáramú gépek kommutációját nagymértékben a segédpólus beállítása befolyásolja. Ha a segédpólus gerjesztése éppen megfelelő, akkor a 3.16.b. ábrán felrajzolt lineáris kommutációt tételezhetünk fel. Ellenkező esetben a túl erős segédpólus gyorsítja, miközben a túl gyenge lassítja a kommutációt, ahogy ezt a 3.16.b. ábrán feltüntettük. De az utóbbi esetekben a kefékkel rövidrezzárt kommutáló menetek - a kommutáció idejére vett - eredő gerjesztése különbözik a zérustól, és mint hosszirányú gerjesztés jelentkezik. Motorok esetében a gyorsított kommutáció lemagasztással, miközben a lassított kommutáció felszínrehozásával je-

lent. Az előbbi kis armatura áramoknál, az utóbbi nagyobb áramoknál szokott bekövetkezni.

3./ Az armatura áram un. keresztirányú gerjesztést(3.16.c. ábra) létesít, amely a pólussarú egyik végén megnöveli, a másikon lecsökkenti a légrésindukciót. Ezzel az armaturavisszahatás torzítja a légrésindukció eloszlását, de eredően - a telítés miatt - csak csökkenheti a motor hasznos fluxusát.



3.17. ábra A légrésindukció és a kommutátor-feszültség eloszlása a kerület mentén az armatúra reakció figyelembevételével

A légrésindukció és a kommutátor-feszültség eloszlását a 3.17. ábrában tüntettük fel. A legnagyobb szeletfeszültség  $B_{l\max}$ -mal lesz arányos, ami szigorúbb korlátozást jele<sub>lent</sub>. A legnagyobb indukció azon a pólussarú szélen lép fel, ahol a pólus  $\theta_p$  gerjesztéséhez hozzáadódik az armatura  $\alpha_i \theta_a$  gerjesztése:

$$\alpha_i \theta_a = \frac{A \tau_p}{2} \alpha_i = \frac{IZ}{8ap} \alpha_i = c_a I, \quad (3.34)$$

ahol  $A$  a kerületi áramterhelés  $A/cm^2$ -ben,  $\tau_p$  a pólusosztás  $cm$ -ben,  $Z$  az armatura vezetőinek száma,  $2a$  a párhuzamos ágak száma,  $2p$  a pólusszám,  $\alpha_i$  az ideális pólusív viszonya a pólusosztáshoz. Ha a gép adatai nem állnak rendelkezésre, tájékoztatásul felvehetjük, hogy névleges állapotban  $\theta_a \approx 0,75 \theta_p$ .

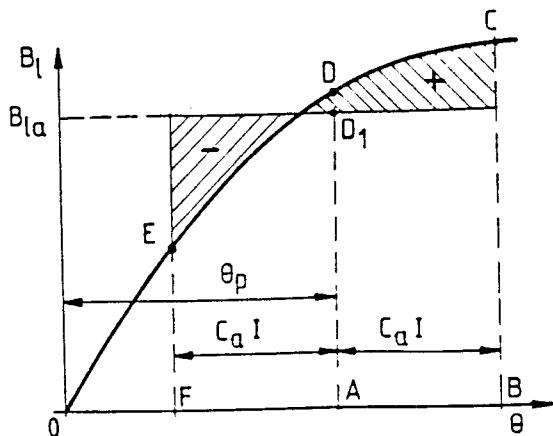
A 3.18. ábrán a  $\theta$  gerjesztés függvényében ábrázoltuk a légrésindukciót. A  $\theta_p + c_a I$  és  $\theta_p - c_a I$  gerjesztések között levő szakasz megfelel a pólussarú alatt levő indukcióeloszlásnak, a  $\theta$  tengely tölti be a kerület menti hosszúság szerepét. A legnagyobb légrésindukció a BC metszéknél felel meg. A gép fluxusa az  $AD_1$  közepes légrésindukcióval arányos, a sarun túl levő területek elhanyagolásával:

$$B_{lk} = \frac{T}{2c_a I},$$

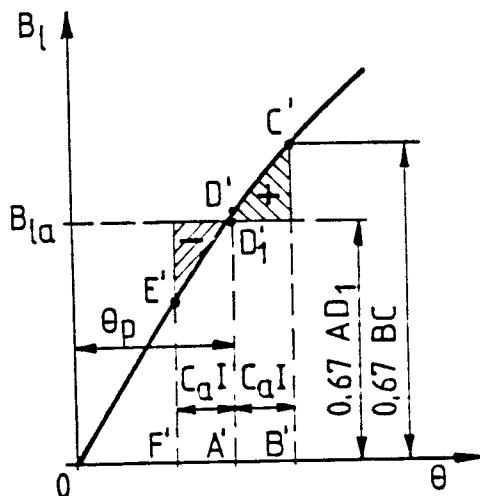
ahol  $T$  az ABCDEFA terület jelenti. A motor nyomatéka:

$$M = k\Phi I = k_1 B_{lk} I = k_2 T, \quad (3.35)$$

a  $T$  területtel arányos.



3.18. ábra Légrésindukció változása az armatúra-reakció miatt



3.19. ábra A nem kompenzált egyenáramú motorok terhelhetősége  $W=1,5W_{sz}$  szögsebességen a gerjesztés változtatásakor

Tegyük fel, hogy a 3.18. ábrát  $\Phi_n$  névleges fluxusra és  $I_{max}$  maximális áramra rajzoltuk fel. Ebben az esetben egy bizonyos  $W_{sz}$  szögsebességen a  $BC=B_{lmax,n}$  indukció a csak még éppen megengedhető legnagyobb szeletfeszültséget hozhatja létre.

Ha a motort nagyobb fordulatszámmal akarjuk járatni, akkor kisebb

$$B_{lmax} = B_{lmax,n} \frac{W_{sz}}{W} \quad (3.36)$$

értéket engedhetünk meg. A 3.19. ábra  $W=1,5W_{sz}$  szögsebességre érvényes. A  $B'C'$  metszék a 3.18. ábra  $BC$  metszékének  $1/1,5=0,667$ -szerese,  $W=1,5 W_{sz}$ .

Nagyobb szögsebességet a gerjesztés csökkentésével állítunk be, ezért a  $B_{lk}$  közepes indukciót is  $2/3$ -ra kell csökkenteni ( $D'A'$  metszék). A megengedhető áram az  $A'B'$  (illetve  $A'F'$ ) metszékkel lesz arányos. Látszik, hogy ennek értéke kicsi, és ezért a motor terhelhetősége jelentősen csökken.

A motor gerjesztését legfeljebb addig érdemes csökkenteni, amíg a baloldali pólussarun az indukció előjelet nem vált.

Azonban még így is rosszak a viszonyok. A 3.2. táblázat a 3.18. és 3.19. ábra esetére vonatkozik. A 3.2. táblázat adataiból láthatjuk, hogy a szeletfeszültség-határ elérése után a nem kompenzált motorok terhelhetősége rohamosan csökken.

### 3.2. táblázat

Ábra	W	$B_{lk}$	U	I	P	M	$\approx B_{l_{max}}$
3.18.	1	1	1	1,5	1,5	1,5	1,17
3.19.	1,5	0,67	1	0,2	0,2	0,13	0,78

Ezért a fluxuscsökkentés csak akkor használható, ha a névleges feszültséghoz és fluxushoz tartozó állapottól a szeletfeszültség által megszabott határ még messze van.

Nem kompenzált motorok esetében fluxuscsökkentéskor arra is gondolni kell, hogy a statikus mechanikai jelleggörbén emelkedő szakasz keletkezhet, ami labilitást okozhat. Ez ellen szabályozás vagy kismértékű kompaundálás segít.

Megjegyezzük, hogy a fenti vizsgálatokhoz  $B_1(\theta)$  görbeként az üresjárási jelleggörbét lehet igen jó közelítéssel felhasználni.

A motor üzemének jelentős javulását elsősorban a kompenzáló tekercsleírás beépítésével érhetjük el. Ma már néhány kilowattos gépet is elláttunk kompenzáló tekercseléssel különösen akkor, ha a gépet jelentős dinamikus igénybevételre és mezőgyengítéses üzemben kívánjuk használni.

### 3.4. Állandó feszültségű egyenáramú motorok indítása

Az egyenáramú hálózat ma már ritka, szinte csak a közlekedésben alkalmazzák pl. a közúti villamosokhoz, nagyvasutakhoz, hajókon stb. Az egyéb újonnan létesített egyenáramú hajtások rendszerint motoronként külön áramforrást kapnak változtatható, szabályozható feszültséggel.

Az állandó kapocsfeszültségről táplált motorokat az armatúrával sorba kapcsolt előtét-ellenállásokkal indítják az áram korlátozása céljából, kivéve a kis tömegeket gyorsító kis teljesítményű motorokat (kb. 1-3 kW-ig), amelyeknél a rövid felfutási ideig az armatúrakör induktivitása is elég korlátozást ad.

A villamos gépek elméletéből ismeretes, hogy az armatúrakör elenállásokon állandó árammal való indítás esetén hővé alakuló veszeségi energia közelítőleg egyenlő a hasznos munkával.

A gyakran indított, nagy gyorsítandó tömegekkel rendelkező hajtásokat (pl. bányafelvonó, cukorcentrifuga stb.), ezért nem célszerű indító ellenállásokkal indítani, hanem a változó kapocsfeszültségű táplálást alkalmazzák, amelyről a későbbiekben részletesen lesz szó.

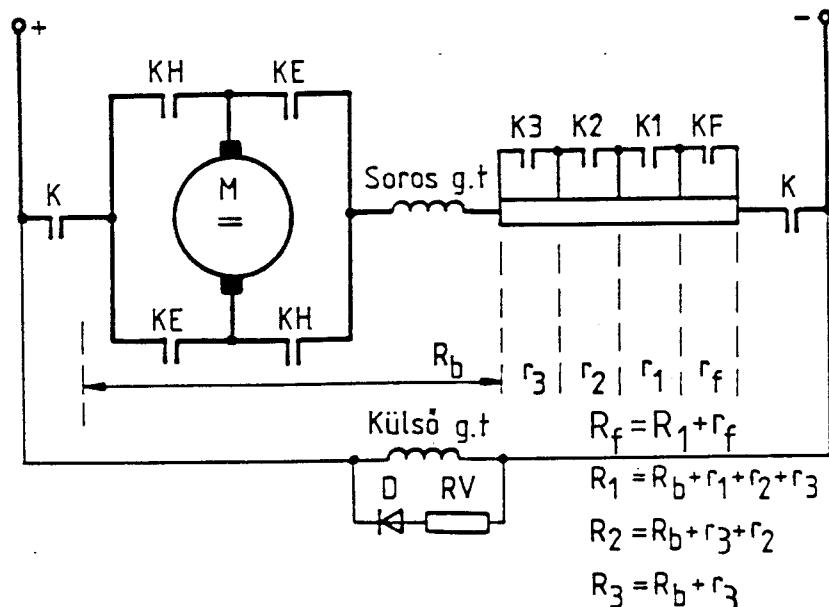
Az egyenáramú motorok indító ellenállásai fémellenállások, folyadékindítót az egyenáram vízbontó hatása miatt nem lehet alkalmazni. Az indítók szakaszos üzeműek (ezért nem szolgálnak egyúttal fordulatszám-változtatásra is), terhelhetőségük az indítások gyakoriságát szabja meg.

A 3.20. ábrán egy irányváltásra is alkalmas vegyes gerjesztésű motor elvi kapcsolását tüntettük fel. Indításkor a KE mágneskapcsoló az előre, a KH mágneskapcsoló a hátra irányt kapcsolja az armatura tágfeszültségének polaritás-váltásával. A soros gerjesztőtekercsben az áram iránya ilyenkor változatlan marad, így megmarad az összhang a külső

gerjesztés irányával. A nyomaték  $M=K\Phi I$  kifejezésében csak az armatura áramának irása változik a KE ill. a KH bekapcsolásának függvényében, így a motor nyomatéka is előjelet vált a motor áramával együtt, függetlenül attól hogy a motor külső, vegyes vagy soros gerjesztésű.

A külsőgerjesztésű tekercset egy RV oltó ellenállással és D diódával söntöljük, a mágneses energia ezen az úton tud kisülni a tekercs kikapcsolásakor, így nem jöhet létre túl nagy feszültség a tekercs kapcsain.

Indításkor először a K és a KE (vagy a KH) kapcsolók kapcsolnak be és első pillanatban a motor a teljes külső ellenállással kerül a hálózatra. Gyakran az ilyenkor fellépő áram és nyomaték nem szokott elégese-



3.20. ábra Egyenáramú motor indításának elvi kapcsolása

ges lenni a motor indítására a terhelés ellenében, ezért ezt a fokoza-tot előfokozatnak nevezzük. De a nem szorosan illeszkedő géprészek (tengelykapcsoló, áttételek, stb.) ezzel megfeszülnek és így az indítás később simábban megy végbe. Az 5-10 kW-nál nagyobb motorok esetében az előfokozat a hálózat kímélése miatt is célszerű. A továbbiakban a KF kapcsoló időkésés nélkül kapcsol be és ezzel a motor áramkörében rövid-rezáródik az előfokozat  $r_f$  ellenállása, ezzel kezdődik el a valódi indítás.

A motor armaturaáramát az

$$I = \frac{U - U_b}{R} \quad (3.37)$$

képlettel számíthatjuk. Az indítás elején  $W=0$ , tehát  $U_b$  is zérus, az áramot ekkor rövidzárási áramnak nevezzük. Ha nagy a terhelőnyomaték vagy gyors indítás szükséges, akkor a motor és a hálózat által megszabott legnagyobb megengedhető  $I_{max}$  árammal indítunk. Ez a motor szem-

pontjából normál kivitelű gépekre  $1,5 I_n$  nagyságrendű, egyébként (2-3)  $I_n$  is lehet. Az indítás első fokozatában szükséges armatúraköri ellenállás tehát

$$R_1 = \frac{U}{I_{\max}} . \quad (3.38)$$

A motor  $I_{\max}$  árammal kezd gyorsítani,  $U_b$  növekedésével az áram (3.37) szerint csökken. Egy kiválasztott  $I_{\min}$  áramnál (ill. a megfelelő időpontban) a K1 mágneskapcsolóval  $R_2$ -re csökkentjük az ellenállást, lehetséges úgy, hogy az áramfelvétel újra  $I_{\max}$  legyen, és így tovább. Az utolsó (az ábrán K3-al jelölt) mágneskapcsoló bekapcsolása után csak a motor armatúrakörének  $R_b$  belső ellenállása marad a körben, a motor a természetes jelleggörbénél gyorsul tovább mindaddig, amíg a motor árama a terhelőnyomatéknak megfelelő  $I_t$  terhelőáramot el nem éri. A zavartalan indítás érdekében az  $I_{\min}$  áramnak mindenkor nagyobbnak kell lenni, mint  $I_t$  áram. Általában megfelelő, ha  $I_{\min} > (1,1-1,2)I_t$ .

A következőkben kiszámítjuk az indító ellenállás fokozatait úgy, hogy az áram minden átkapcsolásnál a felvett  $I_{\min}$  értékről  $I_{\max}$ -ra növekedjék. Ezzel adott indító fokozatszám esetén, a legkisebb indítási idő érhető el.

### 3.4.1. Külső gerjesztésű motorok indítása

A motor fluxusa - az armatúravisszahatást elhanyagolva - névleges és állandó értéken marad, ezért  $U_b$  arányos  $W$ -vel,  $M$  nyomaték  $I$ -vel, mikor relatív értékekkel  $U_b=W$  és  $M=I$ . Egy öt fokozatú indítás jelleggörbét a 3.21.ábrán tüntettük fel. A külső gerjesztésű motor indítása általában csak 5-7 fokozattal végezhető el.

Bármely fokozat átkapcsolásakor a motor szögsebessége és belső feszültsége azonnal nem változik, ezért a  $k$ -adik fokozatban  $I_{\min}$  áramnál és  $R_k$  ellenállással

$$U = U_b + I_{\min} R_k ;$$

míg  $k+1$ -hez  $I_{\max}$  áramnál és  $R_{k+1}$  ellenállással:

$$U = U_b + I_{\max} R_{k+1} .$$

A két egyenletből - a belső feszültség azonossága miatt -

$$\frac{R_{k+1}}{R_k} = \frac{I_{\min}}{I_{\max}} = q , \quad (3.39)$$

tehát ha minden fokozatban az  $I_{\max}$  és az  $I_{\min}$  ugyanaz, akkor az egyes fokozatok teljes ellenállásai mértani sort alkotnak  $q$  tényezővel és ez a tényező megegyezik az  $I_{\min}/I_{\max}$  ( $M_{\min}/M_{\max}$ ) viszonytal. Általában a fokozatok m száma adott, akkor ismert  $R_b$  és  $R_1$  segítségével

$$q = \sqrt[m]{\frac{R_b}{R_1}} \quad (3.40)$$

és  $R_2=qR_1$ ,  $R_3=qR_2$ , ... összefüggésekkel megkapjuk a fokozatok teljes ellenállásait. Ezzel a kiiktatandó ellenállások meghatározhatóak:

$$\begin{aligned} r_1 &= R_1 - R_2 \\ r_2 &= R_2 - R_3 \\ &\dots \\ &\dots \end{aligned} \quad (3.41)$$

Mivel

$$\begin{aligned} r_k &= R_k - R_{k+1} = R_k (1-q), \\ r_{k+1} &= R_{k+1} - R_{k+2} = R_{k+1} (1-q), \end{aligned} \quad (3.42)$$

így  $r_{k+1}/r_k = q$ , ezért az  $r_1, r_2, r_3, \dots$  ellenállások is  $q$  tényezőjű mértani sort alkotnak.

Példa: Határozzuk meg az ellenállásokat öt fokozatú indításhoz. Legyen  $I_{\max} = 2$ ;  $M_t = 0,5 + 0,4W$ ;  $R_b = 0,0252$ . Az első fokozat ellenállása  $R_1 = U/I_{\max} = 1/2 = 0,5$ , ezzel

$$q = \sqrt[5]{\frac{0,0252}{0,5}} = 0,55 ,$$

$$\text{innen: } R_2 = 0,55 \cdot 0,5 = 0,275; \quad R_3 = 0,55^2 \cdot 0,5 = 0,1513;$$

$$R_4 = 0,55^3 \cdot 0,5 = 0,0832; \quad R_5 = 0,55^4 \cdot 0,5 = 0,0458;$$

$$\text{ill. kiiktatandó ellenállások: } r_1 = 0,5 - 0,275 = 0,225;$$

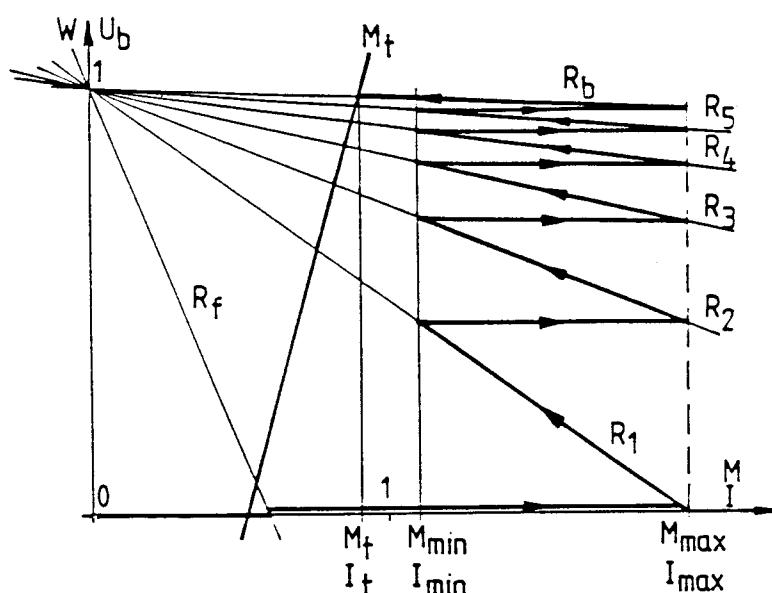
$$r_2 = 0,275 - 0,1513 = 0,1237; \quad r_3 = 0,1513 - 0,0832 = 0,0681;$$

$$r_4 = 0,0832 - 0,0458 = 0,0374; \quad r_5 = 0,0458 - 0,0252 = 0,0206.$$

A minimális áram  $I_{min} = qI_{max} = 0,55 \cdot 2 = 1,1$ , ami kb. 20%-kal több mint az  $M_t \cong 0,9$  terhelő nyomaték a természetes jelleggörbén. A számított indítási diagrammnak a 3.21. ábra felel meg.

Az indítási időket a 2. fejezet szerint számolhatjuk. Ha feltételezzük, hogy a terhelőnyomaték is lineáris függvénye a szögsebességnak (vagy állandó), akkor a dinamikai nyomaték is a szögsebesség lineáris függvénye, ezért a gyorsítási idő a k-ik fokozatban (2.25.) képlet felhasználásával:

$$t_k = T_{mk} \ln \frac{M_{\max} - M_{t_1}}{M_{\min} - M_{t_2}}, \quad (3.43)$$



3.21. ábra Külső gerjesztésű motor öt fokozatú indító diagramja

ahol:  $M_{k+1}$  - terhelőnyomaték a k-dik fokozat elején;

$t_1$  - terhelőnyomaték a k-dik fokozat végén;

T - elektromechanikai időállandó a k-dik fokozatban.

Indításkor a motor nyomatékának és szögsebességének időfüggvénye a 3.22. ábrán látható. Az  $M_{\max}$  nyomaték fellépésekor a dinamikai nyomaték nagyértekű, ezért a  $W(t)$  görbék meredeksége ilyenkor nagy, ez magyarázza a  $W(t)$  görbék alakját. Összhangban a szögsebesség gyors változásával a nyomatéknak is hasonlóan kell változnia az idő függvényében.

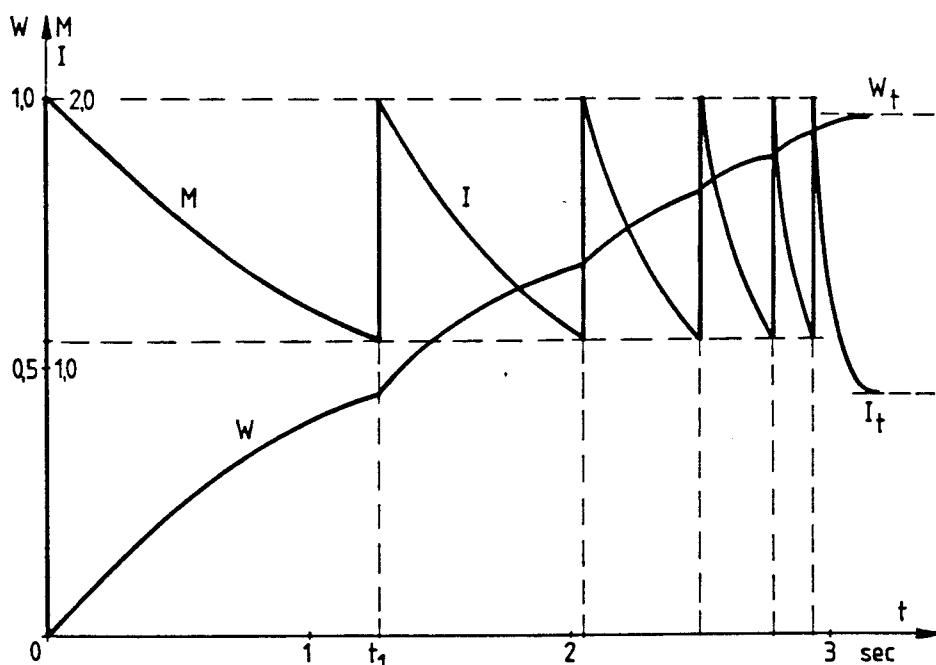
Meg kell jegyezni hogy  $M_t$  =  $\bar{M}$  áll. esetén a (3.43) képletben csak  $T_{mk}$  függ a fokozat ellenállásától, mivel pedig  $T_{mk}$  arányos  $R_k$ -val, ezért az

egyes fokozatoknak megfelelő gyorsítási idők is mértani sort alkotnak.

Számpéldánkban legyen  $T_{in}=2s$ , a névleges szlip  $S_n=R_b=0,0252$ , ezért a természetes jelleggörbén  $T_m=T_{in}S_n=0,0252 \cdot 2=0,0504s$ , az egyes fokozatokban:

$$T_{m5} = T_m / q = 0,0504 / 0,55 = 0,092s; \text{ továbbá}$$

$$T_{m4} = 0,167s; T_{m3} = 0,303s; T_{m2} = 0,551s; T_{m1} = 1,00s.$$



3.22. ábra Nyomaték és szögsebesség változása öt fokozatú indításkor

A gyorsítási idő, pl. az első fokozatban:  $M_{max} - M_{t1} = 2 - 0,5 = 1,5$ ;

$$M_{min} - M_{t2} = 1,1 - 0,68 = 0,42 \text{ és } t_1 = 1,00 \ln(1,5 / 0,42) = 1,27s.$$

Hasonló számítással  $t_2 = 0,78s$ ,  $t_3 = 0,46s$ ,  $t_4 = 0,27s$ ,  $t_5 = 0,15s$ .

A teljes indítási idő:  $t_1 + t_2 + t_3 + t_4 + t_5 + 3T_m = 3,1s$  (itt az utolsó összettevő a természetes jelleggörbén való felgyorsításhoz szükséges időt adja a  $W_t = 0,973$  állandósult szögsebességig). A 3.22. ábra a számpélda adataira vonatkozik.

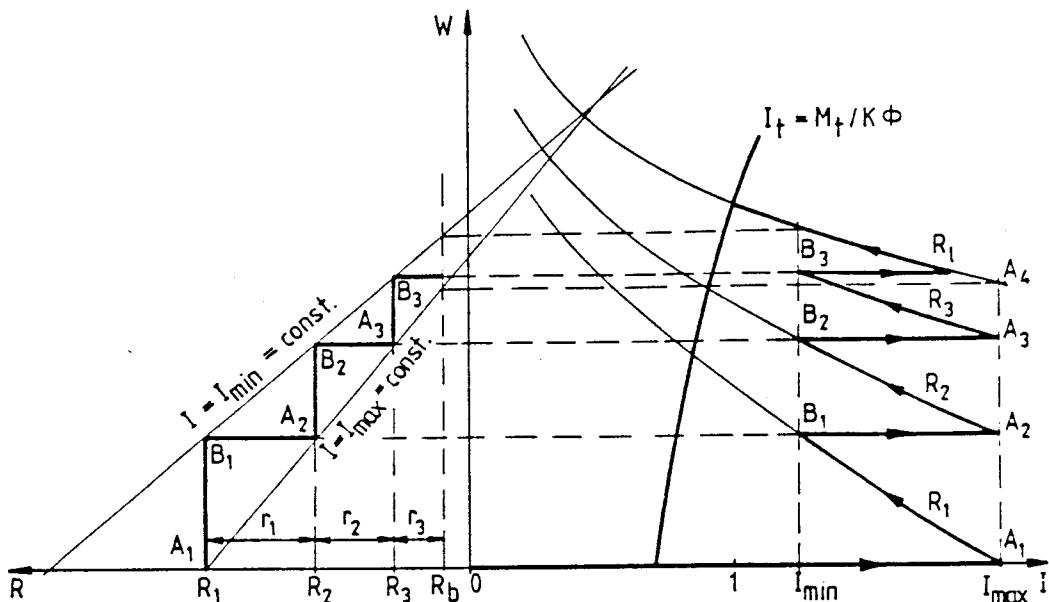
#### 3.4.2. Soros és vegyes gerjesztésű motorok indítása

A soros és a vegyes gerjesztésű motorok indító ellenállásainak számítása kissé bonyolultabb, mivel a motorok fluxusa függ az armatura áramától. Mind a két motor típusra a számítási módszerek azonosak, ezért a továbbiakban csak soros gerjesztésű motorokkal foglalkozunk.

A fluxus változása miatt analitikai módszerek nem használhatóak.

A 3.23. ábrán feltüntettük a legelterjedtebb grafikus módszert az indító ellenállások meghatározására. Az ábra bal oldalán R(W) segéd koordináta-rendszert vettünk fel. Az R(W) egyenesek azt mutatják meg, hogy I=állandó árammal való indításkor hogyan függ össze W és R. A motor

$$W = \frac{U}{K\Phi} - \frac{MR}{(K\Phi)^2} \quad \text{ill.} \quad W = \frac{U}{K\Phi} - \frac{IR}{K\Phi} \quad (3.44)$$



3.23. ábra Soros gerjesztésű motor három fokozatú indító diagramja

mechanikai, ill. sebességi egyenleteiből láthatjuk, hogy - mivel I állandósága miatt  $\Phi(I)$  is az - állandó kapocsfeszültség mellett R és W összefüggése lineáris. Az egyenest két pontjával tüzzük ki. Az egyik minden az álló állapotnak felel meg:

$$W = 0; \quad U_b = k\Phi W = 0 ,$$

tehát

$$W = 0; \quad R = \frac{U}{I_{\max}}. \quad (3.45)$$

A második pontot a rendelkezésre álló adatokból határozzuk meg. Ha a természetes jelleggörbe ismert, akkor azon a választott I áramnál leolvassuk  $W_b$ -t, tehát

$$W = W_b, \quad R = R_b. \quad (3.46)$$

Egy  $R(W)$  egyenes egy állandó  $I$  értékhez tartozik, ami egyúttal állandó  $M$  nyomatéket is jelent.  $I$ -nek (vagy  $M$ -nek) mint paramétereknek a változtatásával  $R(W)$  egyenessereget kaphatunk.

Az indítófokozatok szerkesztéséhez meghatározzuk  $I_{\max}$  (vagy  $M_{\max}$ ) értékét, ehhez mint állandóhoz felrajzoljuk az  $R(W)$  egyenest (3.23. ábra). Adott  $m$  fokozatszám esetén az  $I_{\min}$  (vagy  $M_{\min}$ ) értékét csak találomra, becsléssel lehet felvenni. Ehhez az értékhez is felrajzoljuk az  $R(W)$  egyenest (3.23. ábra).

Megemlítiük, hogy állandó fluxusú motorok esetében a két egyenes az  $R=0$  tengelyt egy pontban, az üresjárási szögsebességnél metszené. Soros motorok esetében a metszéspont az  $R$  tengely negatív oldalára esik, ha pedig a motor telítetlen szakaszon üzemelne, amikor az áram és a fluxus arányos egymással, akkor a két  $R(W)$  egyenes párhuzamos lenne.

Az első indító ellenállással  $W=0$ -nál  $I_{\max}$ -nak kell fellépnie ( $A_1$  pont), ami meghatározza  $R_1$ -et. Az első fokozatban  $R_1=\text{const}$  mellett gyorsul a motor az  $R-W$  síkon az  $R_1$ -gyel meghatározott függőleges egyenes mentén. A  $B_1$  pontnak megfelelő szögsebességen az áram  $I_{\min}$ -ra csökken, tehát kiiktatjuk az  $r_1$  ellenállást. Ezután a második fokozatban állandó  $R_2$ -vel gyorsít a motor  $B_2$ -ig, itt átkapcsolva, az  $A_3$  pontban újra  $I_{\max}$  lesz az áram  $R_3$ -mal. A  $B_3$  pontban már nem tudunk  $A_4$ -nek megfelelő állapotot létesíteni, mert ehhez - a felvett  $I_{\min}$ -mal -  $R_b$ -nél kisebbre kellene csökkenteni az armatúrakör ellenállását. Az összes előtér-ellenállást kiiktatva,  $I_{\max}$ -nál kisebb árammal kerülünk az  $R_b$ -nek megfelelő természetes jelleggörbére, így az utolsó fokozat csonka fokozat. Hogy ezt elkerüljük, a szerkesztést meg kell ismételni - a példánkban - kissé nagyobb  $I_{\min}$ -mal; így megtartva a három fokozatot, valamivel kisebb áramingadozást kapunk.

Az ábra jobb felében az  $I$ ,  $W$  koordináta-rendszerben is ábrázoltuk a viszonyokat. Az  $I_{\max}=\text{const.}$  és  $I_{\min}=\text{const.}$  függőlegesekre átvétítve az  $A$  és  $B$  pontokat megkapjuk a  $W(I)$  sebességi jelleggörbék pontjait az egyes állandó áramokhoz.

Soros gerjesztésű motorok esetében általában három vagy négy indító fokozatot alkalmazunk, ami legalább két-három fokozattal kevesebb mint külső gerjesztésű motoroknál. Ez a számottevő előny abból származik, hogy azonos névleges szögsebesség esetén a soros gerjesztésű motornál a  $W(I)$  ill.  $W(M)$  jelleggörbén az  $I_{\max}$ -hoz, ill. az  $M_{\max}$ -hoz tartozó szögsebesség jelentősen kisebb, mint külső gerjesztésű gép esetében, és innen a felgyorsítás már a természetes jelleggörbén történik.

Pl. a 3.21. és 3.23. ábrán azonos  $I_{\max}=2$  áramot vettük fel. A külső gerjesztésű motor esetében öt fokozat esetén  $I_{\min}=1,1$ , soros gerjesztésű motornál három indító fokozatnál  $I_{\min} \approx 1,35$  adódott, tehát so-

ros gerjesztésű motornál az indító nyomaték jelentősen meghaladja a külső gerjesztésű motor indítónyomatékát (ne felejtsük el, hogy a névlegesnél nagyobb áramnál a soros motor nyomatéka a nagyobb). De külső gerjesztésű gépnél a kétszeres áramhoz kb.  $0,97 \frac{W}{n}$ , soros gerjesztésű motornál viszont csak  $0,78 \frac{W}{n}$  szögsebesség tartozik.

Soros motorok indító ellenállásai már nem alkotnak mértani sort, de az  $r_1, r_2, r_3$  kiiktatandó ellenállások igen. Pl. a k-adikról a k+1-edik fokozatra átkapcsoláskor a  $W_k$  szögsebesség nem változhat azonnal:

$$W_k = \frac{U}{K\Phi_{\min}} - \frac{I_{\min} R_k}{K\Phi_{\min}} = a_{\min} - b_{\min} R_k , \quad (3.47)$$

$$W_k = \frac{U}{K\Phi_{\max}} - \frac{I_{\max} R_{k+1}}{K\Phi_{\max}} = a_{\max} - b_{\max} R_{k+1} .$$

Kivonva a két egyenletet egymásból:

$$0 = a_{\min} - a_{\max} - b_{\min} R_k + b_{\max} R_{k+1} .$$

Hasonló egyenlet felírható a következő átkapcsolásra is:

$$0 = a_{\min} - a_{\max} - b_{\min} R_{k+1} + b_{\max} R_{k+2} .$$

Kivonva a két felső egyenletet egymásból:

$$-b_{\min} (R_{k+1} - R_k) + b_{\max} (R_{k+1} - R_{k+2}) = 0 ,$$

ill.

$$\frac{r_{k+1}}{r_k} = \frac{R_{k+2} - R_{k+1}}{R_{k+1} - R_k} = \frac{b_{\min}}{b_{\max}} = \frac{I_{\min}}{I_{\max}} \frac{\Phi_{\max}}{\Phi_{\min}} = q , \quad (3.48)$$

ahol q a mértani sor tényezője és ahogy a (3.48) képletből látható a q nem egyenlő az  $I_{\min}/I_{\max}$  viszonnyal (de ha a gép a mágnesezési görbe lineáris szakaszán dolgozna, akkor q=1 lenne).

### 3.5. Állandó feszültségű egyenáramú motorok fékezése

Korszerű hajtásokban, különösen szakaszos üzeműknél, igen gyakran szükséges a fékezőüzem. A féküzemet a berendezések gyors és pontos megállítására, irányváltására vagy egyirányú aktív terhelőnyomaték esetén a berendezés állandó sebességen való tartására (pl. teher süllyeszése) alkalmazzák. A fékezést célszerű villamosan végezni, mert itt nincsenek elhasználódásnak kitett alkatrészek, mint a mechanikai fékek esetében,

azonkívül egyes esetekben a fékezéskor felemésztendő energiát vissza is nyerhetjük. A fékező hatásnak üzembiztosnak és könnyen vezérelhetőnek kell lennie.

Háromfélé fékezási üzemállapotot különböztetünk meg:

- 1./ visszatápláló (generátoros) fékezés;
- 2./ ellenállásos (vagy "dinamikus") fékezés;
- 3./ ellenáramú (irányváltásos) fékezés.

Fékezéskor a mechanikai teljesítmény iránya megfordul (II. és IV. koordinátanegyed), a motor energiát vesz fel a tengelyről, azonban az egyes üzemállapotokban különbség van ennek az energiának a felhasználása szempontjából.

### 3.5.1. Visszatápláló fékezés

A motor akkor fékez visszatáplálással, ha a forgással indukált  $U_b$  feszültség nagyobb, mint az U kapocsfeszültség, ekkor ugyanis az armatúraáram az

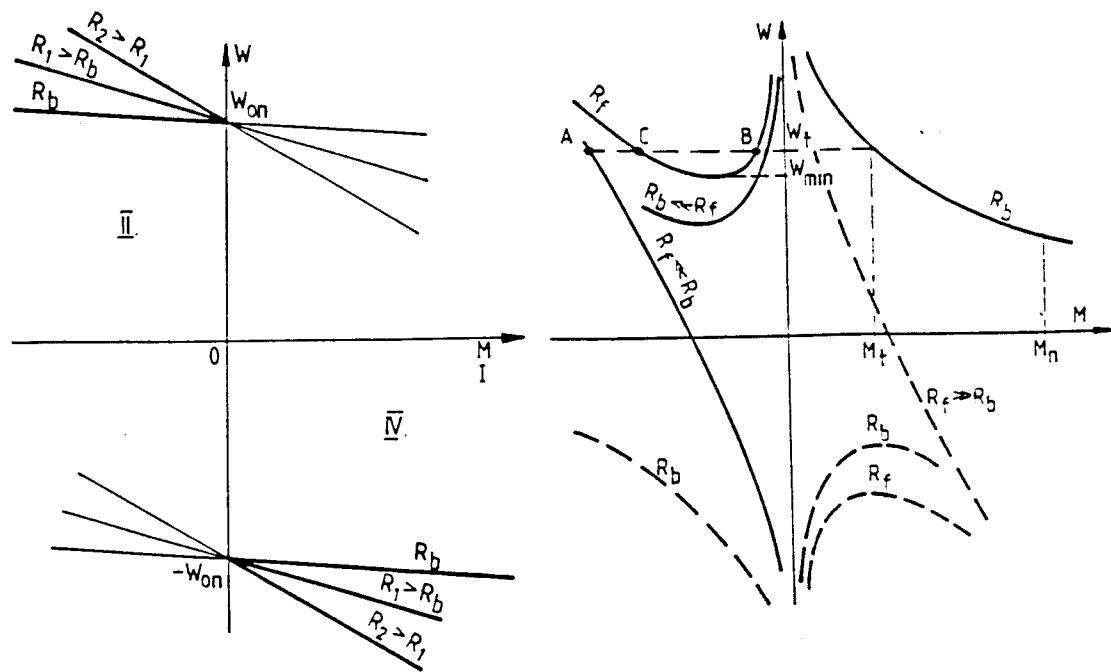
$$I = \frac{U - U_b}{R} \quad (3.49)$$

képlet szerint a motoros üzemmel szemben negatívvá válik, és a motor a lefékezett mechanikai teljesítmény nagy részét visszaadja a hálózatnak. Külső vagy vegyes gerjesztésű motorokra a  $W_{on}$  üresjárási szögsebességen

$U_b = U$ , tehát az  $U_b > U$  feltétel  $W > W_{on}$  esetében áll elő. A mechanikai jelleggörbékét külsőgerjesztésű motorokra már a 3.5. ábrán felrajzoltuk, de most ezeknek a II. negyedre eső szakasza érdekes, ill. fordított polaritású tápfeszültség esetén a IV. negyed (3.24. ábra). A vegyes gerjesztésű motorok jelleggörbéit a 3.8. ábrán láttuk. A soros gerjesztés félküzemben hátrányos, mert a fluxust csökkenti, és így csak kisebb fékezőnyomatéket tud a motor kifejteni. Ezért a soros gerjesztőtekercset célszerű a visszatápláláskor kiiktatni.

Visszatápláló fékezéskor, névleges árammal, a motor veszteségei kb. megegyeznek a hajtási névleges üzem veszteségeivel, tehát a gép jó hatásfokkal fékez. Lehetőleg nem alkalmazunk előtér-ellenállást. A visszatápláló fékezésnek lényeges hátránya, hogy állandó kapocsfeszültségről való táplálás esetén ezzel a félezéssel egyáltalán nem lehet megállni, sőt fékezni is csak az üresjárási fordulatszámnál nagyobb fordulatszámokon lehet. Ilyen jellegű fékezést viszont főleg aktív terhelőnyomatékkal rendelkező rendszerek igényelnek (pl. lejtőn haladó villamos vonat).

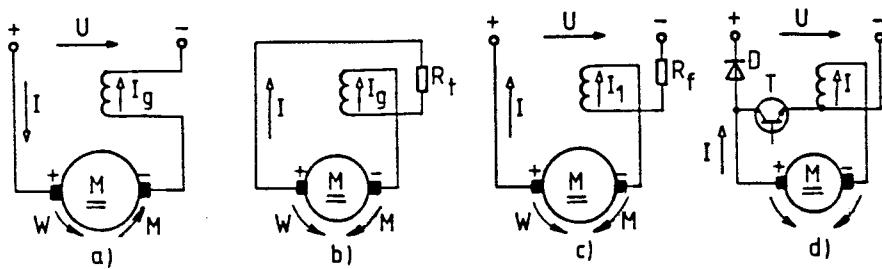
Soros gerjesztésű motoroknál a generátoros fékezés  $U_b > U$  feltétele önműködően nem jöhet létre, ugyanis az üresjárás környékén hiába növekszik meredeken a szögsebesség a motor fluxusa annyira lecsökken, hogy eredeti kapcsolásban a motor kapocsfeszültsége minden meghaladja a belsőfeszültséget. Ezenkívül a nyomaték iránya -  $M = k\Phi I$  miatt - csak az armatura és a soros tekercs kölcsönös kapcsolásának megváltoztatásával válhat ellentétesé.



3.24. ábra Külső gerjesztésű motorok mechanikai jelleggörbéi visszatápláló fékezéskor

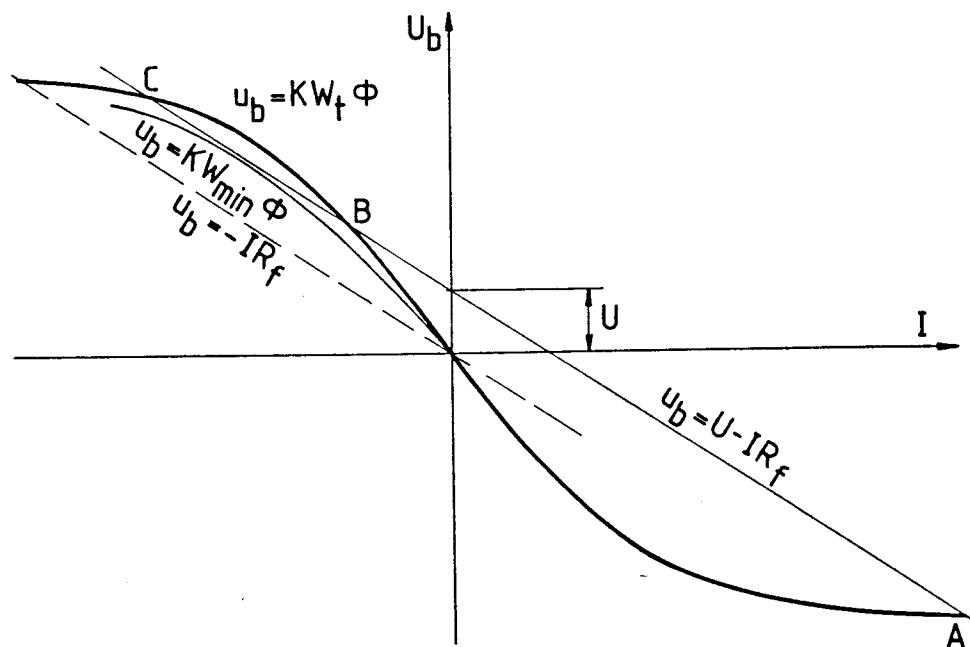
3.25. ábra Soros gerjesztésű motor mechanikai jelleggörbéi visszatápláló fékezéskor

Ezért soros gerjesztésű motorok visszatápláló fékezését bonyolultabb megvalósítani. A 3.25. ábrán feltüntettük, hogy a motor motoros állandósult állapotban  $W_t$  szögsebességgel forog, ennek az üzemnek a 3.26.a. ábra kapcsolása felel meg. Kapcsoljuk le a motort a hálózatról



3.26. ábra Soros gerjesztésű motor visszatápláló fékezések létrehozása

és zártjuk rövidre egy  $R_f$  ellenálláson úgy, hogy az armatúra és a soros tekercs egymáshoz való kapcsolása megváltozzon (3.26.b. ábra). A motor  $W_t$  szögsebessége és a megmaradt remanencia fluxus miatt a motor felger jedhet. Az ábrából látható, hogy a kapcsolás olyan, hogy a remanencia fluxus miatt keletkező remanencia feszültség olyan irányú áramot létesít, amely a motor fluxusát növelni igyekezik (és nem megszüntetni). A felger jedés és a stabil üzem feltételét a 3.27.ábrán vizsgáljuk. A  $W=W_t$  szögsebességen a motor  $U_b$  belső feszültségét az üresjárási  $U_b = KW_t \Phi$  jelleggörbe fogja meghatározni (vastag görbe). Más oldalról az  $R_f$  ellenállásra rövidrezárt motorra érvényes az  $U_b = -IR_f$  egyenlet is (szaggatott görbe, az  $R_f$  ellenállásba a motor belső ellenállását is beleértjük).



3.27. ábra Visszatápláló fékezés stabilitása

A két görbe metszéspontja határozza meg az állandósult üzemet és ha az  $R_f$  ellenállást nem választottuk túl nagyra, akkor a motor belsőfeszült sége meghaladhatja a kapocsfeszültséget. Ilyenkor a motort visszatehet jük a hálózatra a 3.26.c. kapcsolás szerint, de ennél a műveletnél a motor áramának nem szabad megszakadnia (ez ma félvezetőkkel könnyen elérhető, pl. a 3.26.d. ábra szerint, ahol T tranzisztor kikapcsolásakor a motor árama átterelődik a D diódára). Mivel  $U_b > U$  a motor armatúrááramának iránya nem változik ( $I < 0$ ), azonban az új

$$U_b = U - IR_f \quad (3.50)$$

armatura egyenletnek a 3.27. ábrán vékony vonallal meghúzott jelleggörbe felel meg. Ez a jelleggörbe három pontban metszi az üresjárási

jelleggörbét. Az A pontban az áram iránya már pozitív, tehát az  $U_b$  polaritása is változik, ezért ebben a munkapontban az  $U$  és az  $U_b$  feszültég számtanilag összeadódik, ami ellenáramú féküzemnek felel meg (3.25. ábra, A pont).

A visszatápláló üzem tehát a B és a C pontban lehetséges, de stabil üzem csak a C pontban jöhet létre. Valóban, ha a motor kissé elmozdul a C ponttól, pl a. kisebb áramok irányába, akkor olyan

$$L \frac{dI}{dt} = -kW_t \Phi + U - IR \quad (3.51)$$

keletkezik, amelyik növeli a negatív irányú áramot, tehát a munkapont visszatér a C pontba. Hasonlóan belátható a B pont labilis volta is. Ha a félezés következtében a motor szögsebessége csökken, akkor a 3.27. ábra szerint egy  $W_{min} < W_t$  szögsebességen bekövetkezik a gép legerjedése és a fékhatás megszűnik. Ennek a szögsebessége akkor lesz legkisebb, ha az armatúra ellenállását közben  $R_b$  belsőellenállásra csökkentjük. Ha a kapocsfeszültségnek megfelelő ellentétes áramirány létrejöhet (tehát a 3.26.d. ábrában nemcsak D dióda van), akkor a hajtás átbillen az ellenáramú féküzembe. Sajnos még  $R_b$  belsőellenállás esetén is a  $W_{min} > W_n$ .

A fentiekkel összhangban a 3.25. ábrán feltüntettük a visszatápláló félezés jelleggörbét. A szaggatott görbék az ellentétes szögsebeségirányra vonatkoznak. Itt is látható, hogy ez a félezési módszer el-sősorban akkor lehet eredményes ha a motor kapocsfeszültségét változtatni tudjuk, mert akkor a fékhatás közel az állóállapotig fenntartható (és szabályozással a fellépő áramokat és feszültségeket is könnyebb elfogadható értékre korlátozni).

E nehézségek és bonyodalmak miatt a soros motor visszatápláló félezését csak szabályozott hajtásoknál alkalmazzuk. Állandó feszültség esetén – a félezés időtartamára – a gerjesztőtekercset inkább külső gerjesztésre kapcsolják, de ehhez nagyon kis feszültségű és viszonylag nagy áramú külön segédáramforrás szükséges. Ellenkező esetben a gerjesztőtekercs áramkörébe előtéttellenállást kell beiktatni és ilyenkor itt a motor névleges teljesítményével azonos veszteség képződik.

### 3.5.2. Ellenállásos félezés

Ellenállásos félezéskor a motor armatúráját lekapcsoljuk a hálózatról és ellenállásra kapcsoljuk.

Külső gerjesztésű motorokon a gerjesztés megmarad, és ez tartja fenn a fluxust, soros motorokon a gépnek fel kell gerjednie a fluxus létesítéséhez.

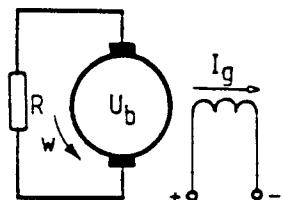
Az ellenállásos félezés is generátoros üzemállapot; a motor mint generátor a terhelő ellenállásra dolgozik; azonban a visszatápláló félezéssel szemben a mechanikai tejesítményt most nem nyerjük vissza, hanem az a terhelő ellenállásban hővé alakul.

Vizsgáljuk először a külső gerjesztésű motor esetét (3.28. ábra), ekkor  $\Phi=\text{állandó}$ , és a belső feszültség arányos a szögsebességgel. Mivel más feszültség az armatúrakörben nincs, az áram és  $\Phi=\text{const.}$  miatt a

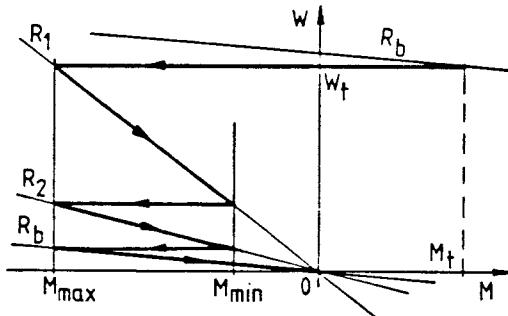
nyomaték is arányos a szögsebességgel. A hajtási állapothoz képest, amikor  $I = (U - U_b)/R$ , az áram iránya megfordul, ezért fékezőnyomatéket kapunk. A jelleggörbék egyenletét a motor (3.14) egyenletéből is megkaphatjuk  $U=0$  helyettesítéssel:

$$W = \frac{U_b}{k\Phi} = - \frac{IR}{k\Phi} = - M \frac{R}{k^2 \Phi^2}. \quad (3.52)$$

Álló állapotban  $U_b = 0$ , ezért  $I$  és  $M$  is 0, a jelleggörbék az origón mennek át. Meredekségük ugyanakkora, mint az  $U = \text{const}$  feszültségre kapcsolt esetben. Nagyobb előtét-ellenálláshoz lágyabb jelleggörbe tartozik. Ha ellenállásos fékezással megközelítőleg a megállásig akarunk nagy nyomatékkal fékezni, akkor - éppen úgy, mint az indításkor - több fékezőfokozatot kell alkalmazni. Az első fékezőfokozatnak nagy ellenállásúnak kell lennie, mivel az üzemi fordulatszámmal forgó (tehát nagy indukált feszültségű) motor armatúrákörében kis fékező ellenállás esetén nagy áram folynék. Nagy fékező ellenállás esetén viszont a jelleggörbe lágy, és kis fordulatszámokon a motor nem tud jelentős fékezőnyomatéket kifejteni. Hogy kis fordulatszámokon is jól tudjuk fékezni, a fékező ellenállást lassulás közben kis értékre le kell csökkenteni, esetleg teljesen ki kell iktatni.



3.28. ábra Külső gerjesztésű motor ellenállásos fékezésének elvi kapcsolása



3.29. ábra Külső gerjesztésű motor két előtét fokozattal megoldott ellenállásos fékezésének jelleggörbéi

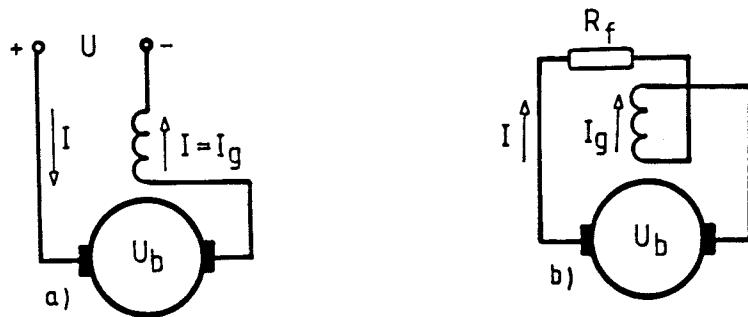
A 3.29. ábrán feltüntettük egy motor két előtét fokozattal megoldott ellenállásos fékezésének jelleggörbéit. Itt is - hasonlóan az indításhoz - egy  $M_{\max}$  legnagyobb és egy  $M_{\min}$  legkisebb fékezási nyomaték között mint határértékek között megy végbe a fékezés. Ilyenkor az ellenállások itt is mértani sort alkotnak.

Ellenállásos fékezással - bár a jelleggörbék átmennek az origón - nem lehet megállásig fékezni, mivel az  $R_b$  belső ellenállást nem lehet kiiktani, és a fékező áram létesítése végett a motornak fognia kell. Ezért ellenállásos fékezással csak az álló állapot közeléig, kis fordulatszámig lehet eljutni, és onnan kezdve mechanikai fékezással kell biztosítani a berendezés megállítását (pl. darukon).

Rövidrezárt armatúra esetében a névleges áram áthajtásához  $I_n R_b$  nagyságú belső feszültségre van szükség. Mivel motorüzemben  $W_{on}$ -nél  $U_b = U$ , a névleges nyomatékkal való fékezéshez szükséges fordulatszám az üresjárásinak annyi százaléka, ahány százaléka az  $I_n R_b$  az  $U$ -nak (pl. 5%-a).

A külső gerjesztésű motorok ellenállásos fékezését elsősorban nem irányváltásos hajtások fékezésére szokás alkalmazni, mert kapcsolástechnikailag ez a legegyszerűbb fékezési mód.

Soros motor ellenállásos fékezéskor a hajtási üzemállapotról (3.30.a. ábra) úgy térünk át a fékezésre, hogy a motort a gerjesztőterhelésen és az  $R_f$  külső ellenálláson rövidrezárjuk (3.30.b. ábra). Itt is, mint a generátoros fékezéskor fel kell cserálni az armatúra és a gerjesztőkeresztelék egymáshoz való kapcsolását, hogy a remanencia feszültség olyan irányú áramot hozzon létre, amely erősíti a gép fluxusát. A motor  $M=k\Phi I$  nyomatéka a negatív áram miatt ellentétes, tehát fékező hatásúvá válik.



3.30. ábra Soros gerjesztésű motor ellenállásos fékezésének elvi kapcsolása

A felgerjedés mértékét az armatúrakör feszültségegyenletéből határozhatjuk meg. A 3.30.b. ábra pozitív irányaival

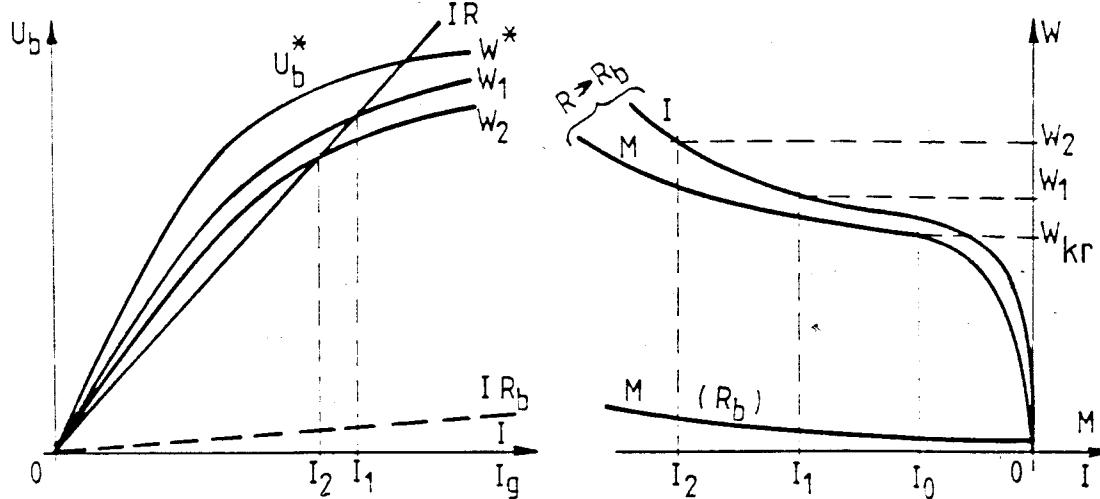
$$U_b = k\Phi W = IR \quad . \quad (3.53)$$

A 3.31. ábrában az I áram függvényében felrajzoltuk az  $U_b = IR$  ill. az  $U_b(I)$  üresjárási görbét néhány állandó W szögsebességre (a remanencia feszültséget elhanyagoltuk). Az utóbbiakat pl.  $W^*$ -áll-ra felvett  $U_b^*(I)$  üresjárási jelleggörbe ordinátáinak W arányában való átszámításával kaphatjuk meg:

$$U_b(I) = \frac{W}{W^*} U_b^*(I) . \quad (3.54)$$

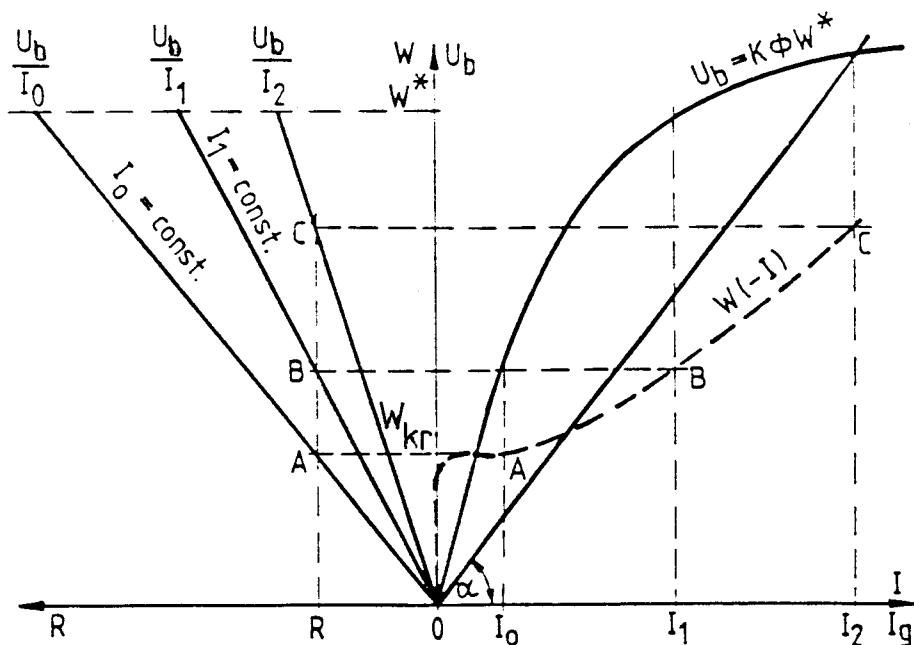
A gép az üresjárási és  $U_b = IR$  görbek metszéspontjainak megfelelően gerjed fel, pl.  $W_1$  esetében  $I_1$ -ig,  $W_2 < W_1$ -nél  $I_2$ -ig. A szögsebesség

csökkenésével  $I$  csökken. A  $W_{kr}$  kritikus szögsebességen az IR egyenes egybeesik az  $U_b(I)$  görbe kezdeti egyenes szakaszával, 0 és  $I_0$  között minden áramra felgerjedhet a gép. Ha  $W < W_{kr}$ , akkor a gép hirtelen leger-



3.31. ábra Soros gerjesztésű motor felgerjedésének feltételei

3.32. ábra Soros gerjesztésű motor ellenállásos fékezésének mechanikai és sebességi görbéi



3.33. ábra Soros gerjesztésű motor jelleggörbéinek szerkesztése ellenállásos fékezéskor

jed. A kritikus szögsebesség arányos  $R$  értékével. A 3.31. ábrából kapott eredményeket  $W(I)$  koordináta-rendszerben ábrázolva, megkapjuk ál-

landó R ellenállás esetére a fékezés sebességi jelleggörbékét (3.32. ábra), ami az M(I) jelleggörbe felhasználásával W(M) mechanikai jelleggörbévé alakítható át.

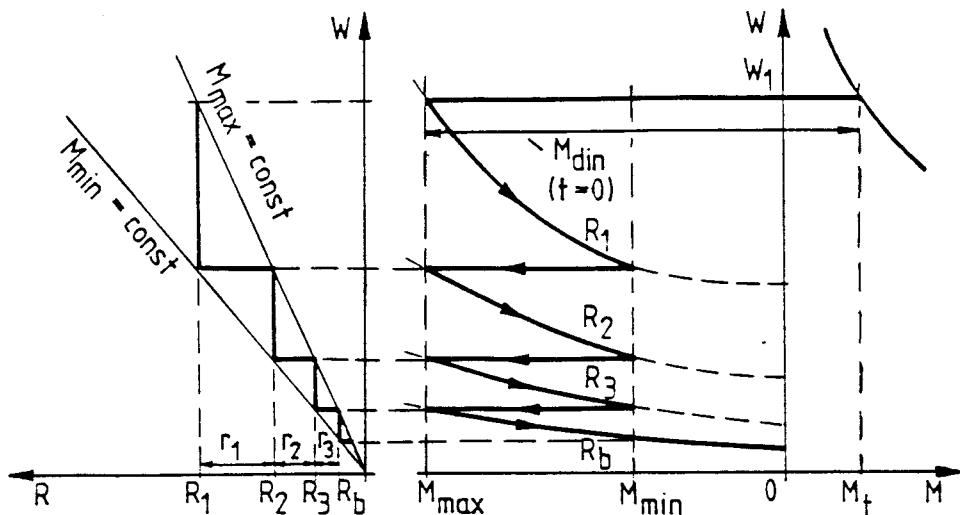
A fékezési jelleggörbék szerkesztéséhez célszerű ugyanazt a módszert alkalmazni, mint az indító ellenállások meghatározásához (3.32. pont). Állandó I áramot felvéve,  $\Phi$  is állandó lesz, és így (3.52.) szintén R és W arányos egymással, az R, W koordináta-rendszerben R(W)-t az origón átmenő egyenes ábrázolja. Az egyenes második pontját az üresjárásból határozhattuk meg. Pl. I=áll esetén az üresjárási jelleggörbe felhasználásával (3.33. ábra):

$$W = W^*, \quad R = \frac{U_b^*(I)}{I} . \quad (3.55)$$

Az ábrából látható, hogy a  $W^*$  szögsebbességhoz tartozó R ellenállás tg $\alpha$ -val arányos. Az üresjárási görbe kezdeti egyenes szakaszán tg $\alpha$  kb. állandó, ezért minden  $I_o$ -nál kisebb áramhoz ugyanakkora ellenállás tartozik, és ezek az R(W) egyenesek egybeesnek.

Állandó R ellenálláshoz az R, W síkon függőleges egyenes tartozik, amely az I=állandó R(W) egyeneseken az A,B,C,D pontokat metszi ki. Ezeket a szögsebességeket az I,W koordináta-rendszerben a megfelelő I értékekhez átvettük, megkapjuk az R=állandóhoz tartozó W(I) sebességi jelleggörbét. Az  $I_o = \text{const}$  egyenesen kapott A pont ordinátája a kritikus szögsebesség, ez érvényes minden  $I_o$ -nál kisebb áram esetében. A  $W < W_{kr}$  szögsebességen a motor legerjed,  $I=0$ .

A 3.34. árában a felvett  $I_{\max}$  és  $I_{\min}$  áramok között való fékezés szerkesztését tüntettük fel. A szerkesztés geometriából látható, hogy mind a teljes  $R_1, R_2$ , mind a kiiktatandó  $r_1, r_2$  ellenállások mértani sorozatot alkotnak, a hányszám



3.34. ábra Több fokozatú ellenállásos fékezés

$$\frac{R_{k+1}}{R_k} = q = \frac{I_{\min}}{I_{\max}} \frac{\Phi_{\max}}{\Phi_{\min}} . \quad (3.56)$$

A rövidrezárt motor a névleges fékezőnyomatéket  $R_b$  százalékos értékének megfelelő (pl. 5%-os) fordulatszámon képes kifejteni, a legerjedés ennek kb. 2/3-ánál következik be, ezalatt mechanikai fékezés szükséges.

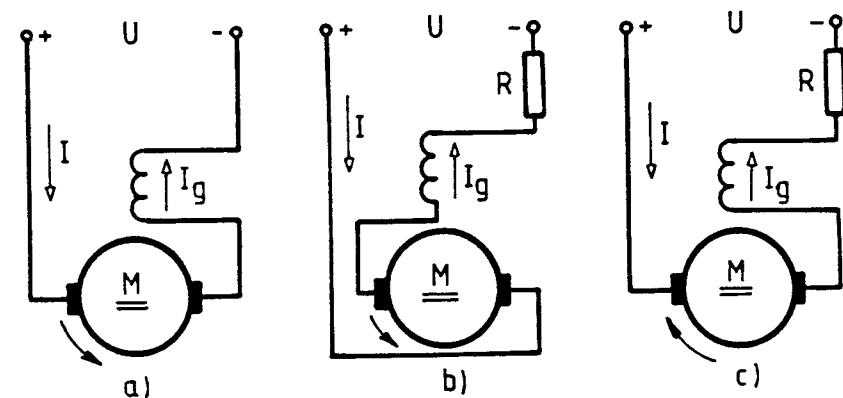
A gyakorlatban az indító ellenállásokat használjuk fékezéshez is, ekkor az áram  $I_{\max}$ ,  $I_{\min}$  változását nem lehet pontosan betartani.

Az öngerjesztéses ellenállásos fékezést főleg biztonsági fékezésnek használják, mivel a fékhatás a hálózati feszültség kimaradásakor is fellép. Nagy hátránya, hogy a fékezés nem elég sima, az elején a fékhatás kicsi, majd a gép felgerjedésével a fékhatás rohamosan megnő, ami a mechanikai berendezésben nagy dinamikai terheléseket okoz.

Ügyelni kell arra is, hogy ha a motor hajtási üzemben kis terheléskor a névlegesnél jóval nagyobb fordulatszámot ér el, akkor ellenállásos fékezéskor a gép telítésig felgerjedhet, és a névlegesnél sokkal nagyobb belső feszültség indukálódhat, ami a szeletfeszültségek megnövekedésével körtüzetet okozhat.

### 3.5.3. Ellenáramú fékezés

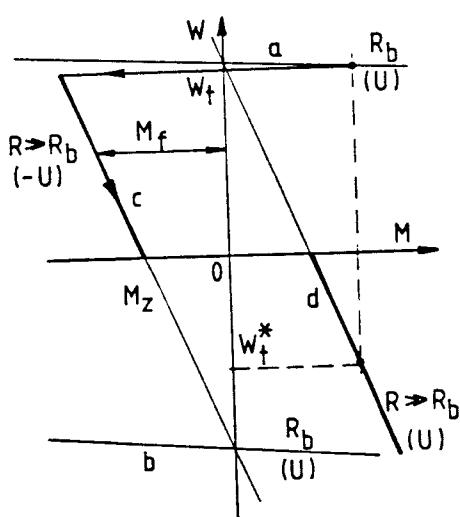
Hajtáskor (3.35.a. ábra) az armatúrakörben  $U$  feszültség az  $I$  áram növelése irányában,  $U_b$  ezzel szemben dolgozik. Ellenáramú fékezéskor (b. ábra)  $U$ -t fordított polaritással kapcsoljuk az armatúrakörre, a körben  $U$  és  $U_b$  azonos irányban hat, az armatúrában az áramirány a hajtási állapothoz képest megfordul.



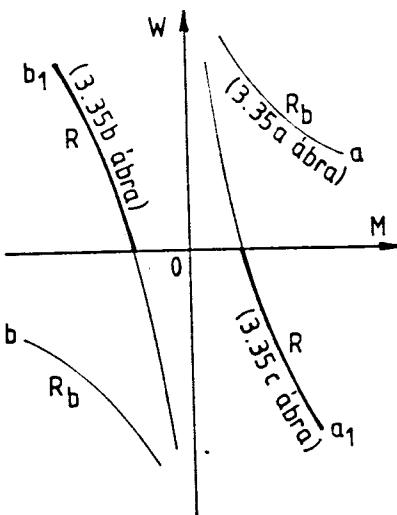
3.35. ábra Ellenáramú fékezés soros gerjesztésű egyenáramú motorokkal

a./ motoros üzem b./ fékezés az armatúra feszültség polaritásának változtatásával c./ fékezés a forgás irányának változtatásával

Létrejön az ellenáramú fékezés azzal is, ha a motoros üzemben az armaturakörben jelentős ellenállást kapcsolunk be (3.35.c. ábra), és az aktív terhelő nyomaték ellenkező irányban forgatja a gépet (3.36. ábra,  $W_t^*$  szögsebesség, pl. súly süllyesztés a darunál). A teljes kapcsolást a 3.20. ábrán már felrajzoltuk, ahol  $R_f$  ellenállást iktatunk be az ellenáramú fékezés idejére. A kapcsolásból látható, hogy az alkalmas soros és vegyes gerjesztésű gépekre is, mivel KE és KH irányváltó kapcsolók csak az armatúra polaritását váltják az ellenáramú fékezés bekapsolásakor, így csak az armatúráram iránya változik (a soros gerjesztés nem) és ezért a nyomaték iránya is megfordul. Az  $R_f$  ellenállást, mint már a 3.3. fejezetben említettük, előtétfokozatnak is használjuk. A fentiek miatt vált az ellenáramú fékezés az irányváltó hajtások jellegzetes fékezési módszerévé.



3.36. ábra Ellenáramú fékezés jelleggörbéi külső gerjesztésű motorral



3.37. ábra Ellenáramú fékezés jelleggörbéi soros gerjesztésű motorral

A külsőgerjesztésű motorok jelleggörbékét a 3.36. ábrán látjuk. Ha pl. a motor az "a" természetes jelleggörbe  $W_t$  szögsebességén hajtott, akkor fékezéshez ugyanezen a szögsebességen kell a fékezőnyomatéket kifejteni. Az armatura kapocsfeszültségének polaritásváltozásakor üresjárás ellenkező forgásirányban lenne, így a b jelleggörbe adódik. A  $W_t$ -nek megfelelő vízszintes egyenes ezt megengedhetetlenül nagy nyomatéknál metszené. Ez összhangban van az áram  $I = (U - U_b)/R$  képletével. Ha pl.  $R = 0,05$  és  $I = 1$ , akkor  $U - U_b = 0,05$ . A b görbüre áttérve  $U = -1$  lett, tehát

$$U - U_b = -1 - 0,95 = -195\% \quad (3.57)$$

39-szer akkora áramot okozna.

Ezért igen nagy ellenállást kell beiktatni, pl. névleges árammal való fékezéshez 195%-ost (ebből 5% a belsőellenállás). Így a jelleggörbéből

a sokkal lágyabb c-t kapjuk, a motor az  $M_f$  nyomatékkal fékez. Lassulás közben a fékezónyomaték csökken, a fékező ellenállásokat fokozatokban lehet csökkenteni, ezek számítása hasonló az indítóhoz. Általában azonban csak egy fokozatot használunk.

Ellenáramú fékezéskor álló állapotban is van negatív nyomaték (az ábrán  $M_z$ ). Ha a motort ekkor nem kapcsoljuk ki, és a terhelőnyomaték sem túl nagy, akkor a motor negatív forgásirányban kezd hajtani (III. negyed), ezért a forgásirányváltás kapcsolása az ellenáramú fékezással a legegyszerűbb.

Az ellenáramú fékezés egyszerű, de nagy hátránya a jelentős veszteség. Ha pl. a motor névleges fordulatszámon névleges nyomatékkal fékez, akkor a tengelyén a névleges mechanikai teljesítményt veszi fel. Ugyanakkor a hálózatból is a névleges teljesítményt veszi fel (lásd 3.35.b vagy c ábra), a két teljesítmény összege alakul hővé az armaturákör ellenálláson. Ez összhangban van R előbbi 195%-os értékével. Hasonló a helyzet a soros és vegyes gerjesztésű gépeknél. Példaképpen a 3.37. ábrán a soros motor jelleggörbét ábrázoltuk. Összefoglalva a fékezési módokról elmondottakat megállapíthatjuk a következőket:

a./ Visszatápláló fékezással nagyrészt visszanyerjük a fékezési energiát, azonban csak az üresjárási fordulatszámnál nagyobb fordulatszámokon lehet fékezni. Ezért ez a fékezési mód állandó kapocsfeszültségről táplált motorok esetében igen ritka, ezzel szemben a változó kapocsfeszültségű (pl. Ward-Leonard) hajtás jellegzetes fékezési módja.

b./ Ellenállásos fékezéskor a fékezési energia a motorban és az előtérellenállásban meleggé alakul. Egészen megállásig nem lehet vele fékezni, ezért mechanikai fék alkalmazása szükséges. Ez sokszor előnyös lehet, mert a motor nem akar a fékezés végén ellenkező irányú forgást létrehozni. A gerjesztés létesítéséhez a külső gerjesztésű motorok csak néhány százalékos teljesítményt vesznek fel. Az ellenállásos fékezés az egyszerűsége miatt a nem irányváltó egyenáramú hajtások szokásos fékezési módja.

c./ Ellenáramú fékezással egészen az álló állapotig nagy nyomatékkal fékezhetünk, a megállás pillanatában azonban a motort ki kell kapcsolni. Főleg irányváltásos hajtások esetén alkalmazzák, ahol a fékezés és az ellentétes irányú felgyorsulás egy folyamat. Itt is meleggé alakul át a fékezési energia, azonban az ellenállásos fékezéshez viszonyítva, itt - azonos fékezőáram esetén - többszörös energiaveszteség lép fel, mert a hálózatból is nagy teljesítményt vesz fel a motor, pl. névleges árammal való fékezéskor a névleges teljesítményt.

### 3.6. Indítási és fékezési kapcsolások

A 3.38. ábrán feltüntettük az indító ellenállások három lehetséges kapcsolását. Az "a" kapcsolás a kis és középteljesítményű gépeknél (150 kW-ig) terjedt el. A "b" kapcsolást főleg középteljesítményű (kb. 300 kW-ig) állandó üzemű gépekhez alkalmazzák. Ebben a kapcsolásban a közbenső fokozatokhoz ( $K_0$ ,  $K_1$  és  $K_2$  a 3.38. ábrán) kisebb mágneskapcsolókat lehet választani, és sok fokozat esetén ez érezhető előnyt jelent.

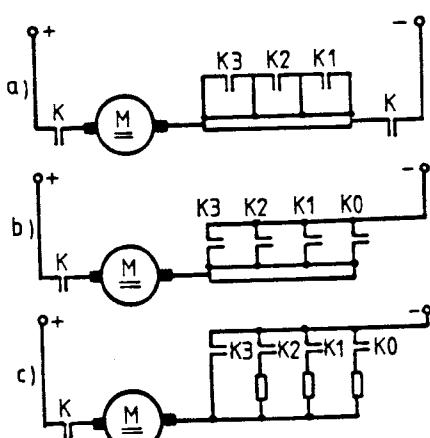
A "c" kapcsolás előnyös lehet a középteljesítményű szakaszos üze-

mű és a nagyteljesítményű gépekhez. Itt a közbenső fokozatok mágneskapcsolóit mindenkor kisebbre lehet választani, bármilyen üzemmódban is dolgozik a motor.

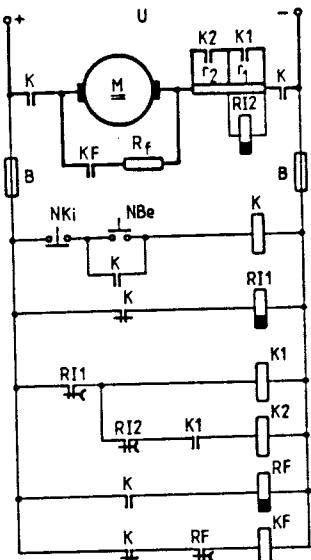
Állandó üzem esetén a "b" és "c" kapcsolásban a közbenső fokozatok mágneskapcsolót üzem közben kikapcsolják.

Üzembiztonság szempontjából, főleg a mágneskapcsolók érintkezőinek behegedése miatt, az "a" kapcsolás a legjobb, mivel itt egyik mágneskapcsoló behegedése esetén sem fordulhat elő a motor indítása teljesen rövidre zárt ellenállásokkal.

Az indítási és fékezési ellenállásokat rövidrezáró mágneskapcsolók vezérlését általában relés kapcsolókkal vagy relés-elektronikus logikai körökkel működtetjük. A tervezéskor meghatározott indítási és fékezési feltételekből kell kiindulni, ezeket a megfelelő indítási és fékezési jelleggörbék adják meg. A 3.22. ábrán például láttuk, hogy az indítófokozatok kiiktatásakor hogyan változnak a motor mennyiségei az idő, ill. a szögsebesség függvényében. A vezérlés hatására az ellenállásfokozatok kiiktatásának vagy meghatározott időpontokban, vagy adott áramoknál, vagy megfelelő szögsebességen kell bekövetkeznie. Az önműködő indítás ill. fékezés ezek szerint vezérelhető: a./ az idő, b./ az áram, c./ a szögsebesség függvényében, esetleg más jellemző (pl. az út) függvényében.



### 3.38. ábra Indító ellenállások kapcsolása



3.39. ábra Egyenáramú motor idő-függő indítása és fékezése

*Időfüggő vezérlésre a 3.39. ábra mutat példát, itt két fokozattal indított és egy fokozattal fékezett egyenáramú motor fő- és vezérlő áramkörének egy részét láthatjuk. Az időfüggő vezérlés jellemző készüléke az RI1, RI2 és RF fluxuscsökkenéses időrelé. Ez az időrelé csak egyenárammal működtethető, és a szokásos reléktől egy rövidre zárt, a vasmagot átfogó rézgyűrűvel különbözik. A tekercs bekapcsolásakor a nagy légrés miatt mind a tekercs, mind a rövidrezárt menet induktivitása kicsi, ezért bekapcsoláskor a relé nem ad számottevő időkésleltést. Kikapcsoláskor azonban a kis légrés miatt a rövidre zárt menet induktivitása nagy, és így a relé fluxusa a Lenz-törvény értelmében*

csak lassan éri el az elengedési fluxus értékét. A fluxuscsökkenéses időrelé maximális időkésleltetése kb. 5s.

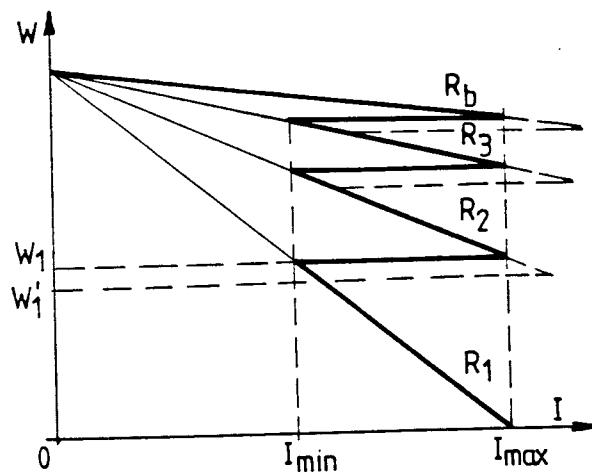
Ha a relé tekercsét a táplálás megszüntetése után rövidre zárjuk (3.39. ábra, RI2 időrelé), akkor a rézgyűrű elhagyható, mivel a szerepét a tekercs veszi át.

Az egyenfeszültség bekapcsolásakor a K mágneskapcsoló nyitó segéd-érintkezőjén át meghúz az RI1 fluxuscsökkenéses időrelé, és nyitóérintkezőjével bontja K1 és K2 tekercsének áramkörét. Ezzel a berendezés indításra kész állapotba kerül. A Be nyomógombbal bekapcsoljuk a K-t, a motor forgórésze az  $r_1$  és  $r_2$  ellenálláson át a hálózatra kapcsolódik és megindul, de meghúz az RF időrelé is, amely előkészíti a fékezés működtetését. Az  $r_1$  ellenálláson fellépő feszültségeses hatására RI2 fluxuscsökkenéses időrelé meghúz, és nyitóérintkezője bontja K2 tekercsének áramkörét.

A  $t_1$  beállítási idő elteltével az RI1 relé elenged, és nyitóérintkezője zárja K1 áramkörét. K1 meghúz és érintkezője rövidre zárja  $r_1$ -et. Ezzel az RI2 tápfeszültsége zérusra csökken és a relé  $t_2$  beállítási idejének elteltével elenged. Elengedéskor nyitóérintkezője zárja K2 áramkörét, ez meghúz és rövidre zárja  $r_2$ -t. A motor ettől kezdve már természetes jelleggörbéjén gyorsul tovább az állandósult fordulatszámmig. Leálláskor a Ki nyomógomb benyomásakor a K, K1, K2 mágneskapcsolók kiesnek, a KF mágneskapcsoló meghúz és elkezdődik a motor ellenállásos fékezése. Az RF relé a késleltetés lejártával kiold és kikapcsolja a KF fékkapcsolót is.

Az idő függvényében való vezérlés a villamos hajtások önműködő indításának és fékezésének legelterjedtebb megoldási módja.

*Előnyei:* a./ A felfutási (ill. fékezési) idő közelítőleg állandó marad akkor is, ha jelentősen változik a terhelőnyomaték, a tehetetlenségi nyomaték és a hálózati feszültség, vagy a melegedés következtében az előtér-ellenállásoknak, valamint az időrelék tekercsellenállásainak az értéke. b./ A rendszer üzembiztos, és egyszerű. Ennek oka elsősorban az, hogy az itt alkalmazott időrelék sorozatban gyártott, egyszerű, megbízható készülékek.

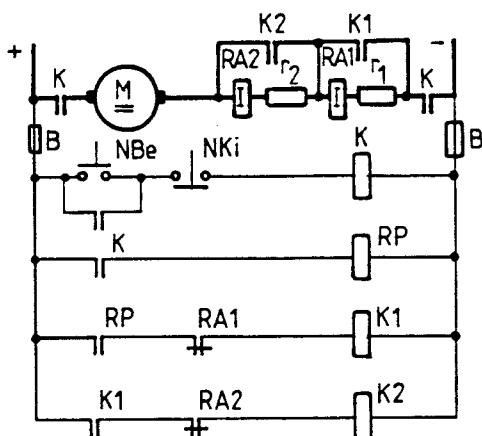


3.40. ábra Terhelés hatása az indítódiagramra

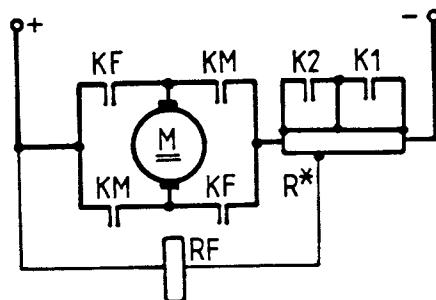
A módszer hátránya, hogy a terhelőnyomaték vagy a tehetetlenségi nyomaték jelentős növekedése esetén az áramlökések is jelentősen megnövekedhetnek. Ennek magyarázatát pl. a 3.40. ábrából érhetjük meg. Az ábrán folytonos vastag vonallal a normális üzemállapotra érvényes jellleggörbékkel jelöltük. Ha a motor a normális állapothoz képest megnövekedett terheléssel indul, akkor lassabban fut fel, és ezért az első időfokozat végén - mivel az időrelé beállítása nem változott - még csak a  $W'_1 < W_1$  szögsebességet éri el. A következő ellenállás-fokozatra való átkapcsolás ezen a szögsebességen jön létre, ennek következménye - amint látható - az  $I'_{\max} > I_{\max}$  áramlökés. Az indítási folyamat ezután is az  $I_{\max}$ -nál nagyobb áramlökésekkel folytatódik. Emiatt olyan hajtásokban, amelyekben megengedhetetlenül nagy áramlökések léphetnek fel, túláram elleni védelmet kell alkalmazni.

Áramtól függő vezérlés esetén a kapcsolásban áramreléket kell alkalmaznunk, ezért ezt a vezérlést ritkán használjuk. A kétfokozatú áramfüggő vezérlést a 3.41. ábrán látjuk. NBe nyomógomb benyomásakor meghúz a K mágneskapcsoló és a motort a teljes külső ellenállással a hálózatra kapcsolja. A fellépő  $I_{\max}$  áram hatására az RA1 és RA2 áramreléknél nagyon gyorsan meg kell húzniuk, hogy a K1 és a K2 mágneskapcsolók közben ne húzzanak meg. Ezt elősegíti az RP segédrelé beiktatása (ez az áramvezérlés - üzembiztonság szempontjából - leggyengébb pontja).

A felfutás során a motor árama csökken egészen az  $I_{\min}$  értékig, amely áramerősségen RÁ1 és RÁ2 elenged. Ennek következtében K1 meghúz, és rövidre zárja az első indítófokozatot. Az áramerősség felugrik  $I_{\max}$  értékre, RÁ2 ismét meghúz, és így a K2 már nem húz meg, annak ellenére, hogy K2 záró segédérintkezője a meghúzást előkészítette. A vezérlés helyes működésének itt is feltétele van: K2 önideje nagyobb kell legyen RÁ2 önidejénél. Az indítás további folyamata a leírthoz hasonlóan megismétlődik. K2 meghúzása után RÁ1 és RÁ2 minden jelentőségét elvesztette és a motor természetes jelleggörbéjén dolgozik.



3.41. ábra Egyenáramú motor áramfüggő indítása



3.42. ábra Ellenáramú fékezés sebességfüggő vezérlése

Olyan kapcsolást is alkalmazhatunk, amelyben több fokozatban való indítást egyetlen áramrelé tesz lehetővé.

Az áramtól függő vezérlés előnyei: 1./ mivel a vezérlési folyamat előírt áramértékek között megy végbe, a motor nyomatéka is adott határon belül marad; 2./ a vezérlési folyamat nem függ a relétekercsek melegedésétől.

A módszer hátránya, hogy a terhelőnyomaték vagy a hálózati feszültség változása esetén a dinamikus nyomaték is megváltozik (mivel a rendszer a motor nyomatékát adott határok között tartja). Emiatt előfordulhat, hogy a terhelőnyomaték nagyobb mértékű hirtelen megváltozása esetén az indítási folyamat egy közbenső fokozaton megáll, és az előtét-ellenállások túlmelegszenelek.

Ha a vezérlési folyamatot a sebességtől kívánjuk függővé tenni, olyan készülékekre van szükségünk, amelyek közvetlenül a sebességet érzékelik. A sebességet tachométer generátorok segítségével villamos úton is érzékelhetjük, azonban ez a megoldás sem terjedt el bonyolultsága és nem elégé üzemelhető volta miatt.

A motor fordulatszámát rendszerint közvetett úton szokás érzékelni: az egyenáramú motorokon az indukált feszültség, az aszinkron motorokon pedig a forgórészben indukált feszültség mérésével. A sebességfüggő vezérlést elsősorban a fékezés működtetésére szokták alkalmazni. Erre mutat példát a 3.42. ábra, ahol az ellenáramú fékezés kikapcsolását az RF feszültségrelé végzi. Amikor a motor eléri az álló állapotot az RF relének ki kell esnie, tehát - a 3.42. ábra alapján - a kioldási feszültségének  $U_{ki} = U_b + I_z^* (R_b + R^*)$  értékünek kell lennie, ahol  $I_z^*$  a motor állóállapotú árama.

### 3.7. Állandó feszültségről táplált motorok fordulatszámának változtatása

A motor szögsebessége:

$$W = \frac{U}{k\Phi} - M \frac{R}{k^2 \Phi^2} . \quad (3.58)$$

A fordulatszám változtatásának legjobb módja, ha ezt a tápláló berendezés lehetővé teszi, az U kapocsfeszültség változtatása. Ezzel a következő fejezetben foglalkozunk.

További lehetőségek:

- 1./ R változtatása;
- 2./  $\Phi$  változtatása;
- 3./ az armatura söntölése.

Állandó hálózati feszültség esetén is tudjuk változtatni a motorok kapocsfeszültségét, ha több motor dolgozik együtt, pl. két motor sorba kapcsolásával felezhetjük a feszültséget, amit gyakran alkalmazunk is pl. vasúti hajtásokban.

### 3.7.1. Az ellenállás változtatása

Az armatúrakörbe beiktatott ellenállások hatását a motor jelleg-görbéire az indításokkal kapcsolatban már láttuk, de most az ellenállásoknak tartós üzeműeknek kell lenniük.

Állandó, a fordulatszámtól független terhelőnyomaték mellett a motor árama is változatlan marad, a fluxus ezért még soros motornál is ugyanakkora, tehát a szögsebesség (3.58.) szerint az  $U_b = U - IR$ -rel arányosan változik.

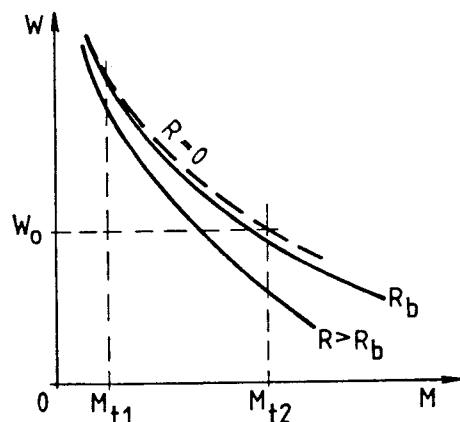
A szögsebességet ilyen módon, hajtási üzemben, csak csökkenteni tudjuk. A módszer legnagyobb hátránya a nagy veszteség. Mivel a mechanikai teljesítmény  $P_b = U_b I$ , az armatúra által felvett teljesítmény  $P_1 = UI$  és az armatúraköri veszteség  $\Delta P = I^2 R$ , a teljesítmények arányára írhatjuk:

$$\frac{P}{P_1} = \frac{U_b}{U} = \frac{W}{W_o}, \quad \frac{\Delta P}{P_1} = \frac{P_1 - P}{P_1} = 1 - \frac{P}{P_1} = \frac{W_o - W}{W_o} = \frac{IR}{U}, \quad (3.59)$$

ahol  $W_o = U/k\Phi$  külső gerjesztésű motorokra az üresjárási szögsebesség, soros vagy vegyes gerjesztésű motorokra pedig az adott áramhoz (fluxushoz) tartozó érték az  $R=0$  határjelleggörbén (3.43. ábra). Ha pl. a fordulatszámot az üresjárási 60%-ára kívánjuk csökkenteni, akkor

$$\frac{P}{P_1} = 0,6, \quad \frac{\Delta P}{P_1} = 0,4, \quad \frac{\Delta P}{P} = \frac{0,4}{0,6} = 0,667.$$

A nagy veszteségek miatt ezt a módszert ritkán, kis teljesítményű hajtásokban alkalmazzák, lehetőleg kismértékű fordulatszám-csökkentésre.



3.43. ábra Ellenállás változtatás soros gerjesztésű motoronál

Megjegyezzük, hogy a (3.59.) teljesítményarányok visszatápláló (generátoros) és ellenáramú féküzemben is érvényesek.

Az ellenállások a mechanikai jelleggörbét lágyabbá teszik, a kül-sőgerjesztésű motor is elveszti "sönt" jellegét, adott nagy ellenállás

esetén a fordulatszám nagy mértékben függ a terheléstől. Az üresjárás közelében igen nagy R-ek szükségesek a szögsebesség kismértékű változtatásához is (3.43. ábra).

### 3.7.2. A fluxus változtatása

A fordulatszám a fluxus csökkentésével növelhető. Mivel ugyanazt a nyomatéket csökkentett fluxusnál a motor csak nagyobb árammal tudja ki-fejteni, ez a veszteségek megnövekedését jelenti, ezért általában csak a névleges szögsebesség felett célszerű mezőgyengítést alkalmazni. A motor terhelhetősége nyomatékban csökken, mert az áram általában tartósan nem növelhető  $I_n$  fölé, ugyanakkor  $\Phi$  csökken. A 3.15. ábrával kapcsolatban láttuk, hogy a fluxus csökkentésekor a megengedhető nyomaték a fordulatszám növelésével fordított arányban csökken, a növelt fordulatszám ellenére a motor terhelhetősége teljesítményben ugyanaz marad.

A 3.44. ábrából látható a külsőgerjesztésű motor fluxus csökkentésének hatása. A sebességi görbén az  $I_z = U/R$  rövidzárási áram nem függ a fluxustól, miközben az  $M_z = k\Phi I_z$  nyomaték arányos a fluxussal. Az üresjárási szögsebesség

$$W_0 = \frac{U}{k\Phi} \quad (3.60)$$

fordítottan arányosan változik a fluxussal, és a jelleggörbék a fluxus csökkentésével lágyabbakká változnak, pl. a mechanikai jelleggörbe meredekségére jellemző  $T_m = \theta R / (k\Phi)^2$  elektromechanikai időállandó a fluxus csökkentésével erőteljesen nő. Míg a különböző  $\Phi$ -hez tartozó sebességi görbék az álló állapotban ( $W=0$ -nál), a mechanikai jelleggörbék a  $W>0$  tartományban metszik egymást. A metszéspontban a fluxusváltoztatás hatástan, a metszésponttól jobbra és balra pedig ellentétes hatású, pl.  $W>W_1$  szögsebességen a fluxus csökkentése szögsebesség növekedést,  $W<W_1$ -nél pedig csökkenést okoz. Ha a kapocsfeszültség megközelíti a névleges értéket, akkor ez a jelenség nem fontos, mert a metszéspont a meg nem engedhető nagy áramok (nyomatékok) tartományába esik, hacsak az armatúrakörben nincs nagy előtéttellenállás. Ha azonban csökkentett kapocsfeszültség mellett akarunk fluxusváltoztatással beavatkozni, akkor ez a hatás zavarokat okozhat.

Vizsgáljuk meg ezért, hogy hova esik két olyan jelleggörbék a metszéspontja, amelyek kevéssel eltérő  $\Phi$  és  $\Phi+d\Phi$  fluxushoz tartoznak (3.44. ábra).

A metszéspontban a szögsebesség és a nyomaték változatlan, ezért állandósult üzemre:

$$\frac{\partial}{\partial \Phi} W = 0 = \frac{\partial}{\partial \Phi} \left( \frac{U}{k\Phi} - \frac{MR}{k^2 \Phi^2} \right) ,$$

amiből:

$$-\frac{U}{k\Phi^2} + \frac{2MR}{k^2\Phi^3} = 0 .$$

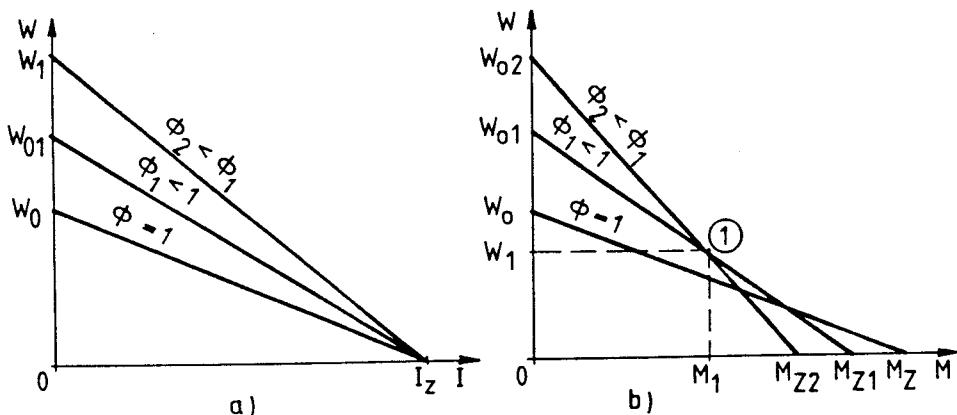
Az  $M=k\Phi I$  behelyettesítésével a metszéspontban:

$$IR = \frac{U}{2}, \quad \text{és hasonlóan} \quad U_b = \frac{U}{2} .$$

Ez szögsebességen is kifejezhető:

$$\frac{W}{W_0} = \frac{k\Phi W}{k\Phi W_0} = \frac{U_b}{U} = \frac{1}{2} . \quad (3.61)$$

A fluxusváltoztatás tehát hatástalan a  $W_0$  üresjárási szögsebesség felénél, amikor a kapocsfeszültség fele ohmos feszültségesés, és fele forgási feszültség. Ennél kisebb szögsebességen a hatás fordított, eb-



3.44. ábra Szögsebesség változás fluxus csökkentésével  
a) Sebességi      b) Mechanikai jelleggörbék

ben a tartományban nem szabad fluxussal beavatkozni. A fenti levezetés nem kompenzált motorokra, illetve vegyes gerjesztésűkre is érvényes ha a külső gerjesztésű tekercs áramát változtatjuk (soros gerjesztésű motorokra a levezetés az armaturakör eredő ellenállásának változása miatt nem igaz).

Ha pl. az armatúrakör ellenállása 25%, akkor névleges kapocsfeszültség esetén ez a hatás  $IR=50\%-nál$  jelentkezik, vagyis a kétszeres névleges áramnál, de ha  $R=5\%$ , akkor a metszéspont már tízszeres áramra esne.

Külső gerjesztésű motorokban az armatúra visszahatás miatt a./ növekszik a labilitás veszélye (lásd a 3.73. pontot), b./ a légrésben a mezőeloszlás torzulása miatt megnő a maximális szeletfeszültség (lásd 3.32. pontot), ami nagymértékben csökkenheti a terhelhetőséget (az utóbbi hatás soros motorokban is fellép). Az a./ hatás ellen vegyes gerjesztést vagy kompenzált tekercselést (kész motornál legrosszabb esetben kis előtétellenállást); a b./ hatás ellen kompenzált tekercselést lehet alkalmazni. Jól szerkesztett motorokon 1:2, 1:3 arányú, kom-

motorokon 1:4 (esetleg 1:5) arányú fordulatszám növelés is elérhető fluxuscsökkentéssel.

Soros motorokra a fluxus változtatása azt jelenti, hogy a fluxus és az armatúraáram  $\Phi(I)$  összefüggését változtatjuk meg rendszerint úgy, hogy nem az  $I_g = I$ -nek megfelelő teljes armatúraáramot vezetjük át a főpólustekercseken, hanem  $I$ -nek csak  $m$ -ed részét ( $m > 1$ ):

$$I_g = \frac{I}{m} . \quad (3.62)$$

Ezt az eljárást mezőgyengítésnek vagy fluxuscsökkentésnek nevezzük. Erré egyik lehetőség a gerjesztőtekercsek söntölése (3.45. ábra)  $R_s$ -sel.

Mivel az áramok az ellenállásokkal fordítottan arányosan oszlanak el,

$$I_g = I \frac{\frac{R_s}{R_g + R_s}}{R_s} , \quad (3.63)$$

$$m = \frac{R_s + R_g}{R_s} .$$

Az armatúrakör eredő  $R$  ellenállása  $R_g^*$ -ra változik, mert abban  $R_g$  helyett

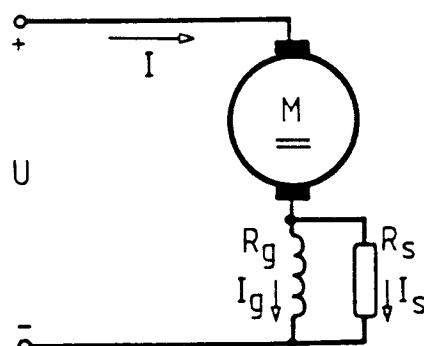
$$R_g \parallel R_s = \frac{R_g R_s}{R_g + R_s}$$

szerepel. Mivel  $R_g$  soros motorokra 1-2% nagyságrendű, ez a változás nem jelentős.

A másik lehetőség az, hogy mig normálisan az összes főpólus tekercse sorba van kapcsolva, mezőgyengítéskor párhuzamosan kapcsolt csoportokat készünk. Ha például két párhuzamos ág van, akkor egy ágon csak az armatura áram 50%-a folyik, ezzel  $I_g = I/2$ , tehát  $m=2$ .

3.45. ábra Soros gerjesztésű motor fluxus csökkentésének elvi kapcsolása

A jelleggörbék megváltozását legegyszerűbben úgy határozhatjuk meg, hogy megfigyeljük az azonos fluxusú pontok eltolódását. Legyenek a mezőgyengítés nélküli  $M(I)$ ,  $W(I)$  és  $W(M)$  jelleggörbéknek egy kiválasztott fluxusértékhez tartozó pontjai A, B és C, mezőgyengítéskor pedig A\*, B\* és C\* (3.46. ábra). (3.62.) szerint azonos fluxust akkor kapunk ha  $I$ -t  $mI$ -re növeljük, ebben az esetben a nyomaték a  $k\Phi I$  összefüggés szerint szintén  $m$ -szeresre növekszik, tehát ha  $\Phi=\text{const}$ ;

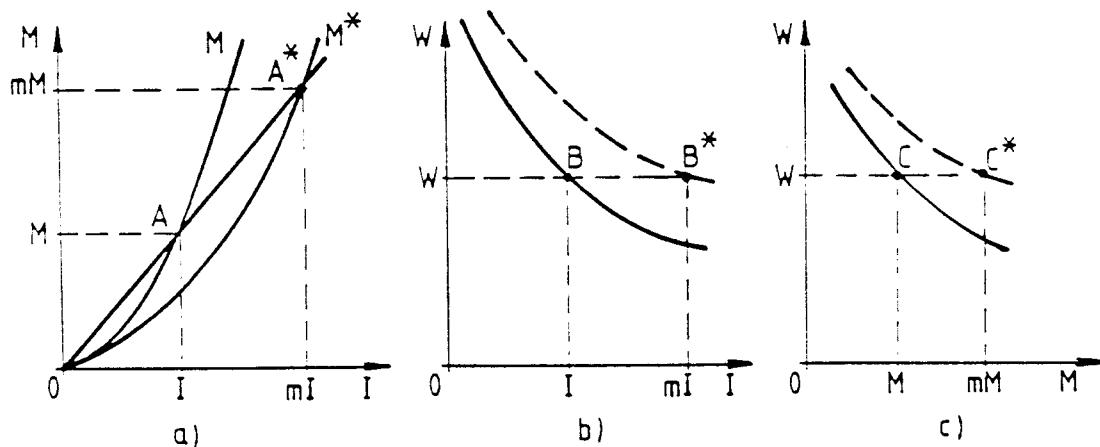


$$I^* = mI, \quad M^* = mM. \quad (3.64)$$

Az A pont tehát az origótól  $m$ -szerves távolságra tolódik el,  $\overline{OA}^* = m(\overline{OA})$ . A szögsebesség  $W = (U - IR)/K\Phi$  képletében IR változik  $mIR^*$ -ra, tehát

$$W^* = \frac{U - mIR^*}{U - IR} W, \quad (3.65)$$

a csökkenés nem jelentős, mert mezőgyengítést általában csak névleges feszültségen és előtétellenállások nélkül végezzük. Igy a  $W(I)$  jelleggörbe  $m$ -szerves abszcísszához húzódik szét, az ordináták csökkenése elhanyagolható (b.ábra). A fentiekből már megállapítható a  $W(M)$  görbe megváltozása is (c.ábra). A C pont abszcísszája  $m$ -szeresére növekszik,  $W$  ordinátája alig csökken, tehát a görbe gyakorlatilag  $m$ -szeresen húzódik szét az M tengely irányában. A különböző fluxusokhoz tartozó mechanikai jelleggörbék az I. negyedben átalában nem metszik egymást.



3.46. ábra Soros gerjesztésű motor fluxus csökkentése  
a) nyomaték-áram    b) sebességi,    c) mechanikai jelleggörbék

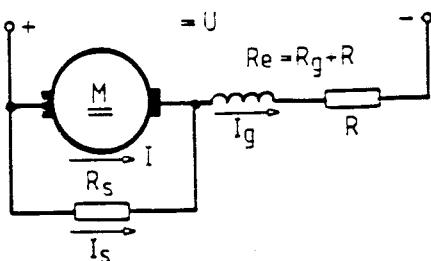
Soros motorok mezőgyengítésekor néha fontos, hogy a gerjesztőtekercset söntölő ellenállásnak induktivitása is legyen. Ellenkező esetben, ha a már söntölt motort rövid időre kikapcsoljuk – mint pl. villamos vasutánál az áramszedő rövid idejű elválásakor – és visszakapcsoljuk, akkor az áram az első pillanatokban a söntön folyik át, így nincs fluxus és belső feszültség, az áramot csak az armatura  $R_b$  ellenállása korlátozza. Ezért legjobb lenne, ha a söntölő ellenállásnak és a főpólusnak az időállandója ugyanakkora lenne, ez pedig csak vasmagos tekerccsel valósítható meg.

### 3.7.3. Az armatúra söntölése

Soros motorokon néha alkalmazzák az armatúra söntölését (3.47.ábra) azért, hogy kis fordulatszámokon is lehessen elfogadható

meredekségű mechanikai jelleggörbét kapni és hogy kis terhelések nél is lehessen csökkenteni a motor fordulatszámát. Igy az armatura áramához hozzáadódik  $I_s$  árama, és a nagyobb  $I_g$  áram nagyobb fluxust hoz létre.

Ha ezenkívül még  $R_e$  előtétellenállást is alkalmazunk, akkor a motorra jutó feszültség is csökken.



3.47. ábra Soros gerjesztésű motorok armatúrájának söntölése

A motor üresjárásában  $I=0$ , tehát  $I_{s0} = I_{g0} = U/(R_s + R_e)$ . Az armatúra kapcsain a feszültség ( $I_{s0} R_s$ ) ekkor egyenlő a belső feszültséggel, ebből az üresjárási szögsebesség

$$W_o = \frac{I_{s0} R_s}{K \Phi_o} . \quad (3.66)$$

$I_{g0}$  rendszerint elég kicsi ahhoz, hogy a mágnesezési görbe egyenesnek legyen tekinthető, ekkor  $W_o$  az  $R_s$ -sel arányos. Ha pl.  $I_{g0} = 0,5$ , akkor  $\Phi(I_{g0}) \approx 0,8$  és  $W_o \approx 0,625 R_s$ . Látható, hogy célszerű előtétellenállást is használni, mert különben  $I_{g0} = 0,5$ -höz  $U=1$  esetén  $R_s = 2$  lenne szükséges, és akkor  $W_o \approx 1,25$ , ami abból is következik, hogy az armatúra a teljes feszültséget megkapja  $\Phi_o = 0,8$  mellett. Ha  $I_{g0}$  beállításához pl.  $R_s = 1$ -et és  $R_e = 1$ -et választunk, akkor  $W_o \approx 0,625$ .

Ez a fordulatszám változtatás nagy veszteségekkel jár, már üresjárásban is  $I_{g0}$ -nak megfelelő "gerjesztési veszteség" keletkezik, ami az előbbi példában fél névleges teljesítmény.

Ebben a kapcsolásban a motor ugyanúgy viselkedik, mint a vegyes gerjesztésű motor. Ez a következőképpen látható be. Irjuk fel a feszültségegyenletet az  $R_s$ ,  $R_e$  úton felhasználva, hogy  $I_s = I_g - I$ :

$$U = (I_g - I)R_s + I_g R_e .$$

Innen kifejezzük  $I_g$ -t:

$$I_g = \frac{U}{R_s + R_e} + I \frac{R_s}{R_s + R_e} . \quad (3.67)$$

Helyettesítsük ezt az armatúrára és  $R_e$  ellenállásra vonatkozó

$$U = U_b + IR_a + I_g R_e$$

feszültségegyenletbe. Rendezés után kapjuk:

$$U \frac{R_s}{R_s + R_e} = U_b + I \left( R_a + \frac{R_s R_e}{R_s + R_e} \right); \quad (3.68)$$

ami

$$U^* = U_b + IR^*$$

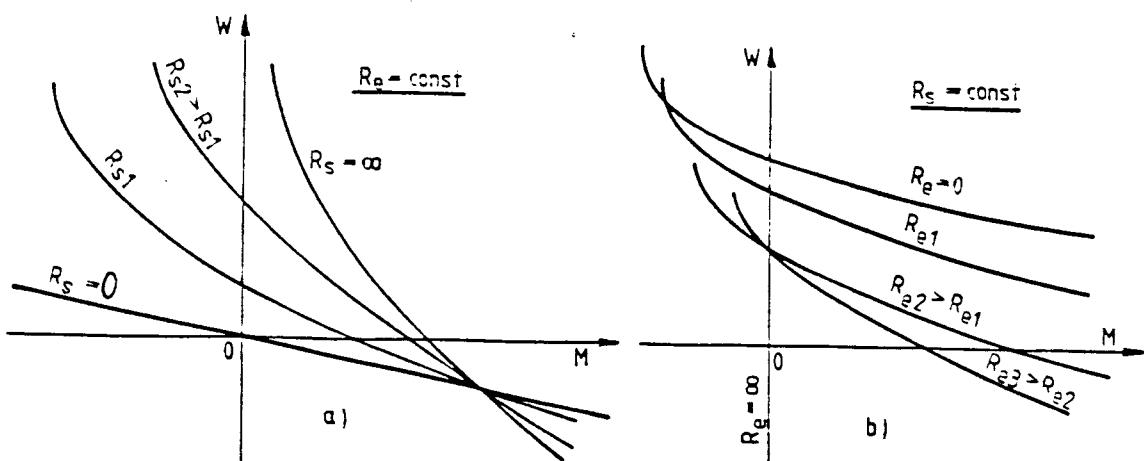
alakban irható fel. A vizsgált kapcsolásban tehát a motor úgy viselkedik, mintha kapocsfeszültsége

$$U^* = U \frac{R_s}{R_s + R_e}, \quad (3.69)$$

főáramkori ellenállása pedig

$$R^* = R_a + \frac{R_s R_e}{R_s + R_e} \quad (3.70)$$

lenne. A (3.68) eredményeket Thévenin tételevel is megkaphattuk volna. Ugyanakkor a gép fluxusát létesítő gerjesztés (3.67) szerint ugyanúgy függ az áramtól, mint egy vegyes gerjesztésű gépe, ugyanis egy állandó, és egy az  $I$  árammal arányos részből áll. A motor üzemviszonyai tehát ugyanúgy vizsgálhatók, jelleggörbéi ugyanúgy szerkeszthetők, mint a vegyes gerjesztésű motoroké.



3.48. ábra Soros gerjesztésű motor mechanikai jelleggörbéi armatúra sötölés esetén

a./  $R_e$  =állandó

b./  $R_s$  =állandó

A 3.48. ábra mutatja a 3.47. ábrának megfelelő mechanikai jelleg-görbékét. Az a ábra arra az esetre vonatkozik, amikor az előtétellenállás értéke állandó, és a söntölő ellenállást változtatjuk. A görbese-regnek két határgörbéje van:  $R_s = \infty$  esetben a tiszta soros motor  $R_e$  elő-tétellenállásos görbét kapjuk,  $R_s = 0$  esetén viszont az origón átmenő egyenest kapunk. Az utóbbi egyenes azonos a külső gerjesztésű (állandó fluxusú) motorok dinamikus fék-jelleggörbéjével (rövidrezárt armatúrával). A két határgörbe egy pontban metszi egymást. A metszéspontban a motor kapocsfeszültsége zérus:  $U_b + IR_a = 0$ , helye az előtétellenállás nagyságától függ. A két határgörbe közé eső összes jelleggörbe átmegy ezen a metszésponton  $R_s$  értékétől függetlenül, mert ekkor az  $R_s$ -re jutó feszültség és áram nullával egyenlő.

A 3.48.b. ábra azt az esetet tünteti fel, amikor a söntölő ellenállás értéke állandó, és az előtétellenállást változtatjuk.

### 3.7.4. A hálózati feszültség ingadozásának hatása

Nézzük meg, hogyan változik meg az egyenáramú motorok fordulatszáma, ha a hálózati feszültség kissé megnő vagy lecsökken.

Feltételezzük, hogy a terhelőnyomaték állandó, nem függ a szögse-bességtől.

a./ Külső gerjesztésű motorban a hálózati feszültség változása ma-ga után vonja a gerjesztőáram, tehát a gép fluxusának azonos értelmű változását. Mivel a terhelőnyomaték állandó, a fluxus megváltozása az armatúraáram megváltozását hozza létre, mégpedig a fluxus változás-sal ellentétes értelemben (pl. csökkenő hálózati feszültség csökkenő fluxust és így növekvő armaturaáramot idéz elő). Ha első közelítésképpen feltételezzük, hogy a gép telítetlen, azaz fluxusa arányos a ger-jesztőárammal, az üresjárási szögsebesség,

$$W_o = \frac{U}{k\Phi}$$

nem változik, mert a feszültség és a fluxus azonos értelemben, egymás-sal arányosan változik meg. A terhelési szögsebességesés

$$W_o - W = \frac{MR}{k^2 \Phi^2} \quad (3.71)$$

azonban megváltozik, tehát a motor fordulatszáma is kissé megváltozik. Ha figyelembe vesszük a telítést, akkor a fluxus nem változik arányosan a hálózati feszültséggel (hanem annál kisebb mértékben), ezért az üres-járási szögsebesség is megváltozik.

Összefoglalva megállapíthatjuk, hogy a hálózati feszültség megvál-tozása esetén a külső gerjesztésű motornak az áramfelvétele és a fordu-latszáma egyaránt megváltozik, de ez utóbbi csak kis mértékben.

b./ A soros motor áramfelvétele állandó marad - függetlenül a hálózati feszültség megváltozásától -, ha a terhelőnyomaték nem változik,

ez egyuttal állandó fluxust is jelent. A hálózati feszültség megváltozása az indukált feszültség megváltozását okozza. Ez viszont azt jelenti, hogy a motor fordulatszáma U-IR-rel arányosan megváltozik.

### 3.8. Az egyenáramú motorok tranziens üzeme

Az egyenáramú motorok tranziens üzemének vizsgálatakor figyelembe kell venni az armatúra kör induktivitását is. A tranziens üzemet a hálózati feszültségnek ill. a motor terhelőnyomatékának változása okozhatja. Külön kell tárgyalni a motor fluxusának változásával kapcsolatos tranziens üzemet.

Először külsőgerjesztésű állandó fluxusú ( $\Phi=1$ ) motorral foglalkozunk. Ilyenkor a 3.2.b. ábra blokkvázlata alapján - relativ értékekkel - a következő átviteli függvényeket irhatjuk fel ( $T_m = RT_{in}$ ):

$$Y_{wu} = \frac{1}{T_m T_v s^2 + T_m s + 1}, \quad Y_{wmt} = \frac{-R(1+s T_v)}{T_m T_v s^2 + T_m s + 1}, \quad (3.72)$$

$$Y_{mu} = \frac{s T_{in}}{T_m T_v s^2 + T_m s + 1}, \quad Y_{mmt} = \frac{1}{T_m T_v s^2 + T_m s + 1}. \quad (3.73)$$

A (3.72) képlettel felírt átviteli függvények a feszültség és a terhelőnyomaték változásának hatását mutatják meg a motor és a munkagép szögsebességére, ezért elsősorban a technológiai feladatok minőségét határozzák meg. A (3.73) képlettel meghatározott átviteli függvények a motor nyomatékára vonatkoznak, így elsősorban a motor és a hálózat üzeme, ill. a mechanikai tengelyek és az áttételek igénybevétele szempontjából érdekesek.

A rendszer karakterisztikus egyenlete a nevezőnek a  $T_m T_v$ -vel való osztása után:

$$s^2 + \frac{1}{T_v} s + \frac{1}{T_m T_v} = 0,$$

ennek alapján a gyökök:

$$\lambda_{1,2} = -\frac{1}{2T_v} \pm \sqrt{\frac{1}{4T_v^2} - \frac{1}{T_m T_v}}. \quad (3.74)$$

Ha  $T_m > 4T_v$ , akkor a gyökök valósak, ellenkező esetben komplexek. Az

utóbbi esetben a teljes megoldást a következő alakban irhatjuk:

$$W = A_1 e^{-t/2T_v} \sin(\Omega t + \varphi_1) + W_t, \quad (3.75)$$

$$M = A_2 e^{-t/2T_v} \sin(\Omega t + \varphi_2) + M_t,$$

ahol

$$\Omega = \sqrt{\frac{1}{T_m T_v} - \frac{1}{4T_v^2}} \quad (3.76)$$

a lengések körfrekvenciája,

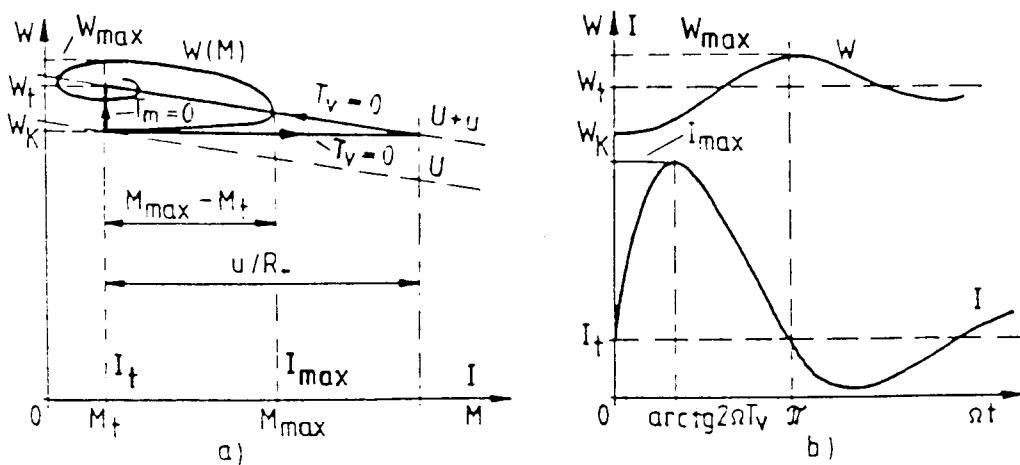
$A_1$ ,  $A_2$ ,  $\varphi_1$  és  $\varphi_2$  - a kezdeti feltételektől függő állandók,

$W_t$  és  $M_t$  - a beálló állandósult állapot szögsebessége és terhelőnyomatéka.

A továbbiakban a hálózati feszültség és a terhelőnyomaték ugrásszerű változásával foglalkozunk. Nem tárgyaljuk pl. a lüktető terhelőnyomaték hatását, vagy a hálózati feszültség periódikus ingadozásának a hatását.

### 3.8.1. Hálózati feszültség ugrásszerű változása

A 3.49. ábrán feltételeztük, hogy a motor állandó  $M_t$  terhelőnyomatékkal és  $W_k$  kezdeti szögsebességgel üzemel, amikor a feszültséglökés keletkezik. Az  $U+u$  nagyobb feszültség miatt egy idő után a motornak továbbra is  $M_t$  terhelőnyomatékkal kell üzemelnie, de  $W_t$  állandósult szögsebességgel. A várható  $W(M)$  dinamikus (tranziens) görbüleit is felrajzol-



3.49. ábra Külső gerjesztésű motor  $W(M)$ , illetve  $W(t)$  és  $M(t)$  időfüggvényei a hálózat feszültségének változásakor

tuk. A tranzisztors üzem alatt - különböző időben -  $I_{\max}$  maximális áram és  $W_{\max}$  maximális szögsebesség alakul ki (3.49.ábra).

A kezdeti feltételek:

$$t = 0: \quad W = W_k, \quad I = I_t, \quad (3.77)$$

$$\frac{dW}{dt} = 0, \quad \frac{dI}{dt} = \frac{u}{L}.$$

Ezzel a (3.75) egyenletek megoldásai:

$$W = \frac{W_k - W_t}{\Omega \sqrt{T_v T_m}} e^{-t/2T_v} \sin \left[ \Omega t + \arcsin \frac{\Omega \sqrt{T_v T_m}}{W_k - W_t} \right] + W_t, \quad (3.78)$$

$$I = \frac{U}{R} \frac{1}{T_v \Omega} e^{-t/2T_v} \sin \Omega t + I_t$$

A 3.49.a ábrán feltüntettük a  $W(M)$  átmeneti görbüket véges  $T_v$  és  $T_m$ , ill.  $T_v=0$  majd  $T_m=0$  közelítéssel. Az időfüggvények a 3.49.b. ábrán láthatóak.

Az áram (nyomaték) maximumának idejét az utolsó egyenlet deriválásával lehet meghatározni:

$$\frac{dI}{dt} = 0 \Rightarrow t = \frac{1}{\Omega} \operatorname{arctg} 2\Omega T_v.$$

Ezzel

$$I_{\max} = \frac{u}{R} \sqrt{\frac{T_m}{T_v}} e^{-\operatorname{arctg} 2\Omega T_v / 2\Omega T_v} + I_t, \quad (3.79.a)$$

Ilyenkor  $L \frac{dM}{dt} = L \frac{dI}{dt} = 0$ , ezért a dinamikai  $W(M)$  jelleggörbe ebben az időpontban metszi az új feszültségnek megfelelő  $W(M)$  állandósult mechanikai jelleggörbét (3.49. ábra). Célszerű a (3.79.a.)-ban  $(I_{\max} - I_t) - t u/R$ -hez viszonyítani:

$$\frac{I_{\max} - I_t}{u/R} = \sqrt{\frac{T_m}{T_v}} e^{-\frac{\operatorname{arctg} 2\Omega T_v}{2\Omega T_v}}, \quad (3.79.b)$$

mert így az eredmény csak a paramétereiktől függ. Itt  $u/R$  azt a maximálisan lehetséges áramlökést jelenti, mely  $T_v=0$ -nál lépne fel.

A szögsebesség maximuma ott van ahol  $dW/dt=0$ . Ilyenkor  $M-M_t=0$ , ezért a

(3.78) második egyenletéből ennek az első időpontja:

$$t = \frac{\pi}{\Omega} \quad (3.80)$$

és ezzel a túllendülés:

$$W_{\max} - W_t = (W_t - W_k) e^{-\pi/2\Omega T_v}. \quad (3.81)$$

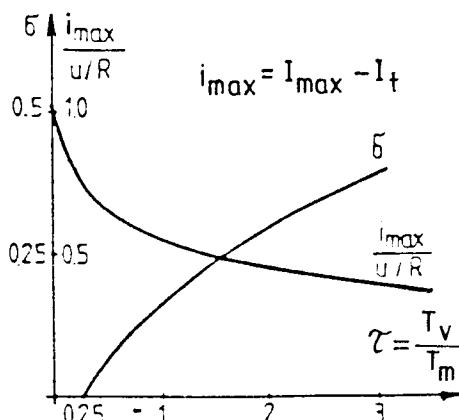
A relativ túllendülés:

$$\sigma = \frac{W_{\max} - W_t}{W_t - W_k} = e^{-\pi/2\Omega T_v} = e^{-\pi/\sqrt{4T_v/T_m - 1}} \quad (3.82)$$

csak a motor paramétereitől függ.  $\sigma$  legnagyobb értéke ( $\sigma=1$ ),  $T_v/T_m \Rightarrow \infty$  esetén adódik, és értéke az aperiódikus üzem határán ( $T_v/T_m = 0,25$ ) csökken zérusra. A 3.50. ábrán  $\tau = T_v/T_m$  függvényében felrajzoltuk a maximális nyomaték (áram) és túllendülés alakulását. Az ábrán a maximális áramot a  $T_v = 0$  esetén fellépő  $u/R$  áramhoz viszonyítottuk.

Látható, hogy a nem szabályozott motor feszültségének ugrásszerű változásakor vagy nagy túláram, vagy nagy szögsebesség túllendülés jön létre.

A kapott eredmények alkalmasak a külsőgerjesztésű motor közvetlen indításának vizsgálatára is ha  $M_t = \text{áll}$ . Ilyenkor azonban nem csak a fellépő  $I_{\max}$ -ot kell ellenőrizni, hanem a reaktancia feszültség értékét is, amely (3.26) szerint a  $WI$  szorzattal arányos.



3.50. ábra Külső gerjesztésű motor túlárama és szögsebesség túllendülése hálózati feszültségváltozásokor

Az indítási áramok számításakor ügyelni kell arra, hogy a súrlódás jellegű  $M_t$  terhelőnyomaték esetén az indítás első fázisában a motor szögsebessége mindaddig zérus marad, amíg a motor árama nem növekszik meg az  $I_t$  értékre, tehát amíg a motor nyomatéka nem éri el a terhelőnyomatékot. A (3.78) egyenletek csak innen lesznek érvényesek. Ilyenkor azonban a motor armatura körének ellenállásán  $I_t R$  feszültségesés lép

fel, ezért a (3.77) kezdeti feltételekben, ha a motorra  $U_n$  feszültséget kapcsolunk a következő változás lesz:

$$\frac{dI}{dt} = \frac{U_n - I_t R}{L}$$

Ezért a (3.78) és (3.79) egyenletek is csak  $u=U_n - I_t R$  helyettesítéssel érvényesek a közvetlen indításra.

Példa:

1./ Legyen  $I_t = I_n = 1$ ,  $\tau = T_v / T_m = 0,25$ , ezzel  $\Omega T_v = 0$  és  $I_n R = 0,05 U_n$ , a megengedett áram  $I_{max} = 2$ . Határozzuk meg a megengedhető feszültséglökést. Az  $I_{max} - I_n = 2 - 1 = 1$  és  $T_v / T_n = 0,25$ -tel a (3.79)-ből:

$$I_{max} - I_t = 1 = \frac{u}{0,05} \frac{1}{\sqrt{0,25}} \frac{1}{e}$$

és

$$u = 0,05 \sqrt{0,25} e = 0,0681 (6,81\%) .$$

2./ Legyenek az adatok ugyanazok, csak  $\tau = 2,5$ .

Ekkor

$$u = 0,05 \sqrt{2,5} / 0,659 = 0,12 (12\%) ,$$

a túllendülés pedig

$$\sigma = e^{-\pi/3} = 0,35 (35\%) .$$

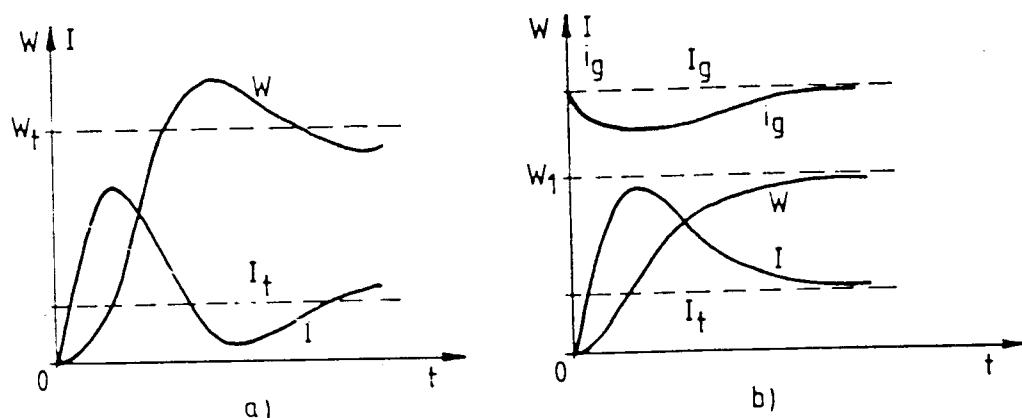
A példákból látható, hogy  $T_v / T_m = 0,25$  esetén a motor induktivitása még nem képes erősen korlátozni a kialakuló áramot ( $L=0$  esetén ugyanis az első példában  $u=I_n R=0,05$  lenne a megengedhető feszültséglökés), de  $T_v / T_m = 2,5$  esetén már igen.

A motor  $U$  feszültségének ugrásszerű változtatását gyakran felhasználják a  $T_v$  és  $T_m$  időállandók meghatározására. Felvészík az  $I(t)$  és  $W(t)$  görbéket, majd azok kiértékeléséből határozzák meg  $T_v$ -t és  $T_m$ -et. A módszer előnye, hogy a mérés könnyen elvégezhető és a kapott ekvivalens időállandók jól jellemzik az átmeneti folyamatot.

A soros gerjesztésű egyenáramú motorok közvetlen indításának vizsgálata analitikus úton nem végezhető el. A motor fluxusa áramfüggő és a köztük levő kapcsolat függ a telítéstől. Az armatúrakör induktivitásának legnagyobb részét a gerjesztőkeres induktivitása jelenti, amely

nagy határok között változik.

Ezen kívül soros motoroknál az örvényáramok sem hanyagolhatók el: az áram változása olyan gyors, hogy jelentős örvényáram-hatással kell számolni még lemezelt vastest esetén is. A gyakorlati tapasztalat azt mutatja, hogy a fellépő áramcsúcs nem különbözik jelentősen a hasonló méretű külsőgerjesztésű gép áramcsúcsától. Az átmeneti folyamatot a 3.51.a ábrán tüntettük fel. A motor árama a motor indításának pillanatában meghaladja a terhelő áramot, mivel a fluxus az emlitett örvényáram-hatás miatt késik az áramhoz képest. Az áram maximumának pillanatában azonban a fluxus már jóval nagyobb a terhelőáramhoz statikusan tartozó fluxusnál, ezért a belső feszültség is viszonylag nagy, és ez csökkenti a kialakuló áramcsúcsot.



3.51. ábra Soros és vegyes gerjesztésű motorok  $W(t)$  és  $I(t)$  időfüggvényei közvetlen indításkor

Még bonyolultabb viszonyokat kapunk vegyes gerjesztésű gépre. Az örvényáram hatás itt nem lesz jelentős, mivel a külső gerjesztőkeres visszatartja, lassítja a fluxus időbeli változását. A viszonyokat a 3.51.b.ábra szemlélteti. A gerjesztőkeres árama jelentősen csökkeni fog az indítás elején, mivel a tekercs ellenáll a soros gerjesztés miatt fellépő fluxusnövekedésnek. Ez a hatás - armaturavisszahatásként - tulajdonképpen külső gerjesztésű gépeknél is fennáll, csak ott a kisebb fluxuskapcsolat miatt kevésbé jelentős.

A soros- és vegyesgerjesztésű gépek átmeneti folyamatának számítása csak számítógépes eljárásokkal vagy grafikus módszerekkel lehetséges.

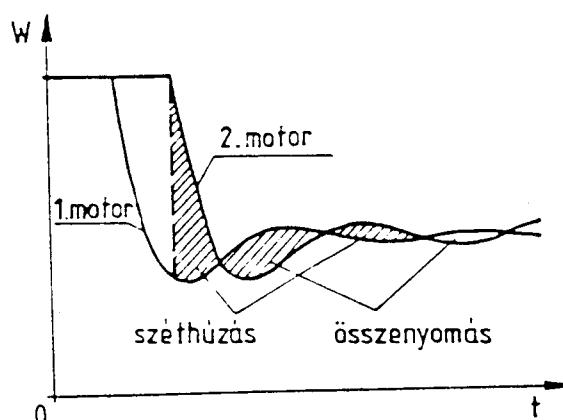
### 3.8.2. Terhelőnyomaték ugrásszerű változtatása

Az egyenáramú motorok gyakran dolgoznak erősen változó terheléssel. Vizsgáljuk most a lökészerű terhelésváltozás esetét. Ha a motor tengelyén hirtelen nyomatéknövekedés lép fel, akkor a motor szögsebes-

sége csökkeni kezd. A szögsebesség esése az

$$IR + L \frac{dI}{dt}$$

feszültségeséstől függ és így, amig az áram nő, ( $\frac{dI}{dt} > 0$ ), addig a motor szögsebessége végig a statikus mechanikai jelleggörbe alatt marad. Fizikailag ez azt jelenti, hogy az átmeneti szögsebességesés - az L induktivitás miatt - végig nagyobb lesz, mint a statikus görbe mentén. Technológiailag gyakran még a statikus szögsebességesés sem engedhető meg. Ilyenkor megfelelő szabályozást alkalmazunk. Pl. folytatónak hengersoroknál az állványok főhajtását a lemez minden egyes bemenetekor és kimenetekor éri lökésszerű terhelésváltozás, és mivel a lemez több állványon halad át, az átmeneti és állandósult fordulatszám, illetve



3.52. ábra Széthúzó és összenyomó erők a lemezben

azok idő szerinti integráljainak a különbsége határozzák meg a két állvány közötti lemezszakaszban fellépő erőket. A viszonyokat a 3.52. ábrán tüntettük fel. A fordulatszámok a terheléslokés következtében ingarán doznak és a lemezben hol összenyomó, hol széthúzó erők jönnek létre. A létrejövő deformációk nagyon károsan befolyásolják a lemez minőségét, ezért a gyakorlatban az ilyen hajtásokat gyorsszabályozóval látják el, amely a fordulatszámtéréseket a minimumra korlátozza. Vizsgáljuk meg, hogy milyen paraméterektől függ a nem szabályozott hajtás tranziszt szögsebességesése.

Feltételezzük, hogy a gép  $W_k$  és  $I_k$ -val jellemzett állandósult állapotban üzemel (3.53. ábra), amikor a motor tengelyén a terhelő nyomaték hirtelen megváltozik.

A kezdeti feltételek ( $T_{in} dW = -T_m dM$  figyelembevételével):

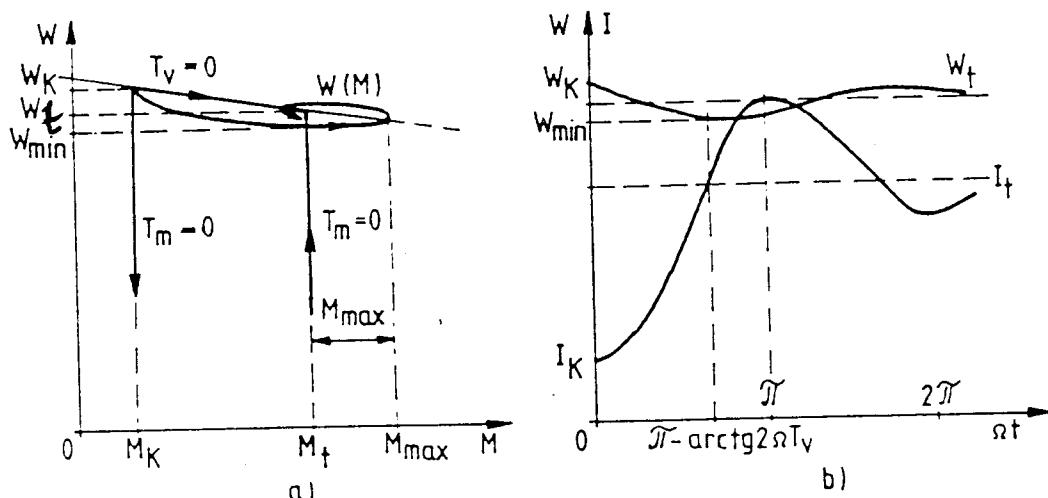
$$t=0: \quad W=W_k, \quad M=M_k, \quad (3.83)$$

$$\frac{dW}{dt} = \frac{M_k - M_t}{\theta} = \frac{W_t - W_k}{T_m}, \quad \frac{dM}{dt} = 0.$$

Ezekkel a (3.75) egyenletek megoldása:

$$W = \frac{W_k - W_t}{T_v \Omega} e^{-t/2T_v} \sin(\Omega t + 2 \arcsin \Omega T_v T_m) + W_t, \quad (3.84)$$

$$M = \frac{M_k - M_t}{\Omega \sqrt{T_v T_m}} e^{-t/2T_v} \sin(\Omega t + \arcsin \Omega T_v T_m) + M_t$$



3.53. ábra Szögsebesség-nyomaték (a ábra) és szögsebesség ill. áram-idő (b ábra) jelleggörbék terheléslökéskor

A dinamikus  $W(M)$  görbéket a 3.53.a ábrán rajzoltuk fel különböző  $T_v/T_m$  értékekre.  $T_v=0$  esetén a dinamikai görbe azonos az állandósult mechanikai görbével, míg  $T_m=0$ -ra a terheléslökés első pillanatában a motor  $W$  szögsebessége  $(-\infty)$ -hez tart, majd amikor a motor nyomatéka (árama) eléri az  $I_t$  értéket a szögsebesség ugrásszerűen felveszi a  $W_t$  értéket. Az időfüggvényeket a 3.54. ábra mutatja. Meg kell jegyezni, hogy terheléslökéskor,  $T_v/T_m < 0,25$  esetén, sem túláram, sem túllendülés nem jön létre.

A megoldás tulajdonképpen tükröképe a feszültséglökésre kapott (3.78) megoldásnak, mivel a kezdeti feltételek is tükröképei egymásnak.

Az üzem szempontjából fontos a  $W_{min}$  minimális szögsebesség meghatározása, amely akkor lép fel, amikor a motor  $M$  nyomatéka először lesz egyenlő a terhelőnyomtékkal ( $M=M_t$ ):

$$\sin(\Omega t + \arcsin \Omega \sqrt{\frac{T_v}{T_m}}) = 0 ,$$

ebből

$$\Omega t = \pi - \arcsin \Omega \sqrt{\frac{T_v}{T_m}} . \quad (3.85)$$

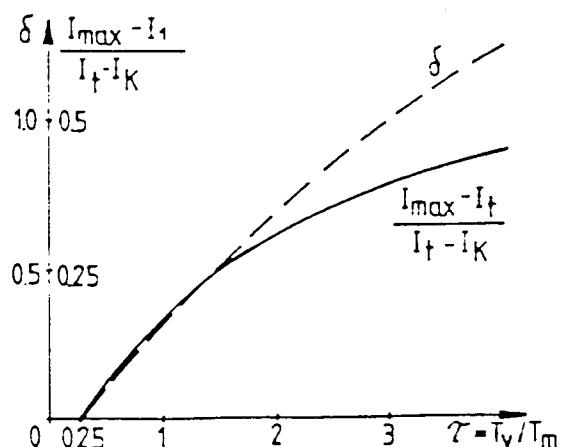
Behelyettesítve az  $\Omega t$  értékét a szögsebesség egyenletébe:

$$W_{\min} = -(W_k - W_t) \sqrt{\frac{T_v}{T_m}} e^{-\frac{\pi - \arcsin \Omega \sqrt{\frac{T_v}{T_m}}}{2T_v \Omega}} + W_t ,$$

ill. a maximális relativ szögsebességesés:

$$\delta = \frac{W - W_{\min}}{W - W_t} = \sqrt{\frac{T_v}{T_m}} e^{-\frac{\pi - \arcsin \Omega \sqrt{\frac{T_v}{T_m}}}{2T_v \Omega}} = \sqrt{\frac{T_v}{T_m}} e^{-\frac{\pi - \arctg 2T_v \Omega}{2T_v \Omega}} . \quad (3.86)$$

A  $\delta(\tau)$  függvényt a 3.54. ábrán tüntettük fel ( $\tau = T_v / T_m$ ). Hogy  $\delta$ -át kis értéken lehessen tartani kis  $T_v$  és nagy  $T_m$  szükséges, tehát kis induktivitású és nagy tehetetlenségi nyomatékú gépek szükségesek. Az armatúra ellenállás csökkentése növeli a lengési hajlamot, de csökkenti a statikus hibát, tehát hatása nem egyértelmű. Igyekszünk az aperiódikus üzemet, vagy ahhoz közeli viszonyokat elérni. Ismert, hogy ilyenkor célszerű, ha a rendszer csillapítási tényezője  $\epsilon \approx 0,7$ , tehát



3.54. ábra Külső gerjesztésű motor túlárama és szögsebességesése terheléslökéskor

$$\varepsilon \cong \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_m}{T_v}} \quad (3.87)$$

miatt ilyenkor  $T_v/T_m = 1/1,4^2 \approx 0,5$ .

Túláram nem szokott fellépni (3.54. ábra). Ugyanis maximális áram  $\Omega t = \pi$ -nél lép fel, értéke

$$\frac{I_{\max} - I_t}{I_t - I_k} = e^{-\pi/2T_v \Omega}, \quad (3.88)$$

vagyis értéke legfeljebb  $2I_t$  lehet ( $I_k = 0$  esetén).

Általában már az aperiódikus vagy ahhoz közelí üzemet is csak szabályozóval tudjuk biztosítani, és a szabályozó feladata a dinamikus szögsebességesésnek valamint az időbeli integráljának korlátozása is.

Példa:

Legyen  $M_t = I_t = 1$ ;  $I_k = 0$

1./  $T_v/T_m = 0,25$ .

Ebben az esetben  $\Omega = 0$ ,  $\delta = 0$ ,  $I_{\max} = I_t$ .

2./  $T_v/T_m = 2,5$ .

Ilyenkor

$$2T_v \Omega = 2T_v \sqrt{\frac{1}{T_v T_m} - \frac{1}{4T_v^2}} = \sqrt{4 \frac{T_v}{T_m} - 1} = 3.$$

A (3.83-ból):

$$\delta = \sqrt{2,5} e^{-\frac{\pi - \arctg 3}{3}} = 0,84.$$

A (3.88-ból):

$$I_{\max} = I_t (1 + e^{-\frac{\pi - \arctg 3}{3}}) = 1 + e^{-\pi/3} = 1,35.$$

3./  $\varepsilon = 0,7$ ;  $T_v/T_m \cong 0,5$ .

Ezzel  $2T_v \Omega = \sqrt{4 \cdot 0,5 - 1} = 1,0$ ,

$$\delta = \sqrt{0,5} e^{-\frac{\pi - \arctg 1,0}{1,0}} = 0,067,$$

$$I_{\max} = 1 + e^{-\pi/1,0} = 1,04 .$$

### 3.8.3. Fluxusváltoztatás

Egyenáramú gépek fluxusának változtatásakor a belső feszültség és a nyomaték egyenlete már nem lineáris, ezért a szabályozástechnikai vizsgálatot az új munkaponttól való eltérésekre korlátozzuk.

Jelöljük nagy betűkkel a munkapont adatait, mikor kis betűkkel az eltéréseket. Ezzel:

$$\begin{aligned} u_b &= K\Phi w + Kw\varphi , \\ m &= K\Phi i + Ki\varphi . \end{aligned} \quad (3.89)$$

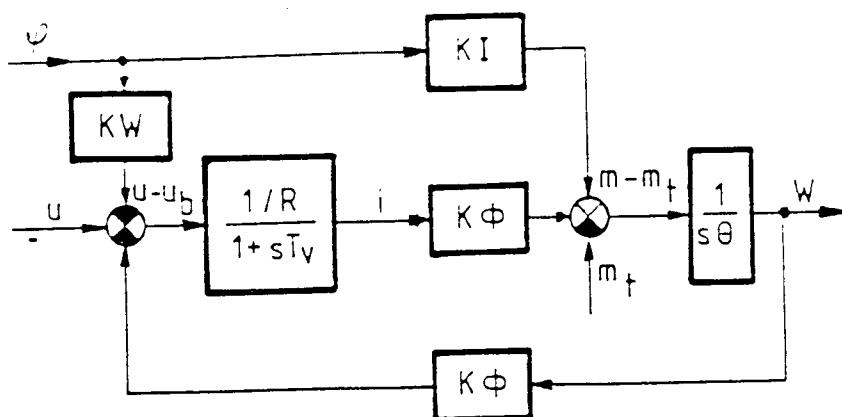
Egyelőre kompenzált gépet tételezzünk fel. Mivel az armaturateker-cselés a  $d\varphi/dt$  transzformátoros feszültségre nem érzékeny (az armatúra és a gerjesztőkeres gerjesztési tengelyei merőlegesek egymásra), ezért az armatúra feszültsége egyenlete nem változik. A (3.89)  $u_b$  feszültségesés figyelembevételével és a Laplace-transzformáltra áttérve:

$$u = iR + Lsi + K\Phi w + Kw\varphi = iR(1+sT_v) + k\Phi w + kw\varphi . \quad (3.90)$$

A mozgási egyenlet nem módosul, csak  $m$  értékét (3.89)-ből kell venni:

$$Ki\varphi - m_t = \Theta sw . \quad (3.91)$$

Az utolsó két egyenlet alapján a 3.55. ábra szerinti blokkvázlat rajzolható fel, ahol a  $\varphi$  fluxus a rendszer új bemenő jele lesz (az  $u$  és  $m_t$  után). Pl. a motor  $w$  szögsebessége és  $\varphi$  fluxusa között a következő átviteli függvény adódik:



3.55. ábra Egyenáramú motor blokkvázlata fluxusának változásakor

$$Y_{w\varphi} = - \frac{1 - \frac{IR}{U-IR}}{s^2 T_m T_v + sT_m + 1} \frac{W}{\Phi} . \quad (3.92)$$

Ebből pl. ellenőrizhető az előbbi fejezetben kapott eredmény, hogy a fluxus nem változtatja a szögsebességet abban a munkapontban, ahol  $U=2U_b$ . Valóban a számláló az állandósult állapotban ( $s=0$ ) akkor lesz zérus, ha  $U-IR-IR=0$ , tehát, ha  $U=2IR$ . De ilyenkor  $U=U_b+IR$  következtében  $U=2U_b$ . Tranziens üzem alatt azonban a szögsebesség eltérhet a  $W$ -től.

Külső gerjesztésű gépnél a motor fluxusa veszteségmentesen az  $u_g$  gerjesztőfeszültséggel változtatható:

$$u_g = i_g R_g + 2pL_{gs} \frac{di_g}{dt} + 2p N_g \frac{d\varphi}{dt} , \quad (3.93)$$

ahol  $L_{gs}$  - a gerjesztőtekercs szórása (egy pólusra);

$N_g$  - a gerjesztőtekercs menetszáma egy póluson;

$2p$  - pólusszám (feltételezzük, hogy a pólusok tekercseit sorba kötöttük).

A kompenzált motor fluxusát - az örvényáramok elhanyagolásával - csak az  $i_g$  áram határozza meg. Eltérexekre:

$$\varphi = \left[ \frac{d\Phi}{dI_g} \right]_{I_g = \text{áll.}} \cdot i_g = N_g \lambda i_g , \quad (3.94)$$

ahol  $\left[ \frac{d\Phi}{dI_g} \right]_{I_g = \text{áll.}} = N_g \lambda$  - a mágnesezési görbe meredeksége az  $I_g$  pontban,

$\lambda$  - a légrés és a vas mágneses vezetőképessége.

Behelyettesítve az  $i_g$ -t (3.94)-ből a (3.93)-ba, és Laplace-transzformálva:

$$u_g = \frac{R_g}{N_g \lambda} \left[ 1 + s \frac{2pL_{gs} + 2pN_g^2 \lambda}{R_g} \right] \varphi ,$$

vagy

$$T_g = [2pL_{gs} + 2pN_g^2 \lambda] / R_g \quad (3.95)$$

gerjesztőkori időállandóval:

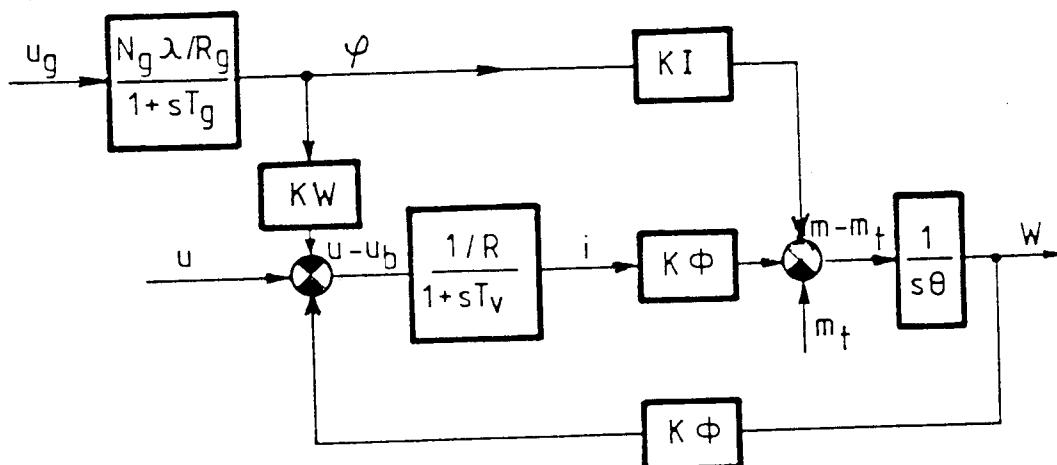
$$\varphi = \frac{u_g}{1+sT_g} \frac{N\lambda}{R_g} . \quad (3.96)$$

Ezzel kiegészítve a 3.55. ábrát a külső gerjesztésű gép 3.56. ábrán látható bokkvázlatához jutunk.

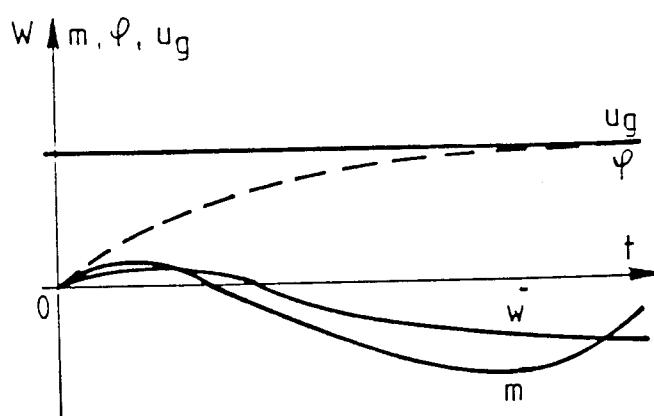
Az időfüggvényeket az  $u_g$  növelésekor a 3.57. ábrán rajzoltuk fel. Érde-

mes észrevenni, hogy a motor nyomatéka először növekszik mivel a növekvő  $\varphi$  fluxus azonnal hat a nyomatékra, miközött az áram csökkenése - a növekvő belsőfeszültség miatt - csak az armaturakör  $T_v$  időállandójával alavül ki. Ezért a szögsebesség is először kissé növekszik és csak ezután kezd csökkenni.

A zárt rendszernek a szögsebesség és a gerjesztőfeszültség közötti átviteli függvénye (3.92) és (3.96) segítségével határozható meg.



3.56. ábra Külső gerjesztésű motor blokkvázlata a gerjesztő feszültség változtatásakor



3.57. ábra Külső gerjesztésű motor átmeneti függvényei gerjesztőköri feszültségének növelésekor

$$Y_{WU_g} = - \frac{1 - \frac{IR}{U-IR} \frac{(1+sT_v)}{s^2 T_m T_v + sT_m + 1}}{\frac{N_g \lambda}{1+sT_g}} \frac{W}{\phi} \frac{1}{R_g}, \quad (3.97)$$

amely strukturálisan stabilis rendszernek felel meg (mivel a nevező gyökeinek valós része mindenkor negatív). Tehát, amíg az armatura vissza- hatás elhanyagolható, addig a külsőgerjesztésű gépek fluxusváltoztatá- sakor a rendszer biztosan stabilis marad.

Soros motoroknál a motor fluxusa az áramtól függ. Ha figyelembe vesszük az örvényáramokat, akkor első közelítésként a 3.10. ábrához hasonló ábra rajzolható fel és ezért:

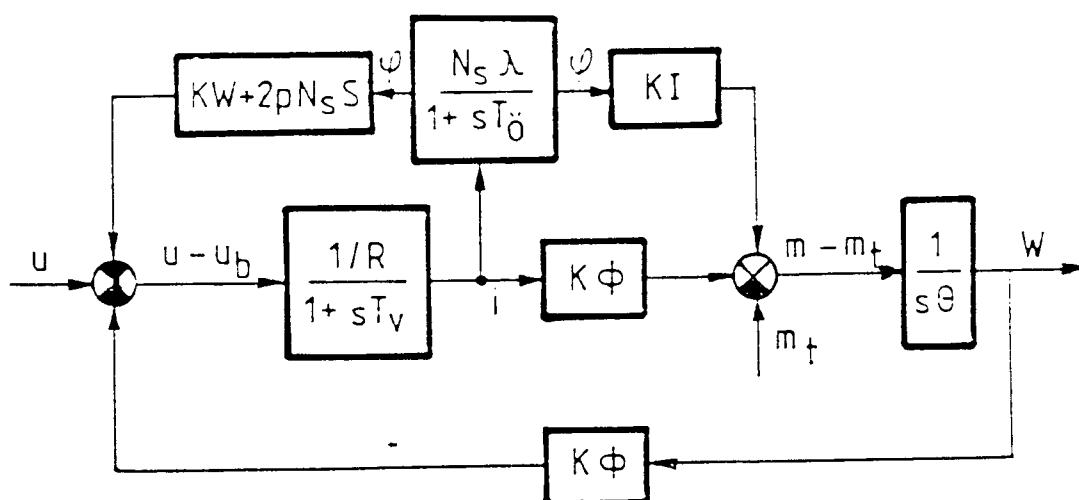
$$\varphi = \frac{1}{1+sT_0} N_s \lambda i, \quad (3.98)$$

ahol  $T_0$  - az örvényáramok időállandója;

$N_s$  - a soros gerjesztőtekercs menetszáma (egy póluson).

Ilyenkor az armaturakör feszültségegyenlete bonyolultabb lesz, mivel a soros tekercsben is indukálódik  $\frac{2pN_s}{s} \frac{d\varphi}{dt}$  feszültség. A Laplace transz- formált egyenlet (ha az L-ben a soros tekercs szórását is figyelembe vesszük) a következő lesz:

$$u = iR + Lsi + 2p \frac{N_s}{s} \varphi + KW \varphi + K\Phi_w. \quad (3.99)$$



3.58. ábra Soros gerjesztésű motor blokkvázlata

Ezzel a 3.58. ábrán felrajzolt blokkvázlathoz jutunk. Ha  $T_0 \approx 0$  közelítéssel élünk, akkor  $\varphi = N_s \lambda i$  lesz és az armatúra feszültségegyenletében a soros tekercs teljes induktivitását az armatúrakör L induktivitásában lehet figyelembe venni.

Vegyes gerjesztésű gépeknél a blokkvázlat levezetésekor figyelembe

kell venni a soros és a külső gerjesztőtekercsek kölcsönös induktivitását is.

### 3.8.4. Armatura-visszahatás miatti fluxusváltozás

Az armatúra-visszahatás elsősorban a külsőgerjesztésű gépeknél vezethet labilitáshoz, ezért csak ezekkel a gépekkel foglalkozunk. A motor alapegyenletei nem változnak, mivel továbbra is feltételezzük, hogy az armatúra kefái semleges zónában vannak, és így az armatúra tekercs nem érzékeny a  $d\varphi/dt$  fluxusváltozásra. Igy továbbra is érvényes a 3.55. ábra blokkvázlata. A motor fluxusa azonban most, az armatúra visszahatás miatt, a motor áramától is függ:

$$\varphi = \frac{\partial \Phi}{\partial I_g} i_g + \frac{\partial \Phi}{\partial I} i , \quad (3.100)$$

ahol

$$\frac{\partial \Phi}{\partial I_g} = N_g \lambda - \text{a mágnesezési görbe érintője az } I_g = \text{áll. pontban};$$

$$\frac{\partial \Phi}{\partial I} = a\lambda - \text{a } \Phi(I) \text{ görbe érintője az } I = \text{áll. pontban}.$$

A fentiek miatt

$$\varphi = (N_g i_g + a_i) \lambda . \quad (3.101)$$

A fenti egyenletből fejezzük ki az  $i_g$ -t és helyettesítsük be a gerjesztőkör (3.93) egyenletébe:

$$u_g = \left[ \frac{\varphi}{\lambda} - a_i \right] \frac{R_g}{N_g} + 2pL_{gs} \left[ \frac{s\varphi}{\lambda N_g} - \frac{sia}{N_g} \right] + 2pN_g s\varphi .$$

Rendezzük az egyenletet  $\varphi$ -re és használjuk fel (3.95)-öt:

$$\varphi = \frac{u_g}{R_g} \frac{1}{1+sT_g} \lambda N_g + \frac{1+sT_g}{1+sT_g} \lambda a_i , \quad (3.102)$$

ahol  $T_{gs} = \frac{2pL_{gs}}{R_g}$  - a gerjesztőkör szórási fluxusokra vonatkozó időállandója.

Állandósult állapotban a (3.102.) alapján az i áram  $\varphi = \lambda i$  fluxus-változást hoz létre (mivel ilyenkor  $s=0$ ). Az armatúra feszültségegyenlete az állandósult állapotban  $u_g = 0$  és  $u=0$ -val:

$$u = iR + KW\lambda i + K\Phi w = 0 ,$$

ebből a szögsebesség:

$$w = -\frac{i}{K\Phi} (R+KW\lambda) = -\frac{i}{K\Phi} (R+R_s) ,$$

ahol  $u_g = 0$  és  $R_s = KW\lambda$  járulékos tag az armatúra-visszahatás miatt fellépő soros ellenállás szerepét játsza. Pl., ha az armatúra-visszahatás csökkeneti a fluxust, akkor  $a < 0$ , tehát  $R_s < 0$  és a  $w(i)$  jelleggörbe emelkedővé válik, ha

$$-R_s > R . \quad (3.103)$$

A  $\lambda a = \frac{R}{KW}$  jelöléssel (3.102.) egyenlet új alakja:

$$\varphi = \frac{u_g}{R} \frac{1}{1+sT_g} \lambda N_g + \frac{1+sT_{gs}}{1+sT_g} \frac{R}{KW} i . \quad (3.104)$$

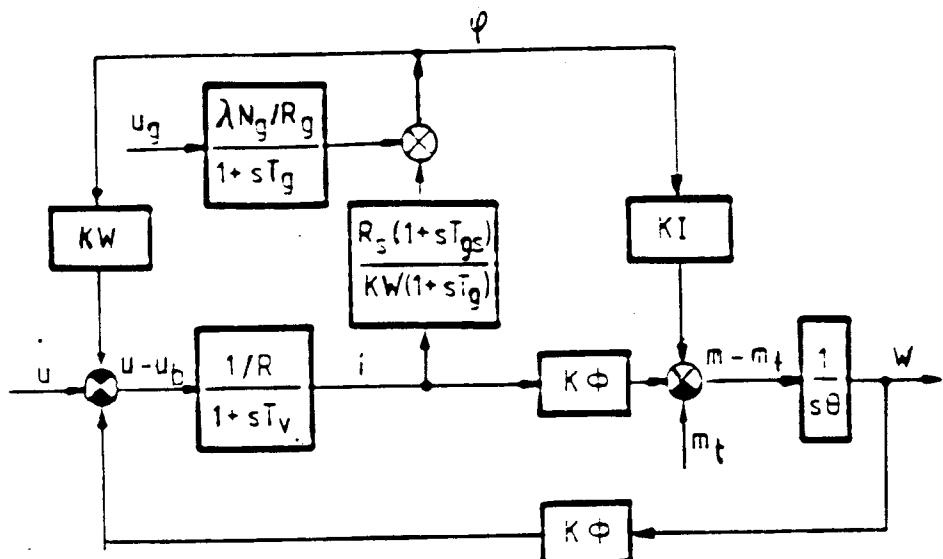
Ezek után a 3.55. ábrát kiegészíthetjük a (3.104) egyenletnek megfelelő résszel és ezzel megkapjuk az armatúra-visszahatást is figyelembevő blokkvázlatot (3.59. ábra). Ennek segítségével megvizsgálhatjuk a hajtás stabilitását ( $u_g = 0$  mellett). Fokozatosan leegyszerűsítve a 3.59.a ábrát, jutunk a 3.59., majd a 3.59.c ábrához. A zárt rendszer karakterisztikus egyenlete a 3.59.c ábra alapján levezethető.

A  $T_v = L/R = 0$  és  $T_{gs} = 0$  közelítéssel a felnyitott gép átviteli függvénye a következő alakú:

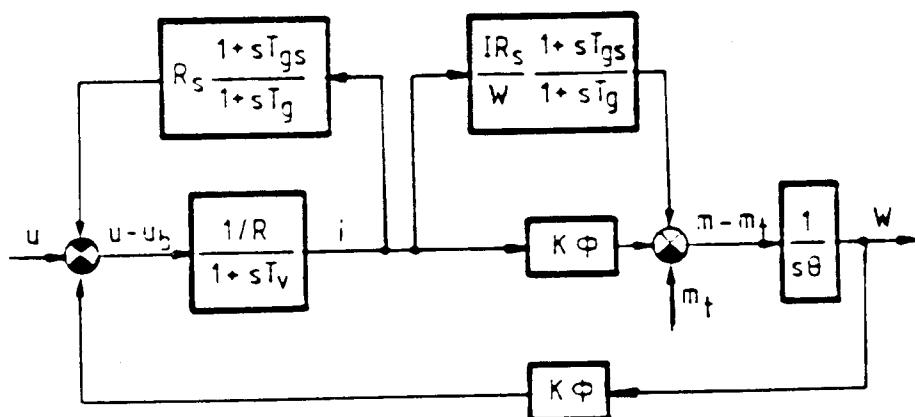
$$Y_{uw} = \frac{\frac{IR}{W} + \frac{K\Phi(1+sT_g)}{R}}{s[1+sT_g + \frac{s}{R}]} . \quad (3.105)$$

Ezzel a zárt kör átviteli függvénye:

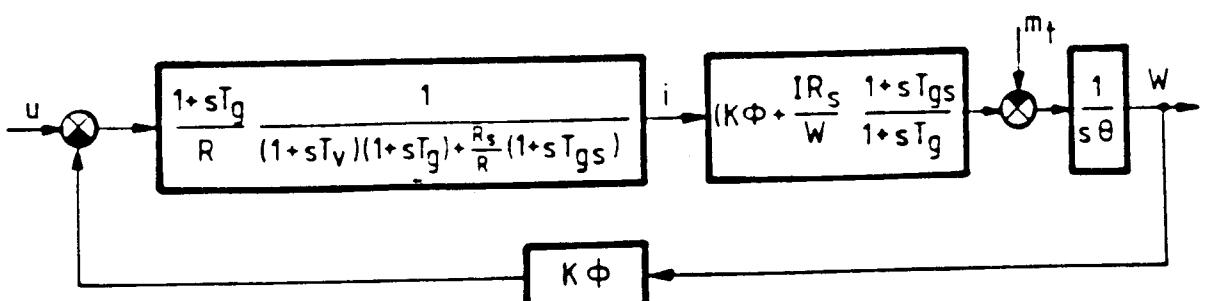
$$Y_{uw}^* = \frac{1}{1/Y_{uw} + K\Phi} = \frac{\frac{IR}{W} + \frac{K\Phi(1+sT_g)}{R}}{(1+sT_g + \frac{s}{R})s\theta + K^2\Phi^2(1+sT_g)^2 + \frac{IR}{W}} . \quad (3.106)$$



a)



b)



c)

3.59. ábra Külső gerjesztésű motor blokkvázlata armatúra visszahatás figyelembevételével  
 a) alap      b) átalakított      c) eredő vázlat

$T_m = \frac{\theta R}{K^2 \Phi^2}$  jelöléssel a karakterisztikus egyenlet:

$$T_g T_m s^2 + \left( \frac{R+R_s}{R} T_m + T_g \right) s + 1 + \frac{IR_s}{K\Phi W} = 0 , \quad (3.107)$$

tehát a stabilitás két feltétele:

$$- \frac{R_s}{R} < 1 + \frac{T_g}{T_m} , \quad (3.108)$$

és

$$1 + \frac{IR_s}{K\Phi W} > 0 . \quad (3.109)$$

Az első feltétel szerint a hajtás csak emelkedő szögsebesség-áram jelleggörbe esetén válhat labilissá ( $-R_s > R$ ), de itt is csak akkor ha nem teljesül a (3.108.) feltétel. A második feltétel az  $R_s = \lambda a K W$  miatt felírható más alakban is:

$$1 + \frac{I\lambda a}{\Phi} > 0 , \quad (3.110)$$

tehát az armatúra lemágnesező hatása a fluxus eredeti értékét legfeljebb a felére csökkentheti. Általában az első stabilitási feltétel szigorúbb.

#### **4. EGYENÁRAMÚ HAJTÁSOK VÁLTOZÓ FESZÜLTSÉGGEL**

A korszerű egyenáramú hajtásokat változtatható feszültségű szabályozott áramforrás táplálja.

Ez az áramforrás lehet:

a./ Szinkron vagy aszinkron motorral hajtott egyenáramú generátor, amely gerjesztésének a változtatásával szabályozzuk az egyenáramú motor szögsebességét. Villamos hálózat hiányában Diesel-motort, vagy - ami már nagyon ritka - gőz- ill. gázturbinát is felhasználhatunk az egyenáramú generátor hajtására, de ezekben az esetekben az egyenáramú motor generátoros fékezése nem valósítható meg (a tengelyen felvett energiát nincs hová visszatáplálni), ezért a hajtás minőségi jellemzői romlanak. Ez a klasszikus szabályozott hajtás, melyet az irodalomban Ward-Leonard hajtásnak nevezünk.

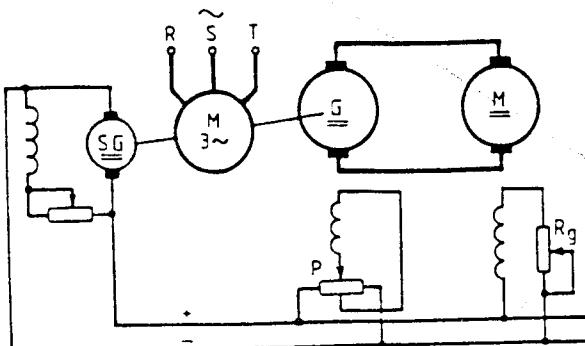
b./ Hálózat-vezérelt tirisztoros áramirányító, amelynél a kimenő egyenáramú feszültséget az egyenirányító - hálózathoz szinkronizált - gyújtásszögének változtatásával szabályozzuk.

c./ Egyenáramú hálózatról táplált, un. egyenáramú szaggató (chopper), amelynél a motorra jutó feszültség középértékét a szaggatóval szabályozzuk azáltal, hogy a szaggató - viszonylag nagy frekvenciával - a motorra hol zérus értékű, hol teljes feszültséget kapcsol.

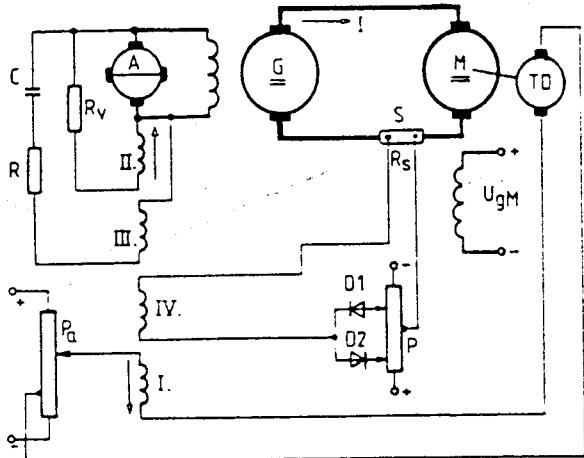
Az egyes megoldások között jelentős különbségek vannak az elérhető szabályozási idő, hatásfok, beruházási-, üzemeltetési költsegek stb. szempontjából.

##### **4.1. Ward-Leonard hajtás**

A Ward-Leonard hajtást már a múlt században is alkalmazták (először 1891-ben vontatási célokra) és sokáig ez a hajtástípus volt az egyetlen olyan hajtás, ahol a motor szögsebességét folyamatosan és széles sávban lehetett változtatni, ill. a motor indítása, fékezése és irányváltása folyamatosan végrehajtható volt nagy áramú mágneskapcsolók alkalmazása nélkül. A 4.1-4.3. ábrán összefoglaltuk a Ward-Leonard hajtás három generációját. A 4.1. ábra a legrégebbi változatot ábrázolja, ahol a generátor és a motor gerjesztő tekercseinek táplálása egy öngerjesztő üzemben működő SG segédgenerátorról történik. A rendszer nehézes, a gerjesztések változtatása kézi potenciométerekkel történt, és minden változtatás kihatott az egész rendszerre. Ezért a rendszer már általában nem képes kielégíteni a technológiai követelményeket, bár országunkban ez a rendszer még néhány helyen megtalálható. A rendszer előnye volt, hogy ebben minden együtt élt, még a betáplálás is csak a Ward-Leonard generátor meghajtó motorjához kellett; így aztán pl. nem volt szükség még az egyenáramú gerjesztésének kimaradása elleni védelemre sem (amely feltétlenül szükséges minden olyan esetben, amikor a motor gerjesztését külön áramforrásról tápláljuk).



4.1. ábra W-L hatás (szabályozás nélkül)

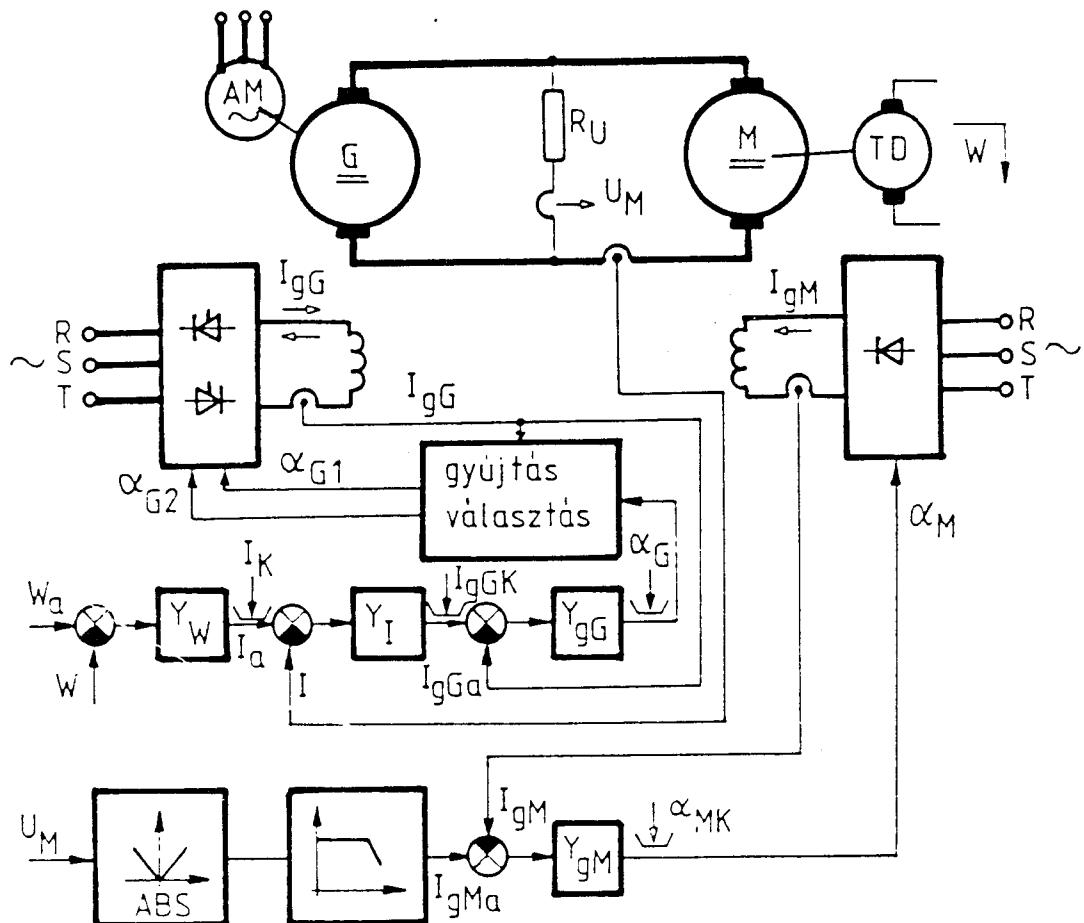


4.2. ábra W-L hajtás forgógépes erősítővel

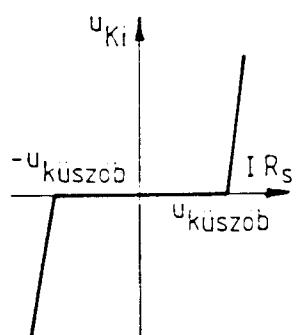
A 4.2. ábrán a 30-as évektől és főleg a második világháború után üzembe helyezett Ward-Leonard hajtások elvi kapcsolása látható. A hajtás jellemző gépe az amplidin, amely forgó villamosgépes erősítőként működött (a teljesítmény erősítési tényezője 5000-10000 körül mozgott). Az amplidint általában négy gerjesztő tekercssel látták el. Mint az ábrából látható az első tekercsre az alapjel és a negatívan visszacsatolt szögsabességgel arányos feszültség különbsége jut. A második tekercs az amplidin feszültségéről vett negatív visszacsatolást valósít meg, ezzel linearizálja az amplidin átvitelét és csökkenti az amplidin viszonylag nagy remanencia feszültségét. A harmadik tekercs általában a negatív dinamikus (tehát csak dinamikában ható) visszacsatolásé, amellyel a hajtás stabilitását lehetett javítani.

A negyedik tekercset - amely azzal különbözött a többiből, hogy kis ellenállású volt - áramkorlátozási célokra használták. A 4.2. ábrából látható, hogy a korlátozó áramkör csak akkor működik, ha az áram meghalad egy bizonyos küszöbértéket (4.4. ábra), melyet  $P$  potenciometterrel lehetett beállítani. Ugyanis amig a söntön fellépő  $I_{R_s}$  feszültség ki-

sebb, mint a  $P$  potenciometeren beállított feszültség, addig a D1 és a D2 dióda megakadályozza, hogy a tekercsben áram keletkezzen. Amikor a sönt feszültsége meghaladja a küszöbértéket, akkor - a polaritástól függően - a D1 vagy a D2 dióda kinyit és a IV. tekercsben - kis ellenállása miatt - erőteljesen nő a gerjesztés és azáltal az amplidin feszültsége olyan irányban változik, hogy a főáramköri áram lecsökken a küszöbérték alá.



4.3. ábra W-L hajtás a gerjesztések áramirányítós táplálásával



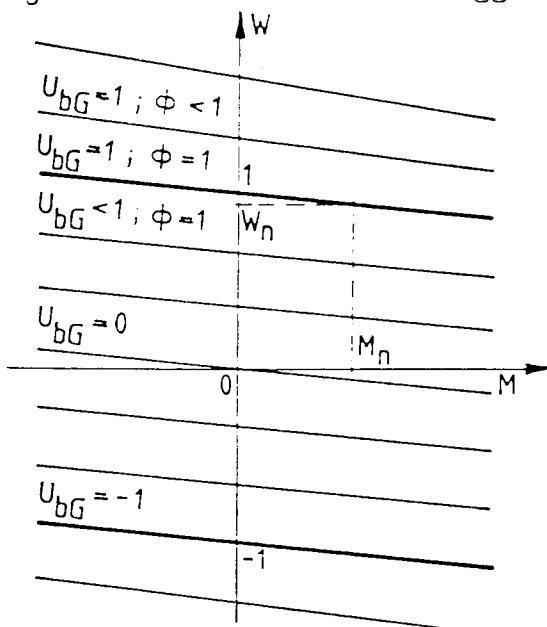
4.4. ábra Áramkorlátozás jelleggörbéje

Ez a hajtástípus már képes volt jelentős technológiai követelményeket teljesíteni, de a szabályozó köreinek szabályozási ideje korlátolt, a stabilitás és a megfelelő minőség elérése komoly munkát igényelt és a szabályozó körökben disszipált teljesítmény is jelentős. A forgógépes erősítő erősítési tényezője a mai lehetőségekhez képest nagyon kicsi volt, ezenkívül az amplidin jelentős karbantartást igényelt,

ezért ma már ilyen hajtásokat nem tervezünk.

A 4.3 ábrán a korszerű Ward-Leonard hajtást ábrázoltuk. Itt mind a generátor, mind a motor gerjesztését a vezérelt áramirányító szabályozza. A generátor gerjesztésével - mivel a motort általában mind a két irányban kell forgatni - a polaritást is változtatni kell. Ezt az ábrán két szemben kapcsolt tirisztorral jelezük. A szabályozó rendszer már analóg vagy digitális integrált áramkörökre épül és ez nemcsak csökkenette a szabályozó és a vezérlő áramkörök méretét és energia fogyasztását, hanem minőségi változásokhoz is vezetett (pl. az un. alárendelt szabályozás megvalósítása, az adaptív szabályozás alkalmazása, a mechanikai és villamos berendezést ellenőrző és felügyelő rendszer beépítése).

A 4.5. ábrán felrajzoltuk a motor mechanikai jelleggörbéit. Két tartományt lehet megkülönböztetni: a névleges szögsebességig a mechanikai jelleggörbék párhuzamosak, a motort a generátor  $U_{bg}$  belsőfeszültségének változtatásával szabályozzuk; névleges szögsebességtől a motor gerjesztését, tehát  $\Phi$  fluxusát kell csökkenteni, és a mechanikai jelleggörbék ebben a tartományban - a motor fluxusának csökkentésével összhangban - minden jobban esnek a terhelés függvényében.



4.5. ábra Szabályozatlan W-L hajtás mechanikai jelleggörbéi

A második tartományban a generátor feszültsége állandó marad, ezért a tipusteljesítménye nem növekszik a motor szögsebességének a névleges fölé emelésekor. Természetesen ennek az előnynek az a hátránya, hogy  $W > W_n$  tartományban a motor megengedhető nyomatéka csökken, de a hajtások nagy részénél a névlegesnél nagyobb szögsebességeken általában jelentősen csökken a nyomaték-igény is.

Szabályozás nélkül a motor szögsebessége észrevehetően csökken a terhelés növelésekor, - még eltekintve a generátor szögsebességének változásától is (pl. aszinkron hajtó motor esetén) - mert az armatúra-kör teljes ellenállása most a generátor belsőellenállásával növekszik:

$$R_{\Sigma} = R_b + R_{bg},$$

így a motor szögsebessége:

$$\omega = \frac{U_{bg}}{K\phi} - \frac{M R_{\Sigma}}{(K\phi)^2} \quad (4.1)$$

lesz, ezért a motor szögsebességesése durván a duplájára növekszik, amit szabályozással kell kikompenzálni. Az  $R_{\Sigma}$  ellenállásban természetesen az összekötő vezetékek ellenállását is figyelembe kell venni. Ugyanez vonatkozik a főáramkör induktivitására is:  $L_{\Sigma} = L + L_G$ .

Tehát a motor főáramkörére a következő egyenlet érvényes:

$$U_{bg} = IR_{\Sigma} + L_{\Sigma} \frac{dI}{dt} + U_b, \quad (4.2)$$

vagy Laplace-transzformált alakban:

$$I = \frac{U_{bg} - U_b}{R_{\Sigma}(1+sT_v)}, \quad (4.3)$$

ahol:  $T_v = L_{\Sigma}/R_{\Sigma}$ , értéke tehát gyakorlatilag megegyezik az egyedül álló gép villamosköri időállandójával.

A továbbiakban csak a 4.3. ábrán feltüntetett rendszerrel foglalkozunk.

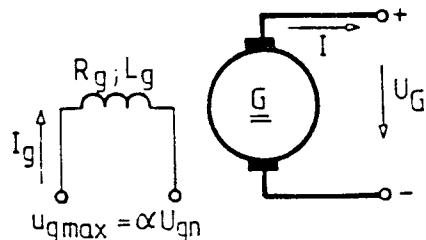
#### 4.1.1. A gerjesztés szabályozása

Most vizsgáljuk meg a 4.3. ábrán feltüntetett gerjesztés szabályozók üzemviszonyait. A gerjesztőkörök átmeneti folyamatainak vizsgálata elégé bonyolult a fluxus és a gerjesztő áram nem lineáris kapcsolata, valamint az örvényáramok hatása miatt. Az analitikai vizsgálatot legtöbbször lineáris közelítésre korlátozzuk, míg az örvényáramok hatását vagy elhanyagoljuk, vagy - első közelítésként - az örvényáramok állandó értékre felvett időállandóját hozzáadjuk a gerjesztőkörök időállandójához. Mivel a gerjesztés változtatásának általában elégé gyorsnak kell lennie, azért az ilyen üzemre gyártott gépek legtöbbször lemezelt vastesttel készülnek. Ezzel nemcsak az örvényáramok csökkennek jelentősen, hanem észrevehetően javulnak a gép kommutációs viszonyai is, mivel a segédpólus gerjesztése és indukciója fázisban közelebb kerül egymáshoz.

A gerjesztésszabályozás gyorsaságát a technológiai követelmények határozzák meg. Pl. reverzáló hengerművek hajtásainál az irányváltásnak általában 0,5-1 sec alatt kell lezajlania. Ward-Leonard rendszerben (és itt több ezer kW-os teljesítménnyel van szó) az irányváltás a generátor átpolarizálásával történik. Az ilyen generátor gerjesztőkori időállandója kb. 2-4 sec, tehát a generátor átpolarizálását jelentősen gyorsí-

tani, - vagy elterjedt kifejezéssel - forszírozni kell.

Lényegében ugyanez áll magára a motorra is: a névlegesnél nagyobb fordulatszámhoz a motor gerjesztését csökkenteni kell, és a folyamatot itt is gyorsítani kell, ugyanis néhány ezer kW-os motor gerjesztőkori időállandója 3-6 sec lehet.



4.6. ábra A gerjesztés forszírozása

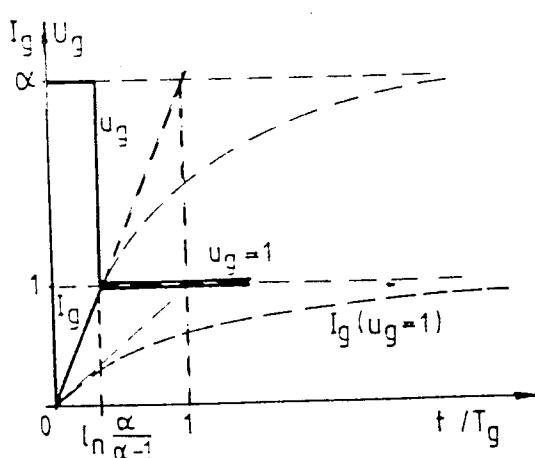
A forszírozást azzal érjük el, hogy a gép gerjesztőtekercsére az  $U_{gn} = I_{gn} R_g$  névleges gerjesztőfeszültségnél jóval nagyobb,  $\alpha \cdot U_{gn}$  feszültséget kapcsolunk (4.6-4.7. ábra). Ezzel  $\alpha U_{gn} = I R + L \frac{dI}{dt}$ , vagyis:

$$I_g = \frac{\alpha U_{gn}}{R_g} \left[ 1 - e^{-t/T_g} \right]. \quad (4.4)$$

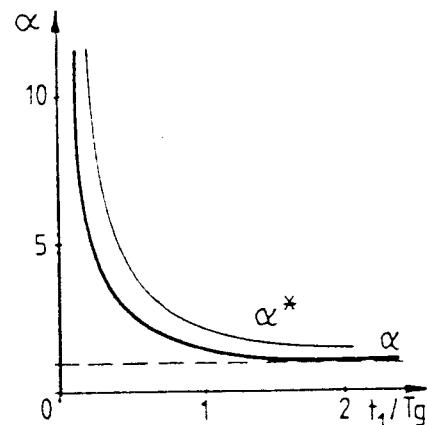
A motor gerjesztőárama  $t_1$  időben éri el az  $I_g = I_{gn} = \frac{U_{gn}}{R_g}$  névleges áramot,

ezzel:

$$\frac{U_{gn}}{R_g} = \frac{\alpha U_{gn}}{R_g} \left( 1 - e^{-t_1/T_g} \right),$$



4.7. ábra A gerjesztőfeszültség és a gerjesztőáram időfüggvényei



4.8. ábra Az  $\alpha = U_{gmax}/U_{gn}$  alkulása a felgerjedési idő függvényében

vagy az adott  $t_1$  idejű felgerjedéshez a következő  $\alpha$  szükséges:

$$\alpha = \frac{1}{1 - e^{-t_1/T_g}} \quad (4.5.a)$$

Kis  $\frac{t_1}{T_g}$ -re, közelítéssel:

$$\alpha \approx \frac{T_g}{t_1} \quad (4.5.b)$$

Az  $\alpha(t_1/T_g)$  viszonyt a 4.8. ábrán ábrázoltuk. A szükséges idő először nagyon jelentősen csökken az  $\alpha$  növekedésével, később pedig - jó közelítéssel -  $\alpha$ -val fordítottan arányosan. Fentiekben feltételeztük, hogy a nagy gerjesztőfeszültség mindaddig hat, amíg a gerjesztőáram eléri a névleges értékét, majd ugrásszerűen  $U_{gn}$ -re csökken (4.7. ábra).

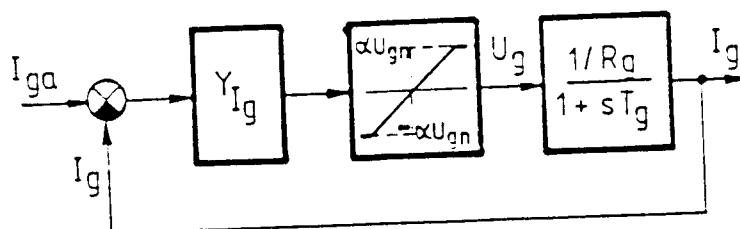
Ha a generátort egy adott  $t_1$  idő alatt át kell polarizálni (pl. a pozitív irányú névleges gerjesztőáramról a negatív névleges értékűre), akkor a fenti gondolatmenettel

$$\alpha^* = \frac{1 + e^{-t_1/T_g}}{1 - e^{-t_1/T_g}} \quad (4.6.a)$$

adódik. Kis  $t_1/T_g$ -re itt is jó közelítéssel

$$\alpha^* \approx 2 \frac{T_g}{t_1} - 1 \quad (4.6.b)$$

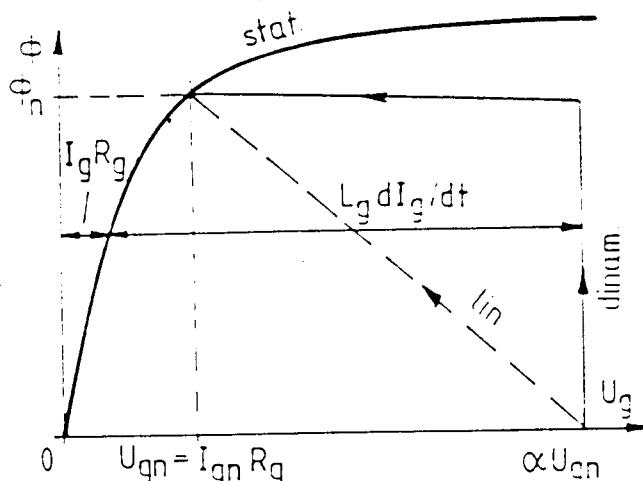
Az  $\alpha^*$  értékét a 4.8 ábrán szintén feltüntettük. A szükséges szabályozó kört a 4.9 ábrán rajzoltuk fel.



4.9. ábra A gerjesztőáram szabályozásának hatásvázlata

A szabályzó  $\gamma_g$  átviteli függvényű és telítődő erősítője biztosítja az állandó és maximális gerjesztőfeszültség kiadását mindaddig, amíg az áram közel kerül a gerjesztőáram  $I_{ga}$ -alapjeléhez. Akkor az erősítő ki-kerül a telítésből és a továbbiakban a gép gerjesztőfeszültsége, a visszacsatolás miatt viszonylag gyorsan, folyamatosan  $U_{ga}$ -ra csökken, ekkor beáll az állandósult állapot. A viszonyokat jól szemlélteti 4.10. ábra, ahol az egyenáramú gép fluxusát ábrázoltuk a gerjesztőfeszültség függvényében. A statikus görbe az állandósult állapotot, a dinamikus a tranziens folyamatot jellemzi. Látható, hogy a felgerjedés alatt az  $\alpha U_{gn}$  feszültség gyakorlatilag az  $L_g \frac{dI_g}{dt}$ -re jut.

A viszonyokat jól szemlélteti, hogy nem telítődő erősítőt alkalmazva a gerjesztőfeszültség a 4.10. ábra szaggatott lineáris lefolyású görbéje szerint változik, ennek megfelelően a gerjesztőfeszültség a kezdeti és a végpont kivételével minden kisebb, mint az előző esetben, vagyis  $L_g \frac{dI_g}{dt}$  kisebb lesz és a folyamat erősen elhúzódik.



4.10. ábra A gerjesztés változtatása lineáris és telítődő szabályozással

A forszírozással nagyon kis szabályozási idők érhetők el. A probléma azonban az, hogy a forszírozás növeli a beépített gerjesztő típus teljesítményét, mégpedig arányosan az  $\alpha$ -val, mivel  $P_g = \alpha U_{gn} I_{gn}$ . Nagy gépek esetén már jelentős teljesítmények szükségesek. Ugyanakkor a gép névleges gerjesztőfeszültségét kénytelenek vagyunk annyira leszorítani, hogy a gépre kapcsolt  $\alpha U_{gn}$  gerjesztőfeszültség lehetőleg 500-700V alatt legyen. Ezért a nagy gépek névleges gerjesztőfeszültsége gyakran 100V alatt van.

A forszírozás másik hátránya különösen akkor szembetűnő, ha a gerjesztésszabályzást - ahogy ma szokásos - áramirányítós rendszerben végezzük. Ugyanis az áramirányítót  $\alpha U_{gn}$ -re kell mérétezni, tehát a névleges  $U_{gn}$  feszültséget erős leszabályozáskor - tehát nagy  $\alpha_{gy}$  gyújtásszögekre - kapjuk, amihez nagyon kis  $\cos\alpha \approx \cos\phi$  tartozik. Ezért, ha az állandósult üzem ideje viszonylag nagy, megfontolhatjuk a táptranszformátor átkapcsolását kisebb feszültségre.

I. példa:

2500 kW-os hengerművi generátor névleges gerjesztő árama 127 A, a gerjesztő tekercs ellenállása 0,323 Ohm, gerjesztőkörök időállandója 3,4 s. Határozzuk meg, mekkora forszírozás szükséges ahhoz, hogy a generátor teljes felgerjedése 0,5 s-ot vegyen igénybe.

(4.5.a) alapján:

$$\alpha = \frac{1}{e^{-\frac{t_1}{T_g}}} = \frac{1}{e^{-\frac{0,5}{3,4}}} \approx 7,3 ,$$

míg a (4.5b) közelítéssel

$$\alpha = \frac{T_g}{t_1} = \frac{3,4}{0,5} = 6,8 .$$

A névleges gerjesztő feszültség  $U_{gn} = I_{gn} R_g = 127 \cdot 0,323 = 41$  V, a forszírozás miatt  $\alpha U_{gn} = 7,3 \cdot 41 = 300$  V feszültségű tápforrás szükséges, melynek tipusteljesítménye:  $P_g = 300 \cdot 127 = 38$  kW. Egyenirányító esetén állandó üzemben - feltételezve, hogy a gyújtásszög egyenlő a fázisszöggel - a teljesítménytényező:

$$\cos \varphi \approx \cos \alpha_{gy} = \frac{U_{gn}}{U_{max}} = \frac{U_{gn}}{\alpha U_{gn}} = \frac{1}{\alpha} = 0,137 .$$

Forszírozás nélkül a felgerjedés ideje kb.  $3T_g = 3 \cdot 3,4 = 10,2$  s.

Érdekes  $\alpha = 7,3$ -ra összehasonlítani a felgerjedés idejét lineáris (nem telítődő) szabályozó rendszer esetén. A lineáris visszacsatolt rendszer időállandója  $\alpha = 1+k$ -val csökken, ahol  $k$  a felnyitott kör erősítési tényezője. Ezzel:

$$\frac{T_g}{1+k} = \frac{T_g}{\alpha} = \frac{3,4}{7,3} = 0,465 \text{ s}$$

lesz, vagyis a teljes felgerjedési idő kb.  $3 \cdot 0,465 \approx 1,4$  s lesz.

2. példa:

Az előbbi példa adataival a feladat a generátor átgerjesztése +  $I_{gn}$ -ről  $-I_{gn}$ -re 0,5s alatt.

A (4.6.a) alapján:

$$\alpha^* = \frac{1+e^{-0,5/3,4}}{1-e^{-0,5/3,4}} = 11,9 .$$

ill. a (4.6.b) közelítéssel:

$$\alpha^* = 2 \frac{3,4}{0,5} - 1 = 12,6 .$$

Tehát a szükséges tápforrás maximális feszültsége:

$$\alpha^* U_{gn} = 11,9 \cdot 41 = 488 \text{ V}, \text{ a névleges áramra } \cos\varphi = \frac{41}{488} = 0,084.$$

#### 4.1.2. A szabályozókör felépítése

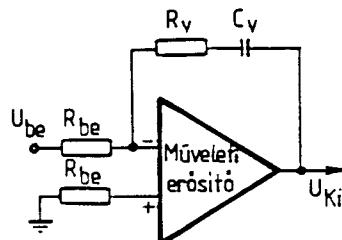
A 4.3. ábrán felvázolt hajtás két szabályozókörrel rendelkezik: a generátor ill. a motor gerjesztésének szabályozóival. A generátor szabályozója három hurokból áll. A legbelőbb hurok a generátor gerjesztését szabályozza (lényegében a 4.9. ábra alapján); ennek alapjelét a második – az áramszabályozó-hurok dolgozza ki, ezt a jelet általában a generátor névleges gerjesztő áramára korlátozzuk. A  $Y_{gG}$  a gerjesztőáram szabályozójának átviteli függvénye; a szabályozó kimenete arányos az áramirányító gyújtásszögével. Miután a két gerjesztőáram iránynak megfelelően két áramirányító van (lásd a 4.2 fejezetet), ezért a következő blokk feladata, hogy a bemenő jelének polaritása alapján a megfelelő áramirányítót válassza ki. Az áttérés az egyik áramirányítóról a másikra azonban csak az  $I_{gG}$  áram nulla átmenete után lehetséges, ezért szükséges az  $I_g$  áram érzékelése is.

A második hurok az armatúra áramot szabályozza, a szabályozó átviteli függvénye  $Y_I$  és alapjelét a külső, a szögsebesség hurok dolgozza ki, ugyancsak korlátozással, amely az  $I_{max}$  maximálisan megengedhető áramnak felel meg. Fontos hangsúlyozni, hogy ez az áramkorlátozás elvben különbözik a 4.4. ábra szerinti áramkorlátozástól. A 4.4. ábrán az áramkorlátozás csak akkor kezdődik, ha az áram elérte és túlhaladta az  $I_{max}$  értékét, míg most, ha valami miatt az  $I_a$  áram túllépi az  $I_a$  mindenkorai értékét (általában  $I_a < I_{max}$ ), akkor az áramszabályozás azonnal működésbe lép. Ezért most mind az áramszabályozás, mind az áramkorlátozás gyorsabban és hatásosabban működik.

A külső fordulatszám-szabályozó hurok szabályozója  $Y_W$  átviteli függvényű, a szögsebességgel arányos jelet az egyenáramú tachométergenerátorról vesszük, vagy vehetjük a digitális jeladóról is (de akkor gondoskodni kell a forgási irányt meghatározó jelről is).

A motor gerjesztésének szabályozása hasonlóan történik, mint a generátoré, de az egyirányú áram miatt csak egy áramirányító szükséges. A motor gerjesztés-szabályozójának átviteli függvénye  $Y_g$ . Az  $I_{ga}$  alapjelét általában a Ward-Leonard rendszer feszültségéről állítjuk elő. A feszültséggel arányos jel – abszolútérték képzése után – egy függvénygenerátorra kerül. Amíg a motor feszültsége eléri a névleges érték 90–95%-át, addig a függvénygenerátor alapjelként a motor névleges gerjesztőáramát írja elő (4.3. ábra), e fölött pedig az alapjel csökken. A

kb. 98-100% feszültségnél a motor gerjesztőáramának el kell érnie a minimálisan megengedhető értéket, amelyre -alulról- korlátozzuk az alapjelét. Ezzel a megoldással egy szögsebesség alapjel állítóval átfogható a teljes (a generátor feszültségével és a motor fluxusának csökkentésével) szögsebesség változtatási tartomány.



4.11. ábra PI szabályozó megvalósítása műveleti erősítővel

Ismert, hogy a ma használt szabályozók általában PI (arányos - integráló) jellegűek, az integráló hatás miatt az állandósult üzemekre jellemző hiba zérus, tehát a motor szögsebessége állandósult üzemben azonos az alapjellel, és nem függ a terheléstől. A műveleti erősítővel megoldott PI szabályozó kapcsolása a 4.11 ábrán látható, ahol az átviteli függvény:

$$Y = \frac{R_v}{R_{be}} \left[ 1 + \frac{1}{sC_v R_v} \right]. \quad (4.7)$$

A 4.3 ábra szabályozónak beállítását mindenkorral kell kezdeni, tehát először a két gerjesztésszabályozót kell beállítani megfelelő  $R_{be}$ ,  $R_v$  és  $C_v$  választásával, majd kifelé haladva beállítjuk előbb a  $Y_I$  áramszabályozót, majd végül az  $Y_w$  szögsebességszabályozó paramtereit (lásd a 10. fejezetet).

Meg kell jegyezni, hogy a motor áramának korlátozása egyben a nyomaték korlátozását is jelenti. Ez előnyös a mechanikai berendezés kímélése szempontjából, és gyakran megengedi a mechanikai berendezés kissébb túlméretezését is. De egyes berendezéseknél, - ahol a mechanikai berendezés elakadása előfordulhat - a nyomaték (erőhatás) korlátozása elengedhetetlen technológiai feltétel (pl. földkotró gépek, stb.), amely a normális üzemhez szükséges.

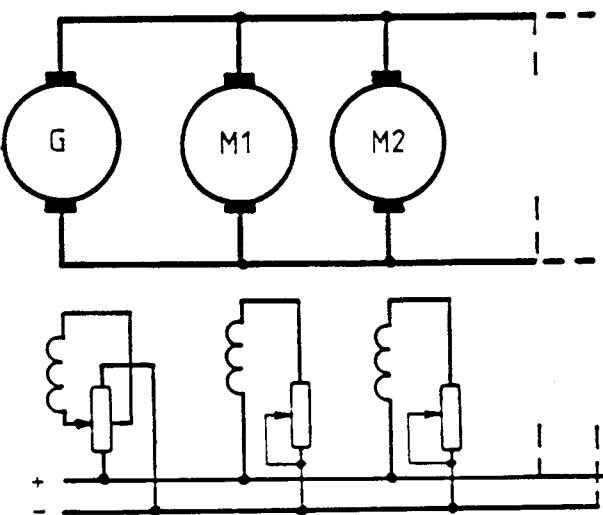
A nem szabályozott Ward-Leonard hajtás legkisebb szögsebességét a generátor remanenciája korlátozza. Általában a remanencia feszültséget nem lehet 3-5% alá, csökkenteni ezért a Ward-Leonard hajtás pontos beállásához (pl. felvonóknál) tartozó kis szögsebességeket eleve csak szabályozással lehet elérni.

#### 4.1.3. Többmotoros hajtások

Gyakori, hogy egy technológiai művelet elvégzéséhez több olyan hajtás szükséges, amelyek fordulatszámát egymáshoz képest szabályozni

kell (pl papírgépek, dróthúzó sorok, folytatólagos hengersorok stb.). A két szomszédos állvány szögsebességeinek aránya gyakran legfeljebb néhány százalékkal vagy ezrelékkel térhet el a kívánt értéktől (pl.papírgépeknél  $\pm 0,03-0,1\%$ ). A kívánt nagy pontosság miatt a hajtásokat egyedi szabályozókkal (pl a Ward-Leonard generátorral vagy áramirányítós átalakítóval) látjuk el és a szögsebességek megfelelő beállítását a szabályozó elektronikára bízzuk.

Régebben, ha a szabályozó nem kívánt túl nagy pontosságot, akkor a 4.12. ábrán felrajzolt megoldást alkalmazták.



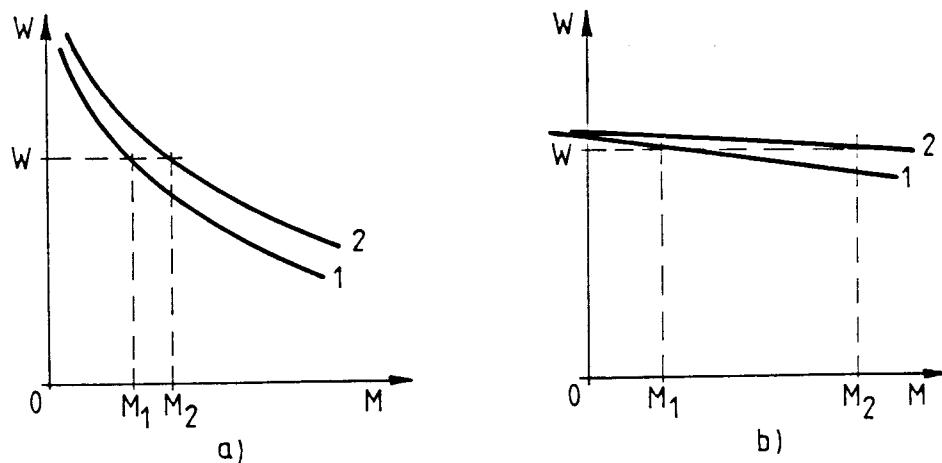
4.12. ábra Többmotoros W-L hajtás

Itt egy technológiai sor alapsebességét a generátor gerjesztésével szabályozták, míg az egyes hajtások szögsebességeit a motorok gerjesztéseinek változtatásával állították be. A rendszer azonban nehézkes, lengésekre hajlamos, míg a motorok gerjesztésének szabályozása viszonylag lassú. Ezért a 4.12. ábra szerinti megoldásokat már elkerüljük.

A többmotoros hajtásokban problémát okozhat a terhelés egyenletes elosztása a motorok között. Vizsgáljuk meg röviden ezt a kérdést, az egyszerűség kedvéért két motor esetében. Tegyük fel, hogy a motorok mechanikai tengelykapcsolatban állanak, és mechanikai jelleggörbék – amelyekben már az esetleges szabályozók hatásait is figyelembe vettük – kissé eltérnek egymástól. A viszonyokat a 4.13. ábra szemlélteti, összehasonlítás kedvéért az "a" ábrán soros, a "b" ábrán sönt jellegű motorokra vonatkozóan. A mechanikai tengelykapcsolat közös W szögsebességet kényszerít ki, ezért a jelleggörbék különbözősége miatt a két gép nyomatéka el fog térti egymástól. Ennek következtében az egyik motor hamarabb eléri a terhelhetőségi határát, s ezért a másik motort nem lehet teljesen kihasználni. Az egyenlőtlenség terheléseloszlás a veszteségeket is növeli. Hasonló a helyzet akkor is, ha a két jelleggörbék meggyezik ugyan, de a mechanikai kapcsolat  $\Delta W$  szögsebesség-eltérést okoz, pl. villamos mozdonyoknál a különböző átmérőre kopott vagy esztergált kerekek miatt.

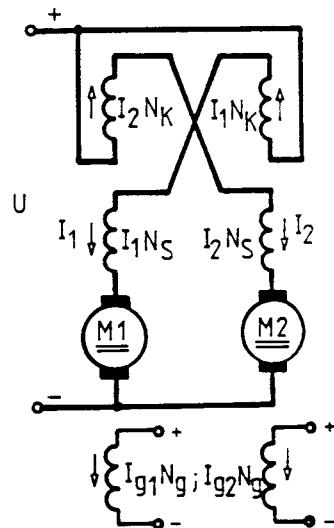
A 4.13. ábrából kitűnik, hogy a terhelés eloszlása annál egyenlőtlenebb, minél merevebben fordulatszámtartóak a jelleggörbék. Ezért a

külső gerjesztésű motorok esetében már viszonylag kis jelleggörbe-eltérés nagy nyomaték-, ill. árameltérést okoz. Ha pl. relatív egységekben  $\phi=1$  és  $R=0,05$ , akkor a fluxusok 5%-os eltérése miatt a névleges szögsebesség környékén  $\Delta W=0,05$  (5%-os) karakterisztikaeltérés  $\Delta I=1$  (100%-os) árameltérést okoz. Az armatúrareakció még rontja a helyzetet, mert a jelleggörbe merevebb lesz. Különösen veszélyes a helyzet, ha



4.13. ábra Azonos szögsebességgel forgó motorok terhelésének eloszlása  
a) soros, b) külső gerjesztésű motorok

mindegyik motornak külön fordulatszám-szabályozója van, amely egészen merev karakteristikát alakít ki. Ilyenkor külön intézkedéssel kell biztosítani a két motor együttes üzemét, mert különben egészen kis alapjelkülönbség megengedhetetlenül nagy áram-aszimmetriát okoz.



4.14. ábra Terhelés eloszlásának kiegyenlítése keresztkompaundálással

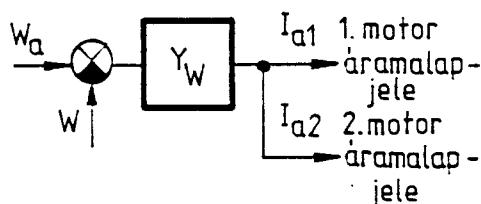
A fentiek szerint a nagy árameltéréseket például a soros ellenállások beiktatásával vagy a motorok kompaundálásával csökkenthetjük, ez azonban azzal a hátrányaival jár, hogy a motorok karakteristikái lágyabbá válnak, míg előtét-ellenállás esetén járulékos veszteségek keletkeznek.

Jobb megoldás a motorok un. keresztkompaundálása, amit a 4.14. ábrán mutatunk be. Ebben a megoldásban a külső gerjesztést adó  $N_g$  menetszámú tekercsen kívül a motorok főpólusain két soros gerjesztőtekercs is van. Az  $N_s$  menetszámú tekercs a motor saját áramával erősíti, az  $N_k$  menetszámú keresztkompaund tekercs a másik motor áramával csökkenti a fluxust. Így pl. az M1 motor főpólus-gerjesztése:

$$\theta_{p1} = I_{g1} N_g + I_1 N_s - I_2 N_k . \quad (4.8)$$

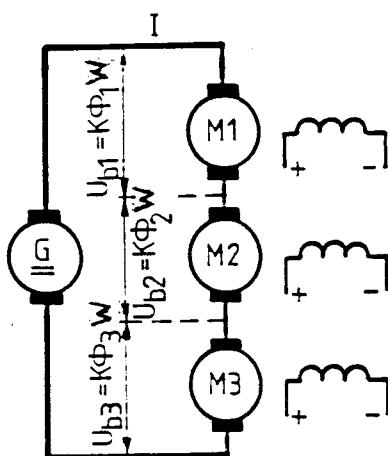
Ha a soros tekercsek menetszám-viszonyát úgy választjuk meg, hogy  $N_s = N_k$  legyen, akkor egyenletes árameloszlás esetén, amikor  $I_1 = I_2 = I_k$  a terhével megszabott közepes érték, (4.8)-ból láthatóan kompaund hatás nincsen. Ha változatlan összterhelés mellett az áramok eltérőek,  $I_1 = I_k + \Delta I$  és  $I_2 = I_k - \Delta I$ , akkor (4.8) szerint  $\Delta \theta_{p1} = \Delta I (N_s + N_k) = \Delta I 2 N_s$  gerjesztés igyekszik a közös  $I_k$  áramot kikénszeríteni, tehát az eltérésekre a két soros tekercs hatása öszegződik. A megoldás hátránya a tekercsterek rossz kihasználása. Itt is a legjobb megoldást a motorok egyedi hajtása jelenti. Ilyenkor a két rendszer szögsebesség-szabályozója közös, míg a szabályozó kimenete áram alapjelként szolgál mind a két hajtás részére (4.15. ábra) és ezért a terhelés eloszlása a két motor között egyenletes.

Az áramok egyenletes eloszlásának legbiztosabb megoldása a motorok armatúrájának sorba kapcsolása (4.16. ábra), ekkor az áramok azonosak. Csak akkor alkalmazható, ha a tengelyek között szoros mechanikai kapcsolat van, különben előfordulhat, hogy az egyik terheletlen forgórész felgyorsul, belső feszültsége ellensúlyozza a generátorét, az áram lecsökken, és a terhelt forgórések állva maradnak. Mivel az áram közös, a nyomatékok a fluxusokkal arányosak, merev tengelykapcsolat esetén az egyes belső feszültségek is arányosak a fluxusokkal. A kapcsolás hátránya, hogy nagy generátorfeszültség adódik és a feszültség eloszlása a motorok között nem egyenletes, ami miatt a motorokat a feszültség szempontjából túl kell méretezni. Ezért ritkán fordul elő kettőnél több motor sorba kötése.



4.15. ábra Terhelés eloszlásának szabályozása

A fentiekben ismertetett módszerek természetesen akkor is alkalmazhatók, ha nem generátorok táplálják a motorokat, hanem pl. vezérelt áramirányítók.



4.16. ábra Terhelés kiegyenlítése soros kapcsolással

#### 4.1.4. Ward Leonard hajtások jellemzői

Az utóbbi évtizedben a Ward-Leonard hajtások alkalmazási területei erősen beszűkültek, mivel a tirisztoros áramirányítós hajtások gazdasági és műszaki mutatói több - de nem minden - szempontból jobbak mint a Ward-Leonard hajtásoknál.

A Ward-Leonard hajtások elsősorban beruházás igényesek: a generátor és a meghajtó motorja, valamint a felszerelési és ehhez szükséges építési költségek jelentősek, és nem hanyagolhatók el az üzemeltetési költségek sem. A forgógépes átalakítók - különösen nagy teljesítményük - jelentős zaj forrásai, míg a keletkező nagy veszteségek általában a helyiségek kényszerszellőztetését igénylik.

A Ward-Leonard-hajtásban az egyenáramú motor mechanikai teljesítménye a rendszerben többszörös átalakításon megy keresztül. Mivel minden energiaátalakítás veszteséggel jár, a többszöri átalakítás jelentősen rontja a rendszer eredő hatásfokát, amelyet az

$$\eta_e = \eta_H \eta_G \eta \quad (4.9)$$

kifejezéssel adhatunk meg, ahol  $\eta_H$  a szinkron vagy aszinkron hajtómotor,  $\eta_G$  a generátor és  $\eta$  a motor hatásfoka.

Vizsgáljuk először azt az üzemállapotot, amikor az egyenáramú motor névleges fordulatszámán névleges nyomatékát, tehát névleges teljesítményét szolgáltatja. Ugyanekkor a helyesen megválasztott váltakozóáramú motor és az egyenáramú generátor is névleges teljesítménnyel üze-

mel, és ez a teljesítmény nagyságrendben nem különbözik a motor teljesítményétől, továbbá, mert nagyjából azonos teljesítményű villamos gépek hatásfoka sem tér el egymástól lényegesen, feltehetjük, hogy  $\eta_e \approx \eta^3$ .

1000 kW körüli teljesítményű villamos gépek hatásfoka névleges terhelésnél általában 95% körül van, ezért  $\eta_e \approx 0,85$ . Néhány kilowatt teljesítményű gépek hatásfoka ugyanakkor 80% körüli érték, és így  $\eta_e \approx 0,51$ .

Ha a motort egészen kis fordulatszámmal járatjuk, de névleges áramával és így nyomatékával terheljük, rézvesztesége ugyanannyi, mint névleges üzemállapotban volt, s bár a súrlódási, a ventillációs és a vasveszteség minimális értékre csökkent, az összes veszteség jelentős részét kitevő rézveszteség és gerjesztési veszteség változatlan maradt. Mivel ugyanakkor a motor által szolgáltatott teljesítményt a névleges érték tört részére csökkentettük, a motor hatásfoka nyilvánvalóan nagy mértékben romlott.

A generátor ilyenkor szintén névleges áramával van terhelve, rézvesztesége ezért nagy. Mivel a feszültség kicsi, gerjesztési vesztesége és vasvesztesége elhanyagolható, ventillációs vesztesége azonban változatlan, mert a generátor állandó fordulatszámmal forog a hajtás minden üzemállapotában. Belátható, hogy mivel a generátor kis teljesítményt szolgáltat, névleges üzemi veszteségeinek jelentős része azonban fennáll, az  $\eta_G$  hatásfok rossz. A generátort hajtó motor csaknem üresen jár, mert a generátor kis teljesítményt vesz fel, ezért ennek is rossz az  $\eta_H$  hatásfoka.

Mindezek következtében, ha az egyenáramú motort 10% névleges körüli fordulatszámmal járatjuk, és névleges nyomatékkal terheljük, a rendszer hatásfoka még nagy teljesítményű gépek esetében is aligha éri el az  $\eta_e = 0,2-0,3$  értéket, kisebb teljesítményű Ward-Leonard hajtás hatásfoka pedig ebben az üzemállapotban még ennél is sokkal rosszabb.

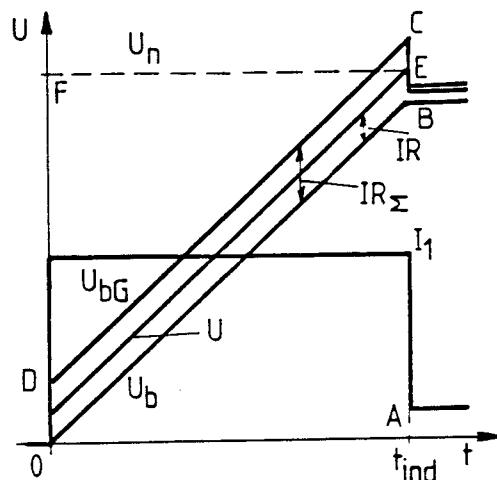
A Ward-Leonard hajtások hatásfokának számítását nagymértékben bonyolítja az a körülmény is, hogy az ilyen típusú hajtások többnyire olyan munkaciklusban működnek, amelyek során a hajtás a legkülönbözőbb üzemállapotok sorozatán megy keresztül, beleértve a visszatápláló üzemállapotokat is. Emiatt általában csak egy munkaciklusra vonatkoztatott olyan átlagos hatásfoknak van gyakorlati jelentősége, amely az egyenáramú motor tengelyén mért összes energiaszolgáltatást viszonyítja a hajtómotor által a hálózatból felvett összes energiához.

Gyakran induló és reverzáló hajtásoknál éppen ezért lényeges az indítási veszteségek csökkentése az állandó hálózati feszültségről indított motorokhoz képest, ahol a motor kis fordulatszáma idején a feleslegesen nagy hálózati feszültséget előtérellenállásokkal kell elfogyasztani. Összehasonlításul vizsgáljuk meg az állandó I árammal való indítás esetét. A terhelőnyomaték legyen állandó, így az  $\epsilon$  szöggyorsulás is állandó, ezért a motor szögsebessége,  $W=et$ , az idővel arányosan növekszik, és ugyanígy növekszik a motor  $U_b = k\Phi W$  belső feszültsége

is, mivel  $\Phi$  állandó (4.17. ábra).

A generátor belső feszültsége  $U_{bg} = U_b + IR_{\Sigma}$ . Ezt az egyenletet I-vel szorozva, a teljesítményeket kapjuk. Mivel I állandó, ezért  $U_{bg}$  arányos

a generátor által felvett  $P_{mG}$  mechanikai teljesítménnyel,  $U_b$  a motor hasznos  $P_m$  mechanikai teljesítményével,  $IR_\Sigma$  pedig az armatúrakör  $I^2R_\Sigma$  veszteségével. Így a 4.17. ábrán az  $U(t)$  függőleges metszékek a



4.17. ábra W-L hajtó veszteségeinek alakulása indításkor

megfelelő teljesítménnyel arányosak. Az energiákat az  $\int_0^{t_{ind}} P dt$  teljesítmény-idő területek adják. A hasznos energia tehát az OAB háromszög területével, a veszteségi energia pedig, Ward-Leonard rendszerben, az OBCD paralelogramma területével arányos. Állandó  $U_n$  hálózati feszültség estén  $IR$  az  $U_n$  és  $U_b$  egyenesek közé eső függőleges metszékekkel egyenlő, így a veszteségi energia az OBEF trapéz területével arányos.

A viszonyok számszerű érzékeltetése céljából vegyük fel relatív egységekben, hogy  $I=1$ ,  $U_n=1$  és  $R_\Sigma=0,1=0,05+0,05$  (a generátor és a motor belső ellenállása 5-5%), akkor a felfutás végén  $U_b=0,95$ . Az OA időt is egységnek véve, kapjuk, hogy a hasznosított energia  $0,95/2=0,475$ , a veszteségi energia pedig állandó hálózati feszültség esetén:  $0,475 + 0,05 = 0,525$ , Ward-Leonard rendszer esetén ellenben 0,1. Még ha ezt 0,17-re növeljük is - a hajtómotor és a generátor egyéb veszteségei miatt - a Ward-Leonard rendszer veszteségei akkor is háromszor kisebbek. Ha még figyelembe vesszük, hogy a Ward-Leonard rendszerben a motor leállásáig lehet visszatáplálásos fékezést alkalmazni, akkor jól látszik a Ward-Leonard rendszer előnye a gyakran induló hajtások számára. Az üzemeltetés további fontos mutatója a rendszer teljesítmény tényezője. A Ward-Leonard rendszer teljesítmény tényezője általában jobb, mint az áramirányítós hajtásoké. Ha pedig váltakozóáramú hajtómotorként szinkronmotort alkalmazunk, akkor a Ward-Leonard rendszer lehetőséget

ad a szinkron motor meddő teljesítményének szabályozására is, ezáltal - sietett  $\cos\phi$ -vel - javíthatók az egész üzem meddő teljesítmény viszonyai (a legtöbb üzem ugyanis meddő teljesítmény fogyasztó). A szinkronmotor alkalmazásának további előnye, hogy a szinkronmotor stabilizálja az energia ellátást is (pl. a hálózat kiesésekor az energia ellátás nem omlik össze hirtelen). Az áramirányítós rendszerrel szemben a Ward-Leonard rendszer jobban viseli el a hálózati feszültség rövididejű ki-maradását is.

A Ward-Leonard rendszer előnyösen csillapítja a rendszerben fel-lépő áramlöketeket, azokat hirtelenül és közvetlenül nem adja át a hálózatra. Általában a túláramok is ritkábban lépnek fel, mint például áramirányítós rendszerben, és ugyanez vonatkozik a kommutáció szempontjából érdekes túl nagy  $di/dt$  értékekre is. Szemben az áramirányítós rendszerekkel a Ward-Leonard rendszer nem termel felharmonikusokat, sem a villamos gépekben, sem a hálózaton (a kisebb teljesítményű gerjesztés szabályozóktól eltekintve). Meg kell jegyezni, hogy a hálózati felharmonikusok az utóbbi években komoly gondot jelentenek a hálózati feszült-ség-torzulások miatt.

A fenti okok miatt valószínű, hogy a Ward-Leonard rendszer a jövőben is megtartja a helyét a szabályozott hajtások területén.

## 4.2. Egyenáramú áramirányítós hajtások

Az áramirányítós egyenáramú hajtásokat kb 1930 óta alkalmazzuk. A rácsvezérlésű higanygőz-egyenirányítókat főleg nagyobb teljesítményszinten használták, de 1960 óta az erősáramú tirisztorok megjelenésével azok is teljesen kiszorultak az iparból. Jelenleg tirisztoros áramirányítókat a néhány száz wattos teljesítménytől több ezer kW teljesítményű hajtásokig alkalmazunk. Jelentős ma a tirisztorok határteljesítménye is: készülnek tirisztorok néhány kV-os feszültségre és több kA-es áramra is, ami megkönnyíti és leegyszerűsíti a nagyobb teljesítményű berendezések tervezését és gyártását. Jelentősen fejlődtek a tirisztorok vezérlési megoldásai is; a szokásos gyújtási mechanizmus kiegészült a fényvezérlésű ill. térvézérlésű gyújtórendszerrel. Megjelentek analóg ill. digitális felépítésű gyújtásvezérlő integrált elemek, és ezzel jelentősen leegyszerűsödött a félvezetős rendszer tervezése és konstrukciója. A továbbiakban a konstrukciót alapvetően leegyszerűsítette a szigetelt tirisztoros hidak gyártása, ezekkel az egyenirányító berendezéseket kb. 100 kW-os teljesítményig kompakt módon (mivel az összes félvezető csak egy nagyobb méretű hűtőelemet igényel), kis méretben sikerült kivitelezni.

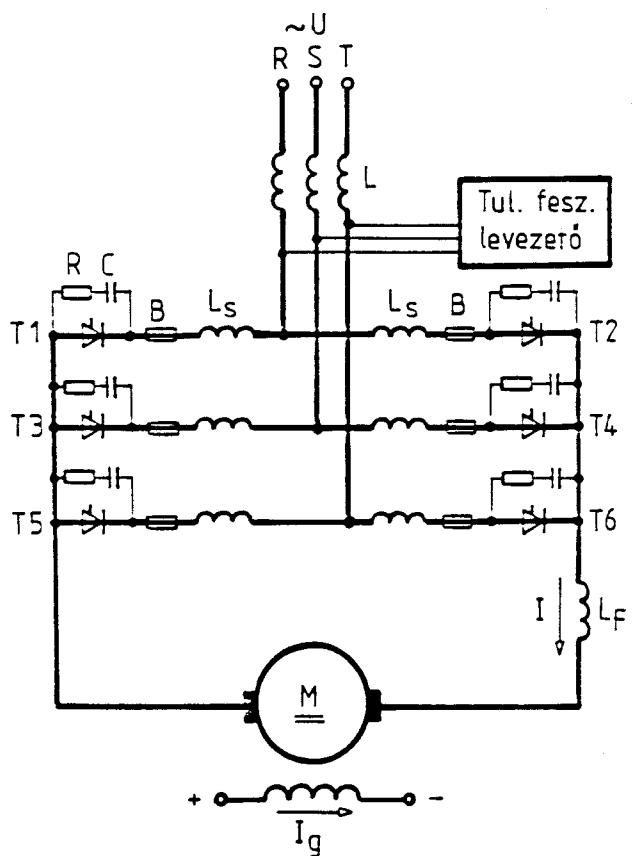
A tirisztor nagyon gazdaságos vezérlő elem: az áramerősségtől közel függetlenül kb. 2 V a feszültségesése (higanygőz egyenirányítónál pl.kb. 20 V), a gyújtókör teljesítmény alacsony (tehát mint erősítő a tirisztor rendkívül nagy teljesítményerősítéssel rendelkezik), ezért a vezérlőkore kis teljesítmény szinten, alacsony teljesítmény disszipáció mellett valósítható meg.

A tirisztorok hátránya, hogy érzékenyek mind a túláramra, mind a túlfeszültségre, ezen kívül a kis hőkapacitás miatt a melegedési időál-landójuk is nagyon kicsi, ezért a túlterhelési és zárlati védeelmük gondos figyelmet igényel. A 4.18. ábrán bemutatjuk a ma legjobban elterjedt háromfázisú hídkapcsolású áramirányítós hajtást, ahol a szokásos védelmeket is feltüntettük. A hálózat oldali L fojtótekercsek (táptranszformátor esetén az L fojtótekercsek szerepét a transzformátor szekunder körre redukált tranzisiens induktivitása veszi át) korlátozzák a tirisztoron keletkező áram meredekségét a normális kommutációs folyamat, ill. az esetleges zárlat alatt (a zárlatok közül különösen az  $L_F$  simító fojtókeres előtti egyenáramú sinek zárlata veszélyes).

A tirisztorokkal párhuzamosan kapcsolt RC védelem védi a tirisztorokat az un. belső túlfeszültségek ellen, amelyek elsősorban az L hálózati induktivitás miatt keletkeznek, amikor a tirisztorok árama a komutáció végén hirtelen megszűnik ("levág"). A külső túlfeszültségek ellen a tirisztorokat túlfeszültségvédő kör védi azáltal, hogy a külső hálózatból jövő hirtelen túlfeszültség esetén igyekszik - például RC körrel - rövidzárt létrehozni az L fojtótekercsek után, és ezzel az L induktivitásban növekvő áram  $LdI/dt$  formájában csökkenti a hálózati túlfeszültségeket.

A tirisztorokkal sorbakötött  $L_s$  kis induktivitások csökkentik a

tirisztorokra jutó du/dt értékeket és csak akkor szükségesek, ha inverteres üzem is lehetséges, mert ilyenkor a tirisztorokra jutó pozitív du/dt képes begyújtani a tirisztort (az anódról való gyújtás). Ez pedig a motor rövidzárasát okozza. Ha a tirisztoroknak a megengedett du/dt  $\geq 500 \text{ V}/\mu\text{s}$ , akkor a szükséges induktivitást a kötések is létrehozzák, ezért  $L_s$  induktivitásokra nincs szükség. De ha a megengedett du/dt  $< 200 \text{ V}/\mu\text{s}$ , akkor az  $L_s$  induktivitások beépítése nem hagyható el.



4.18. ábra Áramirányítós hajtás (védő elemekkel).

A B gyors biztosítókat általában a tirisztorokkal sorba kapcsoljuk, különösen ha inverteres üzem is lehetséges. Egyszerűbb hajtásoknál gyakran célszerűbb a biztosítokat a hálózati oldalra kötni.

A védőelemek kiválasztásával a Teljesítményelektronika című tárgy foglakozik, ezért a továbbiakban ezek tárgyalásától általában eltekintünk.

A következő közelítésekkel élünk:

1. A tirisztort a vezetés szempontjából ideális elemnek tekintjük (bekapcsolt tirisztoron elhanyagoljuk a feszültségesést, a kikapcsolt tirisztoron a szivárgási áramot).
  2. A tirisztor be- ill. kikapcsolását pillanatszerűnek tételezzük fel.
  3. A hálózati oldalon általában elhanyagoljuk az ellenállást (táptranszformátor esetében a transzformátort ohmos ellenállásait is).

Áramirányítós kapcsolások jellemzói

4.1. táblázat

Kapcsolás	p Útem szám	$\frac{U_{\text{eff}}}{U_h}$	Ágáram $I_{\text{kör}}$	Fázis áram $I_{\text{eff}}$	Feszültség harmonikus amplitudók			Szaggatott vezetés határa $I_{\text{krm}}$	$L_k$	
					v	$\alpha=0^\circ$	$\alpha=30^\circ$			
Egyfázisú csillagpontos	p=2	$\frac{2}{\pi}$	$\frac{1}{2}I_\phi$	$\frac{1}{\sqrt{2}}I_\phi$	1	0,667 0,133 0,057	0,882 0,291 0,178	1,102 0,467 0,298	$1,202$ $0,467$ $0,298$	$\alpha=90^\circ$ $\alpha=120^\circ$
Háromfázisú csillagpontos	p=3	$\frac{3\sqrt{3}}{2\pi}$	$\frac{1}{3}I_\phi$	$\frac{1}{\sqrt{3}}I_\phi$	1	0,25 0,057 0,025	0,433 0,178 0,115	0,661 0,298 0,225	$0,661$ $0,298$ $0,195$	$0,395 \cdot \frac{U_{\text{eff}}}{W_1 L_k}$ $L + L_F + L_a$
Egyfázisú szimmm. vez. hid	p=2	$\frac{4}{\pi}$	$\frac{1}{2}I_\phi$	$\frac{1}{\sqrt{2}}I_\phi$	1	0,667 0,133 0,057	0,882 0,291 0,178	1,202 0,467 0,298	$1,202$ $0,467$ $0,298$	$1 \cdot \frac{U_{\text{eff}}}{W_1 L_k}$ $2L + L_F + L_a$
Egyfázisú féligvezérelt hid	p=2	$\frac{4}{\pi}$	$\frac{1}{2}I_\phi$	$\frac{1}{\sqrt{2}}I_\phi$	$\sqrt{\frac{\pi-\alpha}{\pi}} I_\phi$	1 2 3	0,667 0,133 0,057	0,771 0,192 0,086	$0,745$ $0,275$ $0,174$	$0,441$ $0,296$ $0,149$
Háromfázisú szimmm. vez. hid	p=6	$\frac{3\sqrt{3}}{\pi}$	$\frac{1}{3}I_\phi$	$\frac{1}{\sqrt{3}}I_\phi$	$\sqrt{\frac{2}{3}}I_\phi$	1 2 3	0,057 0,014 0,006	0,178 0,085 0,056	$0,343$ $0,145$ $0,096$	$0,298$ $0,168$ $0,111$
Háromfázisú féligvezérelt hid	p=6	$\frac{3\sqrt{3}}{\pi}$	$\frac{1}{3}I_\phi$	$\frac{1}{\sqrt{3}}I_\phi$	$\sqrt{\frac{2}{3}}I_\phi$ $(\alpha \geq \frac{\pi}{3})$	1 2 3	0,057 0,014 0,006	0,125 0,035 0,07	$0,375$ $0,155$ $0,099$	$0,375$ $0,174$ $0,1$
Háromfázisú szívófolytos 1. vez.	p=6	$\frac{3\sqrt{3}}{2\pi}$	$\frac{1}{6}I_\phi$	$\frac{1}{2\sqrt{3}}I_\phi$	$\sqrt{\frac{\pi-\alpha}{\pi}} I_\phi$ $(\alpha \geq \frac{\pi}{3})$	1 2 3	0,057 0,014 0,006	0,178 0,085 0,056	$0,298$ $0,145$ $0,096$	$0,239 \cdot \frac{U_{\text{eff}}}{W_1 L_k}$ $0,145$ $0,099$
Tizenkét fázisú egyenirányító	p=1	-	-	-	-	1 2 3	0,014 0,0035 0,0015	0,085 0,042 0,028	$0,145$ $0,072$ $0,048$	$0,023 \cdot \frac{U_{\text{eff}}}{W_1 L_k}$ $0,072$ $0,048$

#### **4.2.1. Áramirányítós kapcsolások**

A villamos hajtásokban alkalmazott áramirányítók kapcsolásait a 4.1. táblázatban gyűjtöttük össze. Az egyfázisú kapcsolások ma már ritkák, legfeljebb 1-2 kW alatti hajtásoknál, ill. az egyenáramú gépek gerjesztésszabályozónál alkalmazzuk. A félhidas kapcsolásokat, ahol a hidás egyenirányító egyik oldalán diódák vannak (4.1.táblázat), ma már alig használjuk, mert egyszerűbb - a diódák miatt - csak egy polaritású feszültség kiadására képesek, másrészről az egyenáramú kör árama és a hálózati áram közötti arányosság egy bizonyos gyújtásszög után megbomlik, és ezért az egyenáramot csak az egyenoldalon lehet érzékelni.

Az egyutas kapcsolásokat csak kis feszültségű (100 V alatti ) hajtásoknál célszerű alkalmazni, mert itt az egyenáram csak egy félvezetőn folyik keresztül, így a hatásfok jelentősen jobb, mint kétutas kapcsolásoknál.

A háromfázisú csillagpontos kapcsolások nagy hátránya, hogy csak transzformátoros kivitelben alkalmazhatók, mert a transzformátor szekunderkörének zeg-zug kapcsolásával el lehet kerülni a transzformátor egyes oszlopainak felszínénél a tiszta folyó áram egyenáramú összetevőjétől (ennek jelenléte miatt nem lehet ezt a kapcsolást transzformátor nélkül használni).

A legelterjedtebb kapcsolás a háromfázisú hídkapcsolás. Ennek nyilvánvaló oka, hogy transzformátor nélkül is hatütemű egyenirányítást tesz lehetővé. Ismert, hogy hálózati táplálás esetén a maximális egyenfeszültség kb.  $380 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{3}{\pi} = 513V$ , ezért a háromfázisú hídkapcsolások  $U_n = 460$  V névleges feszültségű motorokat igényelnek (kb. 10% feszültség-  
esést fenntartva az egyenirányító és simítófojtó feszültségesésére). Ma a gyárak ilyen motorokat már néhány kW-os teljesítménytől gyártanak, gyakran lemezelt vastesttel és kompenzáció tekercseléssel.

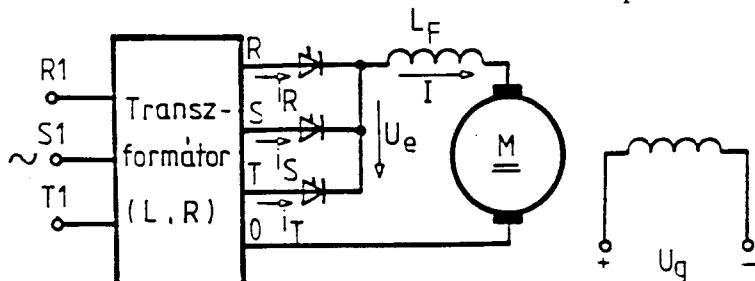
A háromfázisú szívó-fojtós kapcsolás is hatfázisú egyenirányítást valósít meg. Hátránya a transzformátor szükségessége, előnye az egyutas kapcsolás. Régebben az egyanódos higanygőz egyenirányítók miatt a legelterjedtebb kapcsolás volt, de ma már csak ritkán, főleg kis feszültségű, nagyobb igényességű egyenirányítóknál alkalmazzuk.

A táblázat utolsó kapcsolása tizenkétfázisú áramirányítást tesz lehetővé, de ezeket már kizárolag transzformátorral lehet kivitelezni, ezért csak egészen nagy teljesítményre (kb. 1000 kW-tól) szokták használni, és általában nagyfeszültségű betáplálással (primer feszültséggel).

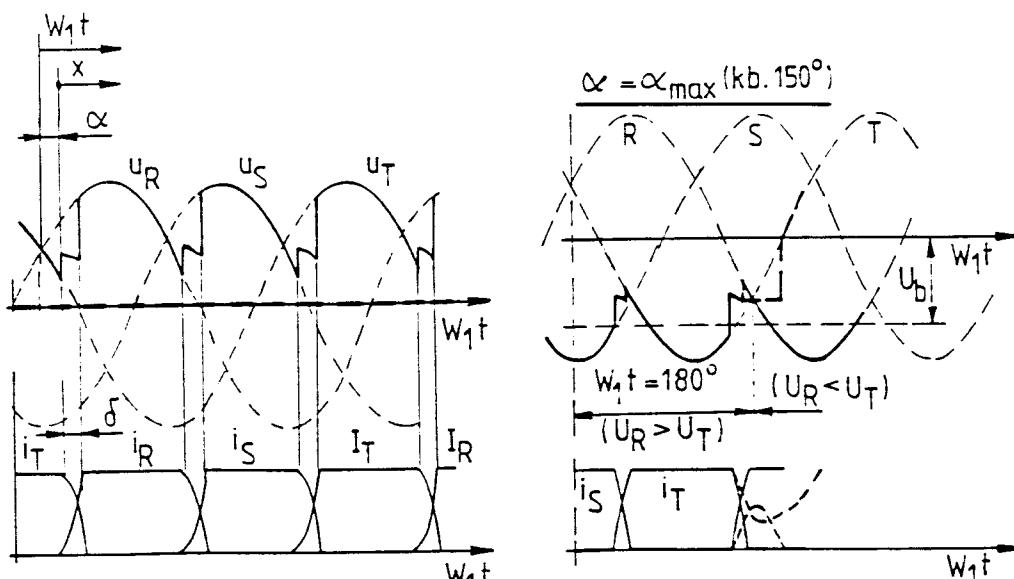
#### **4.2.2. A kommutáció folyamata, az egyenirányított feszültség**

A 4.19.a ábrán feltüntettünk egy 3-0. kapcsolást, itt L és R a táptranszformátor szekunder körére redukált tranzisztoros induktivitása és ellenállása. Az  $L_F$  simító-fojtótekercsről feltételezzük, hogy végtelen nagy induktivitású, ezért állandósult állapotban a motoron pulzációnak nincs állandó értékű I egyenáram folyik. A 4.19b ábrán felrajzoltuk a szekunder  $u_R$ ,  $u_S$  és  $u_T$  fázisfeszültségeket, ill. az egyes fázisok ára-

mait is. Az ábrán az időt az alapharmonikus  $\omega_1 t$  szögében mérjük. Az  $\alpha$  gyújtási szöget a természetes kommutáció helyétől mérjük (tehát ahol az egyik fázis át akarná venni az áramvezetést a másik fázistól, ha tirisztorok helyett diódák lennének). Az ábrán  $\omega_1 t < \alpha$ -nál a T fázis tirisztorra vezet, majd  $\omega_1 t = \alpha$ -nál gyújtjuk az R fázis tirisztorát. Mivel már  $\omega_1 t = 0$ -tól kezdve az  $u_R > u_T$ , az R fázisnak át kell vennie a vezetést a T fázistól, ez azonban az L induktivitás jelenléte miatt feszültség-idő területet igényel, amely az áram növekedésére fordítódik az L induktivitáson. E miatt az  $u_R > u_T$  feltételnek a kommutáció befejezéséig fenn kell állnia, tehát addig, amíg  $i_T = 0$  és  $i_R = I$  nem lesz



a)



b)

c)

#### 4.19. ábra Áramirányítós hajtás:

- a./ Elvi kapcsolás b./ A motor feszültsége és árama kis gyújtási szögnél c./ A motor feszültsége és árama a maximálisan lehetséges gyújtási szögnél

(pontosabban kb. 50-100  $\mu$ s-mal tovább, amíg a T tirisztor szigetelőképessége visszaáll). A fentiek miatt, ahogy ezt a 4.19.c ábrán ábrázoltuk, az  $\alpha_{\max}$  maximális gyújtásszöget korlátozni kell kb. 150-160°-ra, hogy  $W_1 t=180^0$ -ig a kommutáció befejeződjön, mert ezután  $u_R < u_T$  lesz, és ekkor már az  $i_T$  áram újra nő, az  $i_R$  áram zérusra csökken és a T fázis tirisztorra vezetésben marad. A 4.19.c ábrából látszik, hogy ilyenkor az egyenirányított feszültség hirtelen nőni kezd, ennek megfelelően az egyenáram is (szaggatott vonal az ábrán), ami a motor zárlatához (az un. inverter kieséséhez) vezet.

Irjuk fel a feszültségegyenleteket a  $W_1 t \geq \alpha$  időre:

$$u_R = R i_R + L \frac{di_R}{dt} + u_e ,$$

$$u_T = R i_T + L \frac{di_T}{dt} + u_e , \quad (4.10)$$

ahol  $u_e$  az egyenirányított feszültség pillanatértéke, az  $i_R$  és  $i_T$  az R ill. T fázis áramának pillanatértéke. Adjuk össze a két egyenletet és fejezzük ki az  $u_e$ -t. Mivel  $I = i_R + i_T$ :

$$u_e = \frac{u_R + u_T}{2} - \frac{R}{2} I - \frac{L}{2} \frac{dI}{dt} .$$

Feltételezésünk szerint  $L_F \rightarrow \infty$ , ezért az egyenáram sima, tehát  $dI/dt = 0$ ; az R értéke általában 2-3%, ezért hatása csak akkor számottevő az L-hez képest, ha a táphálózat frekvenciája alacsony. Általában, ha  $f_1 > 10$  Hz, akkor jó közelítéssel  $R = 0$  vehető. Ezzel a közelítéssel az egyenirányított feszültség a kommutáció alatt - ahogy ezt a 4.19. ábrán ábrázoltuk:

$$u_e = \frac{u_R + u_T}{2} , \quad (4.11)$$

tehát a kommutáció alatt az egyenirányított feszültség a két fázisfeszültség pillanatnyi középtérkével lesz egyenlő. Jelöljük a kommutációs szöveget  $\delta$  fedési szöggel (4.19.b ábra). Akkor  $\Delta t = \delta/W_1$  fedési időben az  $u_e$  egyenirányított feszültség - a fenti közelítésekkel - meggyezik a vezető fázis feszültségével. Jelöljük p-vel az egyenirányító ütemszámát (pl. a 4.19. ábrán p=3),  $W_1 \tau = 2\pi/p$ -vel az egyenirányító tak-tus szögét (szimmetria szögét). Az egyenirányított feszültséget  $\tau$  időre Fourier-sorba fejtve megkaphatjuk az egyenirányított feszültség  $U_e$  kö-zépértékét, ill. az  $U_{pv}$  felharmonikus amplitudókat, amelyek frekvenciá-

ja  $p\nu f_1$ - gyel jellemzhető ( $\nu=0,1,2,3,\dots$ ). Bevezetve az  $x = (w_1 t - \alpha)$  változót (tehát  $x=0$  a kommutáció pillanatában) felírhatjuk, hogy

$$u_e = U_e + \sum_{\nu=1}^{\infty} U_{p\nu} \sin(p\nu x + \psi_{p\nu}) , \quad (4.12)$$

ahol az egyenfeszültség harmonikusaira és fázishelyzetükre -  $\delta=0$  közelítéssel - a következő eredményre juthatunk ( $\nu>0$ ):

$$U_{p\nu} = \frac{2}{p^2 \nu^2 - 1} \sqrt{\cos^2 \alpha + p^2 \nu^2 \sin^2 \alpha} \quad U_{em} , \quad (4.13)$$

$$\psi_{p\nu} = -\arctg \frac{\cos \alpha}{p\nu \sin \alpha} ,$$

ahol  $U_{em} = \frac{\sin \pi/p}{\pi/p} U_{hm}$  - az egyenirányított feszültség maximálisan lehetséges értéke.

Az így kiszámított feszültségharmonikusok amplitudói valamivel nagyobbra adódnak a valóságosnál, de a  $\delta$  fedési szög figyelembevétele nagyon bonyolítaná a számításokat.

$\alpha=0^\circ$ -ra kapjuk a minimális amplitudókat:

$$\frac{U_{p\nu}}{U_{em}} = \frac{2}{p^2 \nu^2 - 1} , \quad (4.14.a)$$

míg  $\alpha=90^\circ$ -ra a maximálisakat:

$$\frac{U_{p\nu}}{U_{em}} = \frac{2p\nu}{p^2 \nu^2 - 1} . \quad (4.14.b)$$

Az érdekesebb felharmonikusok amplitudóit a 4.1 táblázatban megadtuk, míg a 4.20. ábrán az egyfázisú és háromfázisú hidas egyenirányítók első három harmonikusát tüntettük fel az  $\alpha$  gyújtási szög függvényében. Az ábrából is látható, hogy a feszültségharmonikusok amplitudói az egyenirányító  $p$  ütemszámának növelésével jelentősen mérséklődnek. Ez a (4.20.) képletből is könnyen kimutatható, ugyanis azonos  $p\nu$ -höz és  $\alpha$ -hoz azonos amplitudók tartoznak. Pl.  $p=2$  és  $\nu=3$ -ra az amplitudó ugyanaz mint  $p=6$  és  $\nu=1$ -re (4.20. ábra).

Természetesen a feszültség középpértéke a legfontosabb, ezért itt a  $\delta$  fedési szöget vegyük figyelembe. Ezzel a 4.19. ábra alapján:

$$U_e = \frac{2\pi}{p} \left[ \int_0^{\delta} \frac{u_R + u_T}{2} dx + \int_{\delta}^{2\pi/p} u_R dx \right] .$$

A fenti egyenletben feltételeztük, hogy  $\delta < \frac{2\pi}{p}$ -nél, ami egyenirányítós hajtásoknál minden teljesül, ugyanis  $W_1 L = (2-8)\%$  mellett (a nagyobb érték transzformátoros táplálásra vonatkozik) a fedési szög még kétszeres - háromszoros áramknál sem haladja meg általában a  $20-30^\circ$ -ot. Ezzel az egyenfeszültség  $U_e$  középértékére a következőt kapjuk ( $v=0$ ):

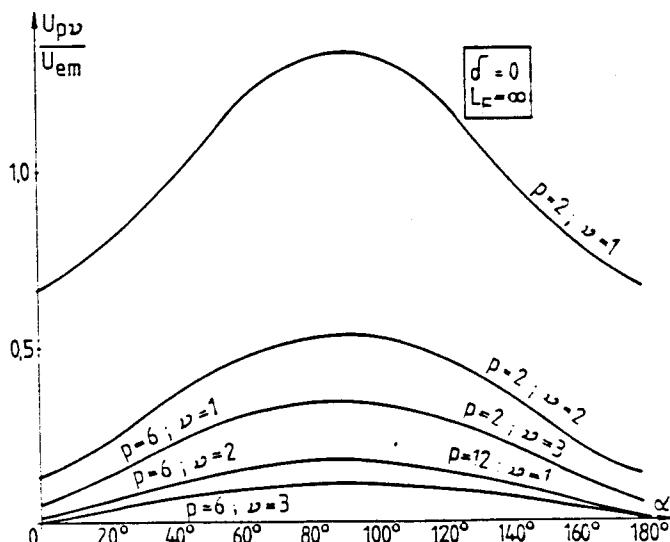
$$U_e = U_{em} \frac{\cos \alpha + \cos(\alpha + \delta)}{2}, \quad (4.15)$$

ahol:

$$U_{em} = U_{hm} \frac{\sin(\pi/p)}{\pi/p} \quad (4.16)$$

az egyenirányított feszültség maximális,  $\alpha = 0$ -ra és  $\delta = 0$ -ra vonatkozó értéke. Pl.  $p = 2$  (egyfázisú, kétutas áramirányító) és  $U_{hm} = \sqrt{2} \cdot 220V$  esetén

tén  $U_{em} = \sqrt{2} \cdot 220 \frac{2}{\pi} = 198V$  (nyilvánvaló, hogy a szinuszhullám középértékével egyenlő).



4.20. ábra Az egyenirányított feszültség felharmonikusainak amplitúdói a gyújtási szög függvényében

A (4.15) szerint az egyenirányítón a  $\delta$  fedési szög következtében feszültségesés keletkezik, amely az árammal és  $L$  induktivitással is kifejezhető. Valóban, az  $L$  induktivitáson az áramnak a zérustól  $I$ -ig történő növekedéséhez szükséges feszültség-idő terület:

$$\int_0^\delta \Delta u dt = L \int_0^I di = L I, \quad (4.17)$$

amelynek a  $2\pi/W_1 p$ -re vett középértéke:

$$\Delta U_k = \frac{p}{2\pi} W_1 L I . \quad (4.18)$$

Ezzel az egyenirányított feszültség

$$U_e = U_{em} \cos \alpha - \frac{p}{2\pi} W_1 L I , \quad (4.19.a)$$

vagy

$$U_e = U_{em} \cos(\alpha+\delta) + \frac{p}{2\pi} W_1 L I \quad (4.19.b)$$

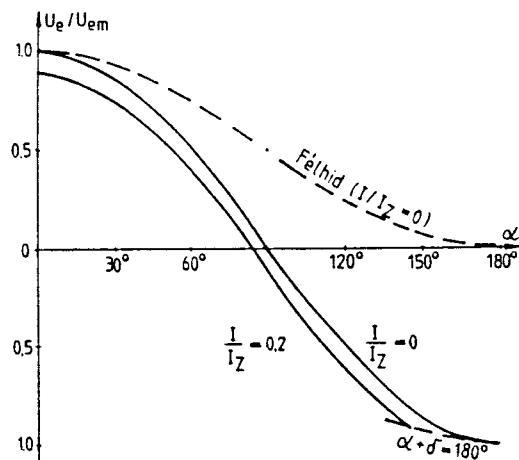
lesz.

A (4.15) és (4.19) összehasonlításából adódik egy fontos összefüggés az egyenáram, a gyújtási és a fedési szögek között:

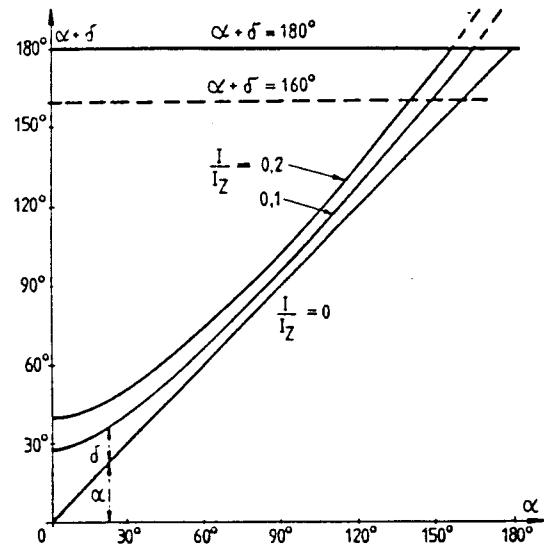
$$I = \frac{2\pi}{pW_1 L} U_{em} \frac{\cos \alpha - \cos(\alpha+\delta)}{2} , \quad (4.20)$$

ill (4.16) figyelembevételével:

$$I = \frac{U_{hm}}{W_1 L} \sin(\pi/p) [\cos \alpha - \cos(\alpha+\delta)] . \quad (4.21.a)$$



4.21. ábra Az áramirányító kimenő egyenfeszültsége a gyújtási szög függvényében különböző terhelésekknél



4.22. ábra A kialvási  $\alpha + \delta$  szög függése a gyújtási szögtől különböző terhelésekknél

P1.  $p=3$  esetén  $\sin \pi/p = \frac{\sqrt{3}}{2}$ , ezzel ilyenkor (de mint később fogjuk látni háromfázisú hidak kapcsolásokra is):

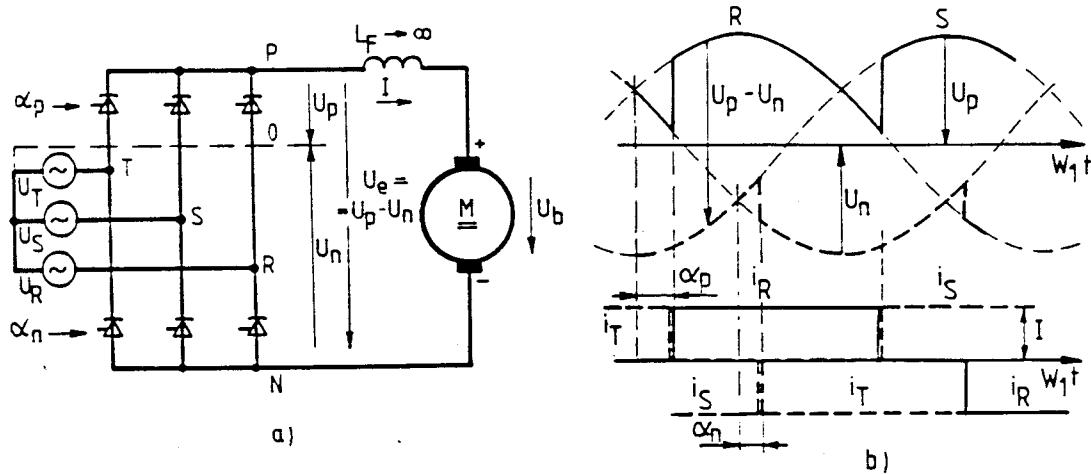
$$I = \frac{\sqrt{3} U_{hm}}{W_1 L} \frac{\cos \alpha - \cos(\alpha+\delta)}{2} , \quad (4.21.b)$$

vagy  $I_z = U_{hm} / W_1 L$  - ideális rövidzárási árammal:

$$I = \frac{\sqrt{3}}{2} I_z [\cos \alpha - \cos(\alpha + \delta)] . \quad (4.21.c)$$

A 4.21. ábrán felrajzoltuk  $U_e(\alpha, \delta)$ , 4.22. ábrán pedig  $\alpha + \delta(I, \alpha)$  függvényeket (utóbbi  $p=3$ -ra). Látható, hogy az egyenirányított feszültség  $\alpha=90^\circ$ -nál csak akkor lesz zérus, ha  $\delta=0$ . Fontos az  $\alpha + \delta(I, \alpha)$  görbék  $\approx 150-160^\circ$  körüli szakasza. Ugyanis itt érzékelhető legjobban, hogy az inverter biztos működéséhez - adott  $I_e$  áramra - milyen  $\alpha_{max}$  szög tarthat.

Vizsgáljuk meg most a háromfázisú hidás kapcsolást (4.23. ábra). Belátható, hogy a kapcsolás úgy vizsgálható, mint két sorba kötött  $p=3$  kapcsolás, amelynek gyújtási szöge legyen a pozitív oldalon  $\alpha_p$ , a negatív oldalon  $\alpha_n$ . Ilyenkor a (4.15) és (4.16) alapján  $p=3$ -at helyettesítve és  $L=0$  ( $\delta=0$ ) feltételezéssel:



4.23. ábra Háromfázisú hidás kapcsolás aszimmetrikus vezérlése  
a) elvi kapcsolás és jelölések, b) feszültség és áram időfüggvényei

$$U_p = \frac{3}{\pi} \frac{\sqrt{3}}{2} U_{hm} \cos \alpha_p ,$$

$$U_n = - \frac{3}{\pi} \frac{\sqrt{3}}{2} U_{hm} \cos \alpha_n , \quad (4.22)$$

tehát:

$$U_e = U_p - U_n = \frac{3}{\pi} \sqrt{3} U_{hm} \frac{\cos \alpha_p + \cos \alpha_n}{2}, \quad (4.23.a)$$

ill.  $U_{vm} = \sqrt{3} U_{hm}$  vonali feszültség amplitudójával és  $\alpha = \alpha_p = \alpha_n$  esetén:

$$U_e = \frac{3}{\pi} U_{vm} \cos \alpha = U_{em} \cos \alpha, \quad (4.23.b)$$

ahol  $U_{em} = \frac{3}{\pi} U_{vm}$ .

Így pl.  $U_{vm} = \sqrt{2} \cdot 380 = 537,4$  V szokásos ipari hálózat esetén, a maximálisan elérhető egyenfeszültség (üresjárásban)  $U_{em} = \frac{3}{\pi} \cdot 537,4 = 513$  V.

A (4.21.b és c) egyenletek helyességét a szimmetrikus vezérlésű háromfázisú hidás kapcsolásra is legkönnyebben abból lehet belátni, hogy ez a kapcsolás két  $p=3$  kapcsolás sorba kötésével jön létre. Ugyanehhez az eredményhez lehet jutni, ha (4.20.) egyenletbe  $U_{em} = \frac{3}{\pi} U_{vm}$  és  $p=6$  értéket helyettesítünk. Félhidas kapcsolásoknál a diódás oldalon  $\alpha_D = 0$ , ezért az egyenirányított feszültség:

$$U_e = U_{em} \frac{1+\cos \alpha}{2}, \quad (4.23.c)$$

tehát  $0 \leq \alpha \leq 180^\circ$  közötti változásra  $0 \leq U_e \leq U_{em}$  lehet (4.21. ábra).

#### 4.2.3. Áramirányítós hajtás teljesítményviszonyai

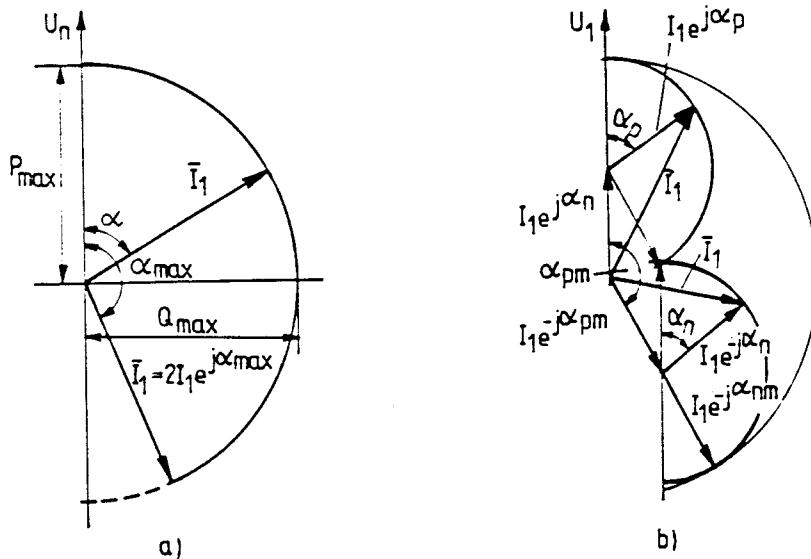
A 4.19. ábrából látható, hogy pl. az  $i_R$  fázis árama -  $\delta=0$  esetén - téglalap alakú és a természetes kommutáció helyéhez képest  $\alpha$  gyújtási szöggel késik. Ezért ha az  $i_R$  áramot Fourier-sorba fejtjük, az áram alapharmonikusa is  $\varphi=\alpha$  fázisszöggel késik a hálózati  $u_R$  feszültséghez képest. Mivel egy  $2\pi/p$  szélességű, I magasságú téglalap alapharmonikának amplitudója

$$I_1 = \frac{2}{\pi} I \sin \frac{\pi}{p}, \quad (4.24)$$

ezért az aszimmetrikus vezérlés esetén a hidás kapcsolás hálózati áramának alapharmonikusa  $p=3$  behelyettesítéssel két áram összegeként adódik és a valós irányba felvett feszültséghez képest következő alakú lesz:

$$\bar{I}_1 = \frac{2}{\pi} I \sin \frac{\pi}{3} \left[ e^{-j\alpha_p} + e^{-j\alpha_n} \right] = I_1 \left[ e^{-j\alpha_p} + e^{-j\alpha_n} \right], \quad (4.25.a)$$

ahol:  $I_1 = \frac{\sqrt{3}}{\pi} I$ .



4.24. ábra Hálózati áram alapharmonikusának vektorárája állandó terheléskor és változó szögsebességnél

a./ Szimmetrikusan vezérelt kapcsolás b./ Aszimmetrikusan vezérelt hídkapcsolás

Az  $\alpha = \alpha_p = \alpha_n$  esetén a szimmetrikus vezérlésre érvényes kifejezésekhez jutunk:

$$\bar{I}_1 = \frac{4}{\pi} \sin \frac{\pi}{3} I e^{-j\alpha} = 2I_1 e^{-j\alpha}. \quad (4.25.b)$$

Az egyenáramú motor  $U_e I$  felvett teljesítménye ( $P_{fel}$ ) megegyezik a hálózati teljesítmennel (mivel a félvezetők feszültségesését, valamint a simító-fojtótekercs és a hálózat ellenállását elhanyagoltuk). Utóbbi pedig - mivel a hálózat csak alapharmonikus feszültségű - kizártlag alapharmonikus teljesítményből áll, ezért:

$$P_{fel} = P_h = \frac{m}{2} U_{hm} I_{1m} \cos \varphi,$$

ahol  $m$  a fázisszám. A hálózat meddőteljesítménye

$$Q_h = \frac{m}{2} U_{hm} I_{1m} \sin \varphi,$$

ill komplex alakban (4.25.b) alapján szimmetrikus vezérlésre:

$$P_h + jQ_h = 2CI_1 e^{-j\alpha}. \quad (4.26)$$

A (4.25.b) segítségével az aszimmetrikus vezérlés esetén valamivel bonyolultabb kifejezést kapunk:

$$P_h + jQ_h = CI_1 \left[ e^{-j\alpha_p} + e^{-j\alpha_n} \right]. \quad (4.27)$$

Különböző szögsebességen az állandó terhelőnyomatékkal üzemelő egyenáramú motor árama állandó (ha  $\Phi = \text{áll.}$  és elhanyagoljuk a motor veszteségeinek függését a szögsebességtől), ezért ilyenkor  $I_1 = \text{const.}$

Tehát a hálózati  $\bar{I}_1$  áramvektor a (4.26) alapján - állandó terhelőnyomátek esetén - az  $\alpha$  gyűjtési szög függvényében kört ír le (4.24 a ábra), és a vektor valós része arányos a wattos, a képzetes összetevője pedig a meddő teljesítménnyel.

Szimmetrikus vezérlés ill. nem hidás kapcsolások esetén,  $P_{\max} = Q_{\max}$ , de a wattos teljesítmény maximuma  $\alpha=0$ -nál, a meddőé  $\alpha=90^\circ$ -nál van.

Aszimmetrikus vezérlésnél a meddő teljesítmény csökkenthető, amennyiben előbb  $\alpha_p$ -t változtatjuk  $0^\circ - \alpha_{\max}$  között (közben  $\alpha_n = 0^\circ$  marad), majd  $\alpha_p = \alpha_{\max}$  mellett  $\alpha_n$ -t változtatjuk  $0^\circ - \alpha_{\max}$  között. A viszonyokat a 4.24.b ábrán tüntettük fel, ahol vékony görbüvel felrajzoltuk az áramvektor pályát szimmetrikus vezérlésre is. Látható, hogy a meddő teljesítmény jeletősen csökkenthető, például az  $\alpha_n = 0^\circ$  melletti első tartományban a  $Q_{\max} = P_{\max}/2$ , tehát a felére csökken a szimmetrikus vezérléshez képest.

Az előbbi példa arra az esetre is érvényes, amikor a negatív oldalon diódák vannak, mert a diódák minden  $\alpha=0^\circ$ -kal kommutálnak. Tehát félhidas kapcsolásokban a meddőteljesítmény felvétel kisebb és ez jelentős előnye a félhidas kapcsolásoknak. Ma mégis ritkán használják ezeket, mert nem adnak lehetőséget az inverter üzemre, nagyobb simító-fojtókeret igényelnek stb.

Meg kell jegyezni, hogy a fenti eredmények a  $\delta=0$  miatt közelítők. Ha  $\delta \neq 0$ , akkor a hálózati áram alapharmonikusának fázisszöge nagyobb lesz ( $\varphi > \alpha$ ,  $\cos \varphi < \cos \alpha$ ), de az azonos  $I$ -hez tartozó  $I_{1m}$  amplitudó is kissé nő, így eredőben a teljesítményviszonyok csak nagyon keveset változnak.

A hálózati áramok felharmonikusai is átfolynak a hálózaton. A hálózati impedancia általában kis értékű és ezért elhanyagolható, de nagyobb áramoknál, illetve gyenge hálózatok esetében a hálózatban már számottevő feszültségesések jöhetnek létre, ami a hálózati feszültség torzulását (a szinusztól való eltérését) okozza. Ezért jelenleg olyan

áramirányítók tervezése folyik, amelyeknél a hálózati áram jó közelítéssel szinuszos alakú és az áram fázisban van a hálózati feszültséggel. Ezek a berendezések azonban jóval bonyolultabbak és költségesek, mint a szokásos hálózat vezérelt áramirányítók.

#### 4.2.4. Véges induktivitású simító-fojtótekercs, szaggatott és folyamatos vezetés

A simító-fojtótekercs induktivitását úgy kell megválasztani, hogy a felharmonikus áramok ne okozzanak megengedhetetlen  $di/dt$  értéket, ill., hogy a motor túlméretezése - a felharmonikus áramok melegítő hatása miatt - teljesítményben ne haladja meg a kb. 10%-ot.

A simító-fojtótekercset általában a minimálisan elfogadható értéken tartjuk, mert egyrészt költséges és méretigényes elem, másrészt pedig növeli a hajtás  $T_v$  villamos időállandóját, vagyis rontja a hajtás dinamikáját.

A véges induktivitású  $L_F$  simító-fojtótekercs miatt a motor árama nem marad állandó, vagyis az áram felharmonikusokat is fog tartalmazni, melyek rendszáma (4.12) alapján  $p\nu$  lesz:

$$i(t) = I_k + I_{p\nu} \sin(p\nu x + \varphi'_{p\nu}) , \quad (4.28)$$

ahol  $I_k$  az áram középértéke. Ennek megfelelően a külső gerjesztésű motor nyomatéka is középértékből és lüktető részből fog állni:

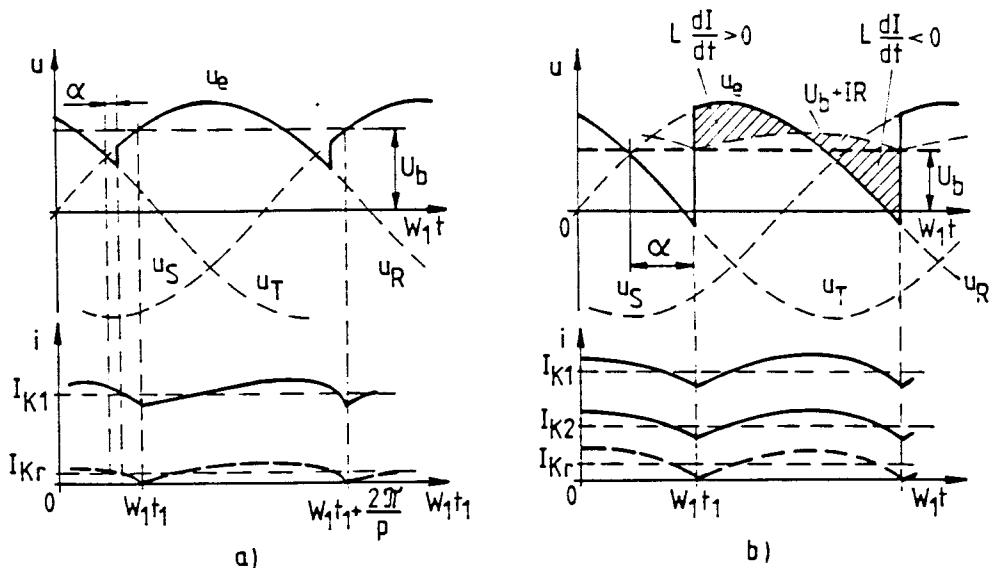
$$m = M_k + M_{p\nu} \sin(p\nu x + \varphi'_{p\nu}) , \quad (4.29)$$

ahol  $M_k = k\Phi I_k$  és  $M_{p\nu} = k\Phi I_{p\nu}$ . A felharmonikus áramok nem hoznak létre nyomaték középértéket, csak lüktető nyomatéket, de ezek frekvenciája általában elég nagy (pl.  $p=2$  és  $\nu=1$  esetén 100 Hz) ahhoz, hogy a motor forgása gyakorlatilag egyenletes legyen, és így a motor üzemét nem zavarják.

A 4.2.2. fejezetben már vizsgáltuk az áramirányítók kommutációs folyamatát. Ezt most meg kellene ismételni, mivel ott  $L_F = \infty$  miatt az egyenáram a fedés elején és végén azonos értékű volt és ez az érték megegyezett az  $I = I_k$  árammal, mivel  $I_{p\nu} = 0$  volt. Mi azonban feltételezzük, hogy véges induktivitású fojtótekercsnél is csak kevessel különbözik  $I_k$ -tól az áram maximális és minimális értéke, és ezért közelítésként az  $L_F = \infty$ -re vezetett összefüggéseket érvényesnek fogjuk tekinteni, így pl. a (4.15) egyenletet is.

A 4.25. ábrán felrajzoltuk a motor áramát egy felvett  $\alpha$  gyűjtási szögre és különböző  $M_k$  nyomatékokra. Amikor a terhelőnyomaték csökken, akkor a motor árama  $I_k$  középértékének is csökkennie kell és egy  $M_{kr}$  kritikus nyomatéknál elérkezik az a pillanat, amikor a kommutáció pil-

lanatában a motor áramának pillanatértéke zérussá válik, vagyis  $I_{\text{min}} = 0$  lesz (4.25. ábra vastag vonalú görbéje). Ennek az áramalaknak a középértékét  $I_{\text{kr}}$  kritikus áramnak nevezzük. Mivel ilyenkor az áram zérus értékből indul, ezért ilyenkor nincs fedési jelenség, tehát  $\delta=0$ . Természetesen  $\delta=0$  lesz minden  $I_k \leq I_{\text{kr}}$  áramra is. Megjegyezzük, hogy kis gyűjtási szögek esetén (4.25.a ábra) a motor árama nem a gyűjtás pillanatában éri el a minimális (ill. zérus) értékét, míg nagyobb gyűjtási szögekre a minimális áramérték mindig a begyűjtés pillanatában adódik (4.25.b ábra).

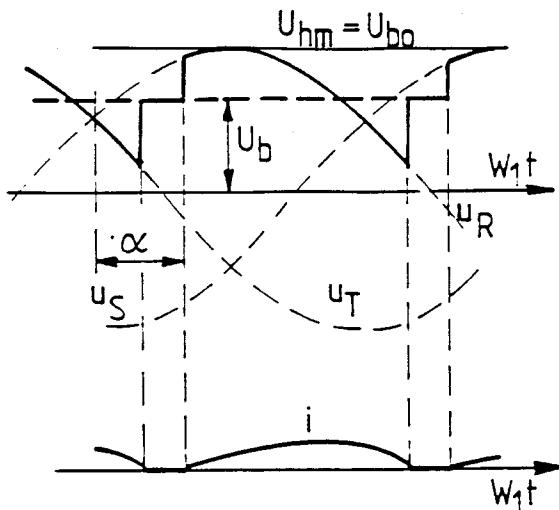


4.25. ábra Kritikus áram kialakulása  
a./ Kis gyűjtási szögekre      b./ Nagyobb gyűjtási szögekre

Ha a motor terhelőnyomatéka  $M_t \geq M_{\text{kr}}$ , akkor  $I_k > I_{\text{kr}}$  és az egyenáram folyamatos lesz, ezért ezt a tartományt az egyenirányító folyamatos vezetési tartományának nevezzük. Ezzel szemben, ha  $M_t < M_{\text{kr}}$  és  $I_k < I_{\text{kr}}$  akkor az egyenáram már a kommutáció előtt megszűnik, szaggatott lesz, ezért ez a tartomány az egyenirányító szaggatott vezetési tartománya lesz. Ilyenkor a (4.15) egyenlet nem érvényes. A viszonyokat a 4.26. ábrán ábrázoltuk. Amikor a motor árama kialszik, akkor a motor kapcsain  $U_b$  belsőfeszültség jelenik meg, ezzel az egyenirányított feszültség  $U_e$  középértéke - a terhelés csökkenésével - nőni kezd, ezzel együtt nő a motor belsőfeszültsége és szögsebessége is. Legkönnyebben az  $M_t = M_k = 0$  elméleti üresjárásra tudjuk meghatározni a motor belsőfeszültségét és üresjárási szögsebességét. Ilyenkor  $I_k = 0$ , ami az egyirányú áram miatt azt jelenti, hogy bármelyik időpontban az egyenáram pillanatértékének

is zérusnak kell lennie. Ez pedig csak akkor lehetséges, ha az  $U_{bo}$  üresjárási belsőfeszültség eléri az egyenirányított feszültség maximálisan lehetséges pillanatértékét:

$$U_{bo} = U_{emax}(\alpha, I) \quad (4.30)$$



4.26. ábra Áramirányító szaggatott vezetési tartományban

P1. egyfázisú egyenirányításnál  $U_{emax} = U_{hmax}$ , ha  $\alpha \leq \pi/2$  és  $U_{emax} = U_{hmax} \sin \alpha$ , ha  $\alpha > \pi/2$ . Háromfázisú hídnál  $U_{emax} = U_{vmax}$ , ha  $\alpha \leq \pi/6$  és  $U_{emax} = U_{vmax} \sin(\alpha + 60^\circ)$ , ha  $\alpha > \pi/6$ .  $L_F = \infty$  esetén az üresjárási belsőfeszültséget az egyenirányított feszültség középértéke határozza meg, a belsőfeszültség növekedése az  $L_F \neq \infty$  miatt függ az egyenirányító ütemszámától és kisebb gyűjtási szögekre (4.16) alapján ( $U_{bo} = U_{hm}$ ):

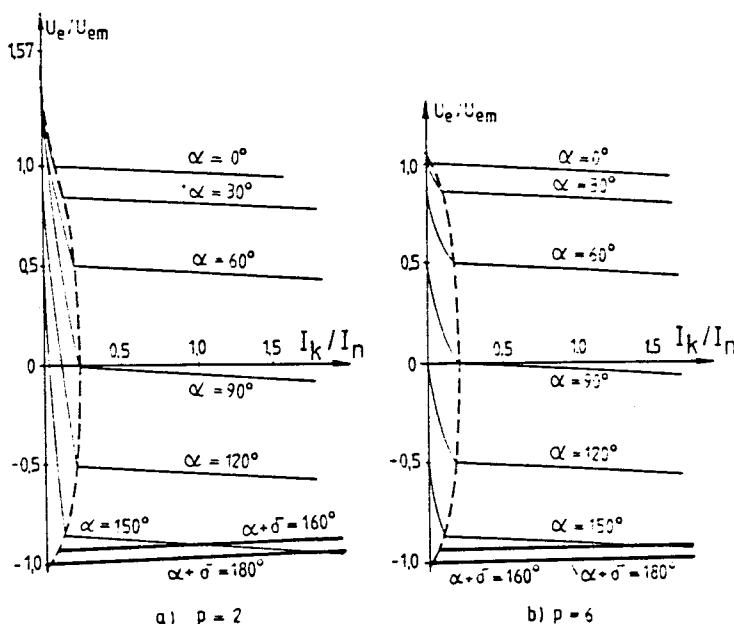
$$\frac{U_{bo}}{U_{em}} = \frac{\pi/P}{\sin(\pi/P)} \quad (4.31)$$

P1. egyfázisú kétutas egyenirányítóknál  $U_{bo} = \frac{\pi}{2} U_{em}$ , p=3. kapcsolásnál  $U_{bo} = 1,27 U_{em}$ , míg háromfázisú hídnál  $U_{bo} = \frac{\pi}{3} U_{em}$ .

A szaggatott vezetési tartományban a tirisztorokat akkor gyűjtjük amikor az egyenkörben nincs áram. Ennek következtében a tirisztor csak akkor gyűjt be, ha rajta lévő feszültség pozitív, tehát ha a hálózati feszültség meghaladja az  $U_b$  belsőfeszültséget. De pl. 4.25.a ábra esetén az  $I_k < I_{kr}$ -ra ez biztosan nem teljesül. Ahhoz, hogy az áramirányítós hajtás normálisan üzemeljen a gyűjtőimpulzusnak a  $W_1 t_1$  időpontban is meg kell jelennie, mert az R fázis tirisztorát csak ettől az időponttól

lehet begyújtani. A fentiek miatt ma a tirisztorokat általában 5-10 kHz-es impulzus-sorozattal gyújtjuk legalább 60°-os szélességű tartományban. Megjegyezzük, hogy hidas kapcsolásoknál az áram beindításához (tehát bekapcsoláskor és szaggatott vezetéskor) minden két tirisztort kell begyújtani (egyet a pozitív, egyet a negatív oldalon).

A 4.27 ábrán felrajzoltuk az áramirányító  $U_e$  kimenő feszültségének függését az egyenáramtól, motoros terhelést feltételezve.



4.27. ábra Áramirányító külső jelleggörbéje véges simító-fojtóterkercs esetén

A kritikus áramra az  $U_e(I)$  síkban a következő összefüggést lehet levezetni. Mivel a fedés ilyenkor nem lép fel, ezért az egyenfeszültség

$$U_e = U_{em} \cos \alpha = \frac{pU_{hm}}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} \cos \alpha \quad (4.32)$$

lesz, míg a motor áramára - az egyenkör ohmos ellenállásának elhanyagosításakor - a következő egyenlet írható fel:

$$L \frac{di}{dt} = X \frac{di}{dw_1 t} = u - U_e .$$

$u = U_{hm} \sin w_1 t$  és  $U_e$  kifejezésének behelyettesítésével az előbbi egyenletből:

$$i(t) = \frac{U_{hm}}{X} \int_{w_1 t_1}^{w_1 t} \left[ \sin w_1 t - \frac{p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} \cos \alpha \right] dw_1 t ,$$

ahol  $t_1$  az  $i(t)=0$  időpillanatnak felel meg. A kritikus áram az  $i(t)$  áram középtéréke:

$$I_{kr} = \frac{P}{2\pi} \int_{w_1 t_1}^{w_1 t_1 + 2\pi/p} i(w_1 t) dw_1 . \quad (4.33)$$

Egészen kis gyűjtási szögektől eltekintve (pl. háromfázisú hídra  $\alpha > 10,2^\circ$ -ra), ez az  $i=0$  időpont megfelel  $\alpha = w_1 t_1$  gyűjtási szögnek (4.25.b ábra). Ezért a fenti egyenletbe  $w_1 t_1 = \alpha$  behelyettesítéssel, és az integrálást végrehajtva a következő eredményt kapjuk:

$$I_{kr} = \frac{U_e}{X} \left( 1 - \frac{\pi}{p} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{p} \right) \sin \alpha . \quad (4.34)$$

A fenti egyenlet a (4.32) egyenlettel együtt az  $U_e(I)$  síkon egy ellipszist ír le (4.27. ábra), amely azonban kis gyűjtási szögekre nem érvényes, így  $\alpha \approx 0^\circ$  körül is az  $I_{kr}$  áramnak véges értéke lesz. Az  $I_{krmax}$  legnagyobb kritikus áramot  $\alpha = \pi/2$  és  $U_e = 0$ -nál kapjuk. Ha az  $I_{krmax}$  értékét felvesszük, akkor az egyenáramú kör reaktanciája a (4.34)-ból kiadódik. Pl.  $I_{krmax} = 0,1$  esetén relatív értékben ( $U_e = 1$ ):

$$p = 2 \text{ esetén}, \quad X = \frac{1 - \frac{\pi}{p} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{p}}{I_{kr}} = \frac{1}{0,1} = 10 \quad (1000\%),$$

$$p = 3 \text{ esetén}, \quad X = \frac{0,395}{0,1} = 3,95 \quad (\approx 400\%),$$

$$p = 6 \text{ esetén}, \quad X = \frac{0,093}{0,1} = 0,93 \quad (93\%).$$

Félhidas kapcsolásokra a (4.34) egyenlet nem érvényes, ilyenkor az  $I_{krmax}$  maximális kritikus áram  $\alpha < \frac{\pi}{2}$  gyűjtási szögénél lép fel. Pl. egyfázisú hídnál  $\alpha \approx 65^\circ$ -nál, és a 4.1 táblázat felhasználásával a fenti példában

$$X = \frac{0,567}{0,1} = 5,67 \quad (567\%)$$

szükséges. Háromfázisú felhidas kapcsolásra a szükséges reaktancia ( $\alpha \approx 87^\circ$ ):

$$X = \frac{0,239}{0,1} = 2,39 \quad (239\%) .$$

A fenti példákból látható, hogy az egyfázisú félhidas kapcsoláshoz ki sebb, míg a háromfázisú félhidas kapcsoláshoz nagyobb induktivitású fojtótekercs szükséges, mint a megfelelő teljes hidas kapcsolásokhoz, azonos kritikus áramot feltételezve. Ennek oka, hogy egyfázisú kapcsolásnál az ütemszám azonos ( $p=2$ ), míg háromfázisú kapcsolásokra félhidas kapcsolásra  $p=3$ , de teljes hídra  $p=6$ .

A 4.27. ábrán az áramirányító külső görbeit rajzoltuk fel minden szaggatott, minden folyamatos vezetésre. Itt már figyelembe vettük a fedést is, ezért csökken a kimenő egyenfeszültség az egyenáram növekedésekor a folyamatos vezetés tartományában is.

Mivel inverter üzemre határesetben legfeljebb  $\alpha+\delta=180^\circ$  lehet, ezért a 4.27. ábrán feltüntettük az  $\alpha+\delta=180^\circ$ -hoz tartozó határgörbét is, amely a (4.20) szerint egyenes lesz. Minél nagyobb az áram, annál kisebb gyújtási szög engedhető meg, amint az a (4.21.c) egyenletből is következik. A feltüntetett  $\alpha+\delta=160^\circ$ -os görbe már megfelelő biztonságot is nyújt az inverter kiesése ellen.

#### 4.2.5. Mechanikai jelleggörbék

A 4.27. ábra külső jelleggörbéről könnyű átteírni a motor mechanikai jelleggörbéire. A motor armatúraköri egyenlete állandósult állapotban:

$$\frac{U_e}{e} = I_k R + U_b = I_k R + K\Phi W, \quad (4.35)$$

ill.

$$W = \frac{\frac{U_e}{e}}{K\Phi} - \frac{I_k R}{K\Phi} \quad (4.36)$$

és

$$W = \frac{\frac{U_e}{e}}{K\Phi} - \frac{M_k R}{(K\Phi)^2}.$$

Szaggatott vezetéskor az  $\frac{U_e}{e}(I_k)$  görbe az üresjárás felé erősen nő, ezért a motor szögsebessége is emelkedik a

$$W_o = \frac{U}{K\Phi} \quad (4.37)$$

értékig. Mint az előbbi fejezetben láttuk, elméleti üresjáráskor az  $U_{e_{max}}$  függ az  $\alpha$  gyújtási szögtől és az egyenirányító  $p$  ütemszámától.

Kisebb  $\alpha$ -ra a (4.31) egyenlet a mérvadó, ezzel a szögsebesség emelkedé-

se a  $W_{oi} = \frac{U}{K\Phi}$  ideális ( $L_F = \infty$  érvényes) szögsebességhez képest:

$$\frac{W_o}{W_{oi}} = \frac{\pi/p}{\sin(\pi/p)} . \quad (4.38)$$

Egyfázisú hídnál ez az érték  $\pi/2$  (157%), háromfázisú hídnál  $\pi/3$ , vagyis kb. 105%.

A mechanikai jelleggörbéket a 4.28. ábrán tüntettük fel. Folyamatos v. ezetésre a (4.36) egyenletet jobb átírni más alakra. Azzal a közelítéssel, hogy a  $\delta$  fedési szöget az  $I_k$  középpáramra számítjuk a (4.21) szerint:

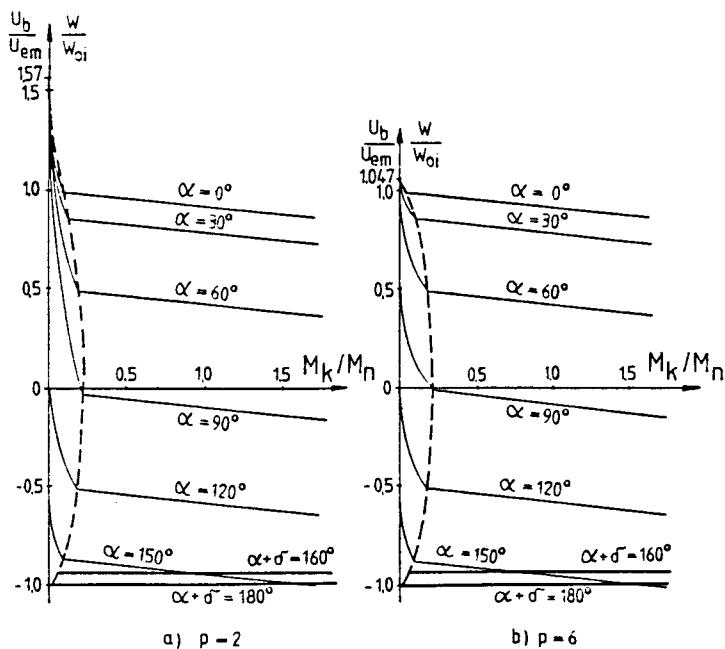
$$W = \frac{U_{em} \cos \alpha}{K\Phi} - \frac{I_k}{K\Phi} \left( R + \frac{P}{2\pi} X \right) , \quad (4.39)$$

és

$$W = \frac{U_{em} \cos \alpha}{K\Phi} - \frac{M_k}{(K\Phi)^2} \left( R + \frac{P}{2\pi} X \right) ,$$

vagyis az állandó feszültségű hálózathoz képest a motor jelleggörbéi lágyabbak lesznek, elsősorban a fedési jelenség, másrészt az  $R$  ellenállás növekedése (pl. fojtókeres ellenállása) miatt.

Inverter üzemben és folyamatos vezetéskor az  $\alpha + \delta \leq 180^\circ$  lehet, általában azonban megfelelő biztonság is szükséges. Ezért a 4.28. ábrán fel tüntettük azokat a határgörbékét is, amelyeknél  $\alpha + \delta = 180^\circ$  ill.  $\alpha + \delta = 160^\circ$ .



4.28. ábra Áramirányítós hajtás mechanikai jelleggörbéje véges simító-fojtókeres esetén

Ezek a jelleggörbék most is egyenesek, de emelkedésük az áram növekedésekor kisebb, mint a 4.27. ábra külső görbéinek, mivel (4.20) és (4.36) egyenletek figyelembevételével a határgörbékben:

$$W = \frac{U_{em} \cos(\alpha+\delta)}{K\Phi} - \frac{M_k}{(K\phi)^2} [R - \frac{p}{2\pi} X] . \quad (4.40)$$

A motor mechanikai jelleggörbéire a szaggatott vezetés kellemetlen következményekkel jár: a motor szögsebessége a terhelés csökkenésével erőteljesen növekszik és ez ellen csak megfelelő szabályozással lehet védekezni. A szaggatott üzemben azonban a mechanikai jelleggörbék nem-lineárisá válnak, e miatt a folyamatos üzemre beállított szabályozók általában csak megfelelő adaptív szabályozókkal kiegészítve képesek jó szabályozási minőséget biztosítani mind a szaggatott, mind a folyamatos vezetési üzemben.

Az áramirányítós hajtás jó működéséhez fontos az  $L_F$  simítófojtó átgondolt megválasztása. Először is ellenőrizni kell a motort a kommunikáció szempontjából megengedhető  $di/dt$  értékére. Tranziens üzemben a megengedhető  $di/dt$  áramváltozási sebességet szabályozókkal lehet korlátozni, míg az állandósult üzemben az áram lüktetéséből adódó  $di/dt$  értékeket már csak megfelelő  $L_F$  simítófojtóval lehet korlátozni. A motorra jutó  $u_e - U_b$  feszültség az  $\alpha=90^\circ$ -nál változik legélesebben, az ilyenkor fellépő  $di/dt$  áramváltozás ( $\delta=0$  feltétellel):

$$\left[ \frac{di}{dt} \right]_{max} = \frac{u_e - U_b}{L_\Sigma} = \frac{U_{hm} \sin \pi/p}{L_\Sigma} , \quad (4.41)$$

ahol  $u_e = U_{hm} \sin \pi/p$  - az  $\alpha=90^\circ$ -os gyújtási szögre a kommutációkor fellépő egyenfeszültség,

$$U_b = 0 \text{ (}\alpha=90^\circ\text{ miatt)},$$

$L_\Sigma$  - a motorkör teljes induktivitása.

Adott  $di/dt$ -hez az  $L_\Sigma$  kiszámítható. Pl. ha  $100I_n/\text{sec}$  a maximálisan megengedhető árammeredekekség, akkor:

$$W_l L_\Sigma = \frac{W_l U_{hm} \sin \pi/p}{1000 I_n} ,$$

ill. relatív értékkel ( $U_{em}=1$ ;  $R_n=U_{em}/I_n$ ;  $W_1=2\pi \cdot 50$ ) a (4.16) alapján:

$$X_{\Sigma} = \frac{\pi}{p} \frac{100\pi}{1000} = \frac{\pi^2}{10p}$$

Pl.  $p=3$  esetén  $X_{\Sigma} \approx 0,33$ , ami nagyjából megegyezik egy normál sorozatú motor armaturaköri induktivitásával.

Az  $L_F$  fojtó másik fontos hatása a motor melegedésének csökkentése.

Amíg az armatúrában az áramkiszorítástól eltekinthetünk (kb. néhány száz kW teljesítményig), addig az armatúratekercselés járulékos melegedésére az áram effektív értéke lesz a mérvadó:

$$I_{\text{eff}}^2 = I_k^2 + \sum_{v=1}^{\infty} I_{pv}^2$$

Általában elegendő, ha csak az áram első harmonikusával számolunk. A nagy  $p_f$  frekvencia miatt az  $R$  ellenállást elhanyagolhatjuk, ezért az áram első harmonikusa ( $v=1$ ) a

$$I_{p1} = \frac{U_{p1}}{p W_1 L_{\Sigma}} \quad (4.42)$$

képlettel számolható. Relatív értékben az  $I_{p1}$  áramot kb. 5%-ra szoktuk korlátozni. Ezzel a kör reaktanciája relatív értékben

$$W_1 L_{\Sigma} \cong \frac{1}{0,05} \frac{U_{p1}}{p}$$

és ebből  $L_F = L_{\Sigma} - L_a$ . Pl. háromfázisú hídkapcsolásra  $\alpha=90^0$ -nál  $U_{p1}=0,298$ , ezzel:

$$W_1 L_{\Sigma} = \frac{1}{0,05} \frac{0,298}{6} \cong 1 \quad (100\%).$$

Ha a motor induktivitása  $L_a \cong 30\%$ , akkor kb.  $L_F = 70\%$ -os simító fojtókeres szükséges.

A felharmonikusok többlet vasveszeségeket is okoznak, külső gerjesztésű gépekben a többlet vasveszeségek a segédpólus mágneses körében jönnek létre, ami főleg a segédpólus melegedését növeli meg.

A járulékos veszeségek függnek a gyűjtási szögtől. Általában a simító fojtótekercset úgy szokás megválasztani, hogy legfeljebb 8-12%-os tipusteljesítmény növelés legyen szükséges. Bizonyos esetekben, pl. ha nagyon gyors szabályozás szükséges, a simító fojtótekercset kisebbre veszik, vagy teljesen elhagyják (egyes másoló esztergák, szerszámgépek előtolása), ilyenkor a motor teljesítményét még jobban meg kell növelni.

#### 4.2.6. Áramirányítós hajtások négynegyedes üzeme

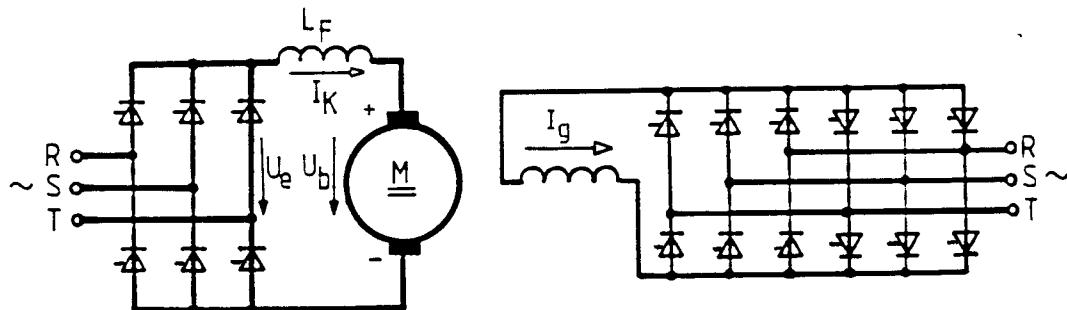
Vezérelt áramirányítóval tehersülyesztés jellegű fékezést is meg lehet valósítani, így ilyenkor a hajtás a koordináta-rendszer I. és IV. negyedében üzemelhet. A motor nyomatéka azonban  $M=k\Phi I_k$  és  $I_k$  a szelephatás miatt csak egy irányú lehet, a nyomaték irányának megváltoztatásához különleges módszereket kell alkalmazni. Három lehetőség van:

1. A motor fluxusának, vagyis gerjesztőáramának irányváltása.
2. A motor armatúrája és az áramirányító összeköttetését megváltoztató irányváltó kapcsoló alkalmazása.
3. Mindegyik armatúraáram-irányhoz külön áramirányító beépítése.

Vizsgáljuk meg részletesen az egyes megoldásokat. Mindegyik esetben gondolni kell az

$$I_k = \frac{U_e - U_b}{R} \quad (4.43)$$

összefüggésre, mert pl.  $R=10\%$  esetén 10% feszültsékgülönbség már névleges áramot hoz létre.

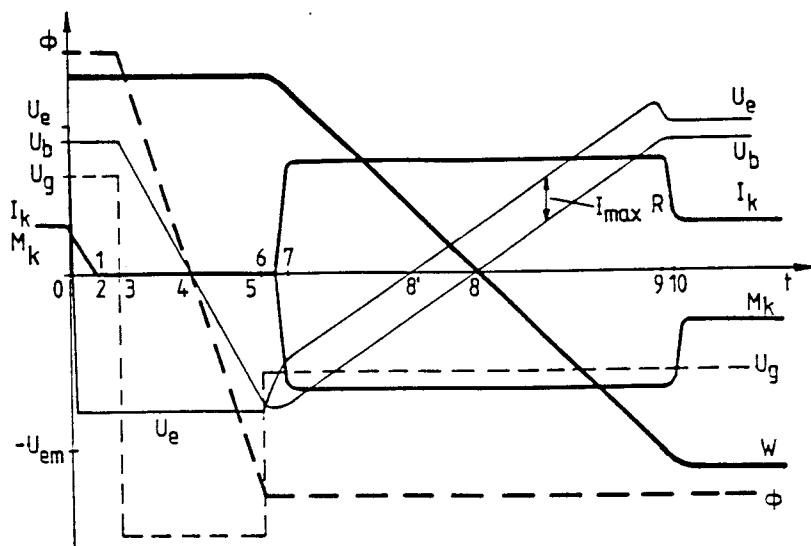


4.29. ábra A motor fluxusának irányváltása

1. Fluxusirányváltás. Az armatúrát vezérelt áramirányító táplálja, a motor gerjesztőtekercsét kézi vezérlés esetén potenciométerről vagy szabályozás esetén pl. kétirányú áramot adó áramirányítóról (keresztkapcsolás vagy ellenpárhuzamos kapcsolás, lásd később) tápláljuk (4.29. ábra). Mivel a gerjesztő teljesítmény kicsi, ezek a berendezések olcsók.

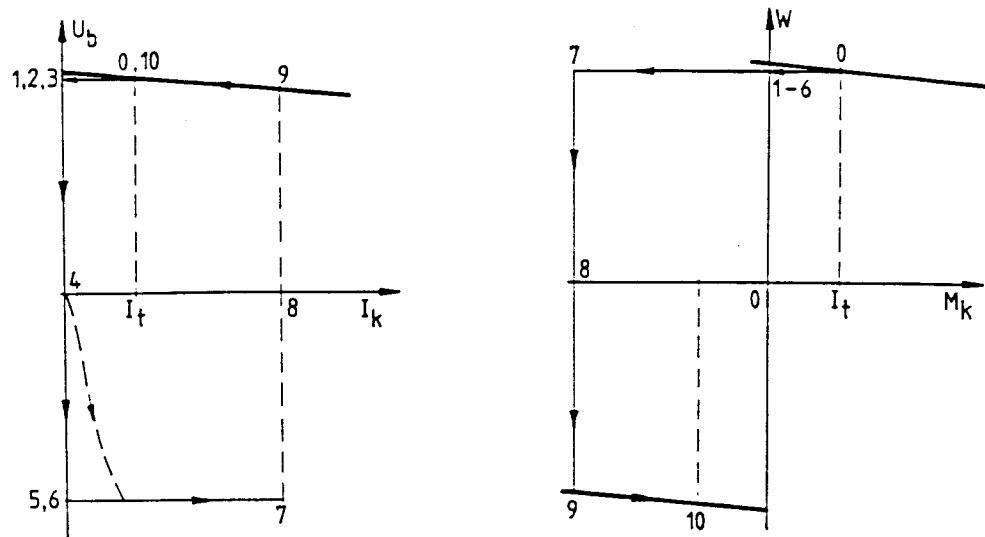
A motor forgásirányának megváltoztatását a következő sorrendben kell végezni. Tegyük fel kiindulásként, hogy a motor névleges fordulatszámon névleges árammal hajtott. A folyamatokat a 4.30. ábrán az időfüggvényében, a 4.31. ábrán az  $U-I$  síkon, a 4.32. ábrán a  $W-M$  síkon ábrázoljuk. Az összetartozó üzemadatokat azonos számok jelölik.

Először az armatúraköri áramirányító  $U_e$  feszültségét kell átvezérelni a legnagyobb inverter üzemi feszültségre, pl. 100%-ról ( $\alpha=0^\circ$ ) kb. -90%-ra ( $\alpha_{max} \approx 154^\circ$ ). Ha a motor belső feszültsége pl. 90%, akkor az  $U_e$  feszültség 90%-ra való csökkenésekor - ha az  $L$  induktivitástól eltekinthetünk - az  $I_k$  áram és a motor M hajtó nyomatéka 0-vá válik (1 jelű



4.30. ábra Az üzemállapot-jellemzők időbeli lefolyása a fluxus irányváltásakor

pont). Miután az  $I_k$  áram elérte a zérus értékét, el lehet kezdeni a fluxus irányának megváltoztatását (3 jelű pont). Ennek gyorsítása céljából a gerjesztőkeres feszültségét negatív irányban a névleges érték többszörösére vezéreljük át (forszírozzuk, lásd 4.1. fejezetet). A



4.31. ábra A fluxus irányváltása az  $U_b$ -I síkon

4.32. ábra A fluxus irányváltása a  $W$ - $M$  síkon

fluxus a 4-es pontban nullán megy át, majd az 5-ös pontban eléri a negatív névleges értéket, ekkor a gerjesztő feszültséget vissza kell állítani a negatív névleges értékre. A fluxussal arányosan irányt vált a motor  $U_b = k\Phi W$  belső feszültsége, +90%-ról -90%-ra. A fenti idők alatt ugyanis a  $W$  szögsebesség változása elhanyagolható. A (4.43) képletből látható, hogy miért volt fontos  $U_e$ -t maximális inverter üzemi feszült ségre kivezérelni.

Félvezetős (analóg vagy digitális) logikai áramkörökkel állapítjuk meg az egyes műveletek megkezdésének lehetőségét, a 0-3 időtartam igen kicsi, mintegy 10 ms lehet. A 3-5 idő, a fluxus irányváltása, a forszírozás mértékétől függ, 0,5 másodperc vagy néhány tized másodperc elérhető. Ezután lehet kialakítani a fékezéshez szükséges áramot az armatúraköri áramirányító gyújtáskésleltetésével.

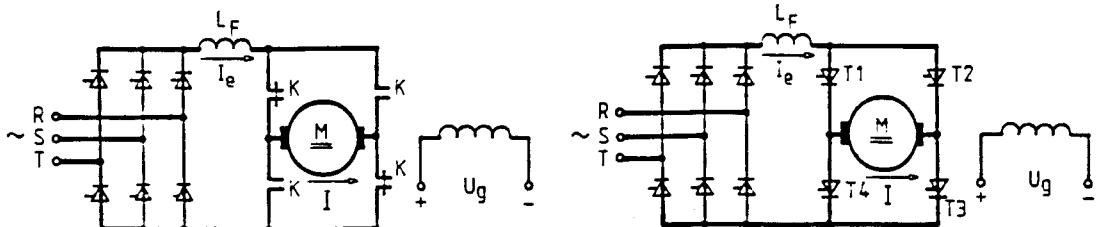
Amikor az  $U_e$  egyenirányító feszültsége  $U_b = -90\%$ -nál pozitívabbá válna (6 jelű pont), megjelenik az eredeti irányú armatúraáram, amely a fordított irányú fluxussal fékezőnyomatéket hoz létre. A 0-6 idők tehát holtidők a fékezés elkezdéséig. A fékezés hatására  $W$  és  $U_b$  abszolút értéke csökken, a fékező áram nagyságát az  $U_e - U_b$  különbség, ill. a  $dU_e/dt$ -vel megszabott lassulás határozza meg, ezt rendszerint a fő áramirányító áramkorlátozó szabályozója állítja be. A 6-8' idő alatt, inverterüzemben, a motor visszatáplálja a fékezési energiát. Miután  $U_e$  8' után pozitívvá válik, egyenirányító üzemre tér át az áramirányító, és a motor 8 után ellenkező forgásirányban hajt. Az indítás a 9-10 pontban befejeződik.

A 0-6 holtidőt kissé csökkenteni lehet, ha a fékező áram létrehozásához nem várjuk meg a negatív fluxus teljes kialakulását, hanem a fluxus nullaátmenete után azonnal visszavesszük az  $U_e$  feszültséget (szaggatott vonal a 4.31 ábrában). Így állandó árammal, növekvő fluxus mellett a fékezőnyomaték is nő, hamarabb kezdődik a fékezés.

A gyakorlati igényeket ez a módszer csak akkor elégíti ki, ha nincs szükség gyors irányváltásra (pl. centrifugák). A mezőirányváltás-kor a gerjesztőköri segédberendezés és az automatika olcsóbb, mint a következő megoldások segédberendezései. Ha azonban a motornak nagyon gyakran kell nyomatékirányt változtatnia (néhány másodpercenként), akkor szükség lehet a harmadik megoldásra.

2. Átkapcsolás az armatúrakörben (4.33. ábra). Az átkapcsolónak a rajz szerinti állása esetén  $I = I_e$ , átkapcsolás után  $I = -I_e$ , ezzel a nyomatékirány megváltozik. Az átkapcsolást teljesen árammentesen végezzük, mert az átkapcsoló üzembiztos és gyors működése csak ilyenkor érhető el. Ezért a kapcsolási sorrend az, hogy legelőször az áramirányítót a legnagyobb abszolút értékű inverter üzemi feszültségére vezéreljük át, ezzel az áram megszünik, és ezután kell átkapcsolni.

Az átkapcsolás után az áramirányítóra vonatkoztatva, a motor belső feszültsége fordított polaritásúvá válik, hasonlóan mint a mezőirányváltásnál, a továbbiakban tehát az előző, 1. pontban leírtakhoz hasonló



**4.33. ábra A motor és az áramirányító kapcsolásának polaritásváltása elektromechanikus kapcsolóval**

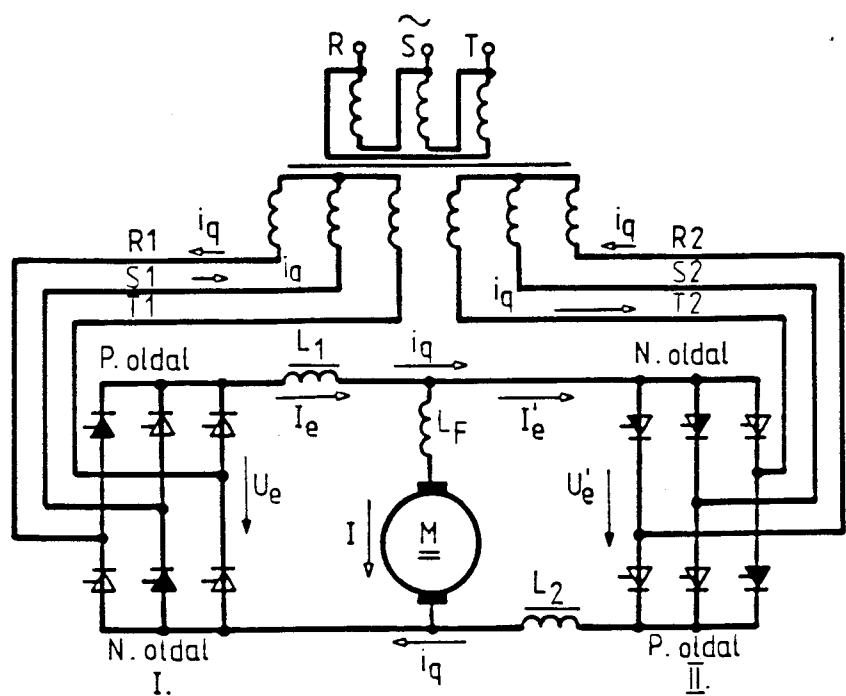
**4.34. ábra A motor és az áramirányító kapcsolásának polaritásváltása egyfázisú tiristoros hiddal**

a folyamat. Az átkapcsolás után is nulla marad az áram, amíg az  $U_e$  feszültséget vissza nem szabályozzuk.

Az  $U_b - I_b$  és  $W - M$  síkon a folyamatok hasonlóan ábrázolhatók, mint a mezőirányváltásra vonatkozó 4.31. és 4.32. árában.

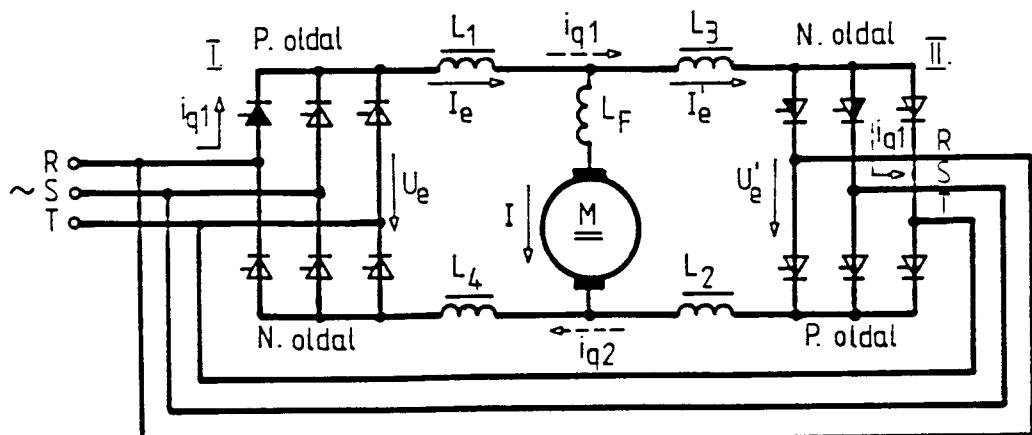
Az átkapcsolás néhány tized másodperc alatt végrehajtható. A mechanikai szerkezet élettartama gyakori átkapcsolás esetén viszonylag kicsi, de nagyon gyakori irányváltás esetén ezt a módszert nem is célszerű alkalmazni. Az elektromechanikai átkapcsolót tiristoros egyfázisú hiddal is helyettesíthetjük (4.34. ábra). Ha pl. állandóan a T1 és T3 tiristorokat gyújtjuk, akkor a motorban az ábrán kijelölt áramirány alakul ki. Ellenkező áramirányhoz előbb tiltjuk a T1 és T3 tiristorok gyújtását, míg a fő egyenirányítót  $\alpha_{max}$ -ra vezéreljük. Amikor az áram kialszik (pontosabban az után, hogy a T1 és T3 tiristorok visszanyerték a szigetelési képességüket) gyújtjuk a T2 és T4 tiristorokat és az áramszabályozó visszaszabályozza a gyújtási szöget  $\alpha_{max}$ -ról az I áram kialakulásához szükséges gyújtási szögre.

**3. Két készlet áramirányító az armatúrakörben** adja műszakilag a legtökéletesebb, de a legdrágább megoldást. Az armatúraáram mindegyik irányához egy-egy áramirányító tartozik; ezek összekötésére elsősorban két módszer terjedt el: a *keresztkapcsolás* és az *ellenpárhuzamos (anti-paralel)* kapcsolás. Háromfázisú hídkapcsolású áramirányítók esetére ezeket a 4.35. és 4.36. ábra mutatja. Megjegyezzük, hogy a keresztkapcsolás – mint elnevezés – ma már elavult. Régebben a higanygőz áramirányítókat mindig úgy kellett kötni, hogy mind az I., mind a II. áramirányítónál a katód pont – minden fázisnál – azonos potenciálon legyen. Ezt csak olyan szigetelt betáplálással lehetett megvalósítani, ahol az áramirányítókat és a táptranszformátort "keresztbe" kötöttük (tehát a motor azonos kapcsára az I. áramirányító táptranszformátorral, a II. áramirányító az egyenirányító közös katódjával, míg a másikra az I. áramirányítónál az egyenirányítók katódjával ill. a II-nál a táptranszformátorral csatlakozott).



4.35. ábra Áramirányítók keresztkapcsolása

A két kapcsolás között az a lényeges különbség, hogy keresztkapcsolásban a két oldal potenciálisan független táplálást kap a transzformátor két szekunder tekercséről, ellenpárhuzamos kapcsolásban viszont a táplálás potenciálja közös, ezért ellenpárhuzamos kapcsolás táptranszformátor nélkül is kivitelezhető, ami ennek a kapcsolásnak jelentős előnye.



4.36. ábra Áramirányítók ellenpárhuzamos kapcsolása

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 készletek vezetnek,  $I=-I'_e$ . A két áramirányító akkor lesz minden két áramirányra üzemkész állapotban, ha feszültségük középértékben 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 kötéset.

Ez akkor teljesül, ha

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

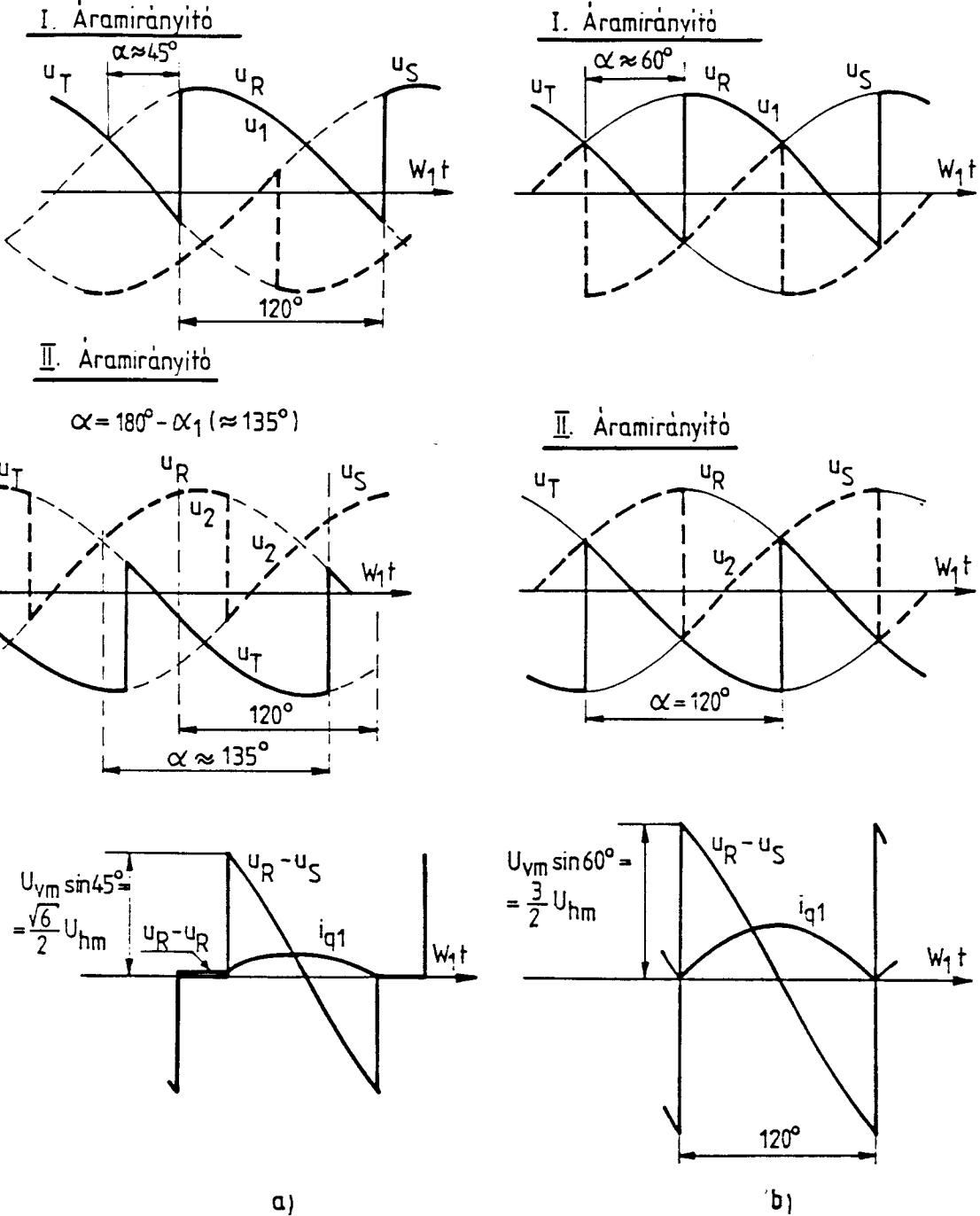
vagyis amikor az I. áramirányító egyenirányító üzemmre van kivezérelve, akkor a II. ugyanakkora abszolút értékű feszültségre inverter üzemmre, vagy fordítva. Ha pl.  $\alpha = 60^\circ$  és  $\alpha' = 120^\circ$ , akkor a közös feszültség az  $U_{em}$ -nek az 50%-a. Azt, hogy melyik áramirányító fog 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 üzemmű 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. Igy a Ward-Leonard-rendszerhez hasonlóan négynegyedes üzemmű valósítható meg.

Az áramirányítók tervezésekor ügyelni kell arra, hogy - (4.44) teljesülése esetén is - a két egyenirányító feszültsége csak középértékben megegyezik meg. Pillanatértékben a két áramirányító feszültsége még jelentősen eltérhet egymástól, ami a két áramirányítón keresztül folyó - a motort elkerülő - un. köráramot eredményez. A köráramok keletkezését háromfázisú hidás ellenpárhuzamos kapcsolásokra a 4.37. ábra illusztrálja, az "a" ábra  $\alpha_I \approx 45^\circ$ -os a "b" ábra  $\alpha_I \approx 60^\circ$ -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 hidás kapcsoláskor az I. készletnél a P oldalt ( $u_1$  feszültség), miközött a II. áramirányítónál az N oldalt kell vizsgálni ( $u_2$  feszültség). A köráram - elhanyagolva az

ellenállások hatását - ezzel:

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



4.37. Köráramok keletkezése ellenpárhuzamos kapcsolásra

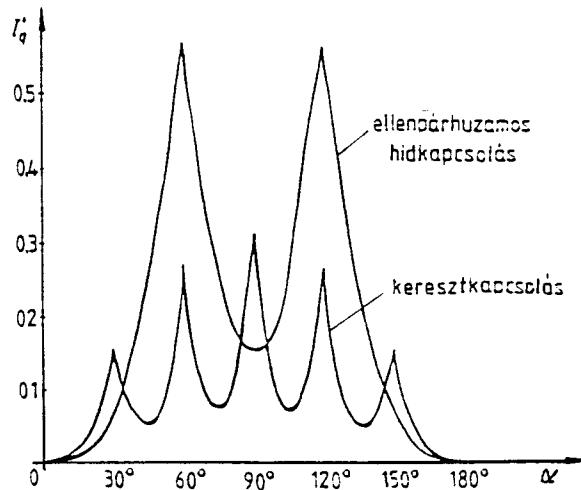
a./  $\alpha = 45^\circ$ -nál

b./  $\alpha = 60^\circ$ -nál

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

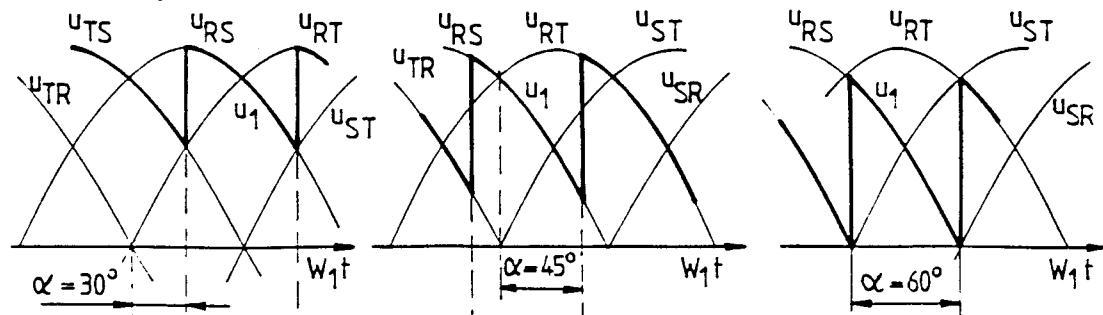
A fenti képletben a  $t=0$  időpont  $i_q=0$ -nak felel meg. Tételezzük fel, hogy azt a ciklust vizsgáljuk, amely a P oldali R fázis tirisztorának begyújtásával kezdődik. Mint a 4.37. ábrából látható, a II. áramirányító N oldalánál vagy R, vagy S tirisztor vezet, ezért az  $u_1 - u_2$  feszültség vagy 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 terüettel. Az  $i_q$  áram középértéke lesz az a köráram, amelyet a 4.38. ábrán tüntettük fel az  $U_{hm} / WL_1 q$ -hoz viszonyítva (itt  $U_{hm}$  a hálózati feszültség csúcsértéke,  $W_1$  a hálózati körfrekvencia).

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

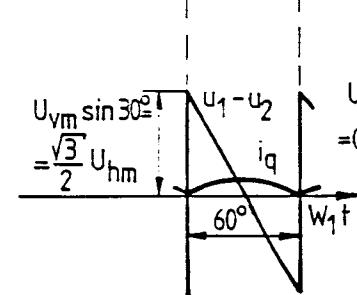
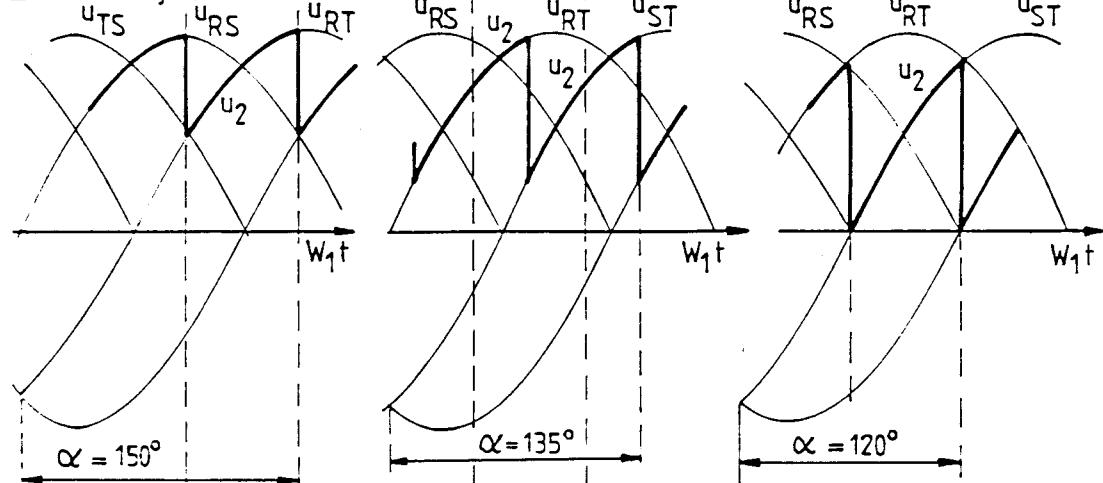


4.38. ábra Relatív köráram nagysága a gyújtási szög függvényében  
 $(\alpha_I + \alpha_{II} = 180^\circ)$

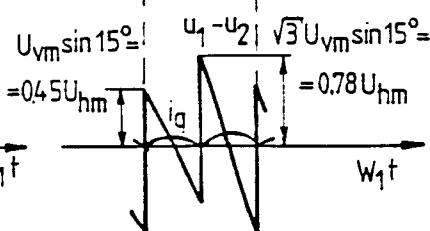
I. Áramirányító



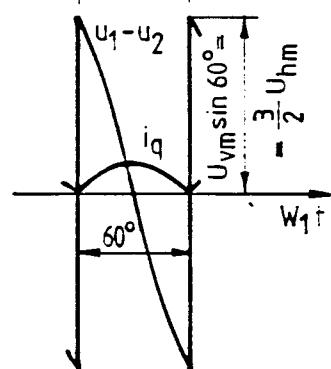
II. Áramirányító



a)



b)



c)

4.39. ábra Köráramok keletkezése az áramirányítók keresztkapcsolásakor  
a)  $\alpha = 30^\circ$ , b)  $\alpha = 45^\circ$ , c)  $\alpha = 60^\circ$

A köráramot korlátozó főjtókat körárammentes vezérléssel lehet ki-küszöbölni. Ilyenkor csak az áramot vezető, pl. I. készlet, kap gyűjtést, míg a másik, II. készlet gyűjtését tiltjuk. Amikor az áramot a II. készletnek kell átvenni, akkor előbb az I. készlet gyűjtését átvezéreljük  $\alpha_{\max}$  inverter üzemre és ezzel az áramot megszüntetjük, majd tiltjuk az I. készlet tirisztorainak gyűjtését. Amikor az I. készlet tirisztorai már biztosan visszanyerték szigetelési képességüket, akkor megszüntetjük a II. készlet gyűjtéstiltását és általában  $\alpha_{\max} \approx 150^\circ$ -ról indulva az áramszabályozó visszaszabályozza a gyűjtést 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 üzemet, mivel a motor árama minden két irányban szabadon kialakulhat, azt a félvezetők szelephatása nem korlátozza. A szaggatott üzem kiküszöbölése jelentős szabályozási előnyvel jár, mivel lineárisá teszi a rendszert kis terheléseknel 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 lassúb 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 tönkretehetik. Ezért ilyen táplálásnál minden 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 gerjesztőkörök nél általában körárammentes vezérlést alkalmazunk.

### 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.

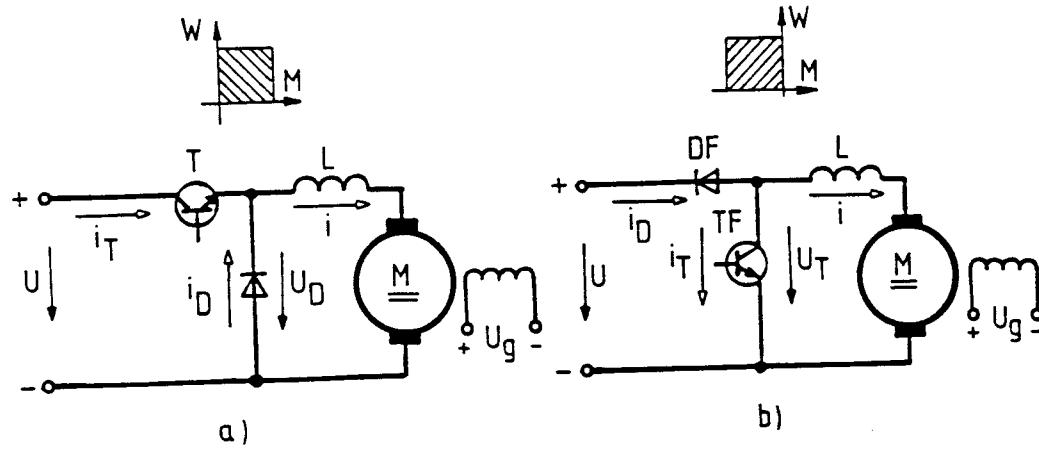
A fenti hajtások egyenáram-egyenáramú szabályozható átalakítót igényelnek, amellyel az állandó egyenáramú feszültségű hálózat változó feszültségű egyenáramú tápfeszültséggé alakítható. Ezeket szaggatóknak, ill. az általánosan elfogadott nemzetközi szóval, choppereknek nevezzük.

Az elmúlt évtizedekben a szaggatók általában tirisztoros megoldásuk 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 szaggatók hajtásokat különböző rendeltetésű és teljesítményű szervorendszerű hajtásokban is alkalmazzuk, annak ellenére, hogy az egyenáramú hálózatot előbb még a váltakozóáramú hálózatból - 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 egyenirányítós hajtásoknál és így jelentősen jobb a szabályozás minősége is.

#### 4.3.1. Szaggatók felépítése és a hajtások vezérlése

Az egynegyedes hajtások a 4.40. ábrán láthatóak. Az a) ábrán az un. feszültségcsökkenő, a b) ábrán az un. feszültségnövelő kapcsolás látható. Az elsőben a diódára jutó  $U_D$  feszültség a T tranzisztor bekap-



4.40. ábra Egynegyedes szaggatós hajtások:  
a) feszültségcsökkenő kapcsolás b) feszültségnövelő kapcsolás

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

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

ahol  $t_{be}$

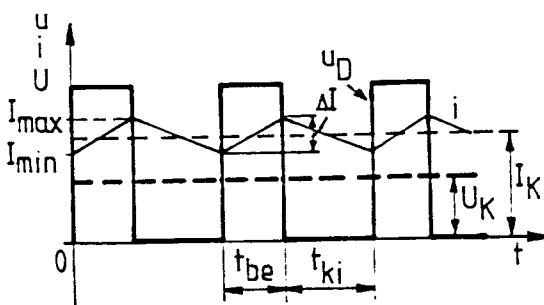
- a T tranzisztor bekapcsolási ideje;

$t_{ki}$

- a T tranzisztor kikapcsolási ideje;

$$b = \frac{t_{be}}{t_{be} + t_{ki}}$$

- a bekapcsolási arány.



4.41. ábra Motor feszültsége és árama feszültségsökkentő kapcsolásra

Állandósult üzemben a középrtékekre 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 összterhek. A motor árama a  $t_{be}$  időre - az armatúrakör R elenállásának elhanyagolásakor - az L armatúraköri induktivitás ismertében:

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

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  $\Delta t$  a be-, ill. kikapcsolástól eltelt idő. Az  $R=0$  közelítés miatt a kö-

zépérték:

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

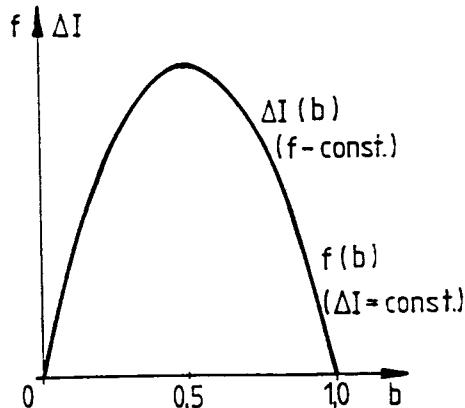
A (4.49.)-be  $\Delta t = t_{be}$ , a (4.50.)-be  $\Delta t = t_{ki}$  behelyettesítéssel és ren-  
dezve:

$$\begin{aligned} I_{\max} - I_{\min} &= \Delta I = \frac{U - U_b}{L} t_{be}, \\ I_{\max} - I_{\min} &= \Delta I = \frac{U_b}{L} t_{ki}. \end{aligned} \quad (4.52)$$

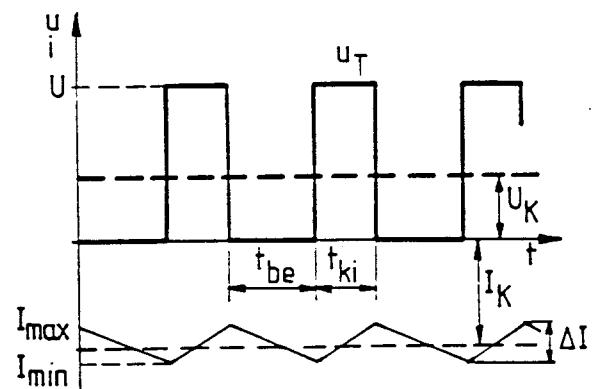
A fenti két egyenlet alapján a következő összefüggés adódik a  $\Delta I = I_{\max} - I_{\min}$  és a szaggató  $f = 1/(t_{be} + t_{ki})$  működési frekvenciája között:

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

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



4.42. ábra Szaggatók működési frekvenciája állandó  $\Delta I$  áram, ill. állandó frekvencia esetén



4.43. ábra Motor feszültsége és árama feszült-ségnövelő kapcsolásra

A 4.40.b ábrában a motorra jutó feszültség középértéke, ha a TF tranzisztor t<sub>be</sub> időre bekapcsoljuk és t<sub>ki</sub> időre kikapcsoljuk:

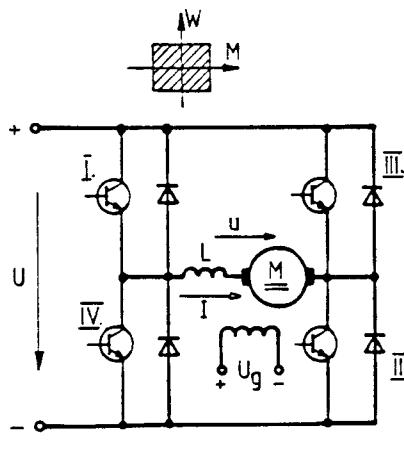
$$U_k = \frac{U t_{ki} + U t_{be}}{t_{be} + t_{ki}} = U(1-b) , \quad (4.54)$$

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

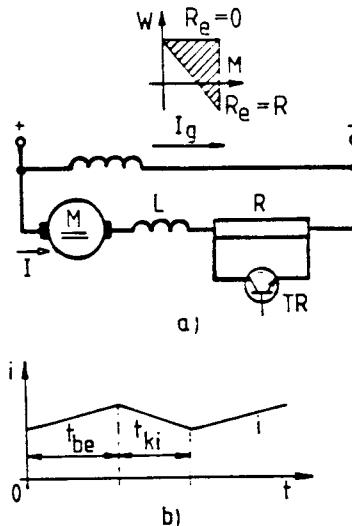
(4.53) kifejezés érvényes.

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 fékezőnyomatéket 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 minden motoros, minden féküzemre, ezért ezt a kapcsolást alkalmazzuk pl. szervorendszerök 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 tranzisztot:

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

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

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:

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

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

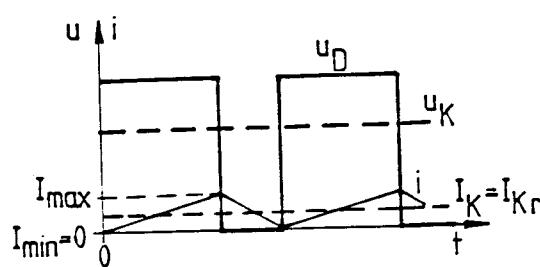
$$W = \frac{(1-b) U}{k\Phi} - \frac{\frac{M_k R}{k}}{(k\Phi)^2}. \quad (4.57)$$

Csökkenő terhelésekkel 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)

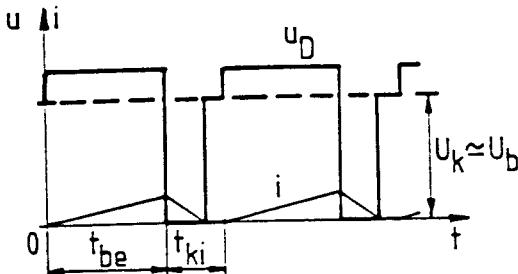
$\Delta I/2$ -vel lesz egyenlő, így (4.53)-ból:

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

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



4.46. ábra Szaggatott és folyamatos vezetés határa



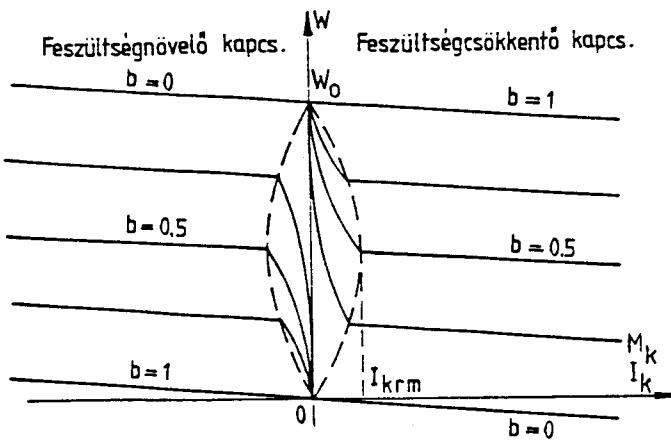
4.47. ábra Szaggatott vezetés kialakulása feszült-ségsökkentő kapcsolásban

P1. relatív értékekkel  $f = 1 \text{ kHz}$ ,  $W_1 L = 0,314$  (az induktivitás 50 Hz-es reaktanciája) és  $U=1$  esetén:

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

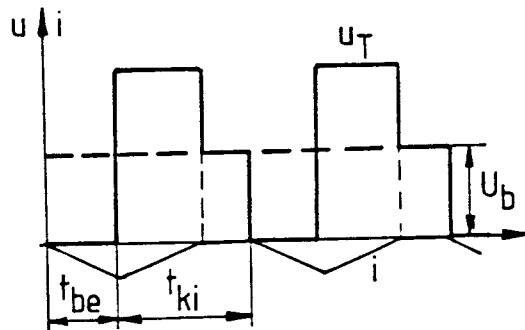
amely  $f = 10 \text{ kHz}$  esetén már elhanyagolható kis értékre, 1,25%-ra csökken. Mivel a normál sorozatú egyenáramú motor induktivitásának relatív értéke 0,3 körül van, ezért  $f > 10 \text{ kHz}$  esetén - az áram és a nyomaték ingadozása miatt - általában nincs szükség külső induktivitásra.

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 középrtéke ( $R = 0$  miatt), de ez a középrték 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 üresjárásban  $I_k = 0$ , tehát  $i(t) = 0$ , ami csak úgy jöhет 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 üresjárásban a  $W_o = \frac{U}{k\Phi}$  -vel lesz egyenlő (függetlenül a "b" értékétől).



4.48. ábra Külsőgerjesztésjű motor mechanikai görbéi

Feszültségnövelő kapcsolásra  $I < 0$ , a mechanikai görbék a II. négyedben fekszenek és folyamatos vezetésre a (4.57) egyenlet érvényes. Szaggatott üzem fékezéskor is létrejöhét (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 -



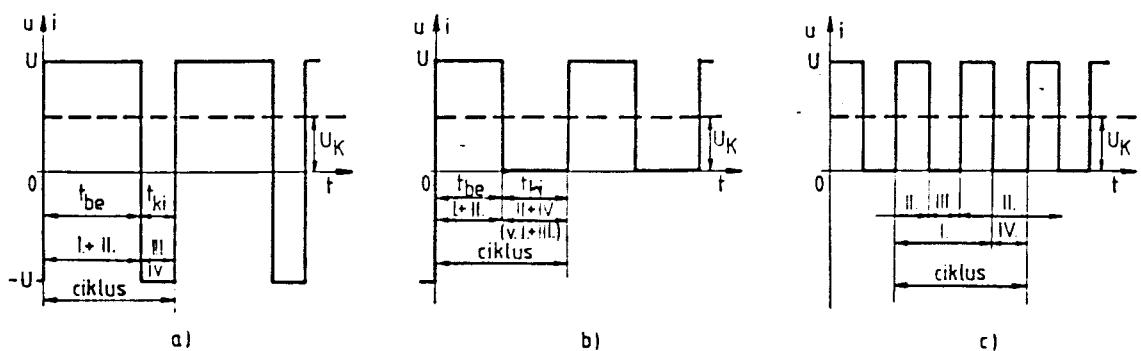
4.49. ábra Szaggatott vezetés kialakulása feszültségnövelő kapcsolásra

újra nőni kezd. Ezért most az elméleti üresjárási állapothoz, az  $I \equiv 0$  miatt,  $U_b = 0$  szükséges. Ennek következtében üresjárásban 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-

juj a III. és IV. szaggatók bekapcsolásával (4.44. ábra). Ennek az egyszerű vezérlésnek az előnye, hogy - minden 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) Átlapolt vezérlés

A 4.50.b. ábra esetében a vezérléshez érzékelni kell a kívánt feszült-ség polaritását és ennek függvényében gyűjtani a megfelelő szaggatókat. Jobb eredményt lehet elérni az un. átlapolt 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, mig az áram változási frekven-ciája kétszerese lesz a szaggatók működési frekvenciájának (lásd 4.3.4. fejezetet is). A jelenleg gyártott eá. szervohajtásoknál általában az átlapolt 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 un. lágy jelleggörbékű) diódákkal lehet korlátozni megfelelő értékekre.

### 4.3.3. Szaggatós hajtások feszültség és áram harmonikusai

A 4.41. ábrán látható  $u_D$  dióda feszültségét Fourier-sorba fejtve megkapjuk a motorra és a fojtora 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 amplitudójával 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

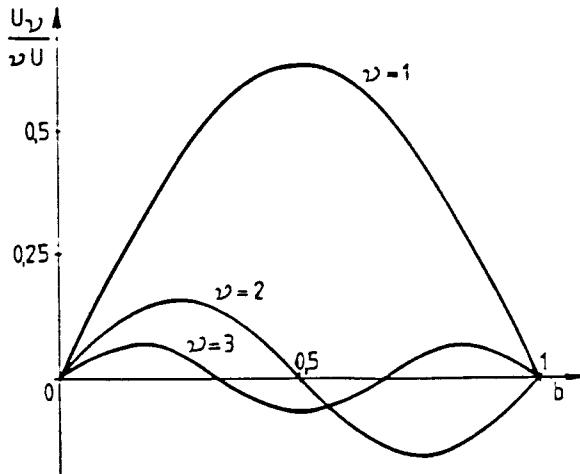
$$U_{1max} = \frac{2U}{\pi} ,$$

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

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

ahol  $X$  a kör relatív reaktanciája  $W_1' = 2\pi \cdot 50$  körfrekvenciára vonatkozatva. 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)

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



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:

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

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:

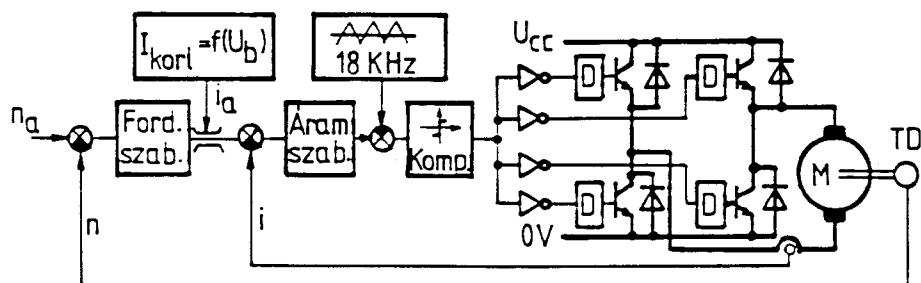
$$\left[ \frac{di}{dt} \right]_{\max} = \frac{200\pi}{0,32} \approx 2 \cdot 10^3 ,$$

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

#### 4.3.4. Irányváltós szaggatós szervohajtás (példa)

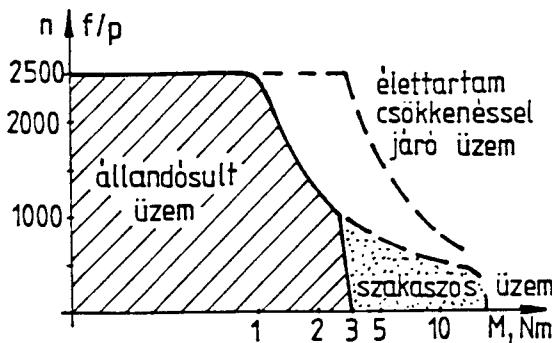
A permanens mágnesű egyenáramú motoros szervohajtás elvi kapcsolása a 4.52. ábrán látható, ahol a pozíció szabályozó hukot elhagytuk. Az ábrából látható, hogy a belső, alarendelt áramszabályozó hurok  $i_a$  alapjelét korlátozzuk és a korlát függ a motor belsőfeszültségétől (szögsebességtől). Ennek a 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 fürészgenerátor 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 időkéséssel (kb. 1-3  $\mu\text{sec}$ ) 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 fürészjel frekvenciájának).



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

Vizsgáljuk meg először, hogy  $f=10 \text{ kHz}$  háromszögjel esetén milyen  $\Delta I$  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:

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

Ebből:  $b = 0,75$ .

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

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

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

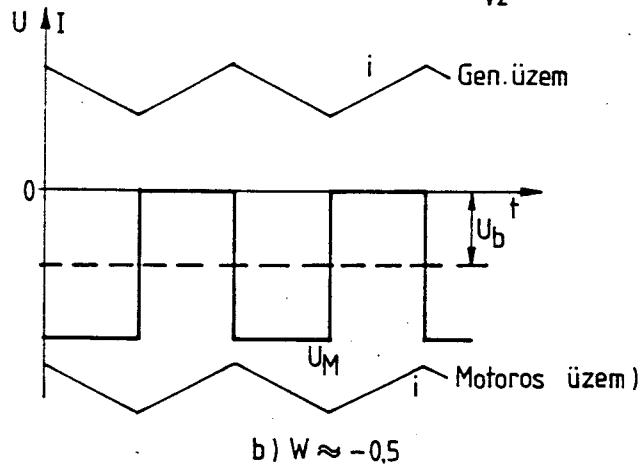
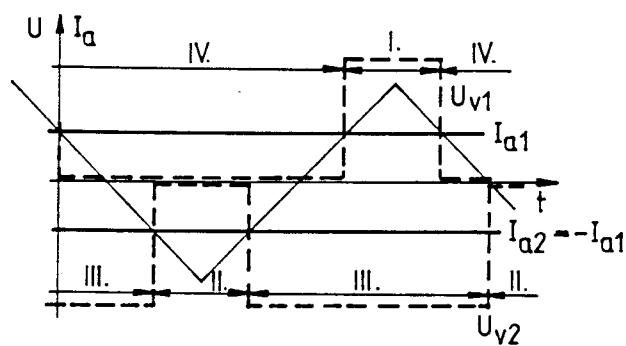
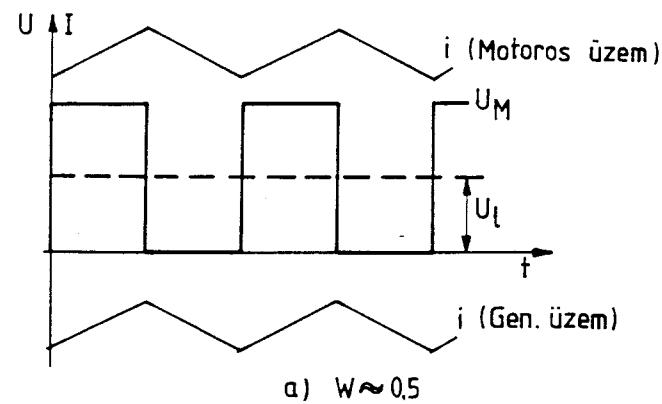
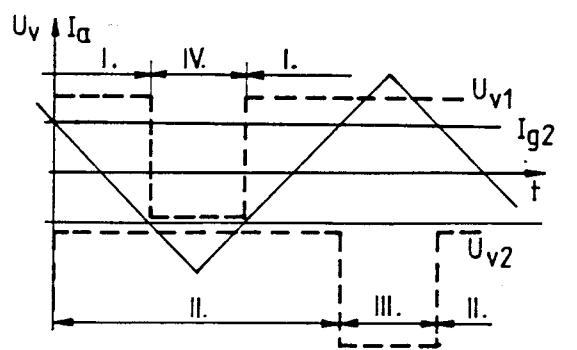
b./ Az I. és II. szaggatót II. és IV. szaggató követi (4.50.b ábra). Ilyenkor  $U_b = bU$ , ezért  $b \approx 0,5$  és (4.53) alapján:

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

Ne felejtsük el, hogy itt a szaggatók működési frekvenciája csak  $5 \text{ kHz}$ .

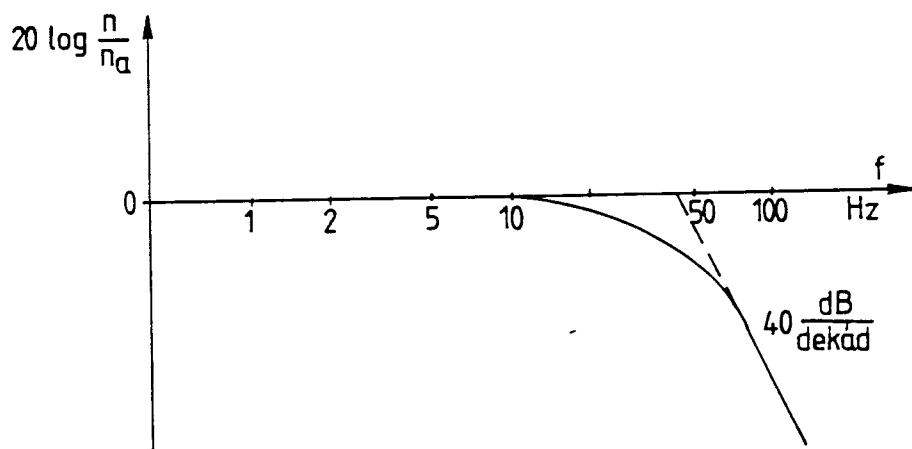
c./ Az I. és II. szaggatók bekapcsolását időben átlapolással úgy toljuk el, hogy  $U_b = 0,5$  legyen (4.50.c ábra). Ilyenkor a félvezetők működési frekvenciája  $10 \text{ kHz}$ , de az áramingadozás frekvenciája duplázdik, tehát  $20 \text{ kHz}$  lesz. Ezért  $\Delta I=1,25\%$  lesz, ami jelenősen 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  $50 \text{ Hz}$  körül, vagy e felett szokott lenni. A vágási frekvencia méréséhez színuszos lefolyású

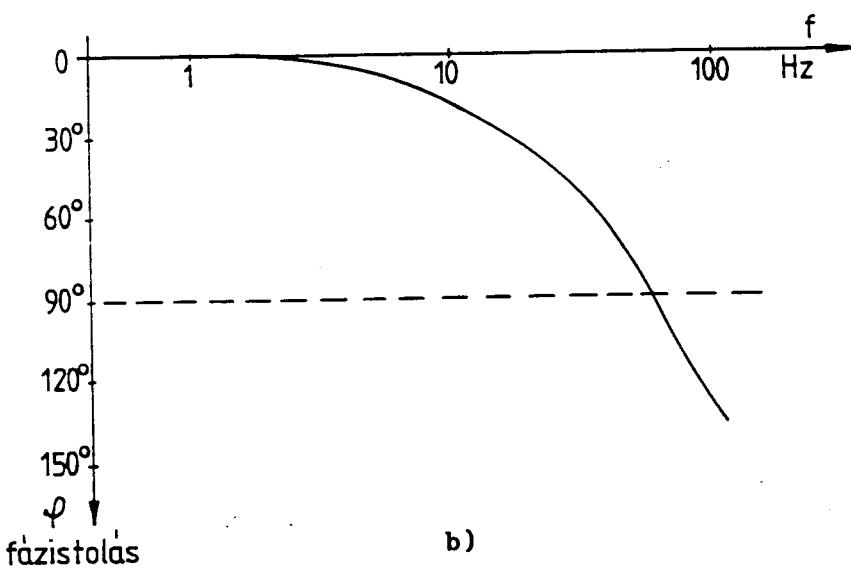


**4.54. ábra Irányváltóhajtás vezérlésének megvalósítási lehetőségei  
a)  $W \approx 0.5$ , b)  $W \approx -0.5$**

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



a)



b)

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

## 5. ASZINKRON MOTOROS HAJTÁSOK

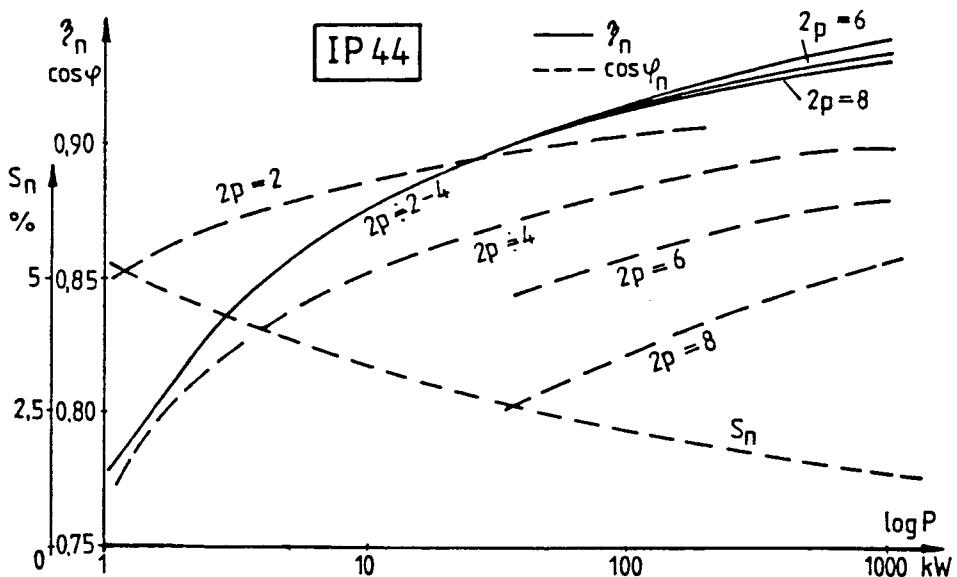
A háromfázisú aszinkron (indukciós) motorok terjedtek el legjobban a villamos hajtásokban. Ma a villamos hajtásokban használt energia az egész előállított energia kb. 50-60%-ka és ennek kb. 2/3-a az aszinkron motorok táplálására fordítódik. Az aszinkron motorok a következő előnyöknek köszönhetik az elterjedésüket:

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, miközött az üzemeltetési és javítási költségek minimálisak a többi motorfajtához 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

Háromfázisú aszinkron motorokat általában 0,5 kW-tól 2000-3000 kW-ig sorozatban gyártanak, egyedi gépek készülnek 15000 kW-os teljesítményre is. Az 5.1. ábrán láthatjuk a normális felépítésű motorok névleges terhelésű hatásfokát, teljesítménytényezőjét és szlipjét. Az ábra kalickás motorokra vonatkozik. 100 kW teljesítmény felett a fenti adatok kb. megegyeznek a csúszógyűrűs gépekével, kisebb teljesítmények esetén a csúszógyűrűs motorok valamivel rosszabbak, pl. 10 kW környékén hatásfokuk és teljesítménytényezőjük kb. 3%-kal kisebb.

A legtöbb motor 380 V-os és 660 V-os feszültségre készül. Nagyobb teljesítményű motorok 1000 V, 3000 V és 6000 V feszültségre is készülnek. Gazdaságossági okok miatt 630 kW felett már csak 3000-6000 V-os motorokat célszerű gyártani.

### 5.1. Az aszinkron motorok alapegyenletei

Hálózati tápláláskor a gép állórészére  $f_1 = 50\text{Hz}$  frekvenciájú szimmetrikus háromfázisú színuszos feszültséget kapcsolunk. Az ennek hatására kialakuló háromfázisú áramok forgó mezőt gerjesztenek, melynek villamos ill. mechanikai szögsebessége:

$$W_1 = 2\pi f_1, \quad W_{1m} = \frac{2\pi f}{p}, \quad (5.1)$$

ahol  $p$  a motor póluspárrainak a száma.

Ha a forgórész is ezzel a sebességgel forog, akkor a mező nem metszi a forgórész vezetőit, így azokban nem indukálódik feszültség és a forgórész vezetőiben emiatt áram sincs. Ezzel az aszinkron motor nyomatéka is zérus lesz, tehát az (5.1) egyenlet az üresjárási  $W_{om}$  szögsebességet határozza meg, mely így megegyezik a mező, vagyis a szinkron szögsebességgel ( $W_{om} = W_{1m}$ ).

A szinkron szögsebesség helyett gyakran a szinkron fordulatszámot használjuk:

$$n_{1m} = \frac{60f}{p} \text{ 1/min.} \quad (5.2)$$

A szokásos pólusszámok:  $p=2; 4; 6; 8; 10; 12; 24; 48$ .

A motor paramétereit relatív értékekben szokás megadni. Az állórész  $U_n$  névleges fázisfeszültségét és az  $I_n$  névleges fázisáramot választjuk alapértékként. Így pl. az impedancia alap értéke:

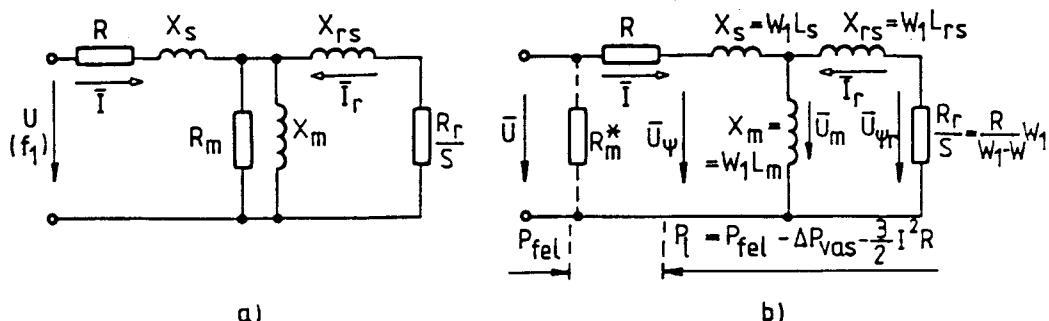
$$Z_n = \frac{U_n}{I_n}.$$

Ezzel az  $R$  ellenállás relatív értéke:

$$R' = \frac{R}{Z} \quad .$$

A szögsebesség alapértéke a  $W_1$  villamos, ill.  $W_{1m}$  mechanikai szögsebeség.

A villamos gépek elméletéből ismert aszinkron gép helyettesítő kapcsolását az 5.2.a ábrán láthatjuk.



**5.2. ábra Aszinkron motor helyettesítő kapcsolása**  
a) pontos      b) közelítő

Az egyes paraméterek jelentése és nagyságrendje:

- R = (1-6)% - állórész tekercselés egy fázisának ellenállása (kisebb érték a nagyobb teljesítményű gépekre vonatkozik);

$X_s = (6-10)\%$  - az állórész tekercselés szórási reaktanciája;

$X_m = (150-400)\%$  - a főmező reaktanciája;

$R_m \approx 10 X_m$  - a motor vasveszteségének megfelelő ellenállás;

$R_r \approx R$  - a forgórész egy fázisának ellenállása az állórész tekercselés menetszámára átszámítva;

$X_{rs} \approx X_s$  - a forgórész szórása (az állórészre átszámítva).

Az 5.2.a ábra szerinti helyettesítő kapcsolásban az  $R_m$  ellenállást analitikai számításokhoz vagy elhanyagoljuk, vagy - közelítésképpen - a motor kapcsaira emeljük ki (5.2.b ábra). Az utóbbi esetben a vasveszteség csak a motor tápfeszültségétől függ és nem függ a motor áramától, ezzel az aszinkron gépek elméletének tárgyalása nagymértékben leegyszerűsödik és ezért a továbbiakban általában ezt az 5.2b ábrán látható helyettesítő kapcsolást használjuk.

Az aszinkron motor tranziens üzemére és nem színuszos táplálásra is érvényes egyenletei Park-vektoros formában a következők (lásd a mellékletet):

$$\bar{u} = \bar{i}R + \frac{d\bar{\psi}}{dt} + j_w \bar{\psi}_k ,$$

$$\bar{u}_r = \bar{i}_r R_r + \frac{d\bar{\psi}_r}{dt} + j(W_k - W) \bar{\psi}_r ,$$

$$\bar{\psi} = \bar{i}_r L_m + \bar{i}_r L_r , \quad (5.3)$$

$$\bar{\psi}_r = \bar{i}_r L_m + \bar{i}_r L_r ,$$

ahol:

- $\bar{u}$  - a motor állórészére kapcsolt feszültség Park-vektora (a továbbiakban: vektor),
- $\bar{i}$  - az állórész áram-vektora,
- $\bar{\psi}$  - az állórész tekercsfluxus (a továbbiakban fluxus)-vektora,
- $\bar{u}_r$  - a csúszógyűrűkre kapcsolt feszültség-vektor (rövidrezárt forgórészű gép esetén:  $\bar{u}_r = 0$ ),
- $\bar{i}_r$  - a forgórész áram-vektora,
- $\bar{\psi}_r$  - a forgórész fluxus-vektora,
- $L_m$  - a főmező induktivitása ( $L_m = X_m / W_1$ ,  $W_1 = 2\pi f_1$ ),
- $L = L_s + L_m$  - az állórész tekercselés teljes induktivitása ( $L = \frac{X_s}{W_1}$ ),
- $L_r = L_{rs} + L_m$  - a forgórész tekercselés induktivitása ( $L_{rs} = \frac{X_{rs}}{W_1}$ ),
- $W_k$  - koordináta-rendszer szögsebessége (villamos szögben),
- $W$  - a forgórész szögsebessége (villamos szögben mérve).

Ismert, hogy a Park-vektort a fázismennyiségek pillanat értékeiből képezzük, pl. a feszültség-vektor az az  $u_a$ ,  $u_b$ ,  $u_c$ , fázisfeszültségek ismeretében:

$$\bar{u} = \frac{2}{3} (u_a + \bar{a} u_b + \bar{a}^2 u_c) , \quad (5.4)$$

ahol  $\bar{a} = e^{j2\pi/3}$ .

Megjegyezzük, hogy szinuszos pozitív sorrendű táplálás és álló koordináta rendszer ( $W_k = 0$ ) esetén, a Park-vektoros mennyiségek megegyeznek az "a" fázis komplex idővektorával.

Az (5.3) egyenletek és így a további vizsgálatok is a következő közelítésekkel érvényesek:

1. A motorban a gerjesztések és a mezők térbeli eloszlása szinuszos.
2. A motor felépítése teljesen szimmetrikus (az állórész fázistekercsei összes paramétere megegyeznek, ugyanígy azonosak a forgórész fázistekercsei is, ezen kívül a légrés nagysága a kerület mentén állandó). A forgórész mennyiségeit az állórészre redukáltuk.
3. Zérus sorrendű összetevők nincsenek. Ellenkező esetben az

egyenleteket ki kell egészíteni ilyen összetevőkkel.

4. A motor vasveszteségét elhanyagoljuk (vagy az 5.2.b ábra szerint a motor kapcsaira kiemeljük).

A fenti összefüggéseket még ki kell egészíteni a nyomatékegyenlettel:

$$m = \frac{3}{2} p \bar{\psi} \times \bar{i} . \quad (5.5)$$

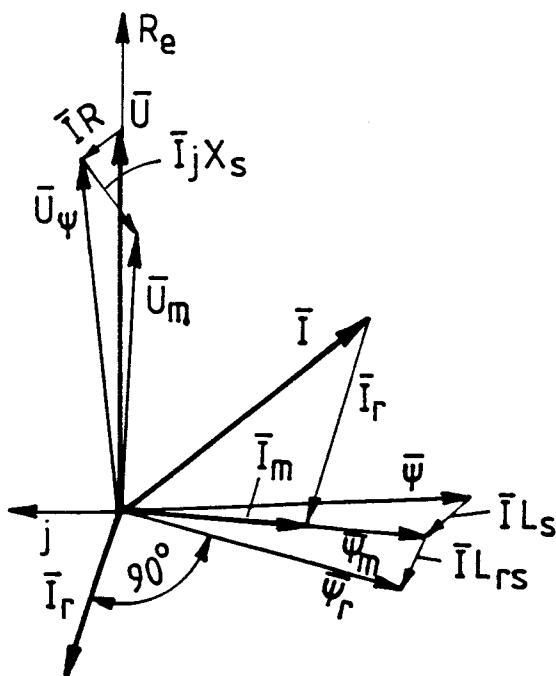
Állandósult üzemben és színuszos szimmetrikus táplálásra az (5.3) egyenletek egyszerűbbek, pl.  $W_k = W_1$  szinkronforgó koordináta-rendszer esetén,  $d\Psi/dt=0$ ,  $d\Psi_r/dt=0$ , ezért:

$$\bar{U} = \bar{I}R + jW_1\bar{\Psi} ,$$

$$\bar{U}_r = \bar{I}_r R_r + j(W_1 - W)\bar{\Psi}_r ,$$

$$\bar{\Psi} = \bar{I}L + \bar{I}_r L_m ,$$

$$\bar{\Psi}_r = \bar{I}L_m + \bar{I}_r L_r .$$



5.3. ábra Aszinkron motor vektorábrája

Az egyenleteknek megfelelő vektorábrát  $\bar{U}=U=\text{áll.}$  és  $\bar{U}_r=0$ -ra az 5.3. ábrán rajzoltuk fel. Érdemes észrevenni, hogy állandósult üzemben a  $\bar{\Psi}_r$

rotorfluxus és az  $\bar{I}_r$  rotoráram közötti szög -  $\bar{U}_r = 0$  esetében - mindenig  $90^\circ$  (motorként a rotorköri körfrekvencia  $W_1 - W > 0$ , és  $\varphi = +90^\circ$ , generátorként  $W_1 - W < 0$  és  $\varphi = -90^\circ$ ).

A motor 5.2.b ábra szerinti helyettesítő kapcsolása tulajdonképpen az (5.6) egyenleteknek felel meg, csak a forgórész feszültség-egyenletét kell kissé átalakítani:

$$\frac{\bar{U}_r}{S} = \bar{I}_r \frac{R}{S} + jW_1 \bar{\Psi}_r = 0 , \quad (5.7)$$

ahol  $S = \frac{W_1 - W}{W_1}$  a szlip.

Az 5.2.b ábrából jól megfigyelhető, hogy az állórészellenállás mögötti impedancia -  $W_1 - W = \text{áll. esetén}$  - arányos  $W_1$ -gyel. Tehát ha a motort változó  $W_1$  körfrekvenciájú feszültséggel tápláljuk és az ellenállás mögötti  $U_\Psi$  feszültséget arányosan változtatjuk a  $W_1$ -gyel, akkor állandó  $W_1 - W$  mellett a motor áramai és nyomatéka állandók lesznek.

Relatív értékekben a fluxus viszonyítási alapja:

$$\Psi_a = \frac{U_n}{W_1} . \quad (5.8.a)$$

A teljesítmény alapértéke a felvett névleges látszólagos teljesítmény lesz:

$$P_a = \frac{3}{2} U_n I_n . \quad (5.8.b)$$

A nyomaték alapértékét is a motor látszólagos felvett teljesítményéből számítjuk ki:

$$M_a = \frac{3}{2} \frac{U_n I_n}{W_{1m}} = \frac{3}{2} p \frac{U_n I_n}{W_1} . \quad (5.8.c)$$

A fentiek miatt a motor névleges teljesítménye, valamint a névleges nyomatéka relatív egységekben mindenkorábban kisebb érték:

$$P'_n = P'_n = \frac{P_n}{P_a} = \frac{\frac{3}{2} U_n I_n \cos \varphi_n \eta_n}{\frac{3}{2} U_n I_n p / W_1} = \cos \varphi_n \eta_n ,$$

$$M'_n = \frac{M_n}{M_a} = \frac{P_n p / W_n}{\frac{3}{2} U_n I_n p / W_1} = \frac{\cos \varphi_n \eta_n}{1 - S_n} ,$$

ahol:  $\cos\varphi_n$  - a motor teljesítménytényezője a névleges pontban;  
 $\eta_n$  - a motor hatásfoka a névleges pontban;  
 $S_n$  - a motor szlipje a névleges pontban;  $W_n = (1-S_n)W_1$ .

Általános elv lesz, hogy feszültség, áram és fluxus esetében a csúcsértékeket minden az alapmennyiségek csúcsértékeihez, a fázis-mennyiségek effektív értékeit pedig a fázis-alapmennyiségek effektív értékéhez viszonyítjuk. Ne felejtsük el, hogy Park-vektoros számításokban a képletekben - általában - a változók amplitudói (csúcsértékei) szerepelnek.

## 5.2. Az aszinkron gép mechanikai jelleggörbéi

Színuszos tápláláskor az aszinkron gép a hálózatból  $P_f = \frac{3}{2} UI \cos\varphi$  teljesítményt vesz fel. Ebből levonva a állórésztekercselés  $\frac{3}{2} I^2 R$  vesztéségét, valamint  $\Delta P_{vas}$  vasveszteségét, adódik a  $P_\ell = P_f - \frac{3}{2} I^2 R - P_{vas}$  légrésteljesítmény. A motor  $P_\ell$  légrésteljesítménye a  $P_m$  mechanikai és a forgórész  $\Delta P_r$  veszteségi teljesítményéből tevődik össze (5.2.b ábra):

$$P_\ell = P_m + \Delta P_r . \quad (5.9)$$

Ismert, hogy:  $P_\ell = MW_{1m}$ ,

$$P_m = MW_m ,$$

$$\Delta P_r = \frac{3}{2} I_r^2 R = M(W_{1m} - W_m) = MW_{1m} S,$$

ahol  $I_r$  a rotoráram amplitudója, ezért

$$M = \frac{3}{2W_{1m}} I_r^2 \cdot \frac{R}{S} . \quad (5.10)$$

A képlet a motor légréshomogénéit (elektromágneses nyomatékát) határozza meg. Abszolút értékben a motor mechanikai nyomatéka a motor saját súrlódásával kisebb motoros üzemben, ill. abszolútértékben nagyobb generátoros üzemben.

### 5.2.1. Állandó feszültségű jelleggörbe

Nem szabályozott hajtásokban az aszinkron motorok legfontosabb mechanikai görbéje az állandó hálózati feszültségéhez és frekvenciához tartozó jelleggörbe.

Az 5.2.b ábra helyettesítő kapcsolása alapján:

$$\bar{I}_r = \frac{\bar{U}}{R + jX_s + \frac{jX_m \left( \frac{R_r}{S} + jX_{rs} \right)}{j(X_m + X_{rs}) + \frac{R_r}{S}}} \cdot \frac{jX_m}{\frac{R_r}{S} + j(X_{rs} + X_m)}$$

Átalakítás után:

$$\bar{I}_r = \frac{\bar{U}}{R + jX_s + \left[ \frac{R_r}{S} + jX_{rs} \right] \left[ 1 + \frac{R + jX_s}{jX_m} \right]}$$

Vezessük be a következő jelölést:

$$\sigma = \frac{R + jX_s}{jX_m} \approx \frac{X_s}{X_m},$$

mivel  $f_1 = 50$  Hz esetén  $R < X_s$ . A  $\sigma$  értéke névleges frekvencián kb.  $10/300 = 0,03$ . További közelítéssel:

$$\frac{R}{1 + \sigma} \approx R \quad (5.11.a)$$

és bevezetve a rotor oldali  $X'_r$  tranziens (rövidzárási) reaktanciát:

$$X'_r = X_{rs} + \frac{X_s}{1 + \sigma} \approx X_{rs} + \frac{X_s X_m}{X_s + X_m} \quad (5.11.b)$$

megkapjuk a rotor áram amplitudójának négyzetét:

$$I_r^2 = \frac{U^2}{(1+\sigma)^2} \frac{1}{(R + R_r/S)^2 + (X'_r)^2} \quad (5.12)$$

Ez az eredmény megfelel annak, hogy az 5.2. helyettesítő ábrában az  $X_m$  mágnesező ágat és az állórész t egy  $U/(1+\sigma)$  feszültségű és  $R + jX_s/(1+\sigma)$  belső impedanciájú Thévenin generátorral helyettesítettük.

Behelyettesítve (5.12)-t az (5.10)-be:

$$M = \frac{3}{2W_{1m}} \frac{U^2}{(1+\sigma)^2} \frac{R_r/S}{(R + R_r/S)^2 + (X'_r)^2} \quad (5.13)$$

A fentiek szerint adott szlip (szögsebesség) esetén a nyomaték a fe-

szültség négyzetével arányos, ha a motor paramétereit állandónak vesszük. Ez (5.5)-ből is következik, mivel a nyomaték a fluxussal és az áram szorzatával arányos, a feszültség változásakor pedig minden két tényező megváltozik.

A legnagyobb nyomaték az  $M_b$  billenőnyomaték, ez szélsőérték számítással határozható meg.  $\frac{dM}{dS}=0$  alapján az  $S_b$  billenő szlip értéke:

$$S_b = \frac{\frac{R_r}{r}}{\pm \sqrt{R^2 + (X'_r)^2}} . \quad (5.14)$$

Ezzel az (5.13)-ból kiadódik a billenőnyomaték képlete:

$$M_b = \frac{3}{2W_{1m}} \frac{U^2}{(1+\sigma)^2} \frac{1}{2\left[R \pm \sqrt{R^2 + (X'_r)^2}\right]} . \quad (5.15)$$

Nagyobb frekvenciákon  $R \ll X'_r$ , ezért  $R=0$  lehető. Ezzel a közelítéssel a billenőnyomaték és a billenőszlip ilyenkor egyszerűbb alakban írható:

$$M_b \approx \frac{3}{2W_{1m}} \frac{U^2}{(1+\sigma)} \frac{1}{2(X'_r)} , \quad S_b = \frac{R_r}{X'_r} , \quad (5.16)$$

vagyis a billenőnyomaték és a billenőszlip fordítottan arányos a rövidzárási reaktanciával. Relatív értékekkel - névleges feszültségen - és pl.  $X'_r=20\%$ -kal,  $M_b \approx 2,5$ . Meg kell jegyezni azonban, hogy az (5.16) képlet csak  $f_1 > 20$  Hz esetén ad jó közelítést.

Az irodalomban a nyomaték kifejezését általában Kloss-képlet formájában használják, amelyet (5.13)-nak az (5.15)-tel való osztásával kapunk:

$$M = \frac{2 M_{bM} (1 + \epsilon)}{\frac{S}{S_b} + \frac{S_b}{S} + 2\epsilon} , \quad (5.17)$$

ahol  $\epsilon = \frac{R}{\sqrt{R^2 + (X'_r)^2}}$   $\approx 0,05 - 0,15$  ( $f_1 = 50$  Hz esetén) és  $M_{bM}$  a motor üzemű billenőnyomaték.

Az (5.14) és (5.15) képletben aszerint, hogy a négyzetgyököt pozitív vagy negatív előjellel vesszük a motoros, vagy a generátoros üzem billenő-szlipjét és billenőnyomatékát kapjuk. A billenőszlip mind a két

üzemmódban egyenlő abszolút értékű, azonban a billenőnyomaték generátoros üzemben - abszolút értékben - nagyobb. Ennek fizikai magyarázata, hogy generátoros üzemben az állórész ellenálláson fellépő feszültségesés miatt az ellenállás mögötti feszültség nagyobb, mint motoros üzemben, tehát nagyobb a fluxus és a nyomaték. A billenőnyomatékok viszonya az (5.17) alapján  $S = -S_b$  behelyettesítéssel:

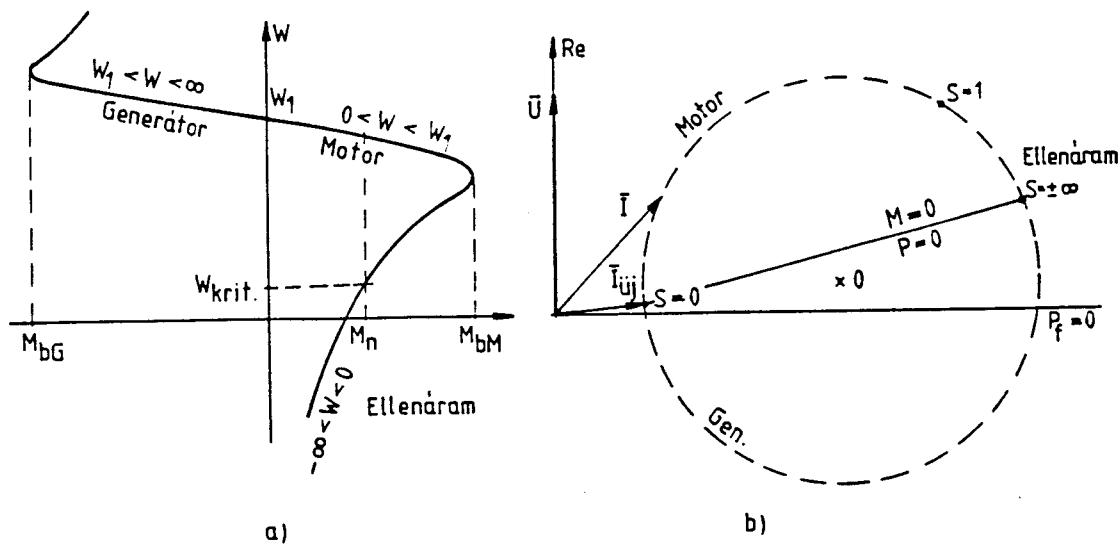
$$\frac{M_{bM}}{M_{bG}} = -\frac{1-\epsilon}{1+\epsilon} . \quad (5.18)$$

P1. egy közepes értékű  $\epsilon = 0,1$  esetén  $M_{bM}/M_{bG} = 0,8$ , vagyis a különbség jelentős már 50 Hz-es táplálás esetén is.

A motor mechanikai görbüjét az 5.4.a ábrán rajzoltuk fel. A továbbiakban általában relatív értékekkel számolunk, ezért a szögsebességnél a mechanikai szögsebességre utaló  $m$  indexet elhagyjuk.

A jelleggörbe három szakaszát különböztetjük meg:

- a./  $W_1 \leq W \leq \infty$  - ( $S < 0$ ) - generátoros üzem,
- b./  $0 \leq W \leq W_1$  - ( $0 \leq S \leq 1$ ) - motoros üzem,
- c./  $-\infty \leq W \leq 0$  - ( $1 \leq S \leq \infty$ ) - ellenáramú üzem.



5.4. ábra Aszinkron motor mechanikai görbüje és kördiagramja ( $U=\text{áll.}$ )

Hasonló szakaszok megtalálhatók az 5.4.b ábra kördiagramján is. A kördiagram a motor állórész áramvektorát határozza meg a szlip (pontosabban az  $f_r = S f_1$  forgórész frekvencia) függvényében a hálózati állandó értékű feszültség vektorához képest  $W_k = W_1$  szinkronforgó szögsebes-

ségű koordináta-rendszerben. A kördiagramon bejelöltük az érdekesebb pontokat, valamint a teljesítmény és nyomaték nulla vonalait is. Megjegyezzük, hogy az így felrajzolt kördiagram csak a motor állórész áramát határozza meg pontosan, míg a forgórész és a mágnesező áramot csak közelítőleg.

Példa: Legyen  $R=R_r=0,02$ ;  $X_s=X_{rs}=0,10$ ;  $X_m=2,00$ ;  $R_m=\infty$ .

A számítás alapján  $U=1$ ,  $I=1$  és  $f_1=50\text{Hz}$  esetén  $S=S_n=0,0183$ ;  $\cos\varphi=0,797$ ;  $\eta_n=0,957$ .

Ezzel a névleges nyomaték:  $M_n = \frac{\eta \cos\varphi}{1 - S_n} = 0,777$ ,  $M_{bM} = 2,12$ ;  $M_{bG} = -2,55$ .

A motor indítónyomatéka csak  $M_i = 0,457$ , pedig az áram ilyenkor  $I_i = 5,02$ . A motor (5.5) alapján számított mechanikai görbéjét az 5.7. ábrán rajzoltuk fel, ahol körökkel bejelöltük az (5.14) és (5.17) alapján számított pontokat is. Az eltéréseket a Kloss-képlet közelítései okozzák.  $f_1 = 25$  és  $50\text{Hz}$  esetén az eltérések elhanyagolhatóak, de  $f_1 < 10\text{ Hz}$  esetén már számottevők lehetnek. Megjegyezzük, hogy az (5.17) képlet felírható az (5.11) közelítések nélkül is, ilyenkor azonban a billenőszlipre és az  $\epsilon$  tényezőre bonyolultabb összefüggések adódnak:

$$S_b = \frac{1}{W_1 T_{ro}} \sqrt{\frac{1+(W_1 T_0)^2}{1+(W_1 T')^2}},$$

$$\epsilon = \frac{W_1 (T_0 - T')}{\sqrt{[1+(W_1 T_0)^2] [1+(W_1 T')^2]}},$$

ahol:  $T_0 = \frac{L}{R}$  - állórész áramok időállandója (nyitott forgórésszel)

$T_{ro} = \frac{L_r}{R_r}$  - forgórész áramok időállandója (nyitott állórésszel)

$T' = \frac{L'}{R}$  - állórész tranziens időállandója (rövidrezárt

forgórésszel);  $L' = L_s + \frac{L_{rs} L_m}{L_{rs} + L_m}$ .

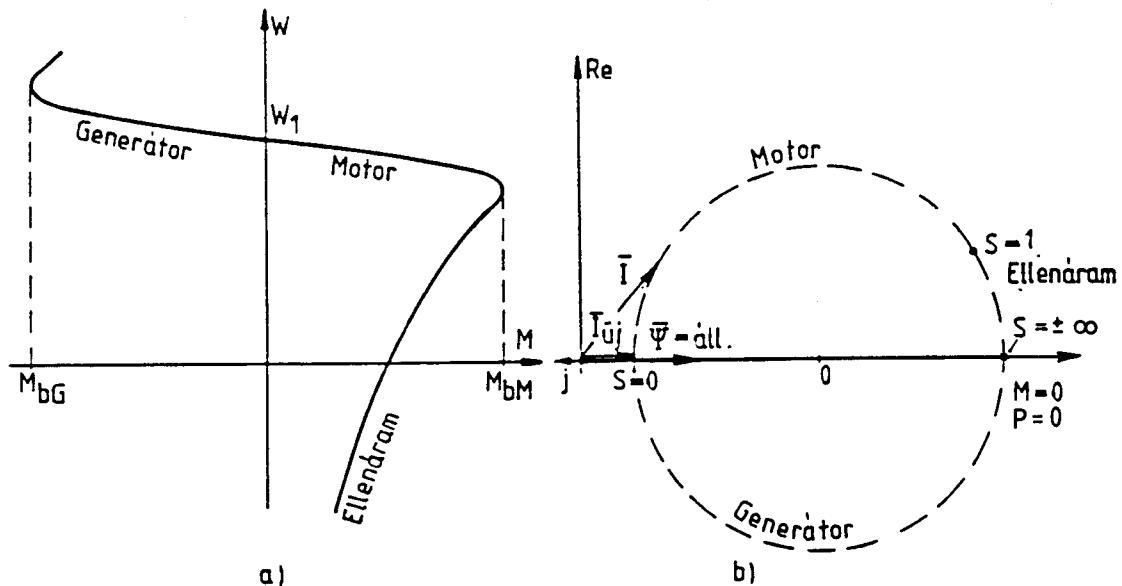
### 5.2.2. Állandó fluxusú jelleggörbe

Állandó  $\Psi$  fluxus és  $W_1$  esetén állandó lesz az  $R$  ellenállás mögötti  $\bar{U}_\psi = jW_1 \bar{\Psi}$  feszültség is. Ezekkel a feltételekkel a mechanikai jelleggör-

bét az előbbi fejezetből is megkaphatjuk  $R=0$  behelyettesítéssel. Ezzel az (5.17) egyenletben  $\epsilon=0$  lesz, ezért:

$$M = \frac{2 M_b}{\frac{S}{S_b} + \frac{S_b}{S}} , \quad (5.19)$$

míg a billenőnyomaték és szlip értékeit az (5.16) képlet határozza meg. A motor mechanikai görbéjét az 5.5.a ábrán láthatjuk, a motoros és generátoros üzem billenőnyomatékai most - abszolút értékben - megegyeznek.



5.5. ábra Aszinkron motor mechanikai görbéje és áramvektor diagramja ( $\bar{\Psi}$ -áll.)

Az 5.5.b ábrán az áramvektor diagramját is feltüntettük az abszcissza tengelyre felvett  $\bar{\Psi} = \text{áll.}$  vektorhoz képest. Az áramvektor diagram most is kör lesz, amely szimmetrikus az abszcissza tengelyre. Ezt könnyű belátni az 5.2.b ábra helyettesítő kapcsolásából is:  $R=0$  esetén a szlip előjele csak az impedancia valós részének az előjelét változtatja meg.

Példa:  $|\bar{\Psi}|=1$  és az előbbi fejezet adataival:  $M_{bM} = -M_{bG} = 2,32$ . A jelleggörbékét az 5.7. ábrán láthatjuk.

### 5.2.3. Állandó forgórész fluxusú jelleggörbe

A forgórész fluxus szabályozását ma gyakran alkalmazzák a jó dinamikát igénylő hajtásokban. Az (5.6) összefüggések második egyenletéből  $u_r = 0$ -val:

$$\bar{I}_r = -j \frac{\bar{\Psi}_r (W_1 - W)}{R_r} , \quad (5.20)$$

vagyis:

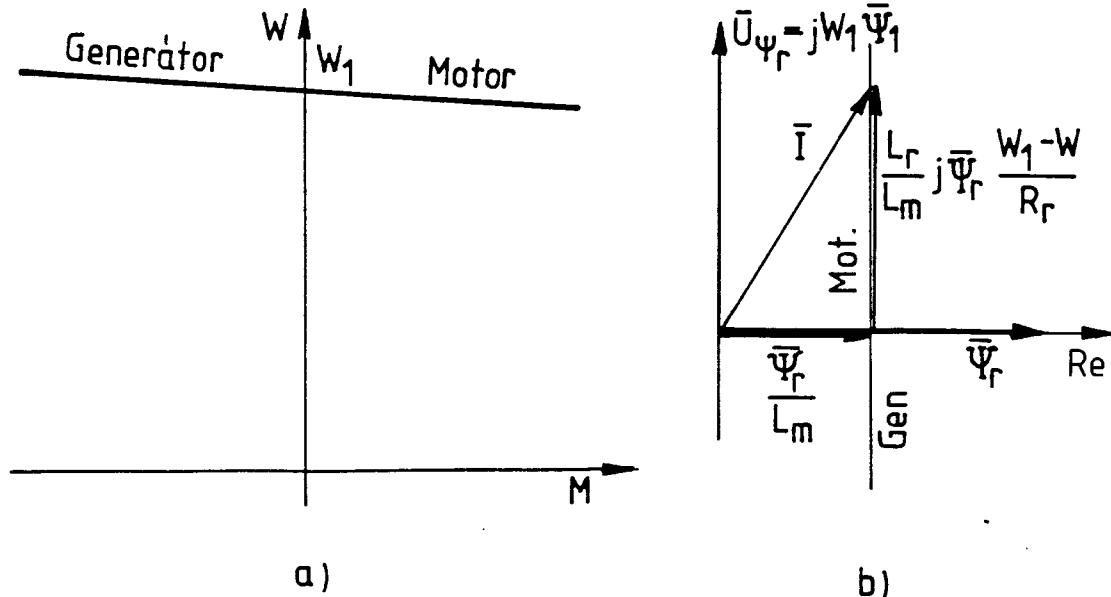
$$I_r^2 = \frac{\bar{\Psi}_r^2 (W_1 - W)^2}{R_r^2} . \quad (5.21)$$

Ezt (5.10)-be behelyettesítve:

$$M = \frac{3}{2} p \frac{\bar{\Psi}_r^2 (W_1 - W)}{R_r} , \quad \text{és} \quad W = W_1 - M \frac{R_r}{p\bar{\Psi}_r^2} \frac{2}{3} \quad (5.22)$$

tehát állandó forgórész fluxus esetén a motor mechanikai jelleggörbéje lineáris, míg a jelleggörbe  $dW/dM$  meredeksége arányos a forgórész ellenállásával és fordítottan arányos a rotor fluxus négyzetével. Ez analógiát mutat a külső gerjesztésű egyenáramú motor mechanikai jelleggörbéjével.

A jelleggörbét az 5.6.a ábrán rajzoltuk fel. Az áramvektor diagramja - az abszcissza tengelyre felvett  $\bar{\Psi}_r$  = áll. vektorhoz képest -



5.6. ábra Aszinkron motor mechanikai görbéje és áramvektor diagramja  
( $\bar{\Psi}_r$  = áll.)

függőleges egyenessé fajul (5.6.b ábra), mivel (5.20)-at az (5.6) utolsó egyenletébe behelyettesítve és onnan az áramot kifejezve:

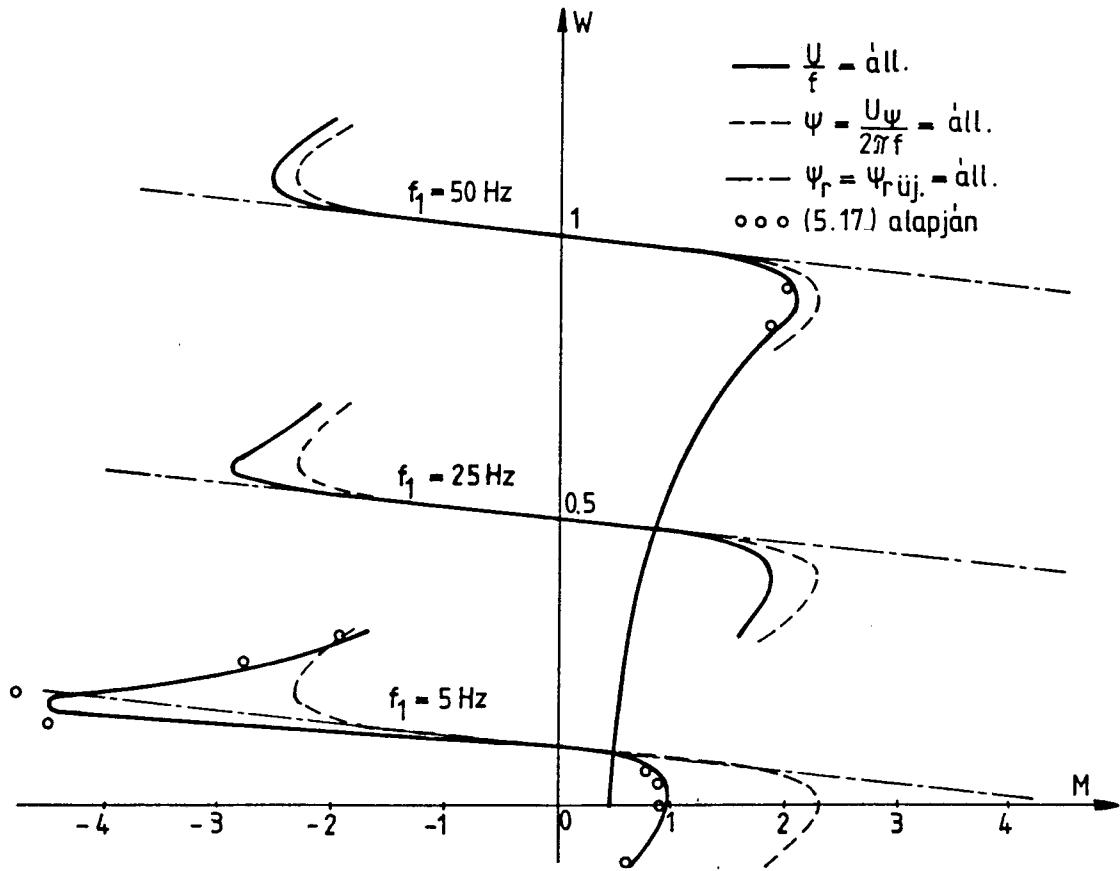
$$\bar{I} = (\bar{\Psi}_r + j \bar{\Psi}_r \frac{W_1 - W}{R_r} L_r) \frac{1}{L_m} = \frac{\bar{\Psi}_r}{L_m} (1 + j \frac{W_1 - W}{R_r} L_r) . \quad (5.23)$$

mivel  $\bar{\Psi}_r = \Psi_r$ , ezért

$$\bar{I} = \frac{\Psi_r}{L_m} (1 + j \frac{W_1 - W}{R_r} L_r) , \quad (5.24)$$

tehát állandó amplitudójú forgórész fluxus esetén az áram valós összetevője állandó marad, míg a képzetes része arányosan változik a  $W_1 - W$  szögsebességgel.

Az 5.6.b ábrán feltüntettük a motoros és a generátoros üzem tartományait is. Az ellenáramú üzem a motoros tartomány után következik, de rövidrezárt gépeknél a megengedhetetlen nagyságú áramok tartományába esik.



5.7. ábra Aszinkron motor mechanikai jelleggörbéi

Példa: az 5.2.1. fejezet adataival a névleges pontban  $\Psi_r = 0,92$ . Ezt

állandónak tartva a jelleggörbe meredeksége  $\frac{dw}{dM} = - \frac{\frac{R_r}{\psi_r^2}}{= \text{const.}}$  lesz. A

jelleggörbe két pontja: szinkronpont és a névleges pont (5.5. ábra). Álló állapotban (tehát a motoros és az ellenáramú üzem határán)  $M=42,5$ ;  $I=46,0$ .

#### 5.2.4. Állandó áramú táplálás

Ha egy külső szabályozó a motor állórész áramát tartja állandónak, akkor áramforrású (áramgenerátoros) táplálásról beszélünk (szemben az előbbi fejezetek feszültségforrású táplálásával).

Az 5.2.b ábra helyettesítő kapcsolásában  $\bar{I} = \text{áll.}$  és  $f_1 = \text{áll.}$  esetén a forgórészáramot csak a forgórész paraméterei és a szögsebesség határozzák meg:

$$\bar{I}_r = -\bar{I} \frac{j X_m}{\frac{R_r}{S} + j(X_m + X_{rs})}. \quad (5.25)$$

Az (5.10) figyelembevételével a motor nyomatéka

$$M = \frac{3}{2W_{1m}} I^2 \frac{\frac{X_m^2}{R_r^2} \frac{R_r}{S}}{\left[ \frac{R_r}{S} + X_r^2 \right]} \quad (5.26)$$

alakú. Az  $M_{bI}$  maximális nyomaték a következő  $S_{bI}$  szlipnél lép fel:

$$S_{bI} = \frac{R_r}{X_r}. \quad (5.27)$$

Ezzel az (5.26) nyomatéki egyenlet a Kloss-képlethez hasonló alakban fejezhető ki:

$$M = \frac{2 M_{bI}}{\frac{S}{S_{bI}} + \frac{b_I}{S}}, \quad (5.28)$$

ahol:  $M_{bI} = \frac{3}{2W_{1m}} I^2 \frac{X_m^2}{2X_r} = \frac{3}{2} pI^2 \frac{L_m^2}{2L_r}$  a motor billenőnyomatéka állandó áramú táplálás esetén.

A feszültségforrású táplálással szemben az állandó áramú táplálás három fontos dologban különbözik:

a./ A billenőnyomaték értéke jelentősen kisebb. Pl.  $I=1$ ,  $X_m=2,0$  és

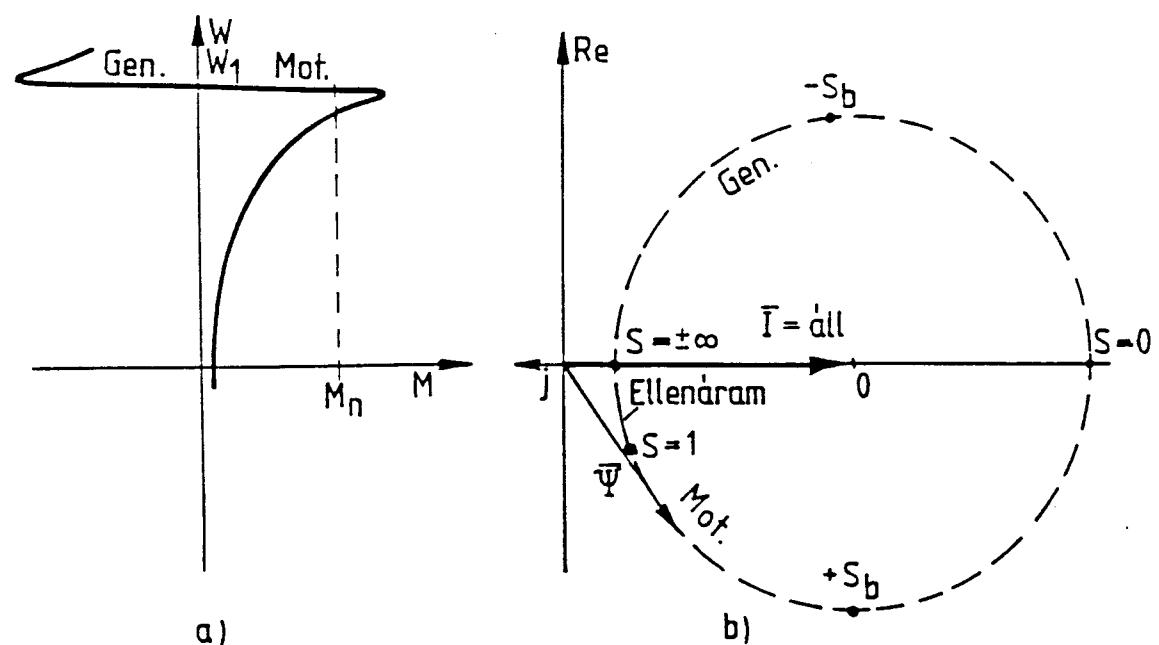
$$X_r = 2,1 \text{ esetében } M_{bI} = 0,95.$$

b./ A billenő szlip értéke kb. egy nagyságrenddel kisebb, pl.  $R_r = 0,02$  és  $X_r = 2,1$  esetén  $S_{bI} \approx 0,01$  (1%).

c./ Mind a billenőnyomaték, mind a billenőszlip közvetlenül függ a mágnesező ág reaktanciájától, így a gép telítésének változását a jelleggörbék számításánál figyelembe kell venni. Pl. ha a motor szinkron sebességgel forog, akkor forgórészarám nem folyik és így a teljes gerjesztést az állórész áramok határozzák meg.  $I_n = \text{áll.}$  esetén ez a ger-

jesztés durván kétszerese a névleges gerjesztésnek és ezért a gép rendkívül telített állapotba kerül. Eltávolodva a szinkron fordulattól megjelenik a forgórészarám és ennek lemágnesező hatása miatt a telítés mértéke csökken.

Az 5.8.a ábrán felvázoltuk a motor mechanikai jelleggörbét, míg az 5.8.b ábrán a  $\bar{\Psi}$  fluxusvektor kördiagramját adtuk meg az abszcissza



5.8. ábra Aszinkron gép mechanikai görbéje és fluxus vektor diagramja  
I=áll. esetén

tengelyre felvett  $\bar{I}$ -áll. áramvektorhoz képest. Látható, hogy a motor fluxusa valóban az üresjárási pontban a legnagyobb. A  $\bar{\Psi}$  fluxus kördiagramját az (5.6.) egyenletrendszer utolsó három egyenletéből határozhatjuk meg legkönnyebben. Kiejtve azokból az  $\bar{I}$  rotoráramot és  $\bar{\Psi}_r$  rotorfluxust, a következő összefüggés adódik:

$$\bar{\Psi} = L \frac{1+j(W_1-W)T'}{1+j(W_1-W)T_{ro}} \bar{I}, \quad (5.30)$$

ahol:  $T' = \frac{L'}{R_r}$  - a rotoroldali tranziens időállandó.

A szinkron pontban  $W_1 - W = 0$ , ezért  $\bar{\Psi} = L\bar{I}$ , míg  $W_1 - W \rightarrow \infty$  esetén  $\bar{\Psi} = L \frac{T'}{T_{ro}}$   $\bar{I} = L' \bar{I}$ ,

tehát az utóbbi esetben közelítőleg egy nagyságrenddel kisebb fluxus adódik.

### 5.3. Csúszogyűrűs forgórészű aszinkron motorok indítása

Normális üzemben a csúszogyűrűk rövidre vannak zárva. Ha így indítanánk a motort, akkor álló állapotban a rövidzárási áramot venné fel, amely a névleges áramnak kb. ötszöröse. Ez felesleges hálózati áramlöket ad, azonkívül a motor is megsérülhet, a tekercsfejek a dinamikus erők miatt deformálódhatnak, az álló csúszogyűrűkön a kefék beégéseket okozhatnak, a keféken átívelés keletkezhet. A motor indítónyomatéka ennek dacára kicsi, különösen a nagyteljesítményű gépeknél. Az indítási áramlöket a csúszogyűrűkön át a forgórészbe beiktatott háromfázisú indító ellenállással csökkenthetjük, ez egyúttal növeli az indítónyomatékot. A motor felgyorsulása közben az ellenállások értékét csökkentjük, majd a felfutás végén a csúszogyűrűket a keféken keresztül rövidre zárjuk.

Vizsgáljuk meg, hogy milyen hatása van a forgórészbe beiktatott  $R_i$  indító ellenállásnak a nyomatékgörbére és az áramfelvételre. A helyettesítő kapcsolási vázlatban (5.2. ábra) a forgórész ellenállás  $R_r/S$  alakban szerepel. Az indítás alatt minden változás ebben a tagban jelentkezik. Ha tehát a rövidrezárt csúszogyűrűjű motor egy adott S szíppel  $R_r/S$ -nek megfelelően  $\bar{I}$  áramot vesz fel,  $P_\ell$  légrésteljesítményt és M nyomatékot fejt ki, akkor ugyanezeket az értékeket kapjuk  $R_i^*$  indító ellenállás és olyan S szíp esetén, amelyre

$$\frac{R_r}{S} = \frac{R_r + R_i^*}{*} . \quad (5.31.a)$$

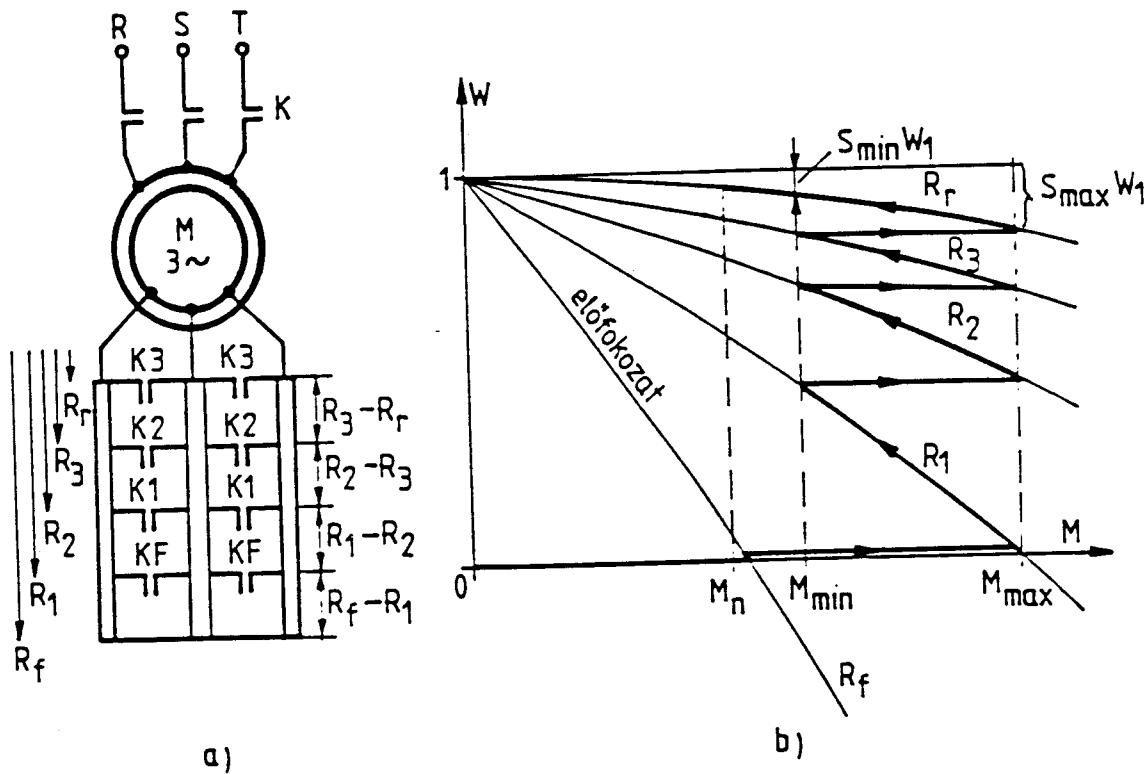
Ezt így is írhatjuk:

$$S:S^* = R_r : (R_r + R_i^*) . \quad (5.31.b)$$

Más szóval: a gépnek ugyanakkora marad az áramfelvétele és a nyomatéka, ha a szíp a forgóréskör ellenállásával arányosan növekszik. Ennek a fontos tételeknek a következő fizikai magyarázata van. Egy adott nyomaték létesítéséhez meghatározott  $I_r$  forgórészáramra van szükség. A nagyobb ellenálláson keresztül csak az ugyanolyan arányban nagyobb indukált feszültség hajthatja át ugyanaz az  $I_r$  áramot, az indukált feszültség pedig a szíppel arányos. A téTEL az induktivitások, illetve a reaktan-

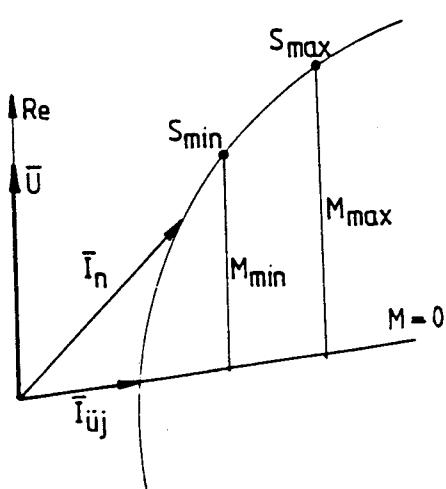
ciák figyelembevételével is fennáll, mert a szlippet a frekvencia is ugyanabban az arányban változik.

Ha pl. a forgórész saját ellenállásához a csúszógyűrűkön háromszoros ellenállást adunk hozzá, tehát a forgórésekör összes ellenállását négyzszeresre növeljük, akkor négyzszeres szlipekkel a motor ugyanaz a nyomatéket fejt ki, mint a rövidrezárt forgórészű gép. Ugyanez áll az áramokra, valamint a felvett-, ill. légrésteljesítményre és teljesítménytényezőre is. A szlippet csak a gép mechanikai és forgórész veszteségi teljesítményei változnak, de az összegük nem. Ezért az új nyomatékgörbét úgy kapjuk meg a természetes nyomatékgörbéről, hogy az egyes nyomatékokhoz tartozó pontokat négyzszeres szlipértékhez eltoljuk, a görbét a szliptengely irányában négyzszeresre nyújtjuk. A kördiagram nem változik meg, csak a szlipskála lesz négyzszeres.



5.9. ábra Csúszógyűrűs aszinkron motor indítása  
a) elvi kapcsolás b) mechanikai görbék  $m'=3$

A csúszógyűrűs aszinkron motor indító kapcsolásait az 5.9.a ábrán tüntettük fel. Indításkor a motor forgórészébe teljes külső ellenállás iktatódik be beleértve a fékezés, ill. az előfokozat ellenállását is. Ezután az előfokozatot a KF mágneskapcsoló rövidrezárja, majd a motor felfutása alatt a K1, K2, K3 mágneskapcsolók az időrelék működésének megfelelően fokozatosan rövidre zárják az indítóellenállások fokozatát.



5.10. ábra Csúszógyűrűs motorok indítási viszonyai az áramvektor kördiagramján

Az indítóellenállások számításához felvesszük a legnagyobb állórészarámot  $I_{\max}$ -ot, rendszerint a névleges áram 150-250%-ára továbbá, általában, az  $m'$  fokozatszámot. Ezzel az indítás minimális  $I_{\min}$  árama a számítás végén adódik ki, de az  $I_{\min}$ -nak megfelelő  $M_{\min}$  nyomatéknak minden nagyobbnak kell lennie, mint a terhelés maximális (ill. általában a névleges) nyomatéka. A mechanikai görbüket az 5.9.b ábrán láthatjuk, ahol  $S_{\max}$  és  $S_{\min}$  a maximális, ill. minimális nyomatéknak megfelelő szükséges áramvektorok.

$$R_1 = \frac{R_r}{S_{\max}} . \quad (5.32)$$

Ha az ellenállások átkapcsolása  $S_k$  szlipnél történik, akkor az  $M_{\min}$ , ill. az  $M_{\max}$  pontokra érvényes, hogy

$$\frac{R_k}{S_k} = \frac{R_r}{S_{\min}} ,$$

$$\frac{R_{(k+1)}}{S_k} = \frac{R_r}{S_{\max}} .$$

Az egyenletek osztásával:

$$\frac{R_{(k+1)}}{R_{ik}} = \frac{S_{\min}}{S_{\max}} = q = \text{áll.} ,$$

vagyis az indító ellenállások mértani sorát alkotnak. Ennek megfelelően a mértani sor tényezője  $m'$  fokozatszám esetén:

$$q = \sqrt[m']{\frac{R_r}{R_1}} \quad (5.33)$$

és ezzel az ellenállások további fokozatai meghatározhatók.

Az  $I_{max}$  árammal kiszámítható az  $M_{max}$  és  $S_{max}$ , mig az  $M_{min}$ -ot és  $I_{min}$ -ot az  $S_{min}$  alapján számoljuk ki. A viszonyokat az 5.10. ábra kör-diagramján is feltüntettük.

Aszinkron gépek esetében a fokozatok száma a háromszorosára növelhető, ha az indító ellenállásokat egyszerre csak egy fázisban változtatjuk meg (aszimmetrikus indító ellenállás). Az aszimmetria hatása a szokásos fokozatszámok mellett nem jelentős. Ha a rotorköri fázisok ellenállása sorra  $R_a$ ,  $R_b$  és  $R_c$ , akkor az egyenértékű szimmetrikus ellenállás értéke ezek valamelyen középrtéke; legjobb a mértani közép:

$$R_e = 3 \sqrt{R_a R_b R_c}, \quad (5.34)$$

de a szokásos nagyságrendek mellett a számtani közép is jó közelítő értéket ad.

Meg kell jegyezni, hogy aszimmetrikus ellenállások esetén  $S = 0,5$  körül a nyomatékgörbékben nyereg keletkezik, hasonlán a szinkron gépek indításánál ismerttel (7. fejezet). Ezért az egyes fázisok ellenállásainak arányát nem szoktuk 1,5 - 1,6-nál nagyobbra venni.

Aszinkron gépeken is alkalmazhatunk automatikus indítást áramtól, időtől vagy fordulatszámtól függő vezérléssel. Nagyobb motorok esetében előfokozatokat is szoktak használni. Folyadék-ellenállások esetében elérhetjük, hogy az indítás állandó nyomatékkal és árammal valósuljon meg. Ebben az esetben a folyadékszintet, vagy az elektródák bemerülési mélységét automatikusan lehet szabályozni akár a primer áram, akár a primer teljesítmény érzékelésével.

Csúszógyűrűs motorok esetében veszélyes lehet a hálózati feszültség kimaradása és visszatérése. A feszültség kimaradásakor a forgórész lelassul és mivel üzemközben a csúszógyűrűk rövidre vannak zárva, a feszültség visszatértekor egyrészt a motorra veszélyes áramlökés keletkezhet, másrészt nagy terhelőnyomaték esetében a motor esetleg tovább lassul és leáll. Ez az 5.4. ábra szerint akkor következik be, ha a fordulatszám a  $W_{krit}$  érték alá csökken. Ezért a csúszógyűrűs motorokat kell látni feszültségkimaradás elleni védelemmel. A szokásos beállítás szerint a feszültségnek 70-75 %-ra való csökkenésekor a motor főkapcsolója kiold és nem kapcsol vissza a feszültség visszatérésekor.

#### 5.4. Rövidrezárt forgórészű aszinkron motorok indítása

A kalickás forgórészű motorok indításakor fellépő rövidzárási áram a névleges áramnak 5-8-szorosa, mig az indító nyomaték függ a forgórész kivitelezésétől (mélyhornyú, kétkalickás stb.), de általában (1,0-2,0)  $M_n$  körül mozog. A közvetlen indítást elsősorban a hálózati igénybevétel korlátozza, de ma már néhány ezer kW-os teljesítményű motorokat is igyekszünk közvetlenül indítani. Az indítási viszonyok jellemzésére gyakran az  $S_i$  indítási látszólagos teljesítményfelvételt használjuk, melyet a motor névleges teljesítményére vonatkoztatunk:

$$\frac{S_i}{P_n} = \frac{\frac{3}{2} U_n I_z}{\frac{3}{2} U_n I_n \cos \varphi_n \eta_n} = \frac{I_z}{I_n} \frac{1}{\cos \varphi_n \eta_n} . \quad (5.35)$$

P1.  $I_z/I_n = 6$  és  $\cos \varphi_n \approx \eta_n = 0,84$  esetén  $S_i/P_n = 8,5 \text{kVA/kW}$ , tehát egy 10kW-os motor indításkor kb. 85 kVA látszólagos teljesítményt vesz fel.

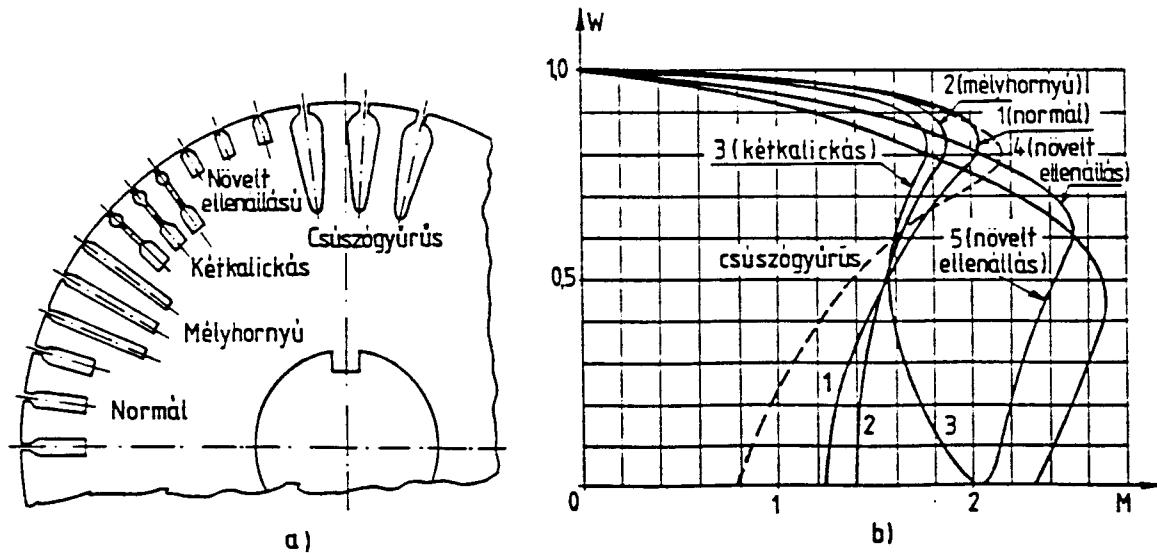
Az indítónyomatékok (mivel álló állapotban a légrésteljesítmény egyenlő a forgórész vesztéségevel és az állórész- ill. a forgórészáramok megközelítőleg egyenlők)

$$M_i \approx \frac{3}{2W_1} I_z^2 R_r , \quad (5.36)$$

a gép paraméterei határozzák meg. Az áramkiszorítás miatt a fenti képletben az 50 Hz-es paraméterek érvényesek. Az  $R_r$  ellenállás 10-100 kW teljesítménysávban durván a duplája a kisfrekvenciás (névleges) üzem ellenállásának, míg az  $X_z$  rövidzárási reaktancia durván csak 2-3 %-kal csökken. Így  $R_r \approx 0,04$ -gyel,  $X_z \approx 0,18$ -cal és  $I_z \approx \frac{U}{X_z}$  közelítéssel:

$$M_i = \frac{R_r}{X_z^2} = \frac{0,04}{0,18^2} = 1,23 .$$

Az 5.11. ábrán feltüntettük egyes motorok W(M) görbéjét és az ábrán felrajzoltuk a megfelelő forgórész horonyalakokat is.



5.11. ábra Rövidrezárt forgórészű aszinkron motor forgórészének horony alakjai (a) és mechanikai görbéi (b)

A mechanikai görbüken a következő jellegzetes pontok fontosak:

1.  $M_i$  indító nyomaték.  $M_i$ -nek mindenkor nagyobbnak kell lennie, mint az álló-állapot terhelő nyomaték, de egyes esetekben (pl. textilgépek hajtómotorai) kifejezetten káros, ha az indító és terhelő nyomaték között túl nagy a különbség, mivel ez nagy gyorsulásokat, rántásokat idéz elő. Ezért a ma gyártott motorok indítónyomatéka  $(1,0-2,8)M_n$ -ig változik. Az indítási áram nagysága napjainkban már általában másodlagos szerepet játszik.

2. Felfutás közben fellépő  $M_{min}$  minimális nyomaték. Az áramkiszerítés jelensége miatt a motorok  $W(M)$  jelleggörbüinek un. nyerege szokott lenni, és ha tervezéskor nem vigyázunk, akkor az  $M_{min}$  olyan kis értékű is lehet, hogy a gép felfutáskor beragadhat a nyereg környékén. A szabvány az  $M_{min}$  legkisebb értékét  $0,8M_n$ -ben határozza meg.

3.  $M_b$  billenő nyomaték és  $S_b$  billenő szlip. Az  $M_b$ -nek legalább 1,6-nak kell lennie állandó üzemű, és legalább 2,0-nak szakaszos üzemű gépeknél.  $S_b$  nagysága nem lényeges állandó üzemben, de nagyon lényeges gyakran induló hajtásoknál, ahol a minimális felfutási időt  $S_b \approx 0,4$ -gyel érjük el (5.11. ábra 5. görbe).

4. A névleges nyomatékhöz tartozó  $S_n$  névleges szlip. A névleges szlip állandó üzemű gépekre meghatározza a hatásfokot, ezért minimálisnak kell lennie. Ugyanakkor a gyakran induló gépekre ez nem lényeges, a felfutás közbeni veszteségek nem függnek a névleges szliptől (pl. üresen indítva a forgórész veszteségi energiája megegyezik a hajtás kinetikus energiájával). Lendkerekess hajtásokban célszerű 5-10 %-os névleges szlipú gépeket alkalmazni.

Az 5.11. ábrán az 1. és 2. görbe mélyhornyú gépekre vonatkozik, míg a 3. görbe kétkalickás gépre. A kétkalickás gép valamivel drágább, mint a mélyhornyú, ezért csak ott használjuk, ahol nagy indítónyomatékkra van szükségünk. A 4. és 5. görbe megnövelt forgórésszköri ellenállással jön létre (un. "növelt szlipű" gépek). A nagyobb ellenállást azzal érik el, hogy a hornyot nagyobb fajlagos ellenállású alumíniumötözettel öntik ki (pl. sziluminnal). A gépek névleges szlipje 6-15 %-ig változik. Az  $S_n = 6-10$  %-os gépeket (5.11. ábra 4. görbe) lendkerekess hajtásokban alkalmazzuk, míg az  $S_n = 8-15$  %-os gépeket a gyakran induló és leálló (reverzáló) hajtásokban. Külön csoportot képviselnek a textiliparban használatos gépek. Ezek állandó üzeműek és állandó terheléssel dolgoznak, ezért a hatásfokuk nagyon lényeges. Ugyanakkor a motor indításakor a szál szakadását csak akkor tudjuk elkerülni, ha a motor indító- és billenő nyomatéka viszonylag kicsi ( $M_b \approx 1,5 M_n$ ). Ezeket a követelményeket tervezéskor úgy elégítik ki, hogy egyetlen nagyobb méretű gépet vesznek, melyet így részben bőven lehet méretezni, másrészt a forgórész hornyait mélyebben helyezik el, hogy a forgórész szórása viszonylag nagy legyen. Ezzel érik el az aránylag kis indító és billenő nyomatékokat.

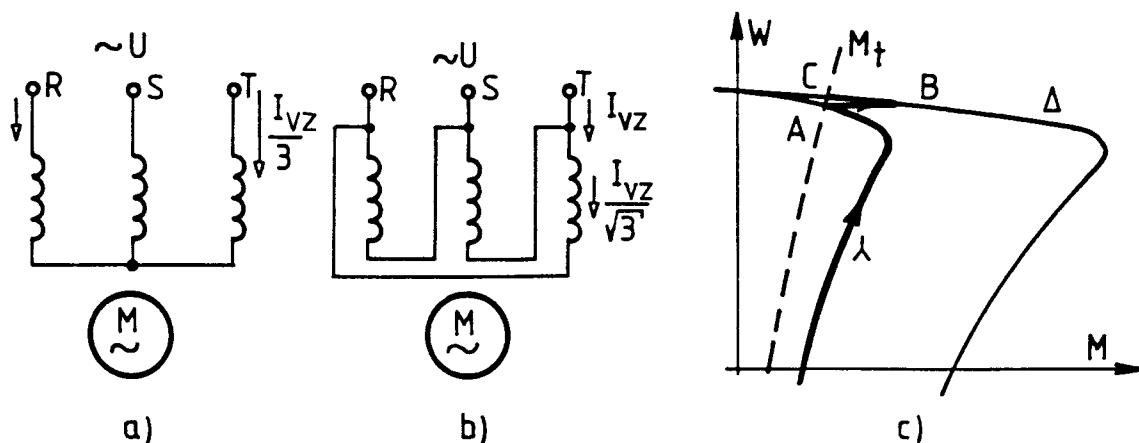
A rövidrezárt forgórészű gépek óránkénti indítási száma korlátozva van. A maximálisan elérhető indítási szám kb. 1200/h (az ellenáramú fé-

kezés három indításnak felel meg). Általánosabb a 240 ind/h, amely 120 ind/h-ra csökken, ha az egyéb lendítőtömegek éppen akkorák, mint a motor saját lendítő tömege.

Ha a közvetlen indítás az áram, vagy a nyomatéklökés miatt nem engedhető meg, akkor ezek csökkentésére a következő lehetőségek kínálkoznak: csillag-háromszög, transzformátoros, előtét-fojtótekercses, előtét-ellenállásos indítás. Egyes esetekben - elsősorban a motor indítási melegedése miatt - kénytelenek vagyunk csúszogyűrűs motort alkalmazni.

#### 5.4.1. Csillag-háromszög indítás

Ma elsősorban olyan kisfeszültségű motorok indítására használják, amelyek nem ipari hálózatról működnek. A motorok hat kivezetéssel készülnek, hogy az indítás csillag-, az üzem pedig háromszögkapcsolásban legyen megvalósítható (5.12. ábra).



5.12. ábra Csillag-háromszög indítás  
a) indítási kapcsolás, b) üzemi kapcsolás c) mechanikai jellegörbék

Ha a közvetlen (háromszög kapcsolású) indítási (rövidzárási) vonali áramot  $I_{VZ}$ -vel jelöljük, akkor a háromszögkapcsolás miatt egy tekercsben  $I_{VZ}/\sqrt{3}$  áram folyik. Csillagban indítva a motort, egy tekercsre  $\sqrt{3}$ -szor kisebb feszültség jut, ezért az indítási áram is  $\sqrt{3}$ -szor kisebb:

$$I_i = \frac{I_{VZ} / \sqrt{3}}{\sqrt{3}} = \frac{I_{VZ}}{3}, \quad (5.37)$$

ami csillagkapcsolásban egyúttal a vonali áram is. A hálózati áramfelvétel tehát a harmadára csökken (pl. 5  $I_n$  helyett 1,67  $I_n$ , vagy pl. 7,5 kVA/kW helyett 2,5 kVA/kW). Az  $M_i$  indítónyomaték - mivel az egy tekercsre jutó feszültség  $\sqrt{3}$ -szor kisebb és a nyomaték a feszültség négyzetével arányos - szintén a harmadára csökken. Ha tehát  $M_z$  a közvetlen indítási nyomaték, akkor csillagkapcsolásban indítva:

$$M_i = \frac{M_z}{3} . \quad (5.38)$$

A valóságban a motor szórási impedanciái a kisebb áramok kisebb telítési hatása miatt kissé megnövekednek. Ezért  $I_1 = 0,33 I_{vz}$  helyett kb.  $0,3I_{vz}$ -re becsülhető. Ez a hatás (5.10) szerint a nyomatékban négyzetesen jelentkezik, így  $M_i \approx 0,27 M_z$ . Közvetlen indítás esetén  $M_z \approx (1-2)M_n$  lehet, tehát csillagindítás esetén  $M_i$  kb.  $(0,27-0,54)M_n$ . Ezért csak igen kis terheléssel indíthatjuk így a motort. A terhelés nagyobb fordulatszámokon sem érhet el nagyobb értéket, mert a kb. 1/3-os nyomatékcökkenés minden fordulatszámra igaz (5.12. ábra). A motor csillagkapcsolásban az A pontig gyorsul, itt átkapcsolva háromszögbe a B pontnak megfelelő nyomatéket fejti ki és tovább gyorsul a C pontig. Fontos, hogy a kis átkapcsolási áramlökés érdekében az átkapcsolási szlip kicsi legyen, ezért a motorral csillagkapcsolásban jóval túl kell jutni a billenő ponton.

Nagyfeszültségű motorokon a megfelelő kapcsoló hiánya miatt a csillag-háromszög indítást nem alkalmazzák.

#### 5.4.2. Transzformátoros indítás

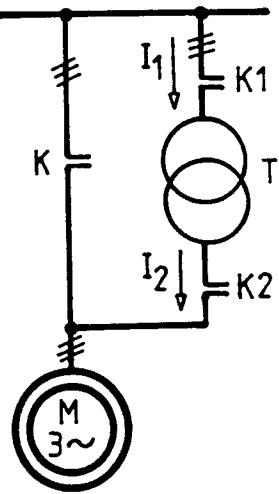
Nagyfeszültségű motorokon használatos. Az egyvonalas kapcsolási vázlatot az 5.13. ábra mutatja. A  $K_1$  megszakító be van kapcsolva, K és  $K_2$  nyitott. A  $K_2$  megszakító bekapcsolásakor a motor a transzformátor

áttételének megfelelően a-szor (pl. 0,5-ször) kisebb feszültségről indul. Az üzemi fordulatszám közelében először a  $K_2$  megszakítót ki, majd a K-t bekapcsoljuk (célszerű reteszeléssel megakadályozni a  $K_2$  és K megszakító egyidejű bekapcsolását, mert a transzformátor különböző feszültségű oldalainak összekötése rövidzárlatot jelent). Ezzel a motor üzemi kapcsolásba került.

Ha a transzformátor impedanciáját elhanyagoljuk, akkor a motor az a-szor kisebb feszültségről a-szor kisebb áramot is vesz fel (elhanyagolva a motor rövidzárási impedanciának az áram nagyságától függő telítés okozta változását). Így a transzformátor szekunder árama:

$$I_2 = a I_z .$$

A transzformátor primer oldala a nagyobb feszültségű, a primer áram tehát a-szor kisebb:



5.13. ábra Transzformátoros indítás

$$I_1 = a I_2 = a^2 I_z . \quad (5.39)$$

A motor tehát az áttétel négyzete arányában kisebb áramot vesz fel a hálózatból, mint közvetlen indításkor. Ugyanilyen arányban csökken a motor nyomatéka is, mert az a feszültség négyzetével arányos. Ezért nem lehet a feszültséget általában 40-50 % alá csökkenteni. Ilyen áttételek esetében célszerű takarékkapcsolású transzformátorokat alkalmazni.

Az  $a=1/\sqrt{3}=0,577$ -es áttételű transzformátor egyenértékű a csillagháromszög indítással. A terhelésre és a nyomatékgörbe alakjára vonatkozó, 5.4.1-ben tett megjegyzések itt is érvényesek.

Ha egy üzemrészben több nagyfeszültségű (pl. 6 kV-os) motor van, akkor az összes számára egyetlen indítótranszformátor (pl. 6/3 kV-os) elegendő, esetleg még eggyel mint tartalékkal.

Az indítótranszformátorok méretezéséhez meg kell adni az indítási áramot, az indítás idejét, az egymás utáni és óránkénti indítások számát.

#### 5.4.3. Fojtótekercses indítás

Szintén nagyfeszültségű motorokon használják. A kapcsolási vázlat az 5.14. ábrán látható. Egy hat kivezetéses csillagkapcsolású motor felbontott csillagpontjába iktatjuk be az  $X_i$  reaktanciájú indító fojtótekercset, így a fojtótekercset kisebb szigetelési feszültségre lehet tervezni. Az indítás végén a KI megszakító rövidre zárja a fojtót. Ha a közvetlen indítási  $I_z$  áramot b-szervesre (pl. 0,5-szörösre) akarjuk csökkenteni, akkor a motor  $Z_z$  rövidzárási impedanciáját  $Z_z/b$ -szervesre (pl. 2  $Z_z$ -re) kell növelni. Ebből számítható vagy szerkeszthető a szükséges  $X_i$  reaktancia értéke az 5.15. ábra alapján:

$$X_i = \sqrt{\left(\frac{Z_z}{b}\right)^2 - R_z^2} - X_z . \quad (5.40)$$

Indításkor az ellenállás legtöbbször elhanyagolható, ezért

$$X_i + X_z \approx \frac{Z_z}{b} \approx \frac{X_z}{b} ,$$

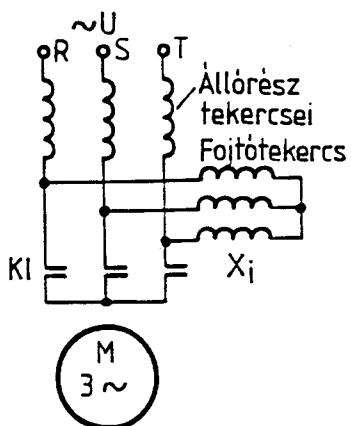
illetve:

$$X_i \approx X_z \left( \frac{1}{b} - 1 \right) . \quad (5.41)$$

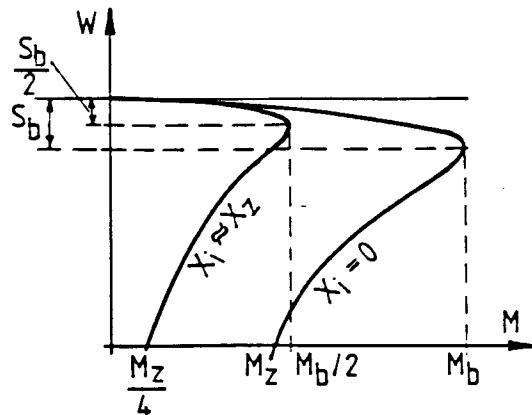
Mivel a nyomaték az áram négyzetével arányos, az indítónyomaték  $M_i = b^2 M_z$ . Tehát a transzformátoros indításhoz viszonyítva rosszabb a helyzet, a nyomaték jobban csökken, mint a hálózati áramfelvétel.

A nyomatékgörbe alakja lényegesen megváltozik. A motorra jutó feszültség ugyanis a felfutás közben növekszik, mert a motor árama - és így a fojtón fellépő feszültségesés is - csökken. Üresjárásban a motor

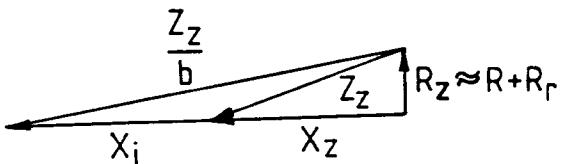
majdnem megkapja a teljes hálózati feszültséget. A nyomatékgörbe alakját a billenőnyomaték és szlip segítségével határozhatsuk meg. Ha a billenőértékek képleteiben az állórész ellenállását, R-et, elhanyagoljuk, akkor az (5.16) közelítő képeletek szerint  $M_b$  is és  $S_b$  is fordí-



5.14. ábra Fojtótekercses indítás



5.16. ábra Mechanikai görbék fogytótekercses indításkor

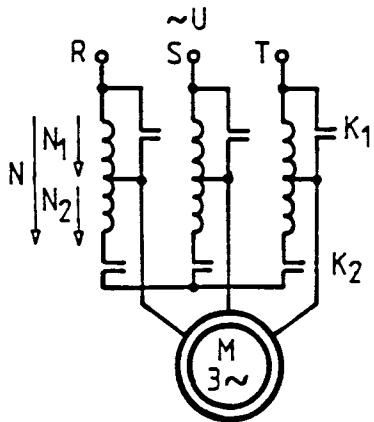


5.15. ábra Előtét reaktancia meghatározása

tottan arányos a reaktanciával. Ha pl. az indítási áramot a felére korlátozzuk, tehát  $X_z$ -t kétszeresére növeljük, akkor az indítónyomaték a

negyedére, de a billenőnyomaték csak a felére csökken (5.16. ábra). Ez az indítási mód akkor célszerű, ha egyszerűbb a hálózat, másról a terhelés nyomatéka a fordulatszámmal nő (ventillátorok).

Újabban egyre inkább terjed a transzformátoros és foytótekercses indítás egyesítése (5.17. ábra). Az indítás először takarékkapcsolásban (transzformátorral) kezdődik, majd a felfutás végén a  $K_2$  megszakítót kinyitjuk. Ekkor a transzformátor  $N_1$  menetszámú része mint előtét-fojtótekercs szerepel úgy, hogy  $X_1$ -nek a mágnesező reaktancia felel meg. Ennek csökkentése érdekében a transzformátor légréss vasmaggal kell készíteni. Az indítás

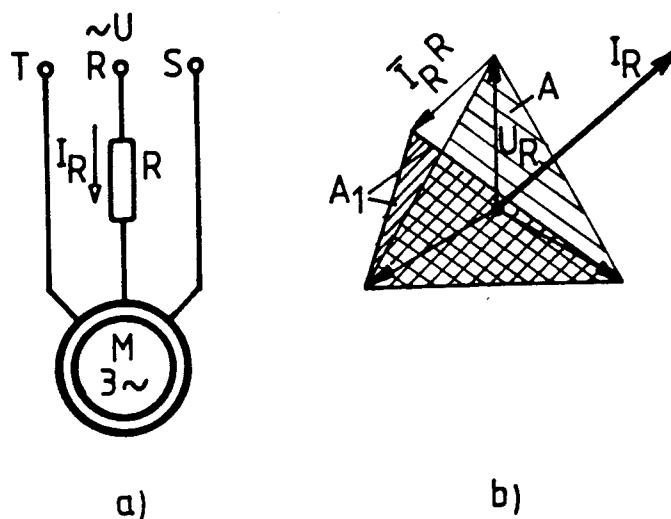


5.17. ábra Transzformátoros-folytótekercses indítás

végén a  $K_1$  megszakítóval rövidre zártuk a fojtótekercset. Az eljárás előnye, hogy a motor nem marad árammentesen az átkapcsolás alatt. Aszinkron motoroknál ritkábban, szinkronmotoroknál gyakrabban alkalmazzák.

#### 5.4.4. Indítás előtétellenállással

A fojtótekercses indításhoz hasonló kapcsolás, de ma elsősorban kisebb teljesítményű motorok lágy indításához használják. Az előtét-ellenállás legtöbbször csak egy fázisba kerül (5.18.a ábra), így a motorra jutó feszültség aszimmetrikus lesz (5.18.b ábra). Ismert, hogy ilyenkor a motor indító-nyomatéka a vonali feszültségek által alkotott



5.18. ábra Indítás előtétellenállással  
a) elvi kapcsolás                            b) vektorábra

háromszög "A" területével arányos, ezért az indító-nyomaték - a közvetlen indítás M<sub>7</sub> nyomatékához képest -

$$M_i = \frac{A_1}{A} M_z \quad (5.42)$$

arányban csökken. Az áramok azonban nem csökkennek, mivel negatív sorrendű áram is létrejön. Az előtétellenállást a felfutás végén rövidre-zárják (de ha a motor csak rövid ideig üzemel teljes fordulatszámon, akkor bent is hagyható: felfutás után a motor árama ugyanis jelentősen csökken, ezért az előtétellenállás hatása mérséklődik).

### 5.5. Indítási és fékezési veszteségek

Aszinkron motorok indításakor és fékezésekor a motorban hővé ala-

kuló veszteségeket legkönnyebben a forgórész veszteségeinek vizsgálata alapján határozhatjuk meg. Az (5.9) és az (5.10) alapján  $\Delta P_r = SP_\ell$ , tehát az  $S_1$  és az  $S_2$  szlip közötti indítás alatt a forgórészben képződő hő:

$$Q_r = \int_{S_1}^{S_2} \Delta P_r dt = \int_{S_1}^{S_2} SP_\ell dt = W_{1m} \int_{S_1}^{S_2} S M dt .$$

Az idő helyett  $S$  szerint integrálhatunk. A mozgásegyenletből  $W_m = (1-S)W_{1m}$ -el:

$$dt = \frac{\Theta}{M-M_t} dW_m = dt = - \frac{\Theta W_{1m}}{M-M_t} dS ,$$

amit az integrálba visszahelyettesítve:

$$Q_r = - \Theta W_{1m}^2 \int_{S_1}^{S_2} \frac{M}{M-M_t} S dS . \quad (5.43)$$

Tiszta tömeggyorsuláskor  $M_t = 0$ , így

$$Q_r = \frac{\Theta W_{1m}^2}{2} (S_1^2 - S_2^2) . \quad (5.44)$$

P1. álló állapotból ( $S_1=1$ ) szinkron sebességre ( $S_2=0$ ) való indításkor:

$$Q_r = \frac{\Theta W_{1m}^2}{2} , \quad (5.45)$$

tehát a terhelés nélküli indítás alatt a forgórésszkörben a veszteség megegyezik a mechanikai rendszer kinetikus energiájával.

Ellenáramú fékezéskor  $S_1=2$  és  $S_2=1$ , tehát  $S_1^2 - S_2^2 = 3$ , míg reverzáláskor  $S_1=2$  és  $S_2=0$ , így  $S_1^2 - S_2^2 = 4$ , vagyis ellenáramú fékezés a forgórésszköri hőfejlődés szempontjából 3, a reverzálás 4 indítással egyenértékű.

Az állórészben fejlődő  $Q$  hőt akkor könnyű meghatározni, ha eltekintünk a mágnesező áramtól. Ilyenkor az állórész árama és a forgórész redukált árama egyenlő, ezért az energiák az ellenállásokkal arányosak:

$$Q = \frac{R}{R_r} Q_r . \quad (5.46)$$

Csúszógyűrűs gépeknél a forgórész ellenállása indítás alatt több fokozatban változik, így a fenti képletben  $R/R_r$  átlagértékét lehet behelyettesíteni. Mivel ilyenkor  $R \ll R_r$ , ezért az állórészben keletkező te-

kercsveszteség jelentősen kisebb, mint a forgórészé.

Rövidrezárt gépeknél - az áramkiszorítás miatt - a forgórész ellenállása a kis sebességek tartományában megnő, de az eredő állórész és forgórész veszteségek általában közel azonos értékűek.

Ha  $M_t$  terhelő nyomaték is van, akkor az (5.43) összefüggésben  $(M/M-M_t)_k = \text{const.}$  középértékkel számolhatunk. Ezzel

$$Q_r = \left[ \frac{M}{M-M_t} \right]_k \frac{\Theta W_{1m}^2}{2} (S_1^2 - S_2^2), \quad (5.47)$$

tehát  $M_t > 0$  esetén az indítási veszteség nő (de nő az indítás ideje is). Az (5.47) képletből fontos következtetések vonhatók le: Az indítási veszteségek annál kisebbek, minél nagyobb az  $M/M_t$  arány, ehhez a motort lehetőleg minden teljes feszültségről kell indítani. Pl. csillag-delta indításkor legyen a motor közepes nyomatéka csillagban 0,4, deltában  $3 \times 0,4 = 1,2$  és  $M_t = 0,2$ . A forgórész indítási veszteségei:

csillagban:  $\frac{0,4}{0,4-0,2} \Theta \frac{W_{1m}^2}{2} = 2 \Theta \frac{W_{1m}^2}{2};$

deltában:  $\frac{1,2}{1,2-0,2} \Theta \frac{W_{1m}^2}{2} = 1,2 \Theta \frac{W_{1m}^2}{2}.$

A viszony  $2/1,2 = 1,67$ -szeres, de nagyobb terhelő nyomatéakra a viszony még nagyobb. Ennek az a magyarázata, hogy a kisebb feszültség miatt a gyorsító nyomaték jobban csökken, mint a veszteség. A fenti példában az áramok  $\sqrt{3}$ -szor, a gyorsító nyomatékok azonban 5-ször kisebbek a csillagkapcsolásban (ezért az indítási idő 5-ször nagyobb), mint delta kapcsolásban.

## 5.6. Aszinkron motorok fékezése

Aszinkron motorok fékezésére a következő módszerek terjedtek el:

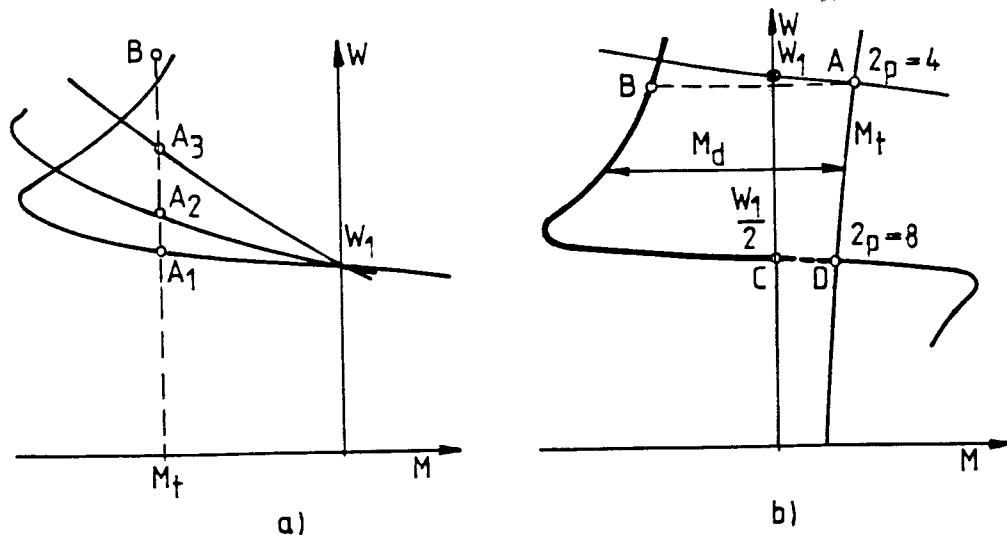
- a./ Generátoros fékezés
- b./ Ellenáramú fékezés
- c./ Dinamikus fékezés
- d./ Egyfázisú (Siemens-féle) fékezés
- e./ Öngerjesztéses fékezés

### 5.6.1. Generátoros fékezés

Kétféleképpen keletkezhet, vagy a "terhelés" gyorsítja a forgórészt a forgómező fordulatszáma fölé (pl. a lejtőn lefelé guruló vonat, stb.), vagy a mező fordulatszámát csökkentjük a forgórész fordulatszáma alá a pólusszám (pl. centrifugák fékezése), vagy a frekvencia változta-

tásával.

Az első esetben állandósult generátorüzemi állapot (5.19.a ábra) beállhat az  $A_1$ ,  $A_2$ ,  $A_3$  pontokban, aszerint, hogy a forgórészbe mekkora ellenállást iktatunk. Legkedvezőbb a természetes jelleggörbén való üzem ( $A_1$  pont). Ügyelni kell arra, hogy a motor bekapcsolt állapotban kerüljön át a generátoros üzembbe, mert ha pl. vonat esetében a motor a B pontnak megfelelő fordulatszámról gyorsul fel, akkor a természetes jelleggörbe (rövidre zárt csúszógyűrűk) esetében a motor fékező nyomatéka kisebb a terhelésnél, a vonat tovább gyorsulhat, a gép megszaladhat.



5.19. ábra Generátoros fékezés  
a) A terhelés gyorsítja a forgórészt    b) Pólusszámváltoztatással

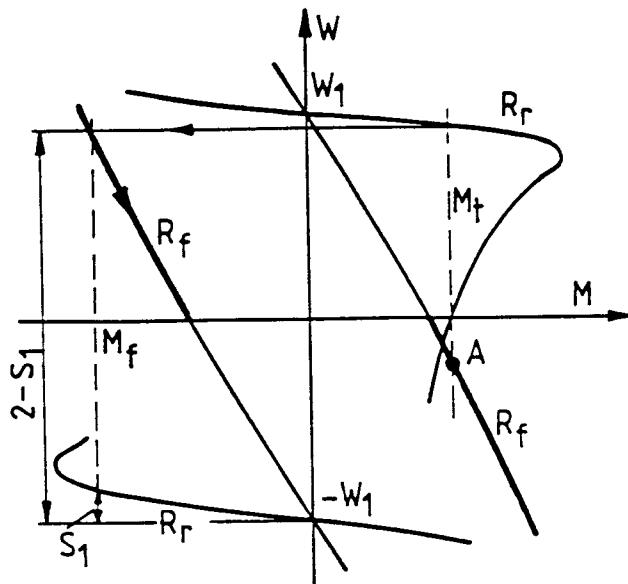
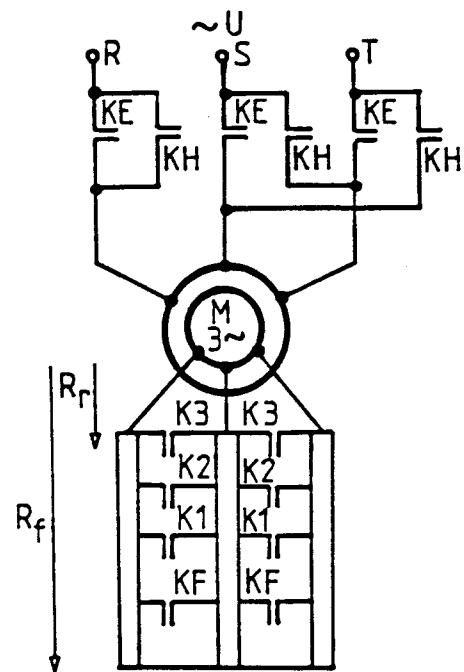
A lefelé haladó vonat mechanikai teljesítménye fedezíti a mechanikai veszteségeket és az asszinkron gép veszteségeit. A gép hatásfoka generátoros üzemben megközelítőleg akkora, mint motorosban. Az 5.4. ábrán a generátoros fékezésnek a kördiagram  $S<0$  szakasza felel meg. A hálózatba való visszatápláláshoz az szükséges, hogy a tengelyen felvett teljesítmény nagyobb legyen, mint a motor veszteségeinek teljesítménye.

A második esetben, amikor a terhelőnyomaték fékező jellegű, akkor pl. pólusszámváltással lehet átmeneti generátoros üzemet elérni. Az 5.19.b ábrán példaként a  $2p=4$  pólusról  $2p=8$  pólusra való átkapcsolás esetét tüntettük fel. A négypólusú kapcsolásban a gép az A pontban motorként dolgozott, hajtotta a terhelést. Átkapcsolva 8 pólusra, a gép először a B pontnak megfelelő fékezőnyomatékot fejt ki és az  $M_d$  lassítónyomaték hatására először a C új szinkronpontig lelassul, majd tovább lassulva motorrá válik, és a D-nek megfelelő kisebb szögsebességű pontban alakul ki az új állandósult állapot A-B-C átmenet alatt a tömegek kinetikus energiájának a csökkenése fedezíti a terhelést, a veszteségeket és a hálózatba visszaadott energiát.

Generátoros fékezést elsősorban a frekvencia-szabályozott hajtásokban használunk, ahol ez a természetes fékezési mód.

### 5.6.2. Ellenáramú fékezés

Ellenáramú fékezést leggyakrabban az irányváltó hajtásoknál alkalmazunk (5.20.a ábra), mert fázissorrend cserével gyakorlatilag önműködően jön létre. Csúszogýűrűs motorok irányváltásakor - pl. KE mágneskapcsoló ki- és KH mágneskapcsoló bekapcsolásakor - a K1-K3 és a KF mágneskapcsolók kikapcsolása miatt az indító ellenállásokhoz hozzáadódik a fékellenállás is. Az R<sub>f</sub> eredő ellenálláshoz tartozó görbén



5.20. ábra Ellenáramú fékezés

(5.20.b ábra) viszonylag jelentős nyomaték keletkezik, amely fékezés alatt csak kis mértékben csökken. Így  $W=0$  elérésekor a leálláshoz a mortot le kell kapcsolni a hálózatról. A szükséges eredő ellenállás, ha a természetes jelleggörbén az  $M_f$  féknyomatékhöz pl.  $S_1 = 0,03$  szlip tartozik, a következő összefüggésből számolható ( $S=2-S_1$ ):

$$\frac{R_f}{2 - S_1} = \frac{R_r}{S_1} .$$

Ezzel:

$$R_f = \frac{2 - S_1}{S_1} R_r = \frac{1,97}{0,03} R_r = 65,7 R_r ,$$

tehát a külső ellenállás  $65,7R_r$ . A fékezés elején a forgórész veszteségi teljesítménye ( $S=2-S_1=1,97$ )

$$\Delta P_r = SP_\ell = S \frac{P_m}{1-S} = -\frac{1,97}{0,97} P_m \approx -2P_m,$$

tehát kb. kétszerese a tengelyen felvett  $P_m = M_f W_1 (1-S) = -0,97MW_1$  teljesítménynek. Ezzel a fékezés elején a motor a hálózatból is felvesz közel  $P_m$  nagyságú teljesítményt ( pontosabban még azt az állórész veszteséggel kiegészítve). Fékezés alatt a hálózati teljesítményfelvétel közel arányosan csökken a motor féknyomatókával, tehát még álló állapotban is jelentős, ezért a fékezés nagy energaveszteséggel jár. Az (5.44) alapján már láttuk, hogy az ellenáramú fékezés vesztesége háromszorosa az indításinak.

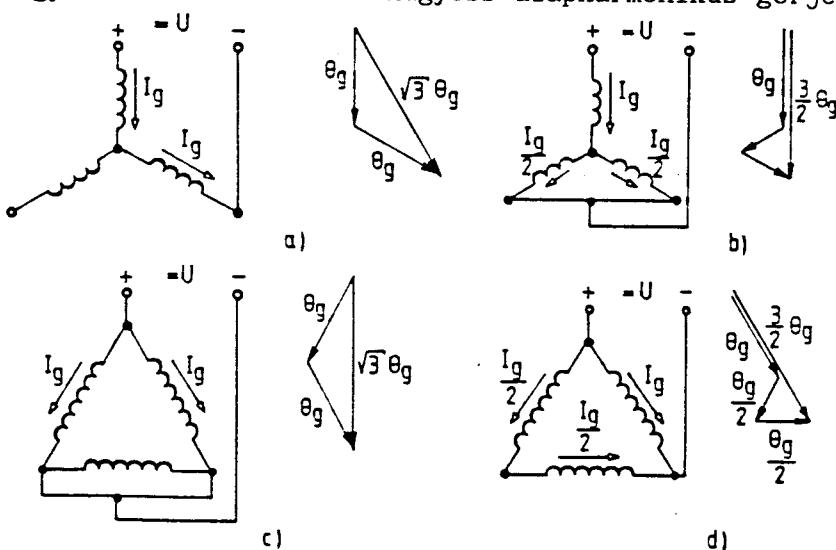
Az ellenáramú fékezést gyakran használják az emelő berendezésekben a nagyobb terhek süllyesztéséhez (IV. negyed, 5.20.b ábra, "A" munkapont). Adott ellenállás esetén a süllyesztés sebessége nagymértékben függ a terheléstől.

Rövidrezárt forgórészű gépeknél az ellenáramú féküzem a mechanikai görbe labilis szakaszára esik, ezért csak tranzisztoros üzemű fékezésre használják.

Megjegyezzük, hogy ellenáramú fékezés miatt a forgórészt az álló állapot feszültségének legalább a kétszeresére kell méretezni.

### 5.6.3. Dinamikus fékezés

Az állórész háromfázisú tekercselését, az 5.21. ábrán feltüntetett valamelyik kapcsolásban, egyenárammal gerjesztjük. Az a jobb kapcsolás, amelyben egy adott fázisárammal nagyobb alapharmonikus gerjesztést le-



5.21. ábra Aszinkron motor egyenáramú gerjesztése  
a-b) csillag, c-d) delta kapcsolás esetén

het létrehozni. Az ábrán egységnyi áramhoz megszerkesztettük az eredő gerjesztés vektorát is. Eszerint az "a" vagy a "c" kapcsolás egyformán jó. Az "a" kapcsolást előnyben kell részesíteni, mert a kapcsokon kisebb áramra és nagyobb feszültségre van szükség. Pl. 380/220V-os motorok esetében a névleges áramnál kb. 2-3% ohmos állórész- feszültségesést véve fel, az "a" kapcsolásban  $2 \times 220 \times (0,02 \pm 0,03) = 8,8 \pm 13,2$  V egyenfeszültségre van szükség, a többiben kisebbre.

Az 5.21. ábra alapján meghatározhatjuk az  $I_g$  gerjesztő egyenárammal egyenértékű háromfázisú áram ekvivalens  $I_\sim$  amplitudó értékét, amely ugyanakkora gerjesztést hoz létre. Pl. az "a" ábra esetében:

$$I_g \sqrt{3} = I_\sim \frac{3}{2}, \quad \text{illetve} \quad I_\sim = I_g \frac{2}{\sqrt{3}}, \quad (5.48)$$

mert a szimmetrikus háromfázisú áram 3/2-szer akkora gerjesztést ad, mint egy fázisáram maximuma. Ilyenkor az állórész gerjesztése megegyezik a forgó háromfázisú gerjesztés azon időpontjának a gerjesztésével, amikor a harmadik fázis árama zérus.

Az állórész egyenáramú gerjesztése álló mezőt hoz létre, amely a  $W_r$  szögsebességű forgórészben  $f_r = pW/(2\pi)$  frekvenciájú feszültséget és áramot létesít.

A forgórészben keletkező veszteséget a tengelyen felvett mechanikai teljesítmény fedezzi. Az állandó áramú táplálásra vezetett (5.28) nyomaték-szlip összefüggés most is érvényes, ha abba  $I=I_\sim$ -t helyettesítünk be és  $W_1 = 0$  miatt a szlipedet a velük arányos szögsebességekkel helyettesítjük:

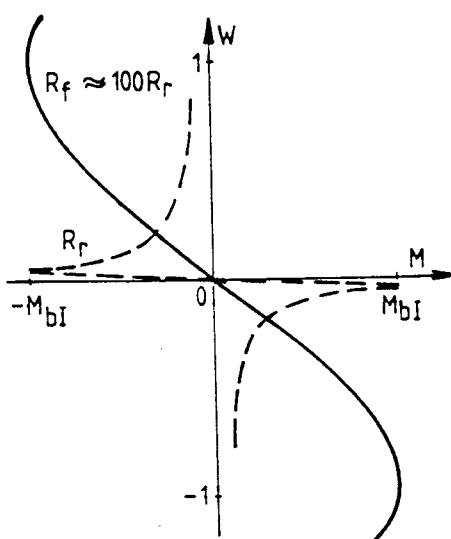
$$M = \frac{\frac{2M_{bi}}{W_{bi}}}{\frac{W}{W_{bi}} + \frac{bi}{W}}, \quad (5.49)$$

ahol az (5.29) és (5.26) alapján a billenőnyomaték: és a villamos szögben mért billenő szögsebesség:

$$M_{bi} = \frac{3}{2} p I_\sim^2 \frac{L_m^2}{2L_r}, \quad (5.50.a)$$

$$W_{bi} = \frac{R_r}{L_r}. \quad (5.50.b)$$

A nyomatékgörbét az 5.22. ábrán rajzoltuk fel; a mágnesezési induktivitás változását - az 5.2.4. fejezethez hasonlóan - itt is figyelembe kell venni. A szaggatott görbe rövidrezárt csúszogyrűk esetén érvényes, miközött a teljes vonalú görbe kb. 100-szoros rotorellenállásra adódik.  $R_r$  növelése a nyomatékgörbét arányosan széthúzza  $W$  tengely irányában.



5.22. ábra Dinamikus fékezés mechanikai görbái

A fékezés kezdetén az ellenállásnak nagynak kell lennie. A gép lelassulása közben az ellenállást fokozatosan kiiktathatjuk. Rövidrezárt csúszógyűrűkkel még 1-2%-os fordulatszámon is jelentős fékezőnyomatéket kapunk.

Rövidrezárt forgórészű gépekre a dinamikus fékezés csak a névleges fordulatszám 10% alatt ad jelentősebb fékezőnyomatéket.

Az 5.2.4. fejezetből már tudjuk, hogy  $I=1$ ,  $X_m=2$  és  $X_{rs}=0,1$  esetén  $M_{bI}=0,95$ ; Az ehhez szükséges egyenáram (5.48) alapján az  $I_{\sim}=1$  amplitudó értékkel:

$$I_g = I_{\sim} \frac{\sqrt{3}}{2} = 1 \frac{\sqrt{3}}{2} = 0,87 ,$$

ami az  $I_{\sim}/\sqrt{2}$  effektív értékhez képest  $\sqrt{2} \times 0,87 = 1,22$ , tehát 22%-kal nagyobb.

Az egyenáramú fékezés szakaszos üzemet jelent, ezért az  $I_g$  a névlegesnél kissé nagyobb is lehet.

Egyenáramú fékezéssel sokkal kisebb fékezési veszteség keletkezik, mint ellenáramúval. A forgórészben fejlődő hő  $M_t=0$  esetén megegyezik a hajtás kinetikus energiával:

$$Q_r = \Theta \frac{W_m^2}{2}, \quad (5.51)$$

ahol  $W_m \approx W_{1m}$  a kezdeti szögsebesség.

Az ellenáramú féküzemmel összehasonlítva láthatjuk, hogy a forgórészben fejlődő hő harmadára csökkent.

Az egyenáramú fékezéshez hasonlóan működik az aszinkron tengelykapcsoló. A tengelykapcsoló egyik felét egyenárammal gerjesztjük, így olyan irányú nyomaték keletkezik, amelyik a másik részt ezzel együtt akarja forgatni. A szlip közelítőleg arányos a terheléssel. Kialakított pólusok alkalmazásával a tengelykapcsoló két fele egymással szinkronizmusba is ugratható, így megszűnik a szlippel járó veszteség (lásd relkutanciamotor, 7. fejezet).

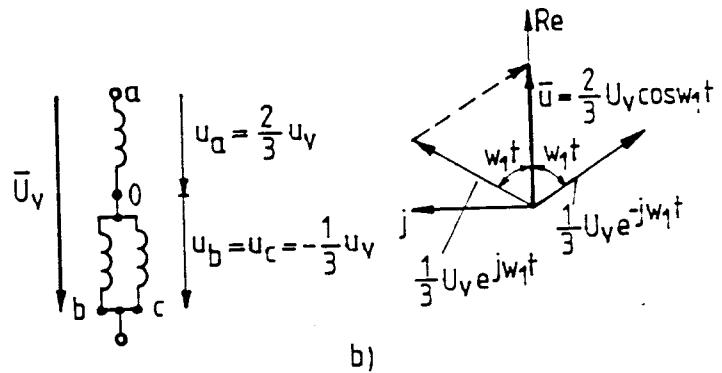
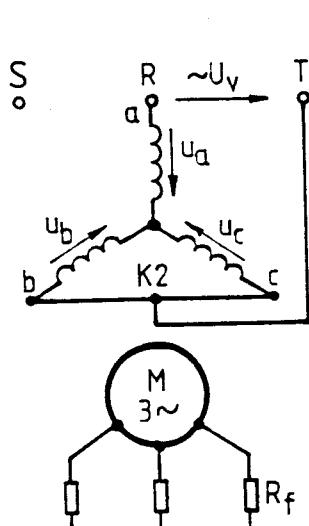
#### 5.6.4. Egyfázisú (Siemens féle) fékezés

Kizárolag csúszógyűrűs motoroknál alkalmazható fékezési mód, amelyet ma elsősorban daruknál tehersúlyesztéskor használnak. A csúszó-

gyűrűs motort ilyenkor úgy kapcsoljuk (5.23. ábra), hogy az egyik (pl. b) fázist a hálózatról lekapcsoljuk és a másik (pl. c) fázissal összekötjük. A feszültségviszonyokat az 5.23.b ábra mutatja. Mivel a csillagpont nincs kivezetve zérus sorrendű áram és feszültség nem léphet fel. Az utóbbi miatt:

$$u_{(0)} = \frac{u_a + u_b + u_c}{3} = \frac{u_a - 2(u_v - u_a)}{3} = 0 ,$$

$$\text{ahol } u_b = u_c = -(u_v - u_a).$$



Ennek alapján:

$$u_a = \frac{2}{3} u_v ,$$

mig a "b" és "c" fázisfeszültségek az  $\frac{u}{v}$  vonali feszültséggel a következőképpen fejezhetők ki:

$$u_b = u_c = - \frac{1}{3} u_v .$$

A motorfeszültség Park-vektora ( $u = U \cos \omega_1 t$ ):

$$\bar{u} = \frac{2}{3} \left[ \frac{2}{3} u_v - \frac{1}{3} u_v \bar{a} - \frac{1}{3} u_v \bar{a}^2 \right] = \frac{2}{3} u_v = \frac{2}{3} U_v \cos W_1 t .$$

Az álló, lüktető amplitudójú, feszültségvektor felbontható azonos amplitudójú pozitív és negatív összetevőre:

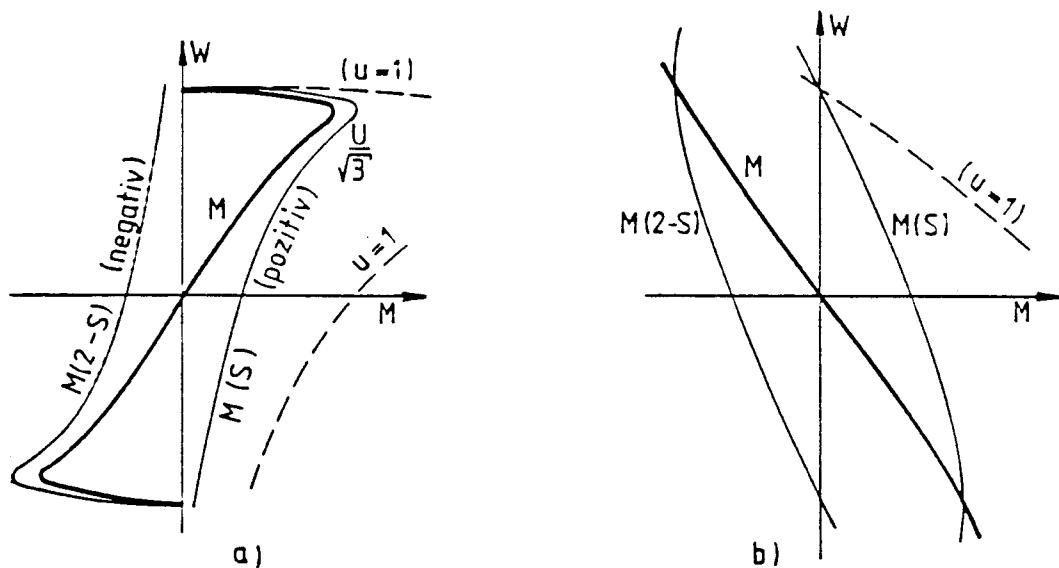
$$\bar{u} = \frac{1}{3} (U_v e^{jW_1 t} + U_v e^{-jW_1 t}) . \quad (5.52)$$

Normál háromfázisú üzemben a motorra jutó fázisfeszültség amplitudója  $U_v/\sqrt{3}$ , Siemens-féle kapcsolásban pedig, a fentiek szerint, az egyes összetevők amplitudója csak  $U_v/3$ , tehát  $1/\sqrt{3}$ -szor kisebb. Ennek megfelelően, azonos sebességen, az egyes összetevők nyomatéka csak  $1/3$ -szorosa a lesz az eredeti, a teljes feszültséghez tartozó nyomaték értéknek.

Ennek ismeretében a mechanikai görbék felrajzolhatók és az eredő nyomaték:

$$M = \frac{1}{3} [M(S) - M(2-S)] , \quad (5.53)$$

ahol az  $M(S)$  és  $M(2-S)$  a névleges feszültségre vonatkozó pozitív ill. negatív sorrendű nyomaték.



5.24. ábra Siemens-féle fékkapcsolás mechanikai jelleggörbái  
a) rövidrezárt forgórésszel b) nagy forgórészköri előtétellenállás esetén

A viszonyokat az 5.24. ábrán tüntettük fel. Az "a" ábrán látható, hogy külső ellenállás nélkül az eredő nyomaték hajtó jellegű lesz. Fékező nyomatéket csak a "b" ábra szerinti csúszógyűrűkre kötött nagy külső ellenállásnál lehet elérni, tehát külső ellenállás elvileg szükséges.

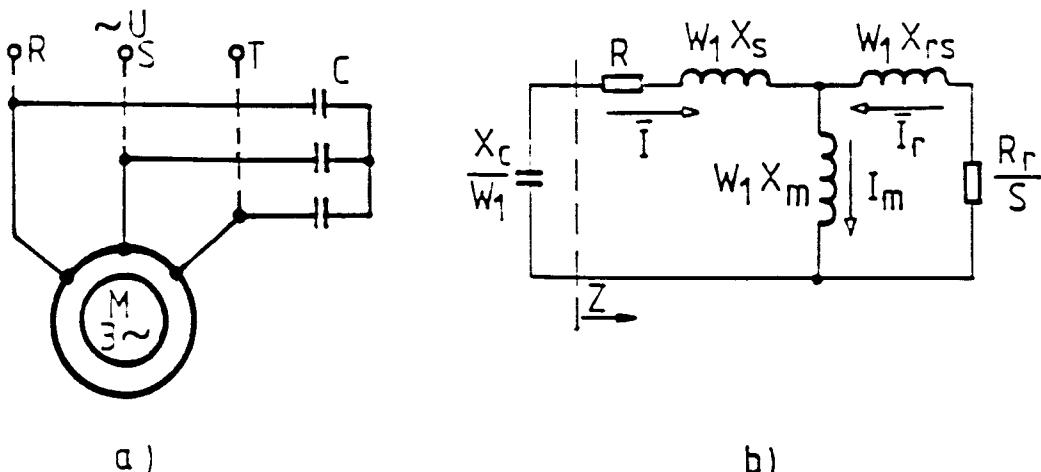
A kapcsolás előnye, hogy egyszerű és álló állapotban nem ad nyomatéket. Hátránya a kis billenőnyomaték, ill. viszonylag nagy áramok (a negatív összetevő miatt) és még az ellenáramú fékkapcsolásnál is rosszabb energia viszonyok.

### 5.6.5. Öngerjesztéses (kondenzátoros) fékezés

A hálózatról lekapcsolt aszinkron motor rövidrezárt forgórészében egy ideig csillapodó egyenáramok folynak, amelyek elhalása után a forgórészben remanens fluxus marad fenn. Forgás közben az utóbbi - a szinkron gépekhez hasonlóan - az állórészben feszültséget indukál. Ha a motor állórészére kondenzátorokat kötünk (5.25.a ábra), akkor bizonyos feltételek esetén az aszinkron gép felgerjedhet és aszinkron generátorként működhet. A gép veszteségeit ilyenkor a tengelyen felvett teljes ítmény fedezzi. A feszültségegyenletet az 5.25.b ábrán látható helyettesítő kapcsolás alapján írhatjuk fel. Relatív értékekkel:

$$0 = \bar{I}R + \bar{I}j \left[ W_1 X_s - \frac{X_c}{W_1} \right] + \bar{I}_m j W_1 X_m , \quad (5.54)$$

ahol:  $X_s$ ,  $X_m$  - a motor állórész szórási, ill. mágnesező reaktanciája névleges frekvencián;  
 $X_c$  - a kondenzátor reaktanciája ugyancsak névleges frekvencián.

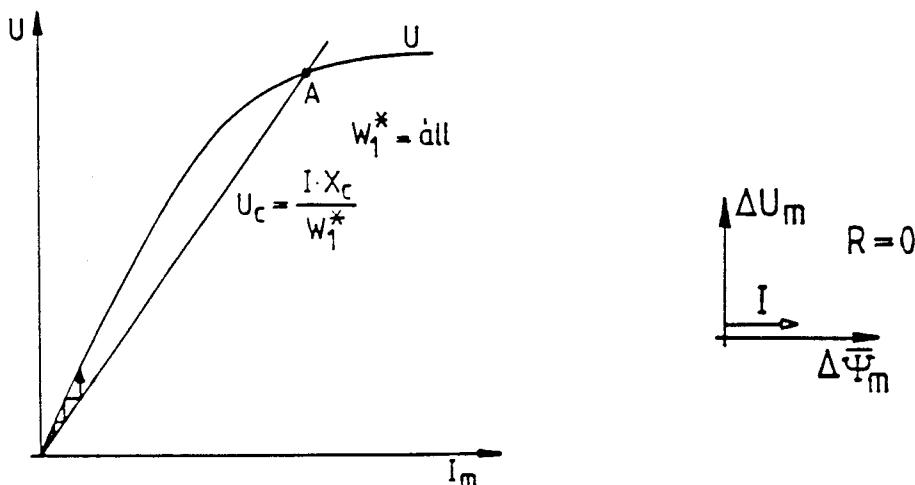


5.25. ábra Kondenzátoros fékezés  
 a) elvi kapcsolás      b) helyettesítő kapcsolás

Üresjárásban  $I = I_m$ , ilyenkor (5.54) alapján és  $R = 0$  közelítéssel az üresjárási szögsebesség:

$$W_{\dot{U}_j} = W_1 = \sqrt{\frac{X_c}{X_s + X_m}} = \sqrt{\frac{X_c}{X}} . \quad (5.55)$$

A felgerjedési folyamatot az 5.26. ábrán tüntettük fel. A remanencia



5.26. ábra A felgerjedés folyamata

5.27. ábra A felgerjedés feltétele

miatt keletkező áramok felerősítik magukat, amit legjobban az 5.27. vektorábrából lehet megérteni. Ugyanis a mágnesező ágon a remanencia miatt keletkező kis  $\Delta U_m$  feszültség, amelyet az (5.54) egyenletben ugyan

nem vettünk figyelembe, de az - ha  $\frac{c}{W_1} > W_1 (X_s + X_m)$  - olyan  $\bar{I} = \bar{I}_m$  áramot létesít, amely erősíti a  $\Delta \bar{\Psi}_m$  kis remanencia fluxust. Az egyensúly az A pontban jön létre (5.26. ábra), ahol a motor kapocsfeszültsége és a kondenzátor feszültsége megegyezik. Az ábrából az is látható, ahogy kisebb ( $W_1 < W_1^*$ ) szögsebességen a görbek metszéspontja gyakorlatilag az origó közelébe kerül (kisebb szögsebességre a motor feszültsége kisebb, mik a kondenzátor feszültsége nagyobb lesz).

Az üresjárási sebesség azt a sebességet határozza meg, ahol a felgerjedés megkezdődik. Ez az (5.55) szerint abszolút értékkel és villamos szögben:

$$W_f = W_{\dot{U}_j} = \frac{1}{\sqrt{LC}} , \quad (5.56)$$

ahol L az állórész induktivitása.

P1.  $W_f = 0,312$  és  $X = 2,0$  adatokkal a kondenzátor szükséges 50 Hz-es re-

aktanciája:

$$\frac{X}{c} = W_f^2 X = 0,2 .$$

Minél nagyobb a kondenzátor kapacitása, annál kisebb szögsebes ségen következik be a gép felgerjedése. Mivel a generátoros üzem miatt  $S < 0$ , ezért a gép csak a  $W_f$  sebesség felett képes fékezni.

Felülről a fékezési tartományt a gép legerjedése korlátozza. Ugyanis a sebesség növekedésével növekszik az áramok frekvenciája, a kondenzátor reaktanciája csökken, így az áramok mind induktívabbá válnak és ezért - egy bizonyos szögsebesség után - megkezdődik a gép legerjedése.

Legyen a motor impedanciája (5.25.b ábra, a kondenzátortól jobbra eső rész)  $Z$ , akkor az állórész feszültségegyenlete:

$$\left[ -\frac{X_c}{W_1} j + Z \right] \bar{I} = 0 . \quad (5.57)$$

A zérustól eltérő áram csak

$$\frac{X_c}{W_1} j = Z = R + j W_1 X_s + \frac{j W_1 X_m \left[ \frac{R_r}{S} + j W_1 X_{rs} \right]}{\frac{R_r}{S} + j W_1 X_r} \quad (5.58)$$

esetén lehet. A valós és képzetes részek egyenlőségéből:

$$R + \frac{R_r}{S} W_1^2 X_m^2 \frac{1}{\left( \frac{R_r}{S} \right)^2 + W_1^2 X_r^2} = 0 , \quad (5.59)$$

illetve

$$\frac{X_c}{W_1} - W_1 X_s - \frac{W_1 X_m}{\left( \frac{R_r}{S} \right)^2 + W_1^2 X_r^2} \left[ \left( \frac{R_r}{S} \right)^2 + W_1^2 X_{rs} X_r \right] = 0 .$$

Az első egyenletből következik, hogy a felgerjedés után, növekvő  $W_1$ -gyel, az aszinkron generátor minden nagyobb és nagyobb  $|S|$ -sel üzemel.

Nagy  $|S|$  esetén azonban az  $R_r^2 / S^2$  értéktől - ahol ez az érték valamelyik összeg egyik összetevője - el lehet tekinteni. Ilyenkor (5.59) második egyenletéből a maximálisan elérhető szögsebesség adódik, amely a  $W_{1e}$  legerjedési szögsebességet (körfrekvenciát) határozza meg:

$$\frac{X_c}{W_{11e}} - W_{11e} \frac{X_s}{X_r} + W_{11e} \frac{\frac{X_m}{X_r} \frac{X_{rs}}{X_r}}{X_r} = 0 ,$$

illetve  $X' = X_s + \frac{\frac{X_m}{X_r} \frac{X_{rs}}{X_r}}{X_r}$  jelöléssel

$$W_{11e} = \sqrt{\frac{X_c}{X'}} . \quad (5.60)$$

Hasonló közelítéssel a szlip az első egyenletből határozható meg:

$$S_{1e} = - \frac{R_r}{R} \frac{\frac{X^2}{X_r^2}}{\frac{X^2}{X_r}} . \quad (5.61)$$

Ezzel a legerjedési szögsebesség (villamos szögben):

$$W_{1e} = (1 - S_{1e}) W_{11e} = \left[ 1 + \frac{R_r}{R} \frac{\frac{X^2}{X_r^2}}{\frac{X^2}{X_r}} \right] \sqrt{\frac{X_c}{X'}} . \quad (5.62)$$

Példa: Legyen  $R_r / R = 1$ ,  $X' = 0,2$ ,  $X_c = 0,2$  és  $\left( \frac{X_m}{X_r} \right)^2 = 0,90$ .

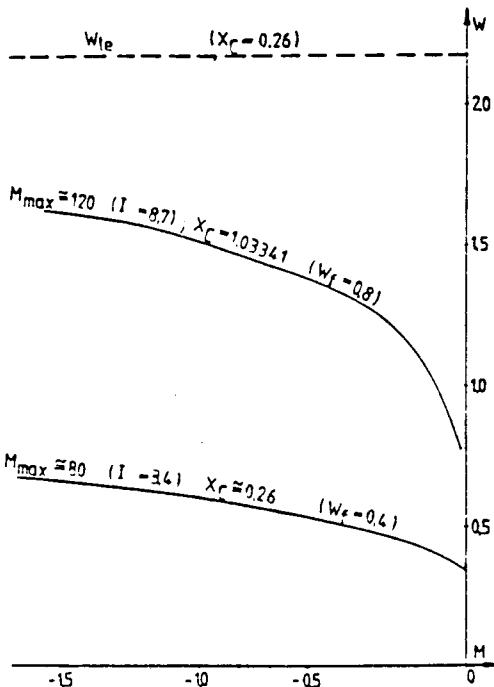
A legerjedési adatok:

$$W_{11e} = \sqrt{\frac{0,2}{0,2}} = 1 ,$$

$$S_{1e} = -1 \times 0,90 = -0,90 ,$$

$$W_{1e} = (1 + 0,90) \times 1 = 1,90 .$$

A motor mechanikai jelleggörbékét az 5.28. ábrán láthatjuk. A kapacitás növekedésével nő a maximális nyomaték és az áram. A jelleggörbék számítását megnehezíti a telítés szükségszerű figyelembevétele. A fékezés során gyakran megengedhetetlen nyomatékok és áramok léphetnek fel.



5.28. ábra Öngerjesztéses fékezés mechanikai görbái

A fentiek miatt a kondenzátoros fékezést nagyon ritkán alkalmazzuk. Az elmondottak inkább a következő két gyakorlati esetben lehetnek fontosak:

1. Gyakran a motor kapcsaira - pl. meddőteljesítmény kompenzáció miatt - kondenzátorokat, ill. - a felharmonikusok kompenzációja céljából - szűrőket helyezünk el. Ha azok a motor lekapcsoláskor a motor kapcsain maradnak, akkor az (5.55) egyenlet segítségével ellenőrizni kell, hogy a motor felerjedését sikerült-e elkerülni.

2. A hálózattól független aszinkron generátor. Ilyenkor a helyi hálózat jelent terhelést. Az 5.25.b árában ezt úgy vehetjük figyelembe, hogy egy, a terhelésnek megfelelő impedanciát, párhuzamosan kötünk a kondenzátorral.

## 5.7. Aszinkron motorok fordulatszámának változtatása

Az aszinkron motor szögsebessége a

$$\frac{2\pi f_1}{p} (1-S)$$

képletből láthatóan három mennyiséggel változtatható:

a./ Az S szlippel, ami megvalósítható a forgórész külső ellenállásának, ill. a motor tápfeszültségének változtatásával, vagy (a forgórészre kapcsolt) különböző kaszkád kapcsolásokkal.

b./ A p póluspárszám változtatásával, ami a motor tekercselésének átkapcsolásával vagy az un. pólusamplitudó-modulációval valósítható meg (az utóbbit itt nem foglalkozunk).

c./ Az  $f_1$  tápfrekvencia és a motor tápfeszültségének egyidejű változtatásával. Ezzel - a szabályozott hajtások tipikus fordulatszám változtatási módszerével - a következő fejezetben foglalkozunk.

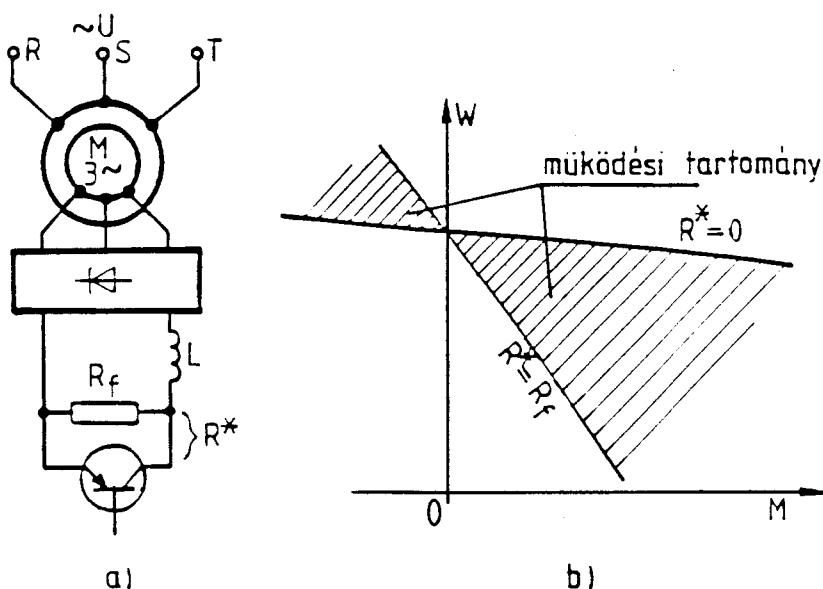
### 5.7.1. A forgórész ellenállásának változtatása

A motor szögsebessége megváltoztatásának ez a legegyszerűbb módja.

Adott nyomaték esetén - az 5.31 képlettel összhangban - a szlip a forgórésszkör ellenállásával arányosan növekszik, miközött az üresjárási fordulatszám nem változik (5.9. vagy 5.20. ábra). A külső ellenállás miatt

jelentősen megnövekszik a forgórészkerüli veszteség ( $P_f = SP_\ell$ ), a mechanikai jelleggörbék lágyabbak lesznek. A külső ellenállásokat - az indító és fékező ellenállásokkal szemben - tartós terhelésre kell méretezni.

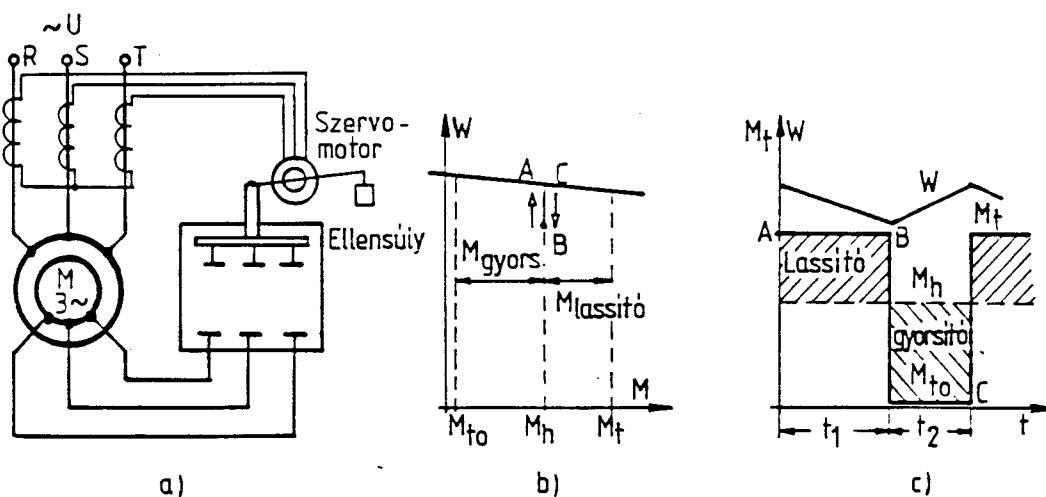
Szabályozott hajtásokkal a forgórész ellenállásának folyamatos változtatására több lehetőség kínálkozik. Az egyik megoldást az 5.29. ábrán tüntettük fel. Ebben a csúszógyűrűkről levett szlipfrekvenciás teljesítményt diódás egyenirányítás után vezetjük az  $R_f$  ellenállásba, amelyet egy szaggatóval (4.3. fejezet) 0-tól  $R_f$ -ig lehet folyamatosan változtatni; így alakul ki az 5.29.b ábrán feltüntetett működési tartomány. Pár kHz-es szaggatási frekvenciánál az egyenáram gyakorlatilag sima lesz, de hatszoros szlipfrekvenciájú nyomatéklüktetések akkor is jelentkeznek és csökken a motor terhelhetősége is (lásd 5.7.3. fejezet). A hajtással nagyon jó dinamikai mutatók érhetők el.



5.29. ábra A forgórész ellenállásának folyamatos változtatása szaggatóval  
a) elvi kapcsolás b) mechanikai jelleggörbék

A forgórészellenállások folyamatos változtatásának másik lehetősége az un. Ilgner hajtás (5.30. ábra). Ezt a megoldást a lökésszerű terheléseknek kitett nagyobb teljesítményű hajtásokban alkalmazták (pl. hengessor hajtásokban). A terhelés kiegyenlítésére lendítőkereket használtak, melynek jó kihasználását un. szlipszabályozóval ( pontosabban áramszabályozóval ) érték el. Mint az 5.30. ábrából látható, a szabályozó érzékelte a motor állórészaráramát és egy szervomotorral úgy szabályozta a forgórész folyadékkellenállását, hogy a motor árama legfeljebb egy előre beállított határérték lehetett. Ha a motor árama nőni akart, akkor a szervomotor emelte a folyadék-ellenállás elektródáját, ezzel nőtt a forgórészkerübe beiktatott ellenállás, csökkent a motor szögsebessége és növekedett a lendkerék kihasználása, míg az áram közelítőleg

állandó maradt. Az 5.30.b ábrán ennek a határáramnak  $M_h$  motornyomaték felel meg. Ha a hengerlés alatt a motor munkapontja az A B és C pontok között változik, akkor a motort folyamatosan  $M_h$  nyomatékkal terheljük, így a motort erre a nyomatékre és áramra kell méretezni. Ez a nyomaték, mivel az 5.30.c. ábra szerinti lassító és gyorsító területeknek egyformának kell lenniük, a terhelő nyomaték középpértékével egyenlő, míg lendkerék nélkül a motort a terhelőnyomaték effektív értékére kellene méretezni.



5.30. ábra Ilgner hajtás  
a) elvi kapcsolás b) mechanikai jelleggörbék c) szögsebesség és nyomaték időfüggvénye

A lendkerék kinetikus energiája a szögsebesség négyzetével arányos, emiatt a lendkerék tehetetlenségi nyomatékát általában úgy szokták megválasztani, hogy a minimális szögsebesség kb.  $0,8W_1$  legyen. Mindenekellett a gyorsító, mindenekellett a lassítónyomatékok állandóak, ezért a szögsebesség időben lineárisan változik.

Ha azt akarjuk, hogy pl. a  $t_1=4$ s-os terhelési szakasz alatt a motor szlipje a kezdeti kb. 1,5%-os szlipról csak pl. 16,5%-ra (15%-kal) növekedjék, akkor 100%-os fordulatszám-változás  $4/0,15=26,7$  s idő alatt lépne fel. Legyen a gyorsítónyomaték éppen a névleges, ilyenkor akkora tehetetlenségi nyomatékra van szükség, hogy a  $T_{in}$  névleges indítási idő 26,7s legyen. A nagyteljesítményű aszinkron motor saját  $T_{in}$  ideje kb. 1s. A tehetetlenségi nyomatéknak tehát kb.  $(26,7-1)/1=25,7$ -szer nagyobbnak kell lennie a motor tehetetlenségi nyomatékánál.

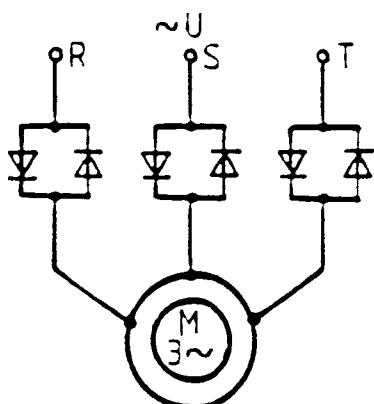
Foglaljuk össze az Ilgner-hajtás előnyeit és hátrányait. Előnyök:  
1. A hálózati áramlokések kisebbek. 2. A motort kisebb teljesítményre kell méretezni, ezért kisebb és olcsóbb. Hátrányok: 1. Nagy lendítőkerékre van szükség. 2. Nagyteljesítményű folyadék-ellenállás és szabályozóberendezés szükséges. 3. A nagy szlipek miatt jelentősen megnő a

veszteség. 4. A berendezés bonyolultabb és ezért kevésbé üzembiztos. 5. A fordulatszám csökkenése csökkenti a hajtás kihasználhatóságát.

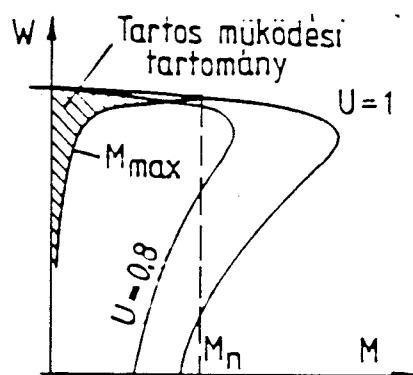
Ez a magyarázata annak, hogy régebben - amikor a hálózatok gyengébbek voltak - gyakran alkalmazták ezt a megoldást. Ma már inkább az egyszerűbb kalickás motoros vagy a szinkronmotoros hajtást használják, még többezer kW-os lökésszerű terhelések esetében is.

### 5.7.2. A tápfeszültség változtatása

A kapocsfeszültség csökkentésére sok lehetőség van: transzformátor megszapolások, indukciós szabályozó, állórész előtét ellenállások, feszítőtekercsek alkalmazása. Az ipari gyakorlatban azonban csak a tirisztorpárok alkalmazása terjedt el. Az 5.31. ábrából látható, hogy ilyenkor a motor minden fázisa elé ellenpárhuzamosan kapcsolt tirisztorpárokat kötünk. Ezek megfelelő gyújtásával a motor kapocsfeszültségét zérustól a hálózati feszültséggig lehet változtatni.



a)



b)

5.31. ábra Tirisztorokról táplált aszinkron motoros hajtás  
a) elvi kapcsolás      b) mechanikai jelleggörbék

Csak az alapharmonikusokat figyelembe véve a motor mechanikai jelleggörbétit az 5.31. ábra tünteti fel. Mivel a motor nyomatéka a feszültség négyzetével arányos, ezért pl.  $U_1 = 0,8$  esetén a nyomaték minden szögsebességen 0,64-szeresére csökken az  $U_n = 1$  esethez képest. A feszültség csökkenésével csökken a motor fluxusa is, ezért a szükséges nyomatéket a gép általában nagyobb árammal éri el, ami csökkenti a motor terhelhetőségét. A tartós terhelhetőségi határt a  $P_r = SP_{\ell} = SMW_1$  összefüggésből állapíthatjuk meg.  $P_r$  általában nem lehet nagyobb, mint a tartós névleges terhelésű pontban, ezért:

$$P_{r\max} = S M_{\max} W_1 = S_n M_n W_1 . \quad (5.63)$$

Innen a tartós üzemű  $M_{\max}$  maximális nyomaték:

$$M_{\max} = \frac{S}{S_n} M_n . \quad (5.64)$$

Az egyenlet nagyon éles korlátot szab az  $M_{\max}$  ( $W$ ) összefüggésre (5.31.b ábra). Pl. ha a névleges szlip 3% és  $S=50\%$ -ra akarjuk növelni a szlipet, akkor  $M_{\max} = M_n 3/50 = 0,06 M_n$  annyira kicsi, hogy már a súrlódást is alig fedezí. Ezért is az ilyen alkalmazásoknál általában növelt forgórészellenállású motorokat alkalmazunk. Pl. ha  $S=10\%$ , akkor  $S=50\%$  esetén  $M_{\max} = M_n 10/50 = 0,2 M_n$  lesz.

Az 5.31. ábra szerinti kapcsolást általában szellőzők (kompresszorok) hajtására használjuk. Ezek terhelőnyomatéka jó közelítéssel négyzetesen változik a szögsebességgel, ezért megnövelt forgórészellenállás esetén a motor túlméretezése - az  $M_{\max}$  ( $W$ ) korlátozás miatt - nem szokott túl jelentős lenni.

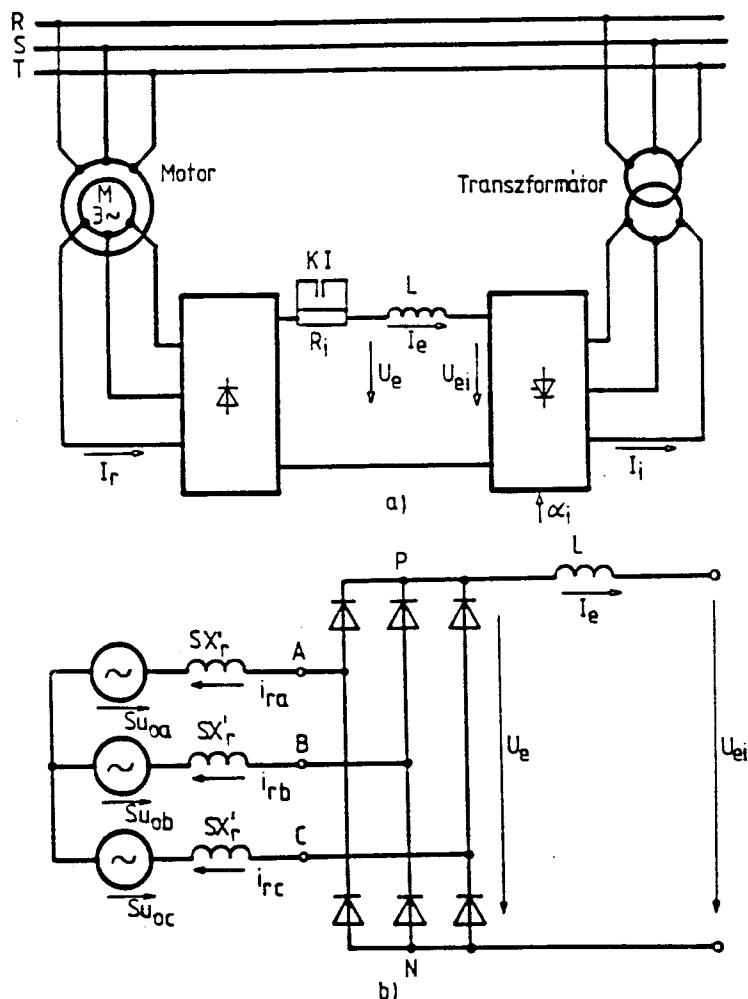
A hajtás másik alkalmazási területe az un. energiatakarékos hajtások. Ismert, hogy a motorok hatásfoka a tekercselési (réz) és vasvesztések arányától függ. Ezért adott hálózati körfrekvencia és változó terhelőnyomaték esetén, megfelelő feszültség-szabályozással - a hatásfok maximuma érhető el.

A hajtás további alkalmazási területe a korlátozott áramú, u.n. lágy indítás. Ilyenkor a tirisztorok gyújtásszögét úgy szabályozzuk, hogy indítás alatt a motor árama állandó marad. Ez természetesen az indító nyomaték csökkenésével is jár.

### 5.7.3. Kaszkád kapcsolások

A  $P_r = SP_\ell$  forgórésköri teljesítmény nagy részét hasznosítani lehet a motor csúszógyűrűire kapcsolt segéderendezésekkel, az ilyen fordulatszám-szabályozókat veszteségmentesnek szoktuk nevezni. Az elmúlt évtizedekben több fajta ilyen berendezést alkalmaztak, de jelenleg csak az un. vezérelt áramirányítós kaszkádot használjuk, amelynek elvi kapcsolása az 5.32. ábrán látható. A forgórészre háromfázisú diódás híd csatlakozik, a közbenő egyenáramú körben rendszerint egy köráramkorlátozó fojtókeres is szükséges. A fojtókeres utáni tirisztoros inverter - általában illesztő transzformátoron keresztül - visszatáplálja a forgórésköri teljesítményt a hálózatba. Mivel ez a teljesítmény arányos a szlippel, ezért az  $S_{\max}$  maximális szlip értékét általában 0,2-0,5-re korlátozzák, ezzel a forgórészre kapcsolt berendezések típus teljesítményét  $S_{\max} P_\ell = (0,2-0,5) P_\ell$ -re. A motor szögsebességét a

beiktatott egyenáramú feszültség nagyságával (tehát az inverter  $\alpha_i$  gyújtásszögével) változtatjuk (5.32.a ábra).  $\alpha_i \approx 90^\circ$ -nál  $U_e \approx 0$ , tehát a természetes jelleggörbe adódik, ha a félvezetők feszültségesését elhanyagoljuk.  $\alpha_i = \alpha_{i\max} \approx 150^\circ - 160^\circ$ -nál kapjuk a maximális egyenfeszültséget és az ennek megfelelő  $S_{\max}$  szlipet.



5.32. ábra Vezérelt áramirányítós aszinkron motoros kaszkád  
a) elvi kapcsolás      b) háromfázisú helyettesítő kapcsolás

Ha  $S_{\max} < 1$ , akkor a gép indításáról külön kell gondoskodni. Pl. a legegyszerűbb megoldás, ha az egyenáramú körbe egy előtétellenállást teszünk, melyet  $S_{\max}$  elérése után rövidrezárunk. Megjegyezzük, hogy a diódás hidat általában a forgórész állóállapotú feszültségére méretezzük, mivel a hálózat egy fázisának kimeradásakor a forgóréskörben kb. akkora feszültség jelenik meg.

Vizsgáljuk meg a vezérelt áramirányítós kaszkád üzemet. Ezt a kö-

vetkező közelítésekkel fogjuk elvégezni:

- a./ A motor állórész- és forgórészköri ellenállását elhanyagoljuk.
- b./ Az egyenköri fojtótekercs induktivitását végtelesen vesszük, így az egyenáram teljesen sima lesz.

Ezekkel a közelítésekkel kb.  $S>0,3$ -ra kapunk jó eredményeket, mert kb. 15 Hz-től a motor reaktanciái már dominálnak a motor ellenállásával szemben. A motor 5.2.b helyettesítő kapcsolásából  $R=R_r=0$ -val a

Thevenin elvvel átalakítva a forgórészkörre az 5.32.b ábra szerinti háromfázisú helyettesítő kapcsolás adódik, ahol:

$$U_0 = U_n \left[ \frac{1}{\frac{X_s}{X_m}} \right], \quad X'_r = X_{rs} + \frac{\frac{X_s}{X_m}}{\frac{X_s}{X_m} + 1} \cdot X_m. \quad (5.65)$$

A későbbiek kedvéért ideiglenesen tételezzük fel továbbá azt, hogy diódák helyett vezérelhető egyenirányítók, pl. tirisztorok csatlakoznak csúszógyűrűkre.

Vezérelt egyenirányítók esetén, háromfázisú hidkapcsolásban (4.21.b) és (4.15) szerint az egyenáram:

$$I_e = I_{rz} \frac{\sqrt{3}}{2} [\cos\alpha - \cos(\alpha + \delta)], \quad (5.66)$$

és a kapocsfeszültség:

$$U_e = U_{em} \frac{\cos\alpha + \cos(\alpha + \delta)}{2}. \quad (5.67)$$

Most azonban  $I_{rz}$  a forgórész ideális rövidzárási áramának csúcsértéke:

$$I_{rz} = \frac{U_0}{X'_r}, \quad (5.68)$$

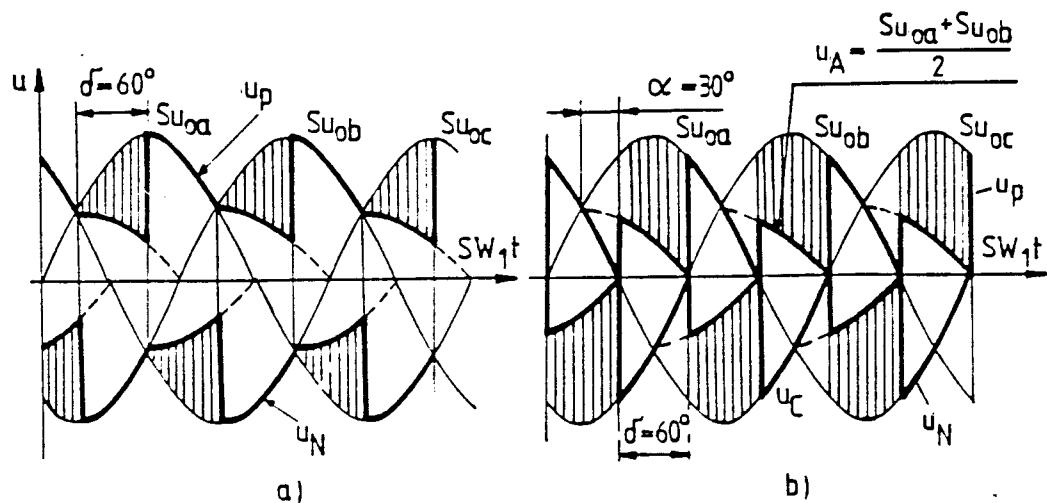
míg a maximális kapocsfeszültség

$$U_{em} = \frac{3}{\pi} \sqrt{3} S U_0 = S U_{emo} \quad (5.69)$$

a szliptől függ.

A valóságban általában diódák csatlakoznak közvetlenül a csúszógyűrűkre. Ilyenkor - amíg a terhelőáram egy meghatározott értéket el nem ér -  $\alpha=0$ , és csak a  $\delta$  fedési szög változik az árammal. Minél nagyobb az áram, annál nagyobb feszültségterületek szükségesek a kommutációhoz, annál nagyobb a fedési szög.  $I_e = (\sqrt{3}/4) \cdot I_{rz}$  esetén  $\delta=60^\circ$ . Ez a

háromfázisú hídkapcsolású vezéreletlen egyenirányító, un. első munkatartományának határesete. Ekkor a kommutáció az egyik hídfélen még éppen befejeződik, mielőtt a másikon elkezdődne (5.33.a ábra).



5.33. ábra Az egyenirányított csúszógyűrű feszültség  
a)  $\delta=60^\circ$ ;  $\alpha=0^\circ$       b)  $\delta=60^\circ$ ,  $\alpha=30^\circ$

Ha az áram a fenti határérték fölé növekszik, akkor a kommutációhoz az előbbinél is nagyobb feszültségterületre lesz szükség, első közelítésben tovább tart a fedés. A valóságban ilyenkor, ha pl. - az 5.32. helyettesítő kapcsolási vázlat jelöléseivel - az a és b fázis diódái kommutálnak a pozitív (P) sínen, akkor a másik sínen az "a" fázis nem veheti át a vezetést c-tól mindaddig, amíg be nem fejeződik a fedés a pozitív sínen. Az A pont potenciálját ugyanis a fedés végéig a pozitív sín potenciálja határozza meg. Ez itt pozitívabb a C pont potenciáljánál, ezért csak a fedés végén, amikor az A pont potenciálját ismét az "a" fázis feszültsége szabja meg, kezdőhet a kommutáció a negatív sínen "c" és "a" között. Ilyenkor tehát a kommutáció az egyik hídfélen csak akkor kezdőhet, ha az a másik hídfélen már befejeződött (5.33.b ábra). A fedési szög ezen az un. második munkatartományon belül  $\delta=60^\circ=\text{const}$  marad, és az automatikusan fellépő gyújtáskésletetés, a kezdeti  $\alpha=0^\circ$ -tól  $\alpha=30^\circ$ -ig növekedhet.  $\delta=60^\circ=\text{const}$  mellett ugyanis csak  $\alpha=30^\circ$ -ig növekszik a feszültséghatárt.

A nem vezérelt egyenirányító második munkatartományában eszerint ugyanolyanok a viszonyok, mint vezérelt egyenirányítónál  $\delta=60^\circ$  és  $0 \leq \alpha \leq 30^\circ$  mellett.

A fentiek figyelembevételével tehát az (5.66) és (5.67) összefüggések, a háromfázisú hídkapcsolású diódás egyenirányítóra is érvényesek, ha  $\alpha$  és  $\delta$  helyébe az egyes üzemmódoknak megfelelő értékeket helyettesítjük. Így pl. a második munkatartomány végén, amikor  $\delta=60^\circ$

mellett  $\alpha=30^\circ$ ,  $I_e = (3/4)I_{rz}$ , és ekkor a fedés végére három fázis rövidrezáródik és az egyenfeszültség éppen nullára csökken.

Ennél nagyobb áramoknál - a nem vezérelt egyenirányító harmadik munkatartományában - a kommutáció az egyik hídfélen elkezdődik, jóllehet a másikon még nem fejeződött be. Ilyenkor ideiglenesen négy dióda egyidejűleg vezet áramot, rövidrezárva ezalatt minden három fázist ( $u_e = 0$ ).

Normális körülmények között, kaszkádkapcsolásban, a háromfázisú hídkapcsolású diódás egyenirányító általában az első és - főleg csak túlterhelések esetén - a második munkatartományban üzemel.

Az aszinkron motor nyomatéka a légrésteljesítményből számítható, ez pedig - mivel a motor veszteségeit elhanyagoltuk - megegyezik az egyenáramú teljesítménnyel:

$$M = \frac{P_\ell}{W_1} = \frac{P_{v2}}{SW_1} = \frac{U_e I_e}{SW_1} . \quad (5.70)$$

Az (5.66) és (5.67) képletekből  $U_e$ -t és  $I_e$ -t az (5.68) és (5.69) összefüggések figyelembevételével ide behelyettesítve kapjuk:

$$M = M_{bi} \frac{3}{\pi} \left[ \cos^2 \alpha - \cos^2 (\alpha + \delta) \right] . \quad (5.71)$$

Itt

$$M_{bi} = \frac{3}{4} \frac{U_0 I_{rz}}{W_1} = \frac{3}{2W_1} U_0^2 \frac{1}{2X_r} \quad (5.72)$$

az ideális billenőnyomaték.

Az (5.71) képlet átalakítások után az

$$M = M_{bi} \frac{3}{2\pi} \left[ \cos 2\alpha - \cos 2(\alpha + \delta) \right] , \quad (5.73a)$$

vagy

$$M = M_{bi} \frac{3}{\pi} \sin(2\alpha + \delta) \sin \delta \quad (5.73b)$$

alakban is írható.

Az  $M(S)$  jelleggörbe számításához ismernünk kell még az  $S=f(\alpha, \delta)$  függvényt. Ennek meghatározásánál abból indulhatunk ki, hogy ha az inverter gyújtási szögét állandónak tartjuk, akkor az inverter fedésének elhanyagolásakor  $U_{ei}=U_e=\text{áll. lesz}$ , ezért

$$U_e = S U_{emo} \frac{\cos\alpha + \cos(\alpha+\delta)}{2} = S \frac{\ddot{u}}{S} U_{emo} . \quad (5.74)$$

Tehát ez az egyenlőség a diódás hídnál minden  $\alpha$ -ra és  $\delta$ -ra fennáll, ha elhanyagoljuk az ellenállásokat (feszültségesések), és teljesen simának tételezzük fel az egyenáramot.

A fenti összefüggésből kapjuk:

$$\frac{S \ddot{u}}{S} = \frac{\cos\alpha + \cos(\alpha+\delta)}{2} . \quad (5.75)$$

Az első munkatartományban üzemelő egyenirányítóra  $\alpha=0$  és  $0 \leq \delta \leq 60^\circ$ . Ekkor (5.73), illetve (5.75) alapján

$$M = M_{bi} \frac{3}{2\pi} (1 - \cos 2\delta) ,$$

illetve

$$\frac{S \ddot{u}}{S} = \frac{1 + \cos \delta}{2} .$$

Átalakítások után a fenti két egyenletből:

$$\frac{M}{M_{bi}} = \frac{3}{\pi} 4 \frac{S \ddot{u}}{S} \left[ 1 - \frac{S \ddot{u}}{S} \right] . \quad (5.76)$$

Az első munkatartomány végén, amikor éppen  $\delta=60^\circ$ , de még  $\alpha=0$ :  $S \ddot{u}/S = 3/4$  és  $M/M_{bi} = 9/4\pi = 0,716$ . Ennél nagyobb nyomatéknál jelentkezik csak tehát a nem vezérelt forgórésköri egyenirányítónál a "gyűjtés" kényszerkésleltetése az un. második munkatartományban, amikor  $0 \leq \alpha \leq 30^\circ$  és  $\delta=60^\circ = \text{const.}$

A második munkatartományban (5.73) és (5.75) alapján

$$M = M_{bi} \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \sin(2\alpha + 60^\circ) , \quad (5.77)$$

$$\frac{S \ddot{u}}{S} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\alpha + 30^\circ) ,$$

illetve ezekből átalakítások után

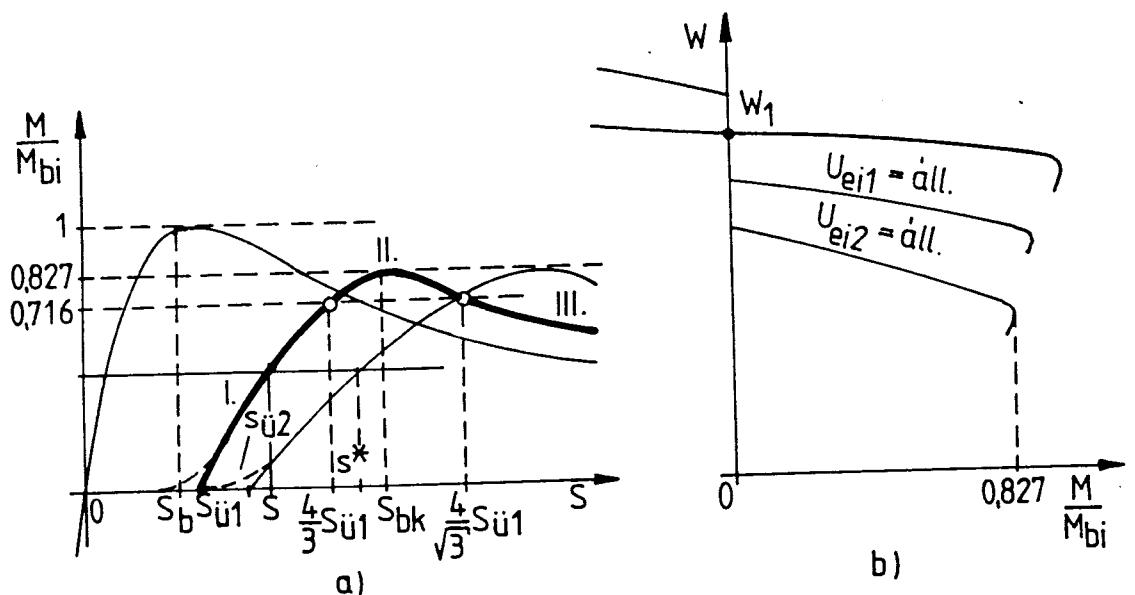
$$\frac{M}{M_{bi}} = \frac{3}{\pi} 2 \frac{S_{\ddot{u}}}{S} \sqrt{1 - \frac{4}{3} \left( \frac{S_{\ddot{u}}}{S} \right)^2} . \quad (5.78)$$

(5.77)-ból látható, hogy maximális nyomaték  $\alpha=15^\circ$ -nál adódik, éspedig

$$M_{max} = M_{bi} \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} = 0,827 M_{bi} , \quad (5.79)$$

és ugyanitt a szlip (5.78)-ból

$$S_{bk} = \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{3}} S_{\ddot{u}} = 1,633 S_{\ddot{u}} .$$



5.34. ábra Áramirányítós aszinkron motoros kaszkád nyomaték görbéi  
 a) nyomaték szlip görbék      b) mechanikai görbék

Az (5.78) összefüggés a  $(4/3)S_{\ddot{u}} \leq S \leq (4/\sqrt{3})S_{\ddot{u}}$  határok között érvényes, és a második munkatartomány végén, amikor a "gyújtási" szög éppen  $\alpha=30^\circ$  lesz, a nyomaték ismét  $M/M_{bi} = 0,716$ .

Eredményeinkből kitűnik, és az 5.34. ábrán is jól látható, hogy a billenőnyomaték 17%-kal csökken, és a motor  $M(S)$  jelleggörbéje annál lágyabb, minél nagyobb a beállított  $S_{\ddot{u}}$  üresjárási szlip, minél nagyobb az egyenfeszültséggel arányos forgórészre kényszerített  $U_r$  feszültség.

Az 5.34.a ábrán feltüntettük a természetes jelleggörbét, továbbá két kaszkádüzemben érvényes karakterisztikát, melyek az  $U_{e1}$  =áll-ra vonatkoznak. Ez utóbbiak üresjárási pontja a beállított  $S_{ü}$  üresjárási szliphez, billenőpontja pedig  $S_{bk} = 1,633 S_{ü}$ -höz tolódik el, tehát ezek eltérése annál nagyobb, minél nagyobb  $S_{ü}$ .

A kaszkádüzemre érvényes karakterisztikák felrajzolásához elegendő egyetlen jelleggörbe pontjait kiszámítanunk, mert ebből bármilyen  $S_{ü}$ -höz tartozó  $M(S)$  jelleggörbe már könnyen felrajzolható. Az (5.76) és (5.78) összefüggések szerint ugyanis, azonos nyomatéket azonos  $S_{ü}$  viszonynál kapunk. Ha tehát már ismerjük pl. az  $S_{ü1}$  üresjárási szliphez tartozó karakterisztikát, amelyen  $S^*$  szliphez  $M$  nyomaték tartozik, akkor  $S_{ü2}$  esetén azonos nyomatéket olyan  $S^*$  szlipnél kapunk, amelyre

$$\frac{S_{ü1}}{S} = \frac{S_{ü2}}{S^*}.$$

A viszonyok hasonlóak a forgórészki ellenállással való beavatkozáshoz, csak azok szerepét itt  $S_{ü}$ , ill. az egyenfeszültség veszi át.

A kis áramok, kis nyomatékok tartományában, a szaggatott vezetés miatt, a görbék a szaggatott vonal szerint módosulnak. A b ábra az  $M$ ,  $W$  síkon ábrázolja a viszonyokat. Amennyiben a csúszógyűrűkre - mint a gyakorlati esetek nagy részében - nem vezérelt áramirányító csatlakozik, akkor  $P_{v2} = SP_{\ell}$  csak pozitív lehet. Generátoros fékezéskor  $S$  és  $P_{\ell}$  is negatív, ezért ekkor is használható az 5.32. ábra szerinti megoldás.

A maximális (billenő-) nyomaték lecsökkenésének magyarázata egyszerűen az, hogy a fedés miatt a forgórészarám alapharmonikusa jobban késik a feszültséghez képest, mint rövidrezárt gyűrűk esetében. A második munkatartományban - ahol  $M_{max}$  adódik - még tovább növekszik a fáziskésés a gyújtás kényszerkésleltetése miatt. A fedési jelenségeket is figyelembe véve tehát, a nem vezérelt áramirányító a motor szempontjából úgy viselkedik, mintha ellenállást és induktivitást iktattunk volna a csúszógyűrűkre.

Mivel a motor teljesítményezője romlik, a motor ugyanazt a nyomatéket nagyobb áramfelvétel mellett fejti ki. Ezért a motor nyomatékbeli tartós terhelhetősége kaszkádkapcsolásban kismértékben csökken. Pontosabb vizsgálatok az alapharmonikus forgórészarám ismeretében végezhetők.

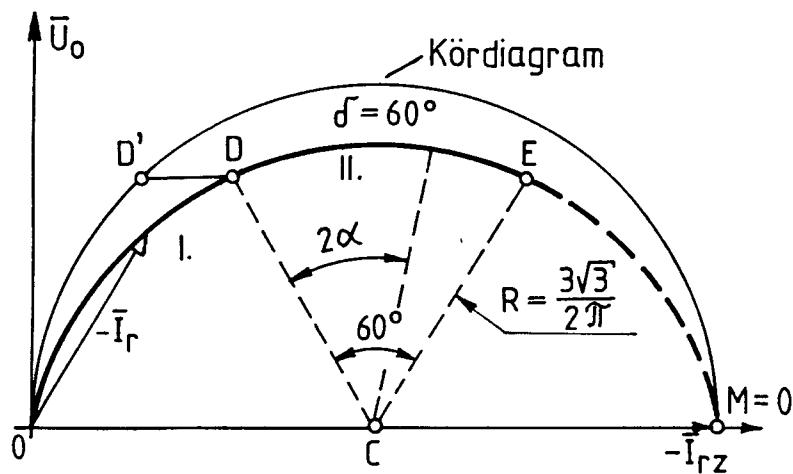
Az 5.35. ábrán felrajzoltuk a motor forgórészki áramának a diagramjait. Itt a félkör az aszinkron motor természetes kördiagramja, ez rövidre zárt csúszógyűrűkkel vagy a csúszógyűrűkre kapcsolt ellenállással való beavatkozás esetén alakulna ki. A csúszógyűrűkre háromfázisú hídkapcsolású diódás egyenirányítót kapcsolva,  $\bar{I}_r$  - a fenti ideális állandotnak ( $S > 0,3$ ;  $L_e \approx \infty$ ) megfelelő esetekben - az ODE görbén változik. A fedési szög 0-tól D-ig  $0^\circ$ -ról  $60^\circ$ -ra változik, a DE szakaszon állandó,

$60^0$ . A DE szakasz körív, amelynek C középpontja megegyezik az eredeti kördiagram középpontjával, de a sugara  $3\sqrt{3}/(2\pi) \approx 0,827$ -szeres. Mivel a nyomatékok az áram hatásos összetevőjével arányosak, az ábrából látható, hogy a motor billenőnyomatéka 0,827-szeresre csökken. A D pontban a motor nyomatéka  $0,716 M_{bi}$ , ezt kaszkádkapcsolásban a motor rosszabb fázisszöggel fejti ki, mint a D' pontban.

Az 5.35. ábrán feltüntetett viszonyoknál valamivel jobb a helyzet a motorellenállások, valamint a simító fojtókeres véges induktivitása miatt. A valóságban a munkapontok ugyanis a természetes kördiagram és az ODE görbe közötti területre esnek.

A motor terhelhetőségét a diódás híd miatt fellépő felharmonikus áramok is csökkentik, de ezek hatása - az alapharmonikus áram növekedéséhez képest - nem számottevő. Ennél kellemetlenebb, hogy a felharmonikus áramok miatt  $6S_f$  frekvenciájú lüktető nyomatékok is fellépnek, amelyek kis szlipedknél közel kerülhetnek a hajtás mechanikai rezonancia frekvenciájához.

Ha szinkron fordulatszám alatt visszatápláló fékezést akarunk megvalósítani, akkor az energiairánynak fordítottnak kell lennie a csúszógyűrűkön, az egyenáramú körből kell a motor forgórészébe energiát benvinni. Ez diódás áramirányítón keresztül lehetetlen, ezért vezérelt áramirányítót kell a csúszógyűrűkre kapcsolni. Ideális esetben ezt az áramirányítót  $180^0$ -os gyújtáskésleltetési szögre kellene vezérelni, hogy a lehető legnagyobb egyenfeszültséget kapjuk, ebben az esetben ugyanis a legkisebb árammal lehet az egyenáramú körben a teljesítményket szállítani, és a legkedvezőbb meddőteljesítmény-viszonyokat kapjuk a hálózathoz csatlakozó áramirányítóban is. Inverter üzemben azonban - mint ismeretes - nem lehet elérni a  $180^0$ -os gyújtáskésleltetést, sőt az aszinkron motor nagy rövidzárási (kommutációs) reaktanciája miatt általában még a szokásos hálózati invertereknél maximálisan megengedett  $150-160^0$ -os gyújtáskésleltetés sem érhető el.

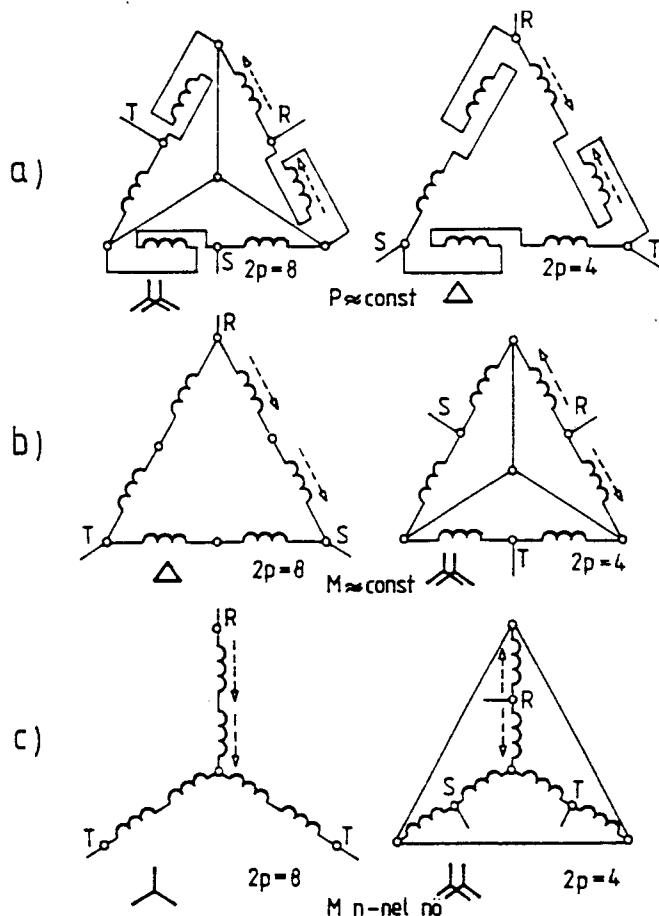


5.35. ábra Áramirányítós kaszkád aszinkron motor jának forgórések köri áramdiagramja

#### 5.7.4. A pólusszám változtatása

A tekercselés pólusszámának megváltoztatásával néhány szinkron fordulatszámot lehet elérni. Az egyes pólusszámokra külön-külön, egymástól független tekercselést lehet helyezni ugyanazokba a hornyokba, azonban egyidejűleg csak egy tekercselés lehet üzemben, ezért az ilyen gépek kihasználása igen kicsi lenne. Jobb kihasználást ad az a megoldás, amikor ugyanazt a tekercselést lehet megcsapolások segítségével két különböző pólusszámra átkapcsolni. A legegyszerűbb u.n. Dahlander-tekercselés esetében 1:2 arányban lehet pólusszámot változtatni hat ki-vezetés segítségével.

Ennek lényege a villamos gépek elméletéből ismert: minden fázis-tekercs két féleből áll, és ha a két félben a kölcsönös áramirányt megváltoztatjuk, akkor a forgómező pólusszáma 1:2 arányban megváltozik. Az 5.36. ábrán a leggyakrabban használt háromfázisú Dahlander- kapcsolásokat tüntettük fel. A szaggatott vonallal rajzolt nyílak mutatják az egyik fázisban a két féltekercsben folyó áramok kölcsönös irányát.



5.36. ábra A leggyakrabban használt Dahlander kapcsolások

Ügyelni kell arra is, hogy a pólusátkapcsoláskor a fázissorrendet is meg kell változtatni, különben a mező forgásirányára is megváltozik. Ennek az a magyarázata, hogy a kisebb pólusszámú kapcsolásban két fázis egymástól  $120^\circ$  villamos szög távolságra van egymástól; a kétszeres pólusszámú kapcsolásban két fázis egymástól  $60^\circ$  villamos szög távolságra van egymástól.

lusszámú kapcsolásban ugyanannak a geometriai szögnek kétszer akkora villamos szög, tehát  $240^\circ$  felel meg. Ezért pl. a b fázis szerepét a c fázis veszi át stb.

A pólusátkapcsolós motorok tervezésekor ügyelni kell arra is, hogy az átkapcsoláskor megváltozik a hatásos menetszám, a fluxus és a pólus-elosztás, ezért gondosan ellenőrizni kell az indukciók értékét. Célszerű úgy tervezni a gépet, hogy a nagyobb nyomatéket igénylő kapcsolásban a légrésindukció is nagyobb legyen. Készíthető kettős Dahlander-tekercselés is, pl. az egyik 4 és 8, a másik 6 és 12 pólust ad, így 500, 750, 1000 és 1500 percenkénti szinkron fordulatszámokat lehet elérni. Különleges tekercseléssel az 1:2 aránytól eltérő átkapcsolás is megvalósítható.

A sok kivezetés miatt pólusátkapcsolós csúszógyűrűs motorokat csak kivételes esetekben készítenek.

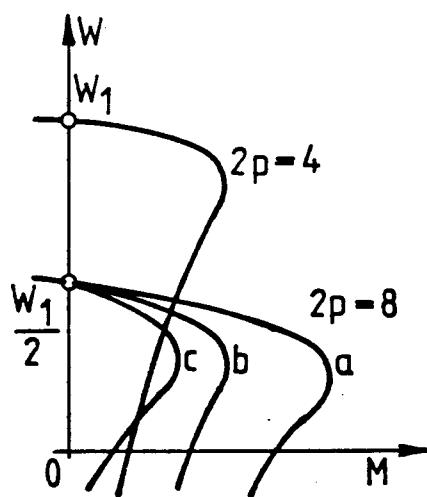
Pólusátkapcsolós kalickás forgórészű gépekben a forgórész lehet egyszerű vagy mélyhornyú, esetleg kétkalickás.

Az 5.37. ábrán feltüntettük az 5.36. ábra a, b, c esetének megfelelő fordulatszám - nyomaték jelleggörbékét.

Az a) esetben a nagyobb pólusszámú kapcsolásban a fázisok egy fél tekercsére  $\frac{U}{\sqrt{3}}$  feszültség jut, míg  $2p=4$  esetén ez az érték  $\frac{U}{2}$ . Ennek megfelelően ebben a kapcsolásban a kisebb szögsebességen nagyobb a fluxus és ezért nagyobb a billenőnyomaték is.

A pólusátkapcsolásos motoroknál kisebbek az indítási és fékezési veszteségek. Ezért célszerű alkalmazási területük pl. a centrifugák hajtása, ahol fékezéskor a kisebb pólusszámról a nagyobbra térünk át (pl.  $p=2$ -ról  $p=4$ -re), így a centrifugák nagy kinetikus energiája fékezéskor visszaadható a hálózatba. Másik alkalmazási területük az  $1:1,5$  m/sec sebességű felvonók hajtása, ahol beálláskor térünk át a nagyobb pólusszámú tekercsre.

A pólusátkapcsolású motoroknak rosszabb a kihasználásuk, tehát nagyobb a súlyuk és az áruk, valamivel kisebb a hatásfokuk és a  $\cos\phi$ -jük.



5.37. ábra Dahlander motorok mechanikai jelleggörbéi

## 5.8. Aszinkron gépek tranzisztors üzeme

Az aszinkron gépek - villamos tranzisztoreket figyelembe vevő - átmeneti folyamatainak vizsgálata az (5.3) és (5.5) egyenletek alapján történik az 5.1. fejezetben megfogalmazott közelítésekkel.

Az (5.3) egyenletek még a telítés változásától (és ezzel  $L_m$ ,  $L$  és  $L_r$  változásától) eltekintve is nem linárisak, mert  $W_k \bar{\psi}$  és  $(W_k - W) \bar{\psi}_r$  szorzatokat tartalmaznak. Ezért általános analitikai megoldásuk nincs, és az egyenleteket gyakran számítógép segítségével oldjuk meg. Az (5.3) egyenleteket vektoros formában írtuk fel, ezért az első két differenciálegyenletet tulajdonképpen négy nem-vektoros differenciálegyenletre bonthatjuk fel, ami négytárolós elemnek felel meg, összhangban azzal, hogy nulla vezető nélküli háromfázisú állórész, illetve forgórész tekercselésnek két-két szabad paramétere van, amelyek egyértelműen meghatározzák egy háromfázisú tekercselési rendszer teljes energiáját.

### 5.8.1. Az asszinkron gép kikapcsolása

Tételezzük fel, hogy a  $W$  szögsebességgel forgó aszinkron gépet lekapcsoljuk a hálózatról. A teljes kikapcsolás két szakaszból áll:

a) Az első szakasz alatt megtörténik a gép leválasztása a hálózatról, vagyis a K kapcsoló (5.38. ábra) kikapcsolása és a rajta fellépő villamos ív oltása.

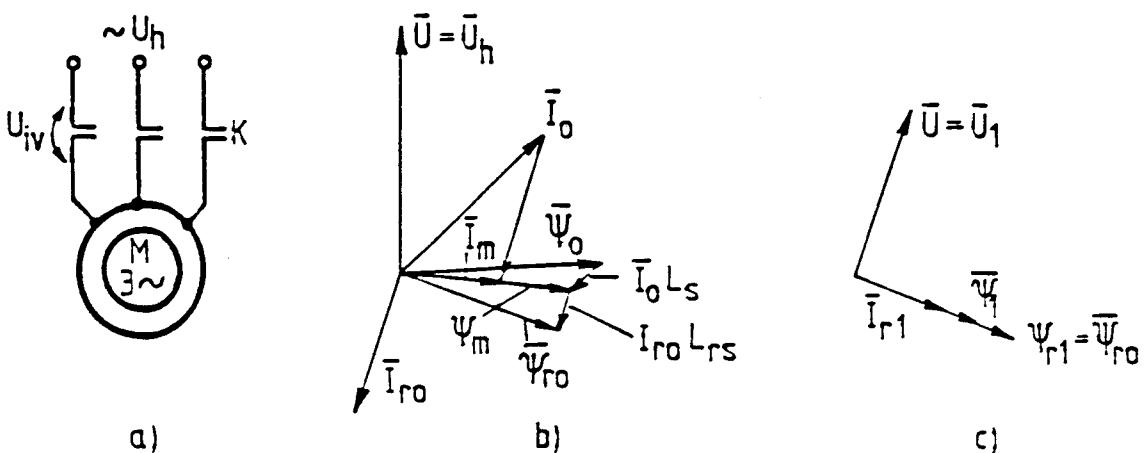
b) A második szakasz alatt a leválasztott gép zárt forgórészében felhalmozott elektromágneses energia hőenergiává alakul a forgórész ellenállásain.

Először tételezzük fel, hogy a K kapcsoló kikapcsolása (az ív megjelenésétől a ív kialvásáig) csak 1-3 ms időt vesz igénybe. Megjegyezzük, hogy ez csak nagyteljesítményű gépeknél használt gyors megszakítókra igaz. Ez alatt a kis idő alatt a forgórész fluxus-kapcsolódása - a zárt forgóréskör miatt - nem változhat észrevehetően, ezért a forgórész  $\bar{\psi}_{r0}$  fluxusa a kikapcsolás kezdetén, és  $\bar{\psi}_{r1}$  fluxusa a kikapcsolás végén  $W_k = W$  szögsebességgel forgó koordináta-rendszerben megegyezik.

Ezzel az állórész áram megszűnese, tehát az ív kialvási pillanatára érvényes vektorábra az 5.38. ábra szerint alakul ( $\bar{\psi}_{r0} = \bar{\psi}_{r1}$ ). A kikapcsolás után az  $\bar{i}=0$  lett, míg az  $\bar{i}_r$  áram ugrásszerűen felveszi azt az értéket, amely a  $\bar{\psi}_{r1} = \bar{\psi}_{r0}$  forgórészfluxus fenntartásához szükséges.

Az 1000 V alatti motorokat többnyire mágneskapcsolóval kapcsoljuk be és ki. A mágneskapcsolók ívfeszültsége viszonylag alacsony, kb. 30-40 V. 380 V-os hálózat esetén a 30-40 V-os ohmos jellegű ívfeszültség alig befolyásolja az áram időbeli lefolyását, és ezért a mágneskapcsoló közel az eredeti áram nulla átmenetéhez szakítja meg az ívet, először

egy fázisban, majd a fennmaradó kettőben. Túlfeszültség ilyenkor nem jön létre.



5.38. ábra Aszinkron motor hálózati lekapcsolása  
a) elvi kapcsolás b) kikapcsolás előtti vektorábra ( $t=-0$ ).  
c) kikapcsolás utáni vektorábra ( $t=+0$ )

Nagyobb feszültségű motorokat gyorskapcsolókkal kapcsolunk le és ilyenkor a motor kapcsain túlfeszültség is keletkezhet.

A kikapcsolás befejezése után - a második szakasz elején - a forgórész fluxuskapcsolódása  $|\bar{\psi}_{r1}| = \Psi_{r1}$ . Ehhez, mivel nincs állórész ellenágerjesztés, viszonylag kis  $|\bar{i}_{r1}| = I_{r1}$  egyenáram tartozik (5.38.b ábra). Az áram csillapodását az  $L_r$  induktivitás és az  $R_r$  ellenállás határozza meg:

$$T_{r0} = \frac{L_r}{R_r} = \frac{X_r}{W_1 R_r}, \quad (5.80)$$

értéke ( $W_1 L_r = 150-400\%$ ,  $R_r = 1-5\%$ )  $0,1-1,3$  sec, de mivel  $L_r$  nagyrészét az  $L_m$  főmező induktivitása és csak kis részét az  $L_{rs}$  rotor szórási induktivitása alkotja, ezért értéke nagyon függ a telítéstől. A rotorral együttforgó koordináta-rendszerben

$$\bar{i}_r = \bar{i}_{r1} e^{-t/T_{r0}}.$$

Az állórész fluxuskapcsolódása ugyanebben a koordináta-rendszerben

$$\bar{\psi} = L_m \bar{i}_r = L_m \bar{i}_{r1} e^{-t/T_{r0}},$$

vagy figyelembe véve, hogy  $\bar{\Psi}_{r0} \cong \bar{\Psi}_{r1} = \bar{I}_{r1} L_r$ :

$$\bar{\psi} = \frac{L_m}{L_r} \bar{\Psi}_{r0} e^{-t/T_0}.$$

Álló koordináta-rendszerben, mivel a forgórész szögsebessége  $W \cong$  áll:

$$\bar{\psi} = \frac{L_m}{L_r} \bar{\Psi}_{r0} e^{-t/T_0} e^{jWt},$$

míg az állórészben indukált feszültség

$$\bar{u} = \frac{d\bar{\psi}}{dt} = \frac{L_m}{L_r} \bar{\Psi}_{r0} e^{-t/T_0} \left[ -\frac{1}{T_0} + jW \right] e^{jWt},$$

vagy kisebb átalakítások után

$$\bar{u} = \frac{L_m}{L_r} W_1 \bar{\Psi}_{r0} e^{-t/T_0} \left[ -\frac{R_r}{X_r} + j(1-S) \right] e^{jWt}, \quad (5.81)$$

ahol  $S$  a motor szlipje.

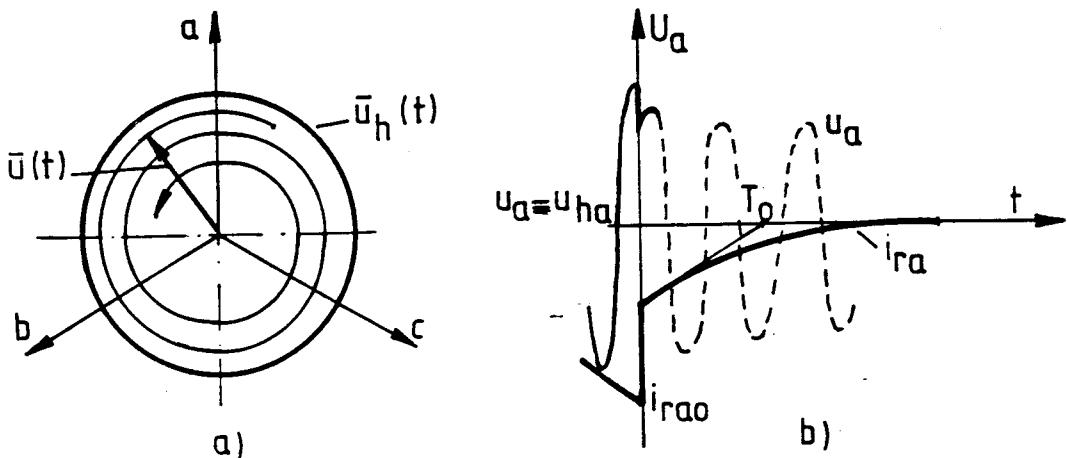
$|W_1 \bar{\Psi}_{r0}|$  értéke a kezdeti állandósult állapottól függ, névleges üzemben  $W_1 \bar{\Psi}_{r0} \approx 0,9 U_n$ ;  $L_m/L_r \approx 0,95$ , ezért a feszültség amplitudója:

$$U \cong 0,86 U_n \sqrt{\left( \frac{R_r}{X_r} \right)^2 + (1-S)^2} e^{-t/T_{r0}}. \quad (5.82)$$

Ennek alapján látszik, hogy a rotorköri ellenállás megnöveli az állórészben indukált feszültséget, amely nagy  $R_r$  esetén meghaladhatja a hálózati feszültséget, noha ez a feszültség  $R_r$  növekedtével gyorsabban csillapodik.

Rövidrezzárt gépekben  $R_r/X_r \approx 0$ , ezért az állórész feszültsége csak a szliptől függ, és nem lehet nagyobb mint a hálózati feszültség, hacsak a gép nem generátoros üzemben dolgozik nagy negatív szlippekkal.

Az 5.39. ábrán feltüntettük egy aszinkron motor lekapcsolásakor fellépő állórészfeszültséget, az állórészfeszültség vektorpályáját, valamint a forgórészkör egyik fázisáramának az időfüggvényét.



5.39. ábra Aszinkron motor lekapcsolása

a) a motor feszültség vektorábrája      b) a motor feszültség és rotoráram időbeli lefolyása  
( $W_k = 0$ )

### 5.8.2. Álló motor bekapcsolása

Álló motor bekapcsolását szimmetrikus szinuszos feszültségre, ha a három fázisa egyidejűleg kapcsol be és ha feltételezzük, hogy a motor szögsebessége zérus marad a bekapcsolást kísérő tranziens folyamatok kialakulása alatt, viszonylag egyszerű vizsgálni.

Fizikailag jól érthető eredményt legkönnyebben akkor kapunk, ha feltételezzük, hogy a gép állórészének, valamint a forgórésznek az állórészre redukált paraméterei azonosak, tehát  $R=R_r$ ,  $L=L_r$  és  $L_s=L_{rs}$ .

Egykalickás motorokra ez általában nagyon jó közelítést ad.

A feszültség rákapcsolása után tranziens folyamat lép fel, amely a szabad áramok csillapodásával ér véget,  $W=0$  ( $S=1$ ) mellett.

A szabad áramok szempontjából a hálózat rövidrezártnak tekinthető, az erre érvényes helyettesítő kapcsolást az 5.40. ábra mutatja. A helyettesítő vázlat szimmetrikus, ezért a szabad áramok eloszlása csak a következő lehet:

1. Mindkét ágban (állórészben és forgórészben) folynak azonos nagyságú  $\bar{A}$  szabad egyenáramok, amelyek a gép mágnesező áramát létrehozzák. Az áramok irányát az 5.40. ábrán tüntettük fel. Az ábrát - az  $\bar{A}$  áramok szempontjából - átalakíthatjuk az 5.41. ábra szerint. Ezzel az  $\bar{A}$  áramok csillapodási időállandója:

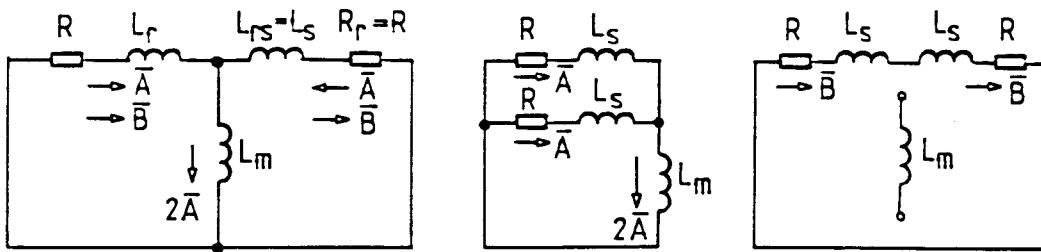
$$T_a = \frac{\frac{L_s}{m} + \frac{2}{2}}{\frac{R}{2}} = \frac{2X_m + X_s}{W_1 R}. \quad (5.83)$$

Értéke kb. 0,2-3sec, vagyis ezek az áramok nagyon lassan csillapodnak. Az  $\bar{A} = \bar{A}_0 e^{-t/T_a}$  szabadáramok biztosítják a főmező gerjesztésének ugrásnélküli kialakulását. Természetesen ez azt jelenti, hogy a főmező fluxusa csak nagyon lassan alakul ki.

2.  $\bar{B}$  irányú áramok (5.42. ábra), amelyek nem hoznak létre mágnesező áramot (a mágnesező ágon a szimmetria miatt nincs is feszültség), ezért a  $\bar{B}$  áramok meghatározása szempontjából a mágnesező ág elhagyható. Így a csillapodási időállandót csak a szórási induktivitások határozzák meg:

$$T_b = \frac{2 L_s}{2R} = \frac{X_s}{W_1 R} . \quad (5.84)$$

Értéke kb. 0,008-0,03sec, vagyis a  $\bar{B} = \bar{B}_0 e^{-t/T_b}$  szabadáramok gyorsan csillapodnak.



5.40. ábra  
Aszinkron motor helyettesítő kapcsolása ( $R=R_r$ ,  $L_s=L_{rs}$ ,  $W=0$ )

5.41. ábra  
Aszinkron motor  $\bar{A}$  áramokra érvényes helyettesítő kapcsolása

5.42. ábra  
Aszinkron motor  $\bar{B}$  áramokra érvényes helyettesítő kapcsolása

Az állórész, illetve a forgórész teljes árama az állandósult és a szabadáramok összegéből áll:

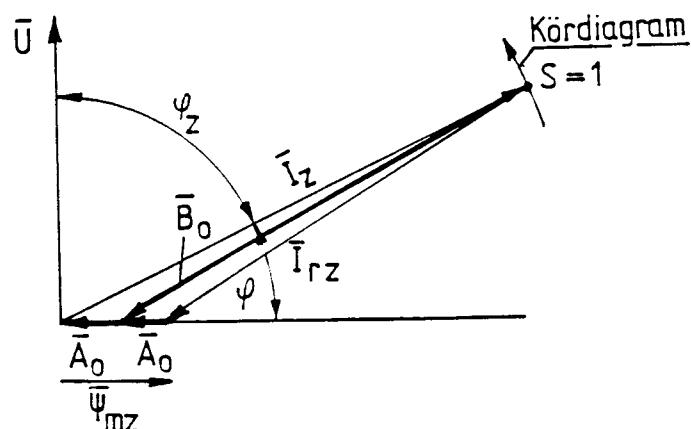
$$\begin{aligned} \bar{i} &= \bar{I}_z e^{jW_1 t} + \bar{A}_0 e^{-t/T_a} + \bar{B}_0 e^{-t/T_b}, \\ \bar{i}_r &= \bar{I}_{rz} e^{jW_1 t} + \bar{A}_0 e^{-t/T_a} - \bar{B}_0 e^{-t/T_b}, \end{aligned} \quad (5.85)$$

A kezdeti feltételek:  $t=0$ ,  $\bar{i}_0=0$  és  $\bar{i}_{r0}=0$ , ennek alapján:

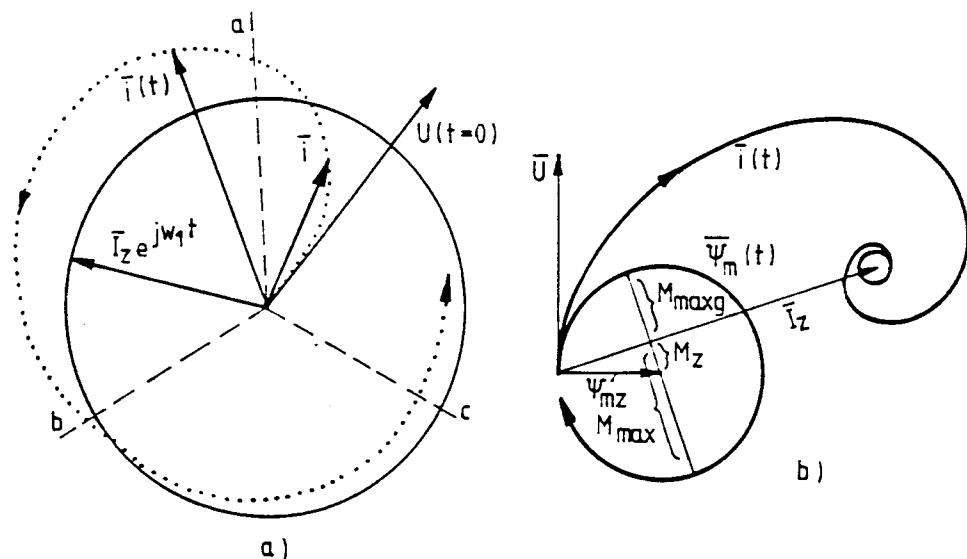
$$\bar{A}_0 = -\frac{\bar{I}_z + \bar{I}_{rz}}{2},$$

$$\bar{B}_0 = \frac{\bar{I}_{rz} - \bar{I}_z}{2}. \quad (5.86)$$

Az  $\bar{A}_0$  és  $\bar{B}_0$  meghatározását az 5.43. ábrán felrajzolt vektorábra is illusztrálja. Mivel  $\bar{A}_0$  az állandósult álló állapotú mágnesező áram fele, ezért értéke kb. 8-15%.  $\bar{B}_0$  közel van az állandósult rövidzárási áramhoz, így  $B_0 \approx 500\%$ .



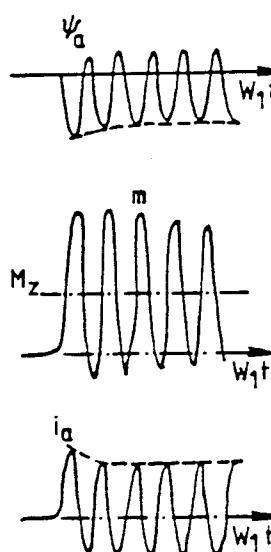
5.43. ábra Szabadáramok meghatározása



5.44. ábra Az állórész áramvektor diagramja az aszinkron motor állóállapotú bekapcsolásakor  
 a)  $\omega_K = 0$ ;      b)  $\omega_K = \omega_1$  koordináta-rendszerben

Az 5.44. ábrán az állórészáram vektorpályáját mutatjuk be. Az áramvektor nullából indul ki és fokozatosan közelíti meg az  $\bar{I}_z e^{j\omega_1 t}$  állandósult értéket jelentő kört. Az egyenáramú összetevők irányai könnyen meghatározhatók, mivel bekapcsoláskor a feszültségvektor az árampálya érintőjének irányába mutat. Vektoros formában a fellépő egyenáramú összetevők nagysága nem függ a bekapcsolás pillanatától, azonban fázisvetületei igen.

Az 5.45. ábrán feltüntettük a motor egyik fázisának fluxusát, áramát, illetve az indításkor keletkező nyomatékot az idő függvényében. Olyan bekapcsolási pillanatot tételeztünk fel, amikor a fázisáram egyenáramú összetevője viszonylag nagy értékű.



5.45. ábra Áram-, fluxus- és nyomaték- időfüggvénye az aszinkron motor indításakor

A kialakuló legnagyobb áramvektor nagysága a gyors csillapodás miatt ( $1,4-1,5$ )  $I_z$  és csak nagyon nagy gépeknél éri el az  $1,7 I_z$ -t.

Fázisáramokban ez az érték ritkán lép fel, ehhez az lenne szükséges, hogy abban az időpillanatban, amikor az áramvektornak időmaximuma van, akkor valamelyik fázis iránya egybeessen a vektor irányával.

Az (5.85) egyenletekből meghatározhatjuk a motor állórész- fluxusát is:

$$\bar{\psi} = L_m (\bar{i} + \bar{i}_r) = L_m \bar{I}_{mz} e^{j\omega_1 t} + 2\bar{A}_0 L_m e^{-t/T_a} = \bar{\Psi}_{mz} (e^{j\omega_1 t} - e^{-t/T_a}), \quad (5.87)$$

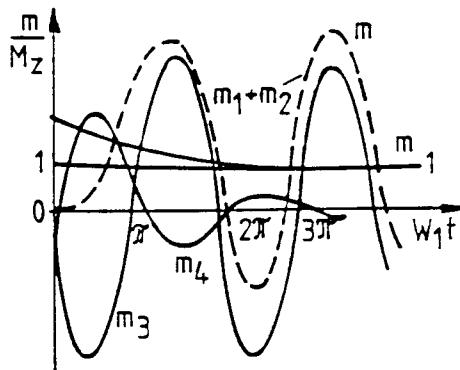
ahol  $\bar{I}_{mz}$  az állóállapotú mágnesező áram, ill.  $\bar{\Psi}_{mz} = L_m \bar{I}_{mz}$  az állóállapotú fluxus.

Térjünk át szinkronforgó koordináta-rendszerre. Ehhez az állóállapotí koordináta-rendszerben felírt egyenleteket  $e^{-j\omega_1 t}$ -vel kell beszorozni. Az állórészarámra és fluxusra a következő adódik ( $\omega_k = \omega_1$ ):

$$\bar{I} = \bar{I}_z + \bar{A}_0 e^{-t/T_a} e^{-j\omega_1 t} + \bar{B}_0 e^{-t/T_b} e^{-j\omega_1 t},$$

$$\bar{\Psi} = \bar{\Psi}_{mz} (1 - e^{-t/T_a} e^{-j\omega_1 t}). \quad (5.88)$$

Szinkronforgó koordináta-rendszerben a viszonyokat az 5.44b ábrán rajzoltuk fel. A motor árama  $3T_b$  idő alatt az  $\bar{I}_z$  áramvektort közelítő értékre csillapodik, a motor fluxusvektora csillapodását azonban a viszonylag nagy értékű  $T_a$  időállandó határozza meg. Ezért a fluxusvektor gyakorlatilag  $\bar{\Psi}_{mz}$ -vel eltolt körön mozog. Ennek  $\Psi_{mz}$  nagyságú rádiusa csak  $3T_a$  idő alatt zsugorodik össze zérusra.



**5.46. A motor nyomatéka és annak összetevői az aszinkron motor indításakor**

Vizsgáljuk meg a nyomaték viszonyokat. Ismeretes, hogy

$$m = \frac{3}{2} p \bar{\psi} \times \bar{I}. \quad (5.89)$$

Helyettesítsük be ebbe az egyenletbe a fluxus és az áram kifejezését az (5.88) egyenletből. Elvégezzük a számításokat a következő négy nyomaték-összetevőt kapjuk:

1. Az állandósult értékek szorzata az  $M_z$  állandósult állóállapot nyomatékot adja:

$$m_1 = M_z = \bar{\Psi}_{mz} \times \bar{I}_z . \quad (5.90)$$

2. A csillapodó összetevők szorzata időben csillapodó nyomaték-összetevőt határoz meg. Mivel  $\bar{\Psi}_{mz} \times \bar{A}_0 = 0$ , ezért:

$$m_2 = (-\bar{\Psi}_{mz} e^{-jW_1 t}) \times (\bar{B}_0 e^{-jW_1 t}) = -\bar{\Psi}_{mz} \times \bar{B}_0 e^{-jW_1 t}.$$

Az (5.43.) ábrából látható, hogy  $\bar{\Psi}_{mz} \times \bar{B}_0 = -M_z$ -vel, ezért:

$$m_2 = M_z e^{-jW_1 t}, \quad (5.91)$$

tehát az  $m_2$  nyomaték-összetevő gyorsan csillapodik, így néhány periódussal a bekapcsolás után ettől az összetevőtől eltekintetünk.

3. Az állandósult és lassan csillapodó összetevők szorzata a lassan csillapodó lüktetőnyomaték-összetevőt hozza létre.

$$m_3 = \left[ -\bar{\Psi}_{mz} e^{-jW_1 t} \times \bar{I}_z + \bar{\Psi}_{mz} \times A_0 e^{-jW_1 t} \right] e^{-jW_1 t}.$$

Mivel  $I_z \gg A_0$  ezért a második tagtól eltekintünk:

$$m_3 = -\bar{\Psi}_{mz} e^{-jW_1 t} \times \bar{I}_z = -\bar{\Psi}_{mz} I_z e^{-jW_1 t} \sin(W_1 t + \varphi),$$

ahol  $(\bar{\Psi}_{mz} I_z)$  - a vektorok abszolút értékeinek szorzata,  $\varphi$  - a  $\bar{\Psi}_{mz}$  és  $\bar{I}_z$  közötti szög.

Mivel  $M_z = \bar{\Psi}_{mz} I_z \sin \varphi$ , ezért a fenti egyenlet így is felírható:

$$m_3 = -\frac{M_z}{\sin \varphi} e^{-jW_1 t} \sin(W_1 t + \varphi) \quad (5.92)$$

4. Az állandósult fluxus és a gyorsan csillapodó áramok szorzata a gyorsan csillapodó nyomaték-összetevőt állítja elő:

$$m_4 = \bar{\Psi}_{mz} \times \bar{B}_0 e^{-jW_1 t} e^{-jW_1 t}$$

Jó közelítéssel  $\bar{B}_0 = -\bar{I}_z$ -vel, ezzel:

$$m_4 = -\bar{\Psi}_{mz} \times \bar{I}_z e^{-jW_1 t} e^{-jW_1 t}.$$

Itt is a  $\Psi_{mz} I_z = M_z / \sin\varphi$  behelyettesítéssel a végeredmény a következő:

$$m_4 = - \frac{M_z}{\sin\varphi} e^{-t/T_b} \sin(\varphi - W_1 t). \quad (5.93)$$

A négy összetevőt és eredőjüket - a tényleges nyomatékot - az 5.46. ábrán tüntettük fel. Az  $m_2$  és  $m_4$  összetevő gyorsan, pár periódus alatt elhal, de az  $m_3$  összetevő viszonylag sokáig megmarad. A nyomaték maxima jelentős. Eltekintve a gyorsan csillapodó összetevőktől:

$$M_{max} \approx M_z \left(1 + \frac{1}{\sin\varphi}\right). \quad (5.94)$$

Az 5.43. ábrából látható, hogy  $\sin\varphi = \cos\varphi_z$ , ahol  $\varphi_z$  a zárlati fázisszög. Mivel  $\cos\varphi_z \approx 0,25 - 0,35$ , így  $M_{max} \approx (4-5)M_z$ .

Az (5.94.a) kifejezés más alakra is hozható. Mivel abszolút értékben  $I_z \approx \frac{U}{X'}$ , és  $\Psi_{mz} = \frac{U/2}{W_1}$ , ezért

$$\frac{M_z}{\sin\varphi} = \frac{\frac{3}{2} \Psi_{mz} I_z \sin\varphi}{\sin\varphi} \approx \frac{3}{2} \frac{U^2}{W_1 2X'} \approx M_b \quad (5.95)$$

Igy az (5.16) alapján a nyomatékcírcs kifejezhető az  $M_b$  billenőnyomatékon keresztül:

$$M_{max} = M_z + M_b, \quad (5.96)$$

vagyis a nyomatékcírcs valamivel meghaladja a billenőnyomatékot.

A gyakorlatban a gépet nem rögzítjük, ezért a fellépő nyomaték nagy része gyorsításra fordítódik, a gyorsító nyomaték pedig a terhelő gép és a motor között a terhelő gép és a motor lendítőtömegével arányosan oszlik el. Általában a motor tehetetlenségi nyomatéka a döntő, így a gyorsító nyomaték nagyobb része nem adódik át a tengelykapcsolón keresztül.

Eddig olyan gépet tételeztünk fel, amelynél az állórész- és forgórész redukált paraméterei megegyeznek. Az állórész és a forgórész paramétereinek eltérése csak csúszógyűrűs gépek indításánál (a külső ellenállás miatt), és mélyhornyu, ill. kétkalickás gépek esetében válik jelentőssé. A számítások azonban azt mutatják, hogy az állóállapotbeli kapcsoláskor fellépő áramok és nyomatékok amplitudói még nagy eltérések esetén is kevésbé változnak a szimmetrikus esethez képest.

A fenti számítások akkor érvényesek, ha minden a három fázist egyszerre kapcsoljuk be. A gyakorlatban minden van időbeli eltérés a fázis-

sok bekapcsolása között. Az ilyenkor fellépő szabad áramok és a csillapodó nyomatékok a legkellemetlenebb esetben  $\sqrt{2}$ -ször meghaladhatják az előbb számított értékeket.

### 5.8.3. Forgó motor bekapcsolása

A fentiekben vizsgált álló-állapotú bekapcsolás a forgó motor bekapcsolásának csak egyik –  $W=0$ -ra érvényes – esetét adta. Ha  $W \neq 0$ , bonyolultabb viszonyok adódnak, mert a forgórészben indukálódó feszültség, és az ennek megfelelően kialakuló áramok egyben idő- és szlipfüggőek is lesznek.

Tételezzük fel, hogy a bekapcsolás pillanatában a gép teljesen árammentes, és fordulatszáma a bekapcsolást kísérő átmeneti folyamatok alatt nem változik ( $W=\text{áll}$ ).

Az utóbbi feltételezés miatt az (5.3) egyenletek lineárisak lesznek, így célszerű Laplace-transzformációt alkalmazni.

Mivel a forgórész feszültségegyenlete álló koordináta-rendszerben

$$0 = \bar{i}_r R_r + (s-jW) \bar{\psi}_r , \quad (5.97)$$

ezért az (5.3) három utolsó egyenlete alapján levezethető, hogy

$$\bar{\psi} = L \frac{1+(s-jW) T'}{1+(s-jW) T_{r0}} \bar{i} . \quad (5.98)$$

Helyettesítsük be a fenti kifejezést az állórész feszültség-egyenletébe:

$$\bar{u} = \bar{i} R + s \bar{\psi} = \left[ R + sL \frac{1+(s-jW) T'}{1+(s-jW) T_{r0}} \right] \bar{i} = [R + s\ell(s-jW)] \bar{i}, \quad (5.99)$$

ahol

$$\ell [s-j\omega] = L \frac{1+(s-jW) T'}{1+(s-jW) T_{r0}} - \text{a gép operátoros induktivitása.}$$

A feszültség bekapcsolásakor fellépő áramok továbbra is felírhatók az állandósult és szabad áramok összegeként:

$$\bar{i} = \bar{I} e^{\frac{jW_1 t}{s_1}} + \bar{A} e^{\frac{s_1 t}{s_1}} + \bar{B} e^{\frac{s_2 t}{s_2}} . \quad (5.100)$$

Az  $s_1$  és  $s_2$  gyököt (5.99)-ból határozhatjuk meg. Az áram

$$\bar{i} = \frac{\bar{u}}{R + s\ell(s-jW)} , \quad (5.101)$$

ezért a karakterisztikus egyenlet:

$$R + sL(s - j\omega) = 0,$$

vagyis

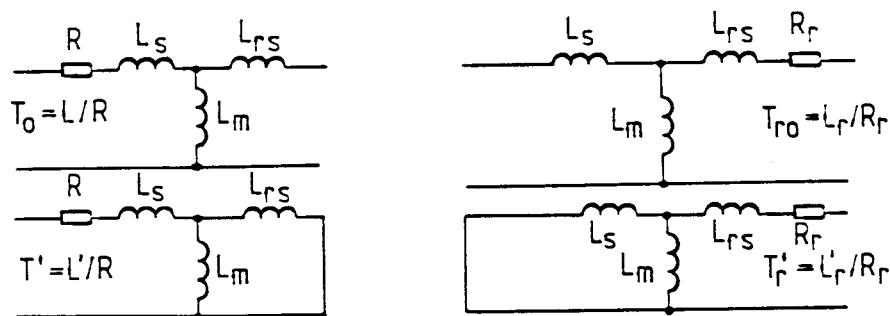
$$1 + (s - j\omega)T_{r0} + sT_0 [1 + (s - j\omega)T'_r] = 0,$$

ahol  $T_0 = \frac{L}{R}$  az állórészidőállandó jányitottforgórésszel. Normál alakra hozva:

$$s^2 + \left[ \frac{T_{r0} + T_0}{T_0 T'_r} - j\omega \right] s + \frac{1 - j\omega T_{r0}}{T_0 T'_r} = 0, \quad (5.102)$$

ahol  $T' = \frac{T_0 T'_r}{T_{r0}}$  - az állórész tranziens időállandója.

Az egyes időállandókra vonatkozó helyettesítő kapcsolások az 5.47. ábrán láthatók.



5.47. ábra Az aszinkron motor időállandóinak helyettesítő kapcsolása

Vizsgálunk egy szimmetrikus gépet:  $T_{r0} = T_0$ ,  $T'_r = T' = T$  és legyen  $T = \sigma T_0$ .

Ezzel:

$$s_{1,2} = -\frac{1}{T} + j \frac{\omega}{2} \pm \sqrt{\frac{1-\sigma}{T^2} - \frac{\omega^2}{4}}. \quad (5.103)$$

Az eredmény meglepő, mind a két gyöknek van képzetes része, vagyis az állórészben létrejövő minden két szabad áram lengéssel csillapodik.

Amíg

$$W < W_{kr} = \frac{2}{T} \sqrt{1-\sigma} ,$$

addig az egyes fordulatszámokra vonatkozó gyökök valós része (tehát a szabad áramok csillapodása) más- és más lesz. A  $W \geq W_{kr}$  esetén viszont a négyzetgyök már képzetes lesz, ezért a szabad áramok csillapodása azonos lesz és változatlan marad, de változik viszont a szabad áramok körfrekvenciája.

A kritikus szögsebesség jól becsülhető:

$$W_{kr} = \frac{2}{T} \sqrt{1-\sigma} \cong 2W_1 S_b \sqrt{1-\delta} \approx 2W_1 S_b ,$$

mivel

$$T = \frac{L'}{R} = \frac{X'}{W_1 R} \cong \frac{1}{W_1} \cdot \frac{1}{S_b} ,$$

és  $\sigma \ll 1$ .

Pl., ha  $S_b = 10\%$ , akkor  $W_{kr} = 0,2W_1$ , vagyis a kritikus fordulatszám viszonylag alacsony. Már  $W \geq 3W_{kr}$  fordulatszámokon megfelelő közelítést

kapunk, ha (5.103)-ban elhanyagoljuk  $\frac{1-\sigma}{T^2}$ -et a  $\frac{W^2}{4}$ -hez képest. Akkor:

$$s_1 \cong -\frac{1}{T} , \quad (5.104)$$

$$s_2 \cong -\frac{1}{T} + jW ,$$

ahol az  $s_1$  az állórész, míg  $s_2$  a forgórész szabad áramainak a gyökeit jelentik.

Az  $s_1$  és  $s_2$  gyököket a forgórész fordulatszámának függvényében az "s" gyöksíkon a 5.48. ábrán tüntettük fel. Bizonyítható, hogy szimmetrikus gép esetén a  $W \leq W_{kr}$  tartományban a gyökök köröket írnak le.

Az áramok (5.100) képletében  $W \geq 3W_{kr}$ -ra a gyököket (5.104) szerint határozzuk meg:

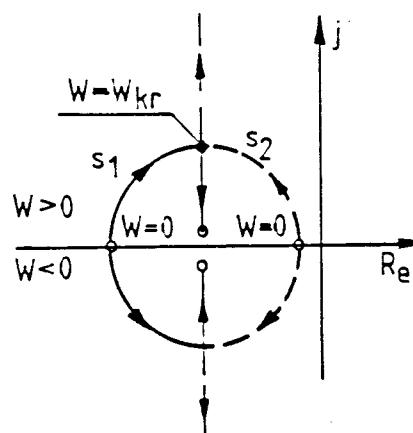
$$\bar{I} = \bar{I}_1 e^{jW_1 t} + \bar{A}_1 e^{-t/T} + \bar{B}_1 e^{-t/T} e^{jWt}. \quad (5.105)$$

Hasonló kifejezés írható fel a rotoráramra is (mivel a rendszer összes változójának a karakterisztikus egyenlete megegyezik):

$$\bar{I}_r = \bar{I}_r e^{jW_1 t} + \bar{A}_1 e^{-t/T} + \bar{B}_1 e^{-t/T} e^{jWt}. \quad (5.106)$$

A kezdeti feltételek:

$$\underline{t=0:} \quad \bar{I} = \bar{I}_r = 0; \quad \frac{d\bar{I}}{dt} = \frac{\bar{U}}{L'}, \quad \frac{d\bar{I}_r}{dt} = - \frac{L_m}{L_r} \bar{U}. \quad (5.107)$$



5.48. ábra Az aszinkron motor gyökhely-görbéje

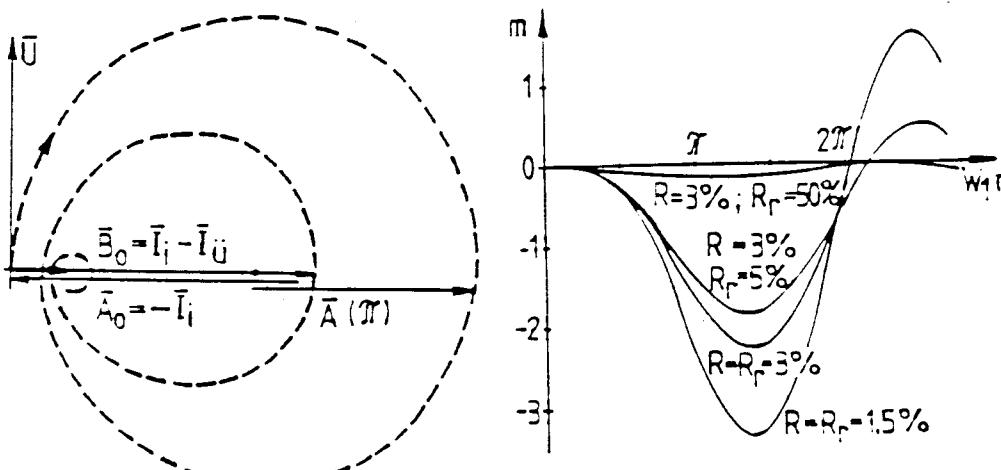
Az állórészáram vektorának pályáját szinkron sebességen történő bekapcsolásra az 5.49. ábrán tüntettük fel szinkron forgó koordináta-rendszerben ( $T=40$  ms-ot vettünk fel). Az állandósult áram az  $\bar{I}_{ü}$  üresjárási áram lesz, míg az (5.107) kezdeti feltételekkel  $\bar{A} = -\bar{I}_1$  és  $\bar{B} = \bar{I}_1 - \bar{I}_{ü}$ , ahol

$$\bar{I}_i = \frac{U - \bar{I}_u R}{jW_1 L} \approx \frac{U}{jW_1 L} - \text{az ideális rövidzárási áram.}$$

Kb. 10 ms-mal a bekapsolás után fellépő áramvektor-csúcs

$$\begin{aligned} \bar{I}_i &= \bar{I}_{\bar{u}} e^{j\pi} - e^{-1/4} \bar{I}_i + e^{-1/4} (\bar{I}_i - \bar{I}_{\bar{u}}) e^{j\pi} \cong \\ &\cong -2 e^{-1/4} \bar{I}_i = -0,78 \cdot 2 \bar{I}_i = -1,56 \bar{I}_i, \end{aligned}$$

vagyis az álló-állapotú bekapsoláskor fellépő áramcsúcshoz közeli értékek adódnak.



5.49. ábra

A szinkron sebességgel forgó  
aszinkron motor áramvektor  
diagramja a hálózatra való  
rákapcsoláskor (szinkronforgó  
koordinátarendszerben)

5.50. ábra

Az aszinkron motor nyomatékai-  
nak időfüggvénye a szinkron  
sebességen történő bekapszo-  
lásakor

Az  $m = L_m \frac{\bar{I}_i}{r} \times \bar{I}_i$  nyomaték számítása nagyon bonyolult, mivel az (5.105) és (5.106) képletekkel való számítás az (5.104) közelítés miatt nem ad elfogadható pontosságu eredményt. Ezért a nyomaték időbeli függvényének számításához pontosabb egyenleteket használunk. Így pl. szimmetrikus felépítésű gépre és szinkron szögsebességen történő bekapsolásra:

$$\begin{aligned} \bar{I}_u &= \bar{I}_u e^{jW_1 t} + \bar{A}_1 e^{-\frac{t}{T}} + j\Delta W t + \bar{B}_1 e^{-\frac{t}{T}} + j(W_1 - \Delta W)t, \\ \bar{I}_r &= \bar{A}_1 e^{-\frac{t}{T}} + j\Delta W t + \bar{B}_1 e^{-\frac{t}{T}} + j(W_1 - \Delta W)t, \end{aligned} \quad (5.107)$$

ahol

$$\Delta W = \frac{1-\sigma}{W_1^2 T^2} \cdot W_1,$$

ami az (5.103) alapján igazolható.

Az 5.50. ábrán példaképpen feltüntettük a nyomaték alakulását szinkron fordulatszámon történő bekapcsolásra ( $L_s = L_{rs} = 8\%$ ,  $L_m = 200\%$ ).

Általában bizonyítható, hogy a  $W < 0,5 W_1$ -re a nyomaték először pozitív,  $W > 0,5 W_1$ -re először negatív irányba nő. A  $W = 0,5 W_1$  esetén a motor nyomatéka csak igen lassan alakul ki.

A nyomaték maximuma erősen függ a  $T$  időállandótól, pl. szinkron fordulatszámon nagy gépek esetén ( $R=1-2\%$ ) a nyomatékcúcs eléri vagy túlhaladja a billenőnyomatékot, míg kisebb gépekre ( $R=3\%$ ) a billenőnyomaték alatt marad.

Az 5.48. ábrán felrajzolt gyökök függése a gép fordulatszámától fontos útmutatást ad a szabad áramok csillapodására. Pl. álló állapotban két valós gyökünk van, ezekből az egyik viszonylag kis abszolut értékké, és ezért az egyik szabad áram nagyon lassan csillapodik. Ez azonban csak akkor igaz, ha közben a motort álló állapotban tartjuk. Ahogy a motor forgásba jön, azonnal változik a gyökök értéke: a nagy időállandó csökken, és a szabad áramok csillapodása növekszik. Lényegében azt mondhatjuk, hogy amint a motor fordulatszáma a  $W_{kr}$  közelébe kerül,

a szabad áramok csillapodása jelentősen megnövekszik.

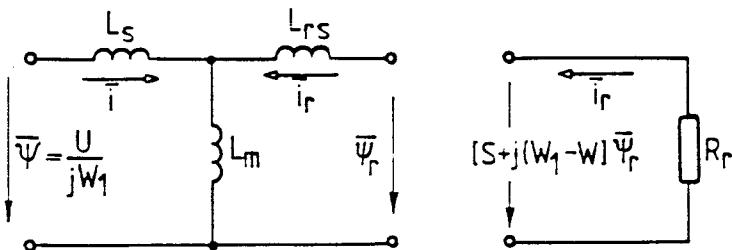
Idáig feltételeztük, hogy bekapcsoláskor minden a három fázis egyszerre kapcsolódik be. Ellenkező esetben a kialakuló áramok és nyomatékok nagyon függenek az egyes fázisok bekapcsolásának pillanatától és a legrosszabb esetben az aperiodikus összetevő fluxusban és áramban  $\sqrt{2}$ -szöröse lehet az egyidejű bekapcsolásához képest. Ennek megfelelően a kialakuló nyomatékcúcs ugyanilyen arányban növekszik.

#### 5.8.4. Dinamikus szögsebesség-nyomaték jelleggörbék

Az elektromágneses átmeneti folyamatok jelentősen módosítják a motor  $M(W)$  görbéjét. Még ha feltételezzük is azt, hogy pl. az előbbiekbén számított állóállapot tranzisztor folyamat befejeződik addig, míg a motor forgásba jön, akkor is a forgás közben kialakuló áramok időben késni fognak a statikus esethez képest. Ezért a motor nyomatéka egy közbenső szögsebességen nem egyezik meg a statikus  $M(W)$  görbén fellépő nyomatékkal.

Egyszerűsítük le a vizsgálatot azzal, hogy elhanyagoljuk az állórész ellenállását ( $R=0$ ), valamint tételezzük fel, hogy a motor állandó-sult állóállapotból indul (pl. állóállapotban lefogjuk, majd elengedjük a motort). Ezzel minőségileg jó, mennyiségileg csak durva képet kapunk, de a számítás jelentősen leegyszerűsödik. Ugyanis a motorra kapcsolt feszültség  $R \approx 0$ -ra egyértelműen meghatározza az állórésszel kapcsolódó  $\bar{\psi}$  fluxust.

A motor helyettesítő vázlatát  $W_k = W_1$ -re az 5.51. ábrán mutatjuk be.



5.51. ábra Az aszinkron motor tranziens üzemű helyettesítő kapcsolása  $W_k = W_1$  koordináta-rendszerben

A motor  $\bar{\psi}$  fluxusa szinkronforgó koordináta-rendszerben – mivel  $\bar{U}=\text{áll}$  – szintén állandó lesz.

A motor fluxus-egyenleteiből

$$\bar{\psi} = \bar{i}_s L_s + \bar{i}_m L_m ,$$

$$\bar{\psi}_r = \bar{i}_m L_m + \bar{i}_r L_r .$$

fejezzük ki az  $\bar{i}_r$  rotoráramot a fluxusokon keresztül:

$$\bar{i}_r = \frac{\frac{L_m}{L} \bar{\psi} - \bar{\psi}_r}{\frac{L^2}{L_m} - \frac{L_r}{L}} = \frac{\frac{L_m}{L} \bar{\psi} + \bar{\psi}_r}{L'_r} .$$

$$\text{Itt } L'_r = L - \frac{L_m}{L} = L_{rs} + \frac{L_s L_m}{L_s + L_m} .$$

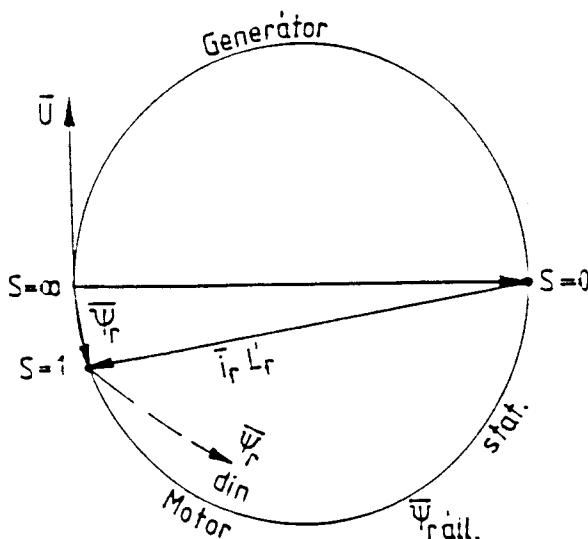
Helyettesítsük be a kapott eredményt a rotorkör feszültségegyenletébe:

$$0 = \frac{-\frac{L_m}{L} \bar{\psi} + \bar{\psi}_r}{L'_r} R_r + \frac{d\bar{\psi}_r}{dt} + j(W_k - W) \bar{\psi}_r .$$

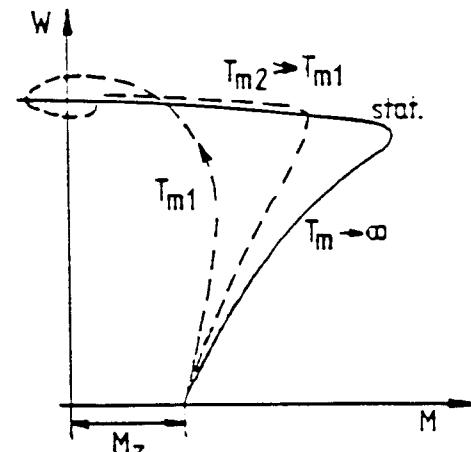
Szinkronforgó koordináta-rendszerben  $W_k = W_1$ ;  $W_1 - W = SW_1$ . Ezzel, valamint az  $L'_r / R_r = T'_r$  behelyettesítésével fejezzük ki a fenti egyenletből  $\bar{\psi}_r - t$ :

$$\bar{\psi}_r = \frac{L_m}{1+jSW_1 T'_r} \bar{\psi} - \frac{T'_r}{1+jSW_1 T'_r} \frac{d\bar{\psi}}{dt} = \bar{\Psi}_{ráll} - \frac{T'_r}{1+jSW_1 T'_r} \frac{d\bar{\Psi}}{dt} = \bar{\Psi}_{ráll} + \Delta\bar{\Psi}_r.$$

Itt  $\bar{\Psi}_{ráll}$  az a rotorfluxus, amely állandósult állapotban alakulna ki S szlipen, míg a jobboldal második tagja az attól való eltérést határozza meg. Látható, hogy az eltérés elsősorban a  $T'_r$  időállandótól függ, nagyobb időállandóval nagyobb eltérést kapunk az állandósult állandottól. A viszonyokat az 5.52. ábra szemlélteti. Mivel  $W=0$ -ra állandósult állapotot tételeztünk fel, ezért az  $S=1$  pontból indulunk ki. Statikus esetben felfutáskor végig a  $\bar{\psi}_{ráll}$  körön maradnánk. Gyors futáskor azonban megjelenik a  $\frac{d\bar{\psi}}{dt}$  tag, ezért az  $\bar{i}_r L'_r$  vektor végpontvégpontja ilyenkor elhagyja a kört.



5.52. ábra  
A forgórészfluxus vektorának  
diagramja az aszinkron  
motor felfutásakor



5.53. ábra  
Szögsebesség-nyomaték jelleg-  
görbék az aszinkron motor  
felfutásakor

A motor nyomatéka (lásd később (5.119) egyenlet):

$$m = c \bar{\psi}_r \times \bar{\psi} ,$$

behelyettesítve (5.108)-at:

$$m = M_{\text{áll}}(S) - \left[ \frac{c T'_r}{1 + j S W_1 T'_r} \frac{d \bar{\psi}_r}{dt} \right] \times \bar{\psi} = M_{\text{áll}}(S) - \Delta m. \quad (5.109)$$

Itt  $M_{\text{áll}}(S)$  a motor nyomatéka a statikus nyomaték-szlip összefüggésből, míg  $\Delta m$  a nyomaték eltérése. A  $\Delta m$  értéke  $T'_r$ -tól és  $\frac{d \bar{\psi}_r}{dt}$ -től függ, és annál kisebb lesz, minél kisebb a  $T'_r$  és minél lassabb a felfutás.

Az (5.109) kifejezés nemcsak indításra érvényes, hanem bármely  $S$  szlipen törétnő terhelésváltozásnál kialakuló nyomatéka, természetesen azzal a feltételezéssel, hogy az állórész ellenállása elhanyagolható. Az  $M(S)$  jelleggörbe egyik legegyeszerűbb meghatározási módszere a motor nyomatékának mérése felfutáskor. Mind az üzemeltetőt, mind a gyártót azonban elsősorban a statikus nyomatékgörbe érdekli, ezért ilyen méréskor biztosítani kell, hogy a  $\Delta m$  nyomaték elhanyagolhatóan kis értékű legyen. Ezt járulékos tehetetlenségi nyomatékkal, vagy feszültség csökkenettel érhetjük el. A számítások azonban azt mutatják, hogy a motor tehetetlenségi nyomatékának kb. hússzorosa szükséges a megfelelő pontosság eléréséhez, vagy  $\sqrt{3}$ -szor kisebb feszültséggel kombinálva, kb. 7-szerese. Az 5.53. ábrán felrajzoltuk egy aszinkron motor indításakor kapott  $m(W)$  görbüket.

Látszik, hogy  $S=0$  körül a motor lengő tagként is viselkedhet, illyenkor a motor maximális fordulatszáma meghaladja a szinkron fordulatszámot. Az (5.109) egyenlet  $S \approx 0$  körül egyszerűsíthető

$$m \approx M_{\text{áll}}(S) - T'_r \frac{dm}{dt} \quad (5.110)$$

és ebből meghatározhatjuk a szinkron szögsebesség környéki viszonyokat.

Kis szlipekre az állandósult nyomatéket (6.53. ábra) arányosnak lehetjük a szlippel:

$$M_{\text{áll}} = \frac{2M_b}{S_b} S.$$

Üresjárási indításra  $M_t = 0$ , ezért:

$$m = \Theta \frac{dW}{dt} = - \Theta W_1 \frac{dS}{dt} = - \Theta W_1 \frac{S_b}{2M_b} \frac{dM_{\text{áll}}}{dt} = - T_m \frac{dM_{\text{áll}}}{dt},$$

ahol

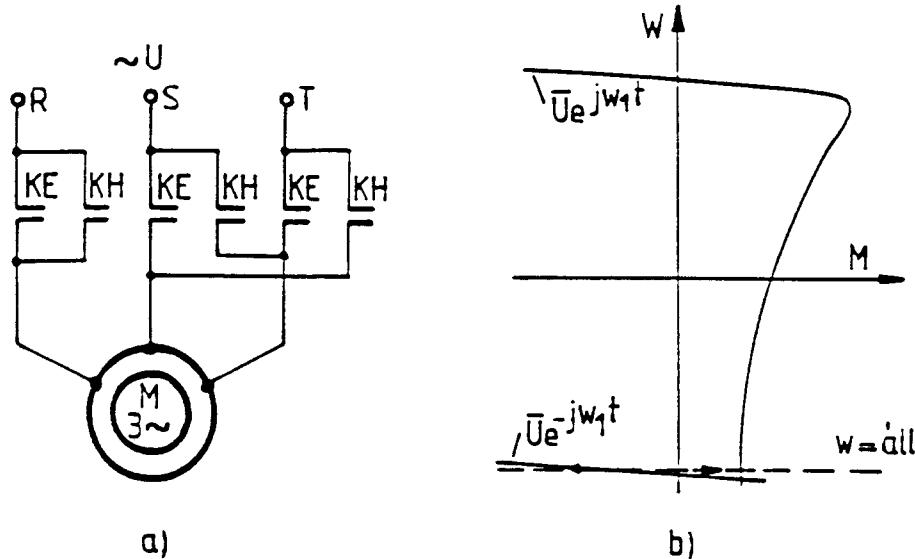
$$T_m = \frac{\Theta W_1}{2M_b} S_b - \text{az elektromechanikai időálandó.}$$

Az (5.110) egyenlet idő szerinti deriválása után az egyen áramú gépekhez hasonló egyenletet kapunk:

$$\frac{d^2 m}{dt^2} + \frac{1}{T'_r} \frac{dm}{dt} + \frac{1}{T'_r T_m} m = 0. \quad (5.111)$$

A szinkronpont körüli lengéseket  $4T'_r > T_m$  esetén kapjuk, míg  $4T'_r < T_m$ -re aperiodikus befutás adódik. Mivel általában  $T'_r \approx 0,02$  s,  $T_m = 0,01$  s, ezért az aszinkron motorok a szinkronpont körül lengő tagként viselkednek, és elég tekintélyes járulékos tömeg, vagy feszültségcsökkenés (illetve terhelés) szükséges ahhoz, hogy az átmeneti folyamat aperiodikus legyen.

#### 5.8.5. A motor irányváltása



5.54. ábra Az aszinkron motor irányváltása  
a) elvi kapcsolás      b) a  $W(M)$  jelleggörbék  
az egyenes és a fordított fázissorrendnél

A motor irányváltásához a motor fázissorrendjét meg kell változtatni. Ehhez a motort le kell kapcsolni a hálózatról, majd másik fázissorrenddel visszakapcsolni (5.54. ábra). A motor kikapcsolását már vizsgáltuk és tudjuk, hogy a kikapcsolt motorban a zárt forgórések kör miatt egy ideig fennmarad a rotoráram és a fluxus. Ezeknek a csillapodását a forgórész üresjárási (vagyis nyitott állórészre érvényes)  $T_{r0}$  időallan-dója határozza meg, mely viszonylag nagy értékű. Így a szabad rotorköri áram sokáig fennmarad, és ha a visszakapcsolás elég gyors (és a jelenlegi mágneskapcsolókkal  $T_{r0}$ -hoz képest minden gyors), akkor a visszakapcsolás pillanatában a motorban még jelentős fluxus és rotoráram lesz.

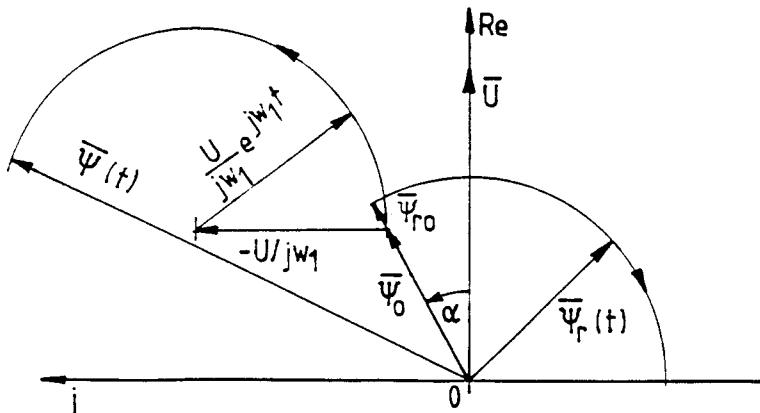
Az egyszerűség kedvéért tételezzük fel, hogy visszakapcsoláskor a gép  $W$  szögsebessége a kialakuló átmeneti folyamat alatt nem változik.

Korlátozzuk vizsgálatainkat olyan rövid időre, amíg a csillapítások nem lehetnek számottevők, vagyis erre a rövid időre az ellenállások hatásától eltekinthetünk ( $R=R_r=0$ ). Pl.  $T'=40$  msec esetén ezt legfeljebb 10-20 msec-ig engedhetjük meg.

A motor visszakapcsolása után a rotorfluxus vektorra az  $R_r=0$  miatt - a rotorral együttforgó koordináta-rendszerben - állandó marad, míg állandó koordináta-rendszerben - a forgórész (-W) szögsebessége miatt - a következő kifejezéssel írható le:

$$\bar{\psi}_r = \bar{\psi}_{r0} e^{-j\omega_1 t} = \bar{\psi}_{r0} e^{j\alpha} e^{-j\omega_1 t}, \quad (5.112)$$

ahol  $\alpha$  a valós tengellyel bezárt szög. Az egyenlettel összhangban az 5.55. ábrán a rotorfluxus-vektor körpályát ír le.



5.55. ábra Az állórész és a forgórész fluxusvektorok pályái az aszinkron motor irányváltásakor ( $R=R_r=0$ )

Az állórész fluxusvektorának kezdeti értékét a  $\bar{\Psi}_{r0}$ -nak az a része határozza meg, amely a mágnesező induktivitásra esik:

$$\bar{\Psi}_0 = \frac{L_m}{L_r} \bar{\Psi}_{r0} = \frac{L_m}{L_r} \Psi_{r0} e^{j\alpha}, \quad (5.113)$$

míg a fluxusvektor változását az  $R=0$  feltételezés miatt csak a  $jW_1 t$  rákapcsolt  $\bar{u}=Ue^{-jW_1 t}$  feszültség határozza meg:

$$\bar{\Psi} = \int_0^t \bar{u} dt + \bar{\Psi}_0. \quad (5.114)$$

Elvégezve az integrálást:

$$\bar{\Psi} = \int_0^t U e^{jW_1 t} dt + \bar{\Psi}_0 = \frac{U}{jW_1} (e^{jW_1 t} - 1) + \bar{\Psi}_0 \quad (5.115)$$

A  $\bar{\Psi}$  vektor pályáját az 5.55. ábrán szintén felrajzoltuk.

Az (5.3) összefüggések két utolsó egyenletéből határozzuk meg a motor áramát az állórész és a forgórész fluxusokon keresztül. Ehhez szorozzuk be az utolsó egyenletet  $L_m/L_r$ -rel és vonjuk ki e két egyenletet egymásból:

$$\bar{\Psi} - \frac{L_m}{L_r} \bar{\Psi}_r = \bar{i} \cdot \left( L - \frac{L_m^2}{L_r} \right) = \bar{i} \cdot \left[ L_s + L_m - \frac{L_m^2}{L_{rs} + L_m} \right].$$

A zárójelben az állórész tranzisztors induktivitását kapjuk:

$$L' = L_s + \frac{L_{rs} L_m}{L_{rs} + L_m}, \quad (5.116)$$

Ezzel:

$$\bar{i} = \frac{\bar{\Psi} - \frac{L_m}{L_r} \bar{\Psi}_r}{L'} \quad (5.117)$$

Az (5.112) és (5.115) alapján:

$$\bar{i} = \frac{U}{jW_1 L'} (e^{jW_1 t} - 1) + \frac{L_m}{L_r L'} \Psi_{r0} e^{j\alpha} - \frac{L_m}{L_r L'} \Psi_{r0} e^{j\alpha} e^{-jW_1 t}. \quad (5.118)$$

Legyen  $W=W_1$ ,  $\alpha=\pi/2$  (5.56.a ábra). Ilyenkor az áram a maximális értékét  $W_1 t=\pi$ -nél éri el:

$$|\bar{i}|_{\max} = \frac{2U}{X'} + \frac{L_m}{L_r X'} W_1 \Psi_{r0} \cdot 2.$$

így relatív értékkel ( $X'=0,2$ ;  $L_m/L_r=0,95$ ;  $W_1 \Psi_{r0}=0,9$ ):

$$i_{\max} = \frac{2}{0,2} + 0,95 \frac{0,9}{0,2} \cdot 2 = 18,5.$$

A valóságban a csillapítások miatt az áram maximális értéke 14-16-szorosára adódik, de ez az érték is rendkívül nagy. Természetesen vannak szerencsésebb visszakapcsolási szögek is. Pl.  $\alpha=-\pi/2$ -nél (5.56.b ábra) az állórész fluxusvektorának kezdeti értéke gyakorlatilag megegyezik az állandósult értékkal, ezért a tranziens áram maximális értéke kb. a felére csökken ( $\alpha=-\pi/2$ ;  $W_1 t=\pi/2$ ;  $W=-W_1$ ):

$$\begin{aligned} \bar{i}_{\max} &= \frac{U}{jX'} [j-1] - j \frac{L_m}{L_r X'} \frac{1}{X'} W_1 \Psi_{r0} + \frac{L_m}{L_r X'} W_1 \Psi_{r0} = \\ &= \frac{U}{X'} + \frac{L_m}{L_r X'} W_1 \Psi_{r0} + j \left[ \frac{U}{X'} - \frac{L_m}{L_r X'} W_1 \Psi_{r0} \right] \approx \\ &\approx \frac{1}{0,2} + \frac{0,95 \cdot 0,9}{0,2} + j \left[ \frac{1}{0,2} - \frac{1}{0,2} 0,95 \cdot 0,9 \right]. \end{aligned}$$

Elhanyagolva a zárójelben levő részt,  $i_{\max}=9,3$  adódik.

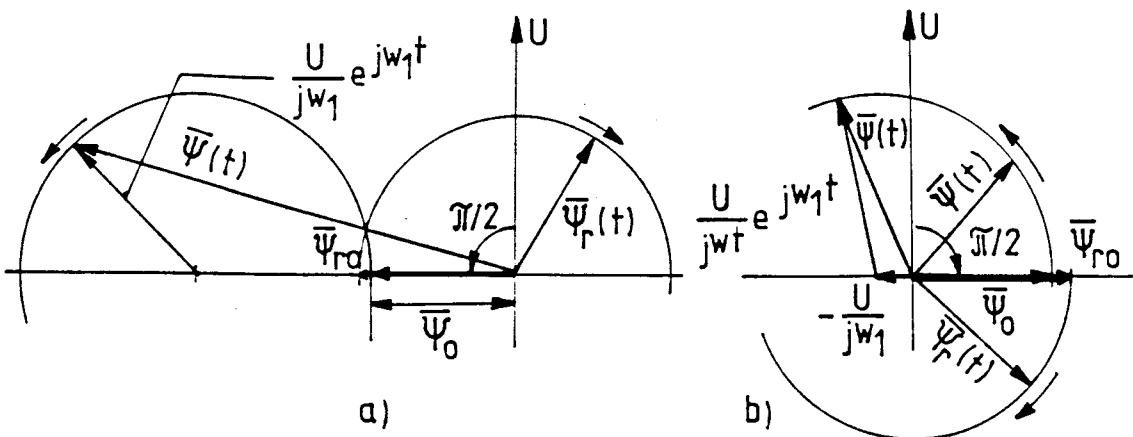
A nyomaték számításához helyettesítsük be az

$$m = \bar{\psi} \times \bar{i}$$

egyenletbe az áram (5.117) kifejezését:

$$m = \bar{\psi} \times \frac{\bar{\psi} - \frac{L_m}{L_r} \bar{\psi}_r}{L'} = \frac{L_m}{L_r L'} \bar{\psi}_r \times \bar{\psi}. \quad (5.119)$$

A nyomaték maximális értékét legegyszerűbben az 5.56. ábrából tudjuk megbecsülni.  $\alpha=\pi/2$  esetén a maximális nyomaték kb.  $W_1 t=3\pi/2$ -nél adódik, mivel ilyenkor  $\bar{\psi}$  és  $\bar{\psi}_r$  jó közelítéssel merőlegesek egymásra.



5.56. ábra A legkedvezőbb és a legkedvezőtlenebb visszakapcsolási szög az aszinkron motor irányváltásakor

Az ábrából ilyenkor  $\psi \approx 2,6$ ;  $\psi_r \approx 0,95$  ezért:

$$M_{\max} = 0,95 \frac{1}{0,2} \quad 2,6 \cdot 0,95 = 11,7 .$$

$\alpha = -\pi/2$  esetén (5.56 b ábra) a nyomaték maximumát  $W_1 t \approx \pi/4$ -nél kapjuk.

Ilyenkor  $\psi \approx 0,9$  és  $\psi_r = 0,95$ , ezért a nyomaték maximuma jelentősen csökken:

$$M_{\max} = 0,95 \frac{1}{0,2} \quad 0,9 \cdot 0,95 = 4,1 .$$

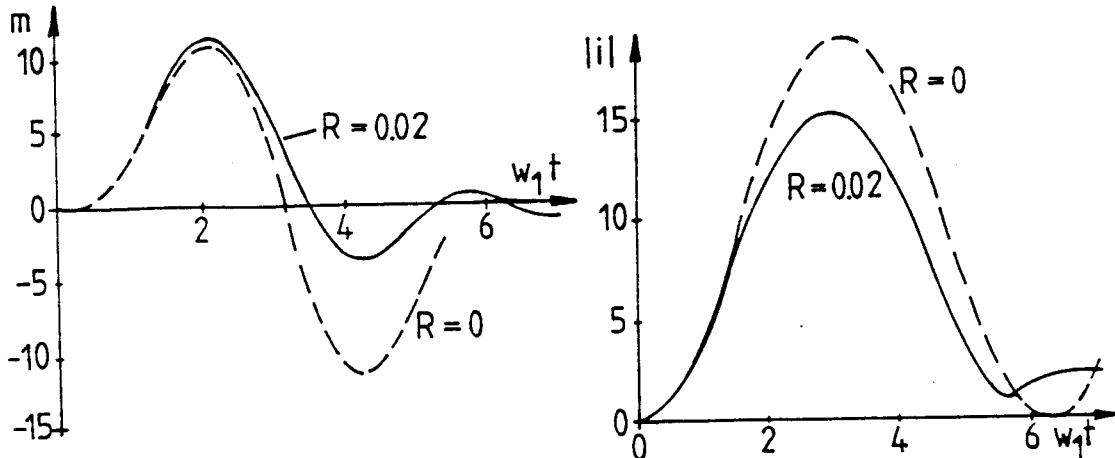
Az 5.57. ábrán feltüntettük a nyomaték és az áram időbeli lefolyását  $\alpha = \pi/2$ -re. A folytonos görbék  $R = R_r = 0,02$ -re érvényesek, míg a szaggatottak  $R = R_r \approx 0$ -ra. Látható, hogy az ellenállás elhanyagolása valóban csak kb. 10 msec időre ( $\approx 3$  radián) fogadható el.

A nyomaték- és áramcsúcsok csökkentésére aligha lehetséges a visszakapcsolási szög ellenőrzése. Járhatóbb út a visszakapcsolás lassítása mindaddig, amíg a gép fluxusa jelentősen lecsillapodik. Szerencsére irányváltáskor a csuszógyűrűs motorok forgórészébe a legnagyobb külső ellenállást kapcsoljuk, ezért a motor fluxusa gyorsan csillapodik. Pl., ha a rotor ellenállása 100%, akkor a rotorkör időállandója ( $X_r = 200\%$ ):

$$T_{r0} \cong \frac{200}{100 \cdot 314} \cong 0,0064 \text{ s.}$$

Rövidrezárt forgórészű gépek forgórésszköri ellenállása százalékosan kicsi, pl. 50 kW-os motor esetén  $R_r \approx 3\%$ , így:

$$T_{r0} = \frac{200}{3.314} = 0,21 \text{ s.}$$



5.57. ábra A nyomaték (a ábra) és az állórészarám-vektor abszolutértéke (b ábra) az idő függvényében az aszinkron motor irányváltásakor

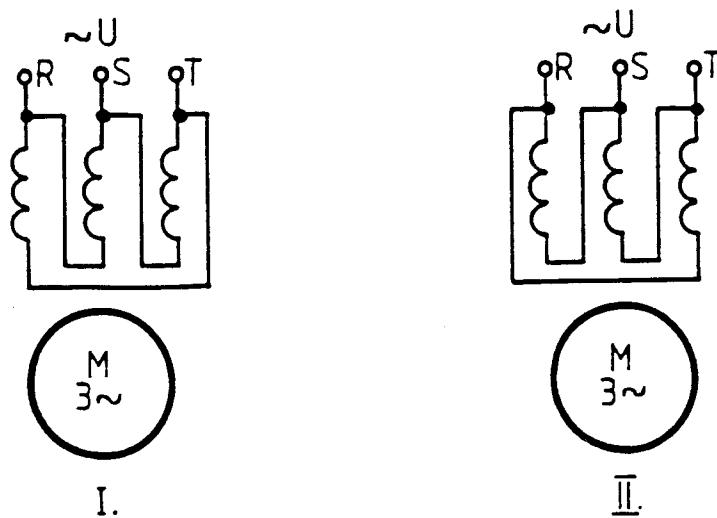
Ha a visszakapcsolás  $t=0,1$ s alatt történik, akkor a csúszógyűrűs motor lényegében már árammentes lesz, míg a rövidrezárt motor fluxusa  $e^{-0,1/0,2} \approx 0,6$ , ami miatt a nyomaték- és áramlökések jóval kisebbek lesznek.

A számításból kitűnik, hogy a tranzisztors nyomatéklökéseket a szabad komponensek hozzák létre, és azok nagysága nem függ túlságosan attól, hogy irányváltás, vagy valamelyen egyéb átkapcsolás történik.

Éppen ezért az irányváltáshoz hasonló áram- és nyomatéklökések alkulnak ki más átkapcsolások esetén is. Pl. egyenáramú (dinamikus) fékezésre, vagy más hálózatra való átkapcsolásra, illetve a tápfeszültség ugrásszerű változtatásakor is. Az átkapcsolás egyik fontos esete a csillag-háromszög átkapcsolás.

#### 5.8.6. Csillag-háromszög átkapcsolás

Csillag-háromszög átkapcsolást főleg indításkor a hálózat kímélése érdekében alkalmazunk. Tekintve, hogy a villamos hálózatok teljesítménye állandóan növekszik, ezért ez az átkapcsolás egyre ritkább lesz. Az átkapcsolásnak több hátránya is van: szükségünk van egy megbízható Y/Δ kapcsolóra, a motorhoz 6 vezeték szükséges 3 helyett, az átkapcsolás pillanatát viszonylag pontosan kell vezérelni, mert különben - kisebb szögsebességen - még statikusan is közel olyan áramlökések jönnek létre, mint közvetlen indításkor.



5.58. Az aszinkron motor két lehetséges átkapcsolása csillagból deltába

A csillag kapcsolásban indított motort kétféleképpen lehet háromszögbe átkapcsolni (5.58. ábra), amitől függ a visszakapcsolt feszültségvektor fázishelyzete. Az 5.59. ábrából kitűnik, hogy ha a hálózat R fázisának feszültségét U-val jelöljük, akkor a visszakapcsolt  $\bar{U}_{RS}$  ill.  $\bar{U}_{RT}$  feszültség vektoraira érvényes, hogy

$$\bar{U}_{RS} = \sqrt{3} \bar{U} \cdot e^{j30^\circ},$$

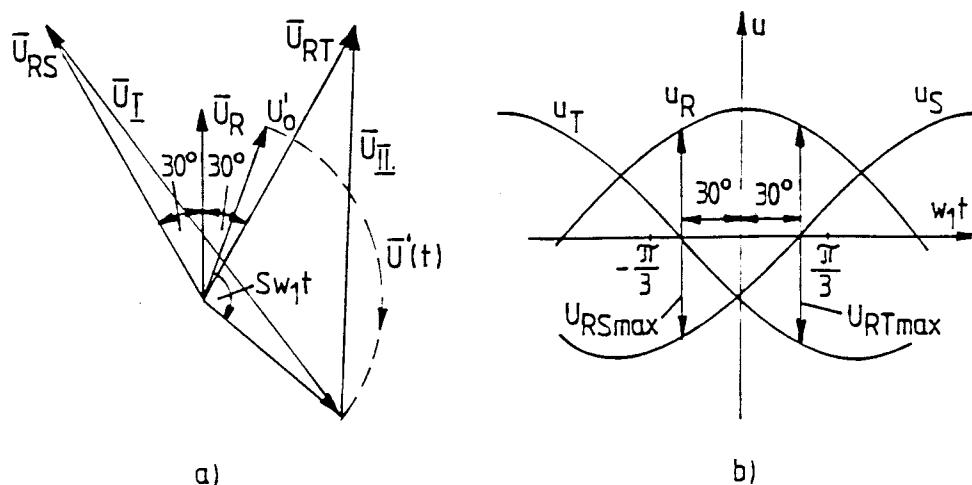
$$\bar{U}_{RT} = \sqrt{3} \bar{U} \cdot e^{-j30^\circ}.$$

Ha szinkronforgó koordináta-rendszerben a t=0-ban  $\bar{U}=\bar{U}_R$ , akkor az 5.59. ábra érvényes.

A motor kikapcsolása után a motor állórészében  $\bar{u}'$  feszültség indukálódik, amelynek fázishelyzetét a fennmaradó rotorfluxus határozza meg. Az ábrából látszik, hogy kezdetben az  $\bar{u}'$  fázisban kissé késik  $\bar{U}$ -hoz képest, ahogy ezt az 5.59.a ábrán ábrázoltuk.

Azért, hogy visszakapcsoláskor ne legyen nagy áramlökés, az átkapcsolást akkor kell elvégezni, amikor a motor szlipje lecsökkent, legalább a billenőszlip harmadára. Pl., ha  $S_b=15\%$ , akkor kell, hogy  $S \leq 5\%$  legyen. Ez azt jelenti, hogy a motornak csillagkapcsolásban közel a szinkron sebességhez kell kerülnie.

Tételezzük fel, hogy a visszakapcsolás 0,1s múlva történik. Kikapcsoláskor a gép telítetlen, ezért a csillapodás időállandója nagy, és még kis gépekre is elérheti az 1s-ot, így a visszakapcsolásig nyugodtan eltekinthetünk a csillapodástól. A kikapcsolt motort a terhelés fékezi,



5.59. ábra Az aszinkron motor feszültségei csillag-deltaátkapcsoláskor

a) vektorábra  $w_k = w_1$  esetén b) fázis és vonali feszültségek

és mivel a visszakapcsolás pillanatában a motor szlipje kb.  $S=5\%$  lehet, ezért az átlagos szlipet  $0,04$ -nek vehetjük. A  $t=0,1$  s alatt a gépben fennmaradó  $\bar{U}'$  feszültség vektora az eredeti hálózathoz képest  $SW_1 t = 0,04 \cdot 314 \cdot 0,1 = 72^\circ$ -os szöggel késik. Ezért visszakapcsoláskor az

5.59. ábra viszonyai alakulnak ki. A létrejövő áram most is tartalmazni fogja a szabad összetevőket, azonban értékük annál kisebb lesz, minél kisebb az  $\bar{U}_{RS}$ , illetve  $\bar{U}_{RT}$  feszültségvektor és az  $\bar{U}'$  feszültségvektor közötti különbség. Éppen ezért a II. változat előnyösebb. Kimutatható, hogy míg az I. megoldásban a fellépő áramcsúcs kb. kétszerese az ideális rövidzárási áramnak, addig a II. variánsban kisebb lesz az ideális rövidzárási áramnál.

Ugyanígy a nyomatékcímsúcs az I-ben kb.  $5M_n$ , míg a II-ben Kb.  $2M_n$ .

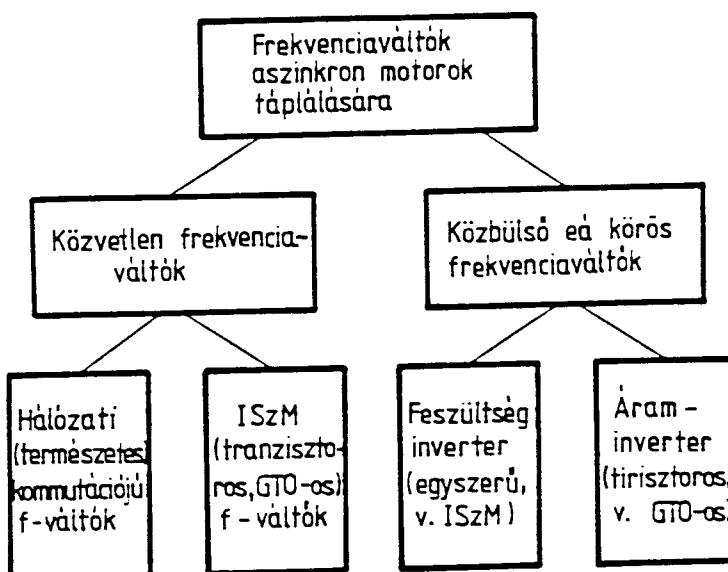
#### 5.8.7. A terhelőnyomaték hirtelen változása

A terhelőnyomaték lökésszerű változása szintén tranzisztrum folyamatot indít el. Az egyenleteink nem lesznek lineárisak, így vagy közelítő, kis eltérésekre érvényes megoldást kell keresni, vagy a feladatot számítógépen kell megoldanunk. Csak  $S \approx 0$  környezetében kaphatunk zárt megoldást, ilyenkor az (5.110) és az (5.111) egyenletekkel számolhatunk, amelyek az egyenáramú külsőgerjesztésű gépek egyenleteihez hasonlóak, és ezért a megoldás is hasonló lesz.

## 6. FREKVENCIASZABÁLYOZOTT ASZINKORN MOTOROS HAJTÁSOK

Az aszinkron motorok tápfeszültségeinek és frekvenciájának a szabályozása módot ad az aszinkron motor szögsebességének folyamatos és veszteségmentes szabályozására. A szükséges tápforrás ma már általában félvezetőkkel felépített frekvenciaváltó. Ezen a területen az elmúlt évtizedekben alapvető haladást sikerült elérni és ezzel a frekvenciaszabályozott asszinkron motoros hajtások gyakorlati alkalmazása gazdaságossá vált az ipar számos területén. A hajtásban üzembiztos és minimális karbantartást igénylő rövidrezárt forgórészű gépet alkalmazhatunk.

A 6.1. ábrán feltüntettük a ma elterjedt aszinkron motoros frekvenciaváltók felosztását. A hálózati (természetes) kommutációjú tirisztoros, közvetlen frekvenciaváltó az 50Hz-es ipari hálózatból általában 0Hz-tól maximum 20-25Hz-ig változó frekvenciájú feszültséget állít elő (6.2. ábra), ezért elsősorban alacsony fordulatszámú, és nagy teljesítményű hajtásokhoz használjuk. Impulzus szélességmodulációs (ISZM), tranzisztoros, közvetlen frekvenciaváltók is léteznek, de ezek ipari alkalmazása még várat magára.



**6.1. ábra Aszinkron motor táplálására használt frekvenciaváltók felosztása**

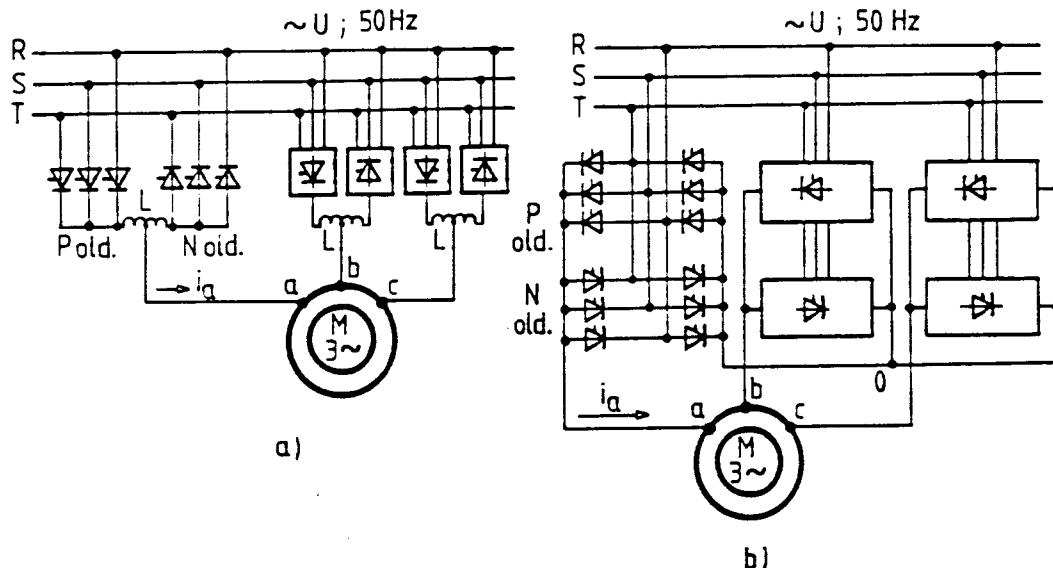
A közbülső egyenáramú körös frekvenciaváltókban először - diódás vagy tirisztotos egyenirányítókkal - egyenáramú feszültséget állítunk elő (6.4. ábra), amelyet egy inverter alakít át váltakozóáramú vátozó frekvenciájú feszütséggé. Ha az egyenáramú körben az inverter bemenetén kondenzátorokat helyezünk el, akkor feszültség jellegű táplálásról -

ill. feszültséginverterről - beszélünk, mivel ilyenkor az inverter bemeneti impedanciája kicsi és ezért az inverter egyenáramú tápfeszültsége kevéssé függ az egyenáramú kör áramától. Alapvetően két inverter változatot különböztetünk meg: egyszerű és ISZM invertereket. Az egyszerű inverterekben az inverter egyenáramú feszültsége változtatható és ezért az invertert csak frekvenciaváltoztatásra használjuk. Az ISZM inverterekben az egyenáramú feszültség nem változtatható és ezért minden a kimenő feszültség, minden a frekvencia változtatását az inverterrel kell elérni.

Ha az inverter bemenetén fojtótekercset helyezünk el, akkor áramjellegű, ill. áraminverteres táplálásról beszélünk, mivel ilyenkor a fojtótekercs igyekszik az egyenáramot állandó értéken tartani. Ennél a táplálási módnál az egyenirányító minden szabályozható egyenfeszültséget állít elő és ezért az invertert csak a frekvencia változtatására használjuk. Felépítésben itt is két változatot különböztetünk meg: tirisztoros kényszerkommutációs ill. GTO-os (vagy tranzisztoros) invertereket.

A feszültséginverterek a viszonylag széles sávú frekvenciaváltoztatásra alkalmasak. A szokásos frekvencia sáv 0-400Hz-ig terjed, de több kHz-es kimenőfeszültség is előállítható. Az áraminverter kimenő frekvenciája általában nem haladja meg a 400Hz-et, sőt tirisztoros kényszerkommutációs változatban maximális értéke általában csak 100--200Hz körül van.

#### 6.1. Hálózati kommutációjú közvetlen frekvenciaváltó

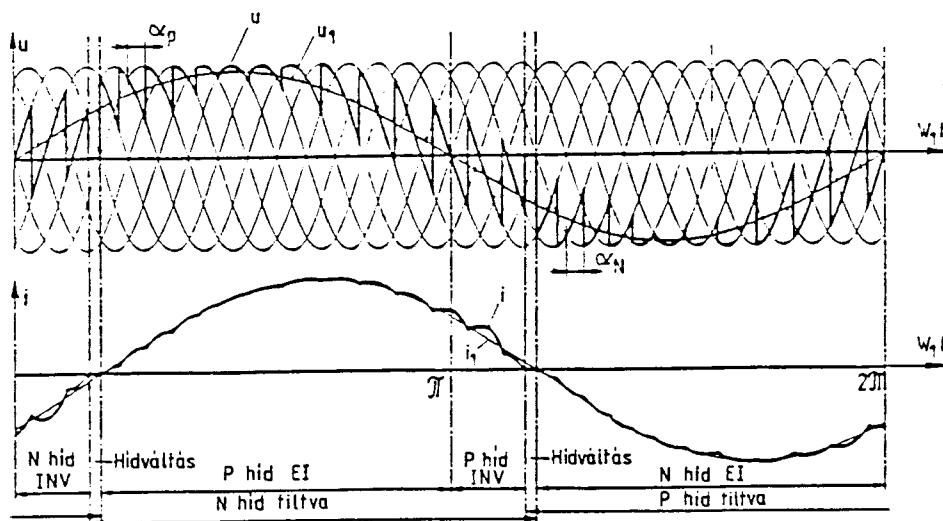


6.2. ábra Közvetlen frekvenciaváltók

- a) 3-0 kapcsolás köráramot korlátozó fojtókkal b) háromfázisú hidás kapcsolás körárammentes vezérléssel

A közvetlen frekvenciaváltó (más néven ciklokonverter) a hálózati frekvenciájú, általában háromfázisú feszültségből  $0 - f_{\max}$  között változtatható frekvenciájú – általában szintén háromfázisú szimmetrikus feszültséget állít elő, méghozzá egy lépéssben. Két szokásos megoldása a 6.2. ábrán látható. Az aszinkron motor minden három fázisának kivezetését egy-egy ellenpárhuzamosan kapcsolt háromfázisú tirisztoros áramirányítóról tápláljuk. A P jelű áramirányító a motor áramának a pozitív, az N jelű a negatív félhullámát vezeti (6.3. ábra). Megfelelő gyújtásvezérléssel, amelyben az  $\alpha$  gyújtási szöget a kívánt alapharmonikus feszültség pillanatnyi értékével összhangban változtatjuk, kis frekvenciájú, középértékben szinuszosan változó u feszültség állítható elő. Az u feszültség  $u_1$  alapharmonikusának amplitudója, ill. annak  $f_1$  frekvenciája is szabályozható. Egy periódus alatt a P és N áramirányítók felváltva üzemelnek és közben mindegyik áramirányítónál mind egyenirányító, mind inverterüzem előfordul.

Az u kimenőfeszültség felharmonikus tartalma növekszik a kívánt frekvenciaértékkel, ezért a maximálisan elérhető frekvencia általában nem haladja meg a  $0,33f_1$ -et (tehát  $0,33 \cdot 50 = 16,5$  Hz-et) háromütemű, és  $0,5f_1$ -et (25 Hz-et) hatütemű áramirányítás esetén. Az áramirányítók vezérlése lehet köráramos, vagy körárammentes (pl. 6.3. ábra). Az előbbi fontos előnye a folytonos áramvezetés és az áram egyszerű irányváltása (lásd 4. fejezetet), míg a körárammentes vezérlés esetén elhagyhatók a köráramot korlátozó fojtótekercsek (L fojtók a 6.2.a ábrán), viszont nehezebb a P és N egyenirányító gyújtásváltása, mivel korrekten kell érzékelni az áram nullaátmenetét.



6.3. ábra Motorfeszültség és áram időbeli lefolyása (6.2b ábra esetén)

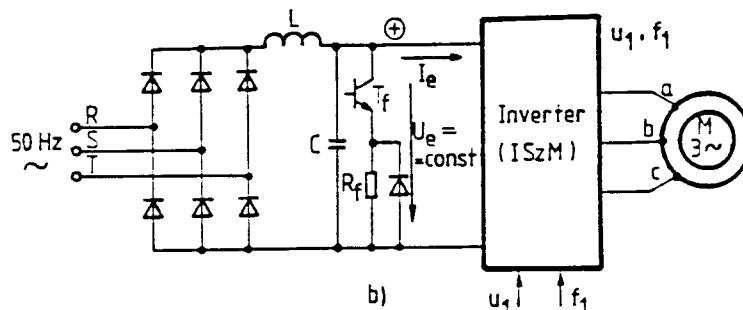
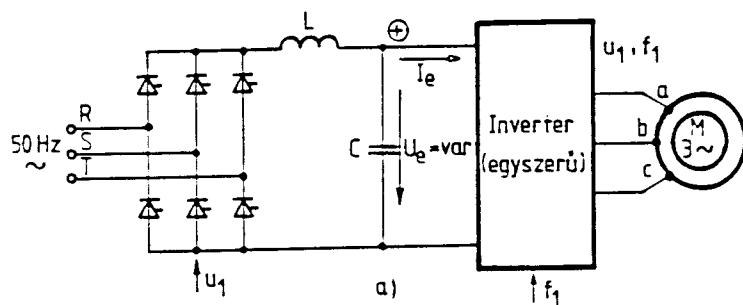
Közvetlen frekvenciaáltókkal a teljesítmény tetszőleges iránya valósítható meg, míg a frekvenciaáltók fázisainak megfelelő sorrendű vezérlésével (a,b,c, ill. a,c,b) a szögsebesség minden iránya valósítható meg. Ezért ezek a hajtások 4/4-sek és a fékezés generátoros üzemben történik.

A sok félvezető miatt ezek a hajtások általában csak néhány száz kW-os teljesítmény szinttől gazdaságosak, míg kisebb névleges szögsebességük miatt elsősorban a szinkronmotorok szabályozására használjuk.

## 6.2. Feszültséginverteres aszinkron motoros hajtások

A frekvenciaáltók két legelterjedtebb változatát a 6.4. ábrán tüntettük fel, az "a" ábra az u.n. egyszerű, a "b" ábra az ISZM inverterre vonatkozik. Az "a" ábrán az egyenirányító híd tirisztorokból épül fel, az  $\alpha$  gyújtásszög változtatásával az  $U_e$  egyenáramú feszültség kívánt értéke beállítható.

A "b" ábrán a diódás egyenirányító híd nem szabályozható, így  $U_e \approx \text{const}$  egyenfeszültséget állít elő. Mivel a motor fluxusát szere-



6.4. ábra Feszültséginverteres aszinkron motoros hajtás  
a) tirisztoros egyenirányítóval és egyszerű inverterrel b) diódás egyenirányítóval és ISZM inverterrel

nénk névleges értéken tartani, ezért a feszültséget - az (5.6) egyenlettel összhangban - közel arányosan kell változtatni a frekvenciával. Ez az u.n. impulzusszélesség-modulációval érhető el (ISZM inverter).

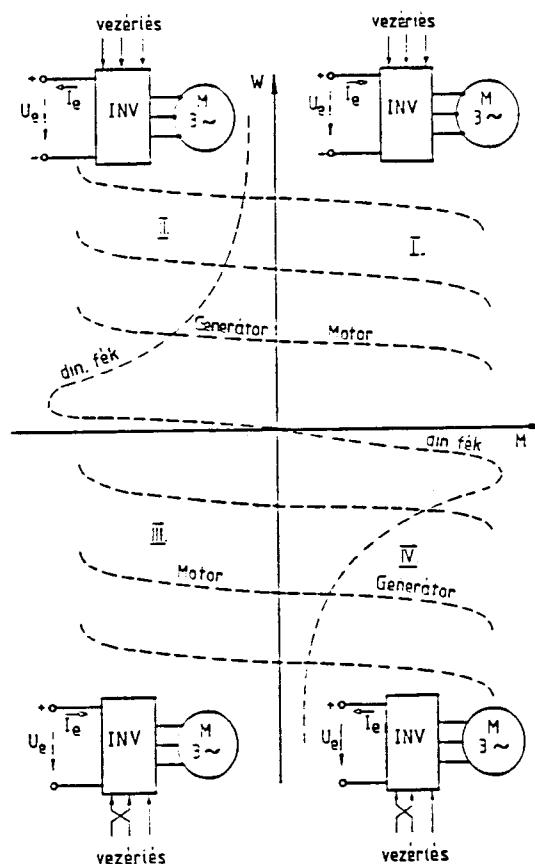
Mind az egyszerű, mind az ISZM inverterek esetén L-C szűrőkört he-

lyezünk el az egyenáramú körben, ezzel egyrészt simítjuk az egyenfeszültséget, másrészt csökkentjük a hálózati áram harmonikus tartalmát. Mint látni fogjuk a C kondenzátor elvileg is szükséges a frekvenciaáltató normális működéséhez.

A ma használt feszültséginverterek már csak kikapcsolható félvezető elemeket tartalmaznak (tranzisztorok, GTO-k), így kényszerkommutációra nincs szükség. Ezzel jelentősen javult az inverterek hatásfoka és legalább egy nagyságrenddel sikerült megemelni az inverterek maximálisan megengedhető kommutációs frekvenciát.

A 6.4. ábrán látható a legtipikusabb inverter kapcsolás, az u.n. kétszintű inverter. Ez alatt azt értjük, hogy a motor bármelyik fázisának kivezetése - az illető fázishoz tartozó felső vagy alsó tranzisztor bekapsolásával - vagy a felső pozitív, vagy az alsó negatív egyenáramú sínre kapcsolható.

A 6.5. ábrán felrajzoltuk a frekvenciaáltóról táplált aszinkron motor működési tartományait a W(M) koordináta-rendszerben.



6.5. ábra Feszültséginverteres hajtás működési tartományai  
W(M) koordináta-rendszerben

Az inverter vezérlésének megválasztásával a,b,c vagy a,c,b. fázis-sorrend alakítható ki, ezért a motoros üzem minden forgásirányban lehetséges (I. és III. negyed).

Ha azonban az egyenáramú körbe  $R_f$  energia elnyelő ellenállást te-

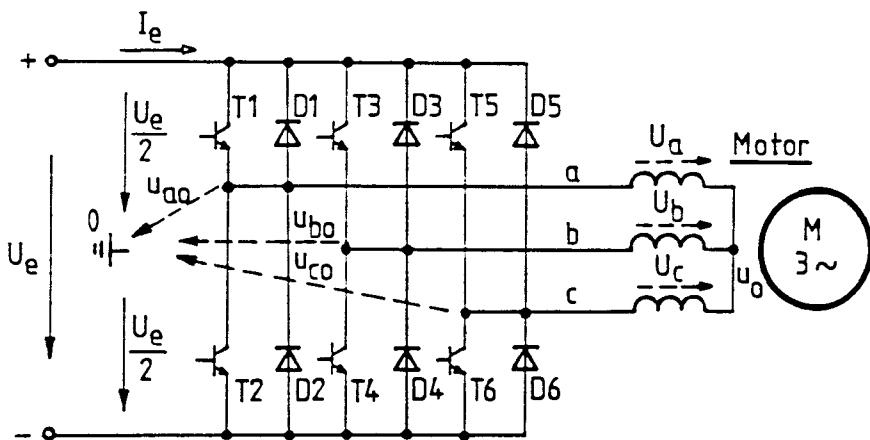
szünk - ahogy ezt a 6.4b ábrán is feltüntettük - vagy még egy áramirányító készletet alkalmazunk (de az inverteres üzem miatt ilyenkor az áramirányítók csak tirisztorosak lehetnek), akkor a motor generátoros fékezése is lehetséges. Így ebben az esetben 4/4-es hajtást kapunk. Megjegyezzük, hogy ha az invertert olyan egyenáramú hálózatról tápláljuk, amely képes ellenkező irányú áramot is felvenni (pl. akkumulátor stb.), akkor a feszültséginverteres táplálás eleve 4/4-es üzemre alkalmas (ezért is terjed ez a hajtástípus pl. a városi közlekedésben, ahol az energia elosztása 600-800V-os egyenáramú hálózaton történik).

Foglaljuk össze azokat a közelítéseket, amelyeket a továbbiakban alkalmazunk:

- a/ Az inverter bemenő  $U_e$  egyenfeszültsége sima és nem függ az inverter terhelésétől.
- b/ Bármelyik fázis kommutációja egyik egyenáramú sinről a másikra pillanatszerűen történik (a valóságban a kommutáció - a biztonságos működés érdekében - időt igényel, pl. tranzisztoros inverterekben kb. 1-15 $\mu$ s-ot, míg GTO-k esetén kb. 30-100 $\mu$ s-ot).

#### 6.2.1. Egyszerű inverteres táplálás

Az inverter elvi kapcsolását a 6.6. ábrán láthatjuk, ahol az  $U_e$  egyenfeszültség 0 jelű középpontját is feltüntettük. Ehhez képest a pozitív egyenáramú sin feszültsége  $U_e/2$ , a negatív pedig  $-U_e/2$  lesz. Jelöljük a motor fáziskivezetéseinak feszültségét ehhez a 0 ponthoz képest rendre  $u_{ao}$ ,  $u_{bo}$ , és  $u_{co}$ -val. A motort csillagkapcsolásúnak (ill. delta kapcsolás esetén egyenértékű csillagkapcsolásúnak) tételezzük fel, de a csillagpontot nem vezetjük ki.



6.6. ábra Feszültséginverteres hajtás elvi kapcsolása

A fáziskivezetések kapcsolását az egyenáramú sinekhez az inverter vezérlése a következőképpen határozza meg: pl. a T1 tranzisztoron folyamatos gyújtása esetén az "a" fázis a pozitív sínhez csatlakozik, függetlenül a fázisáram irányától. Ugyanis a pozitív irányúnak felvett áram a T1 tirisztoron, míg az ellentétes irányú áram a vele ellenpárhuzamosan kapcsolt D1 diódán folyik. Mivel a félvezetők feszültségesését elhanyagoljuk, ezért ilyenkor  $u_{ao} = U_e/2$ . A T1 tranzisztor gyújtásának megszűnésekor és T2 gyújtásának megkezdésekor az "a" fázis átkommutálódik a negatív sínre és  $u_{ao} = -U_e/2$  lesz. Ha az egyes fázisok vezérlését ciklikusan szimmetrikusan végezzük, tehát  $120^\circ$ -os eltolással, és egy periódus alatt minden fázist csak kétszer kommutálunk, akkor a 6.7 ábrán felrajzolt  $u_{ao}(t)$ ,  $u_{bo}(t)$  és  $u_{co}(t)$  görbéket kapjuk. Egy periódusra így  $2 \times 3 = 6$  kommutáció jut, vagyis  $60^\circ$ -onként egy kommutáció (egy kommutáció alatt minden fázisnak előfordulhat a pozitív és a negatív feszültség). A motor fázisainak  $60^\circ$ -onkénti kapcsolását a 6.7.d ábrán külön feltüntettük.

A motor vonali feszültségei egyszerű kivonással kiadódnak (6.7.b ábra), pl.

$$u_{ab} = u_{ao} - u_{bo}.$$

A fázisfeszültségek meghatározásához előbb határozzuk meg a motor csillagpontjának  $u_o$  feszültségét az egyenfeszültség középpontjához képest. A 6.6. ábra alapján:  $u_{ao} = u_a + u_o$ ;  $u_{bo} = u_b + u_o$  és  $u_{co} = u_c + u_o$ ). Ezért a három egyenlet összeadásából:

$$u_o = \frac{u_{ao} + u_{bo} + u_{co}}{3}, \quad (6.1)$$

mivel  $u_a + u_b + u_c = 0$  (a nem kivezetett csillagpont miatt).

A (6.1) képletből megállapítható, hogy az  $u_o$  feszültség csak zérussorrendű összetevőket tartalmaz. Az  $u_o$  feszültség időfüggvényét a 6.7.a ábrán szaggatott vonallal bejöltük. Az  $u_a$ ,  $u_b$ , és  $u_c$  fázisfeszültségeket

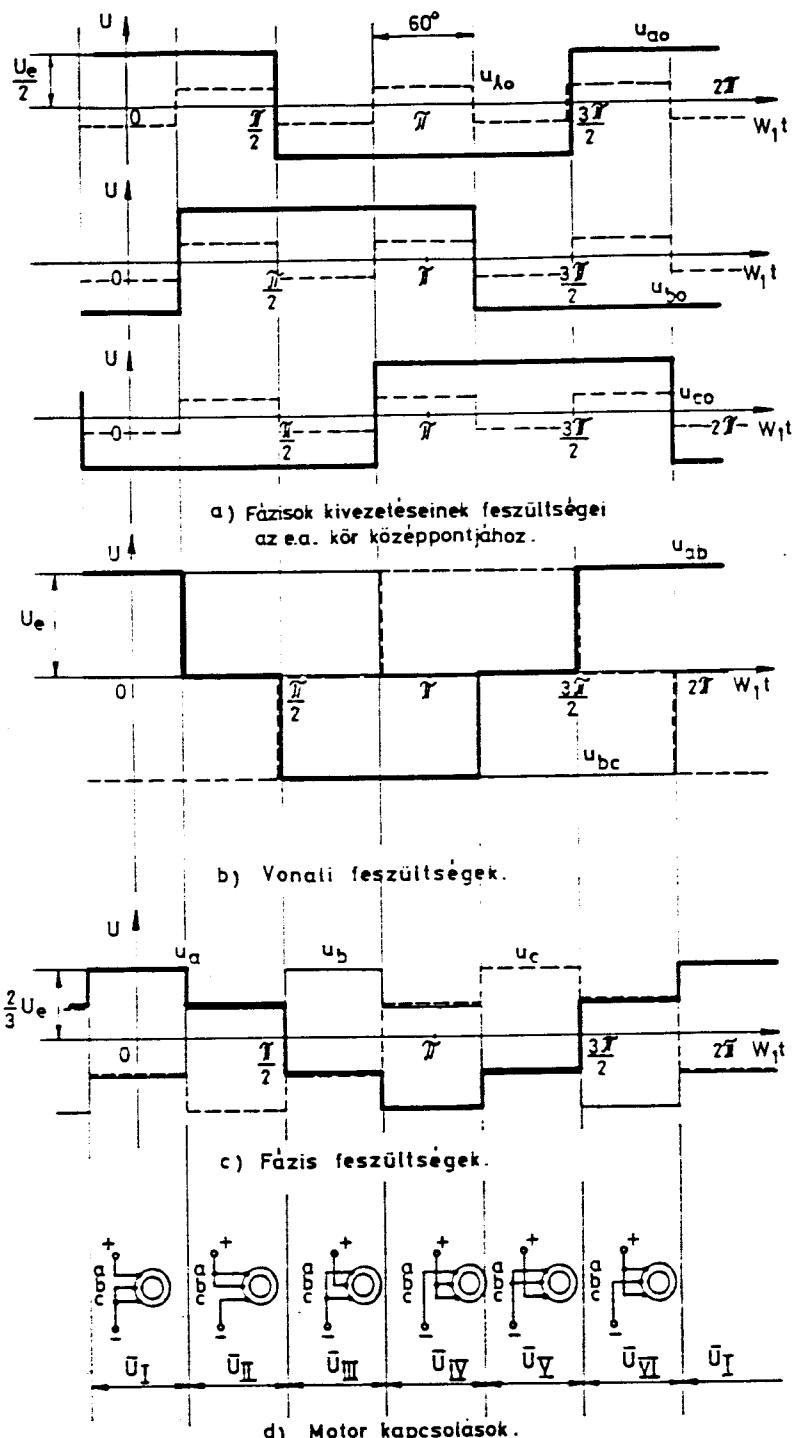
$$u_a = u_{ao} - u_o,$$

$$u_b = u_{bo} - u_o,$$

$$u_c = u_{co} - u_o,$$

alapján határozzuk meg (6.7.c ábra).

A motorra jutó feszültség Park-vektora - a motor hat különböző kapcsolásának megfelelően - hat értéket vehet fel, amelyeket  $\frac{U}{I}$  -tal



6.7. ábra Egyszerű inverter vezérlése a,b,c,d

jelöltünk (6.7. és 6.8. ábra). Ezek értékét a Park-vektoros definíció szerint úgy is meghatározhatjuk, hogy a képletbe a fázisfeszültségek helyett az  $u_{a0}$ ,  $u_{b0}$  és  $u_{c0}$  feszültségeket helyettesítjük be (ugyanis ezek a fázisfeszültségektől csak a zérussorrendű feszültségekkel különböznek, azok pedig a Park-vektorok képzésénél kiesnek). Pl;  $u_{a0} = u_e / 2$ ,  $u_{b0} = u_e = -u_c / 2$  esetén:

$$\bar{U}_I = \frac{2}{3} (u_{ao} + \bar{a} u_{bo} + \bar{a}^2 u_{co}) = \frac{2}{3} \left[ \frac{U_e}{2} + e^{+j120^\circ} \left( -\frac{U_e}{2} \right) + e^{j240^\circ} \left( -\frac{U_e}{2} \right) \right] = \frac{2}{3} U_e = U,$$

ahol  $U = \frac{2}{3} U_e$  a vektor abszolút értéke.

Mint a 6.4. ábrából látható a következő  $60^0$ -ban  $u_{a0} = u_{b0} = U_e / 2$ , és  $u_{c0} = -U_e / 2$ , ilyenkor

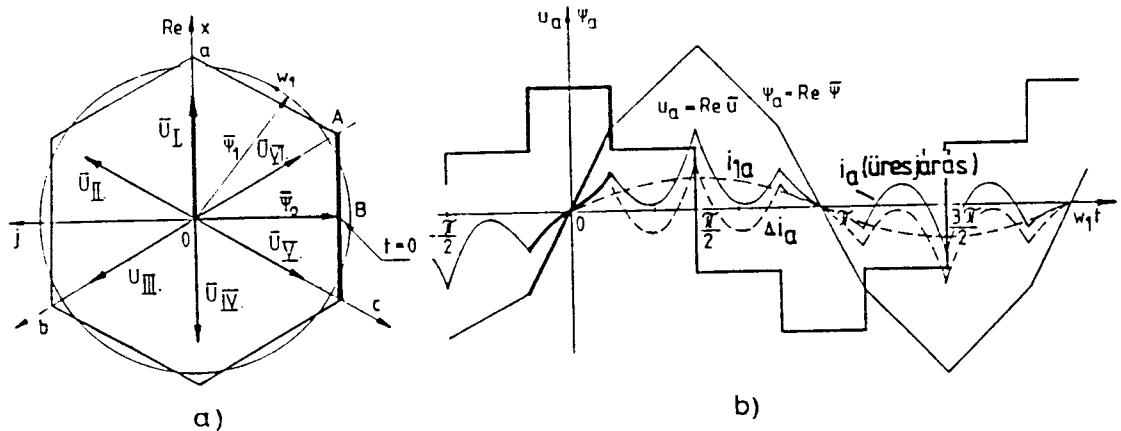
$$\bar{U}_{II} = \frac{2}{3} \left[ \frac{\frac{U}{e}}{2} + e^{j120^\circ} \frac{U}{e} + e^{j240^\circ} \left( -\frac{\frac{U}{e}}{2} \right) \right] = \frac{2}{3} U_e e^{j60^\circ} = U_e e^{j60^\circ}.$$

Általánosítva megállapíthatjuk, hogy a motorfeszültség vektorai

$$\bar{U} = U e^{j \frac{\pi}{3} k_1} \quad (6.3)$$

alakban írhatók, ahol  $k=0,1,2,3,4,5$  lehet.

Lehetséges  $U_{VII} = 0$  is, amikor a motornak mindhárom fázisát azonos polaritású e.á. sinhez kötjük. Pl. T1, T3 és T5 tranzisztorok egyidejű gyújtásakor a motor minden fázisa a pozitív sínre kötődik, tehát a motor állórészét villamosan rövidrezárjuk. Egyszerű invertereknél ez csak üzemzavar esetén fordulhat elő (míg ISZM invertereknél normális üzemben is).



**a) feszültség és fluxus-vektorok, b) fázis feszültség, fluxus és áram időfüggvényei**

A feszültségvektorokat ábráját a 6.8. ábrán rajzoltuk fel, ahol ismételten feltüntettük az  $u_a(t)$  feszültséget is. A továbbiakban általában a 6.8. ábra vastagon felrajzolt 1/6 periódusát tárgyaljuk. A kezdeti  $t=0$  időpontot ennek az 1/6 periódusnak a közepére helyezzük.

A feszültség-vektorábra 60°-os szimmetriája miatt a feszültség (és ezzel összhangban az áram, fluxus stb.) harmonikusainak rendszáma

$$\nu = 1+6k, \quad k = 0, 1, 2, \dots, \quad (6.4)$$

míg a harmonikusok amplitudója:

$$\begin{aligned} \bar{U}_v &= \frac{3}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} U e^{-j\nu W_1 t} dW_1 t = -\frac{3}{\pi j\nu} U [e^{-j\nu \frac{\pi}{6}} - e^{j\nu \frac{\pi}{6}}] = \\ &= -\frac{3}{j\nu} U \left[ -2j \cdot \sin\left(\nu \frac{\pi}{6}\right) \right] = \frac{3}{\pi\nu} U (-1)^k . \end{aligned} \quad (6.5)$$

Pl. az alapharmonikus amplitudója ( $k=0$ ):

$$\bar{U}_1 = \frac{3}{\pi} U = \frac{2}{\pi} U_e , \quad (6.6)$$

míg a felharmonikus feszültség az alapharmonikushoz viszonyítva:

$$\frac{\bar{U}_v}{\bar{U}_1} = \frac{1}{\nu} (-1)^k , \quad (6.7)$$

tehát  $U_{-5}/U_1 = 20\%$ ,  $U_7/U_1 = 14\%$  stb.

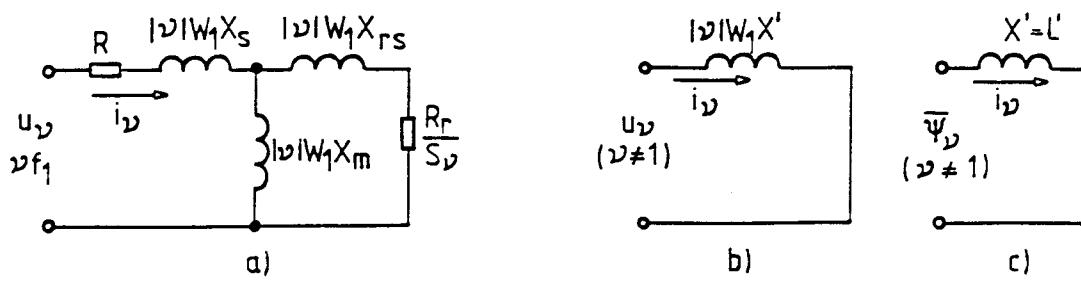
A 6.9.a ábrán felrajzoltuk az aszinkron motor helyettesítő kapcsolását a  $\nu$ -edik harmonikusra, viszonylagos egységekben. Ebben az X reaktanciák az 50Hz-es frekvenciára vonatkoznak, ezért tetszőleges alapharmonikusokra - mivel most  $W_1$ -et is viszonylagos egységekben kell használni -  $W_1 X$  reaktanciák, míg a  $\nu$ -edik rendszámu felharmonikusra  $|\nu| W_1 X$  reaktanciák lesznek érvényesek. A felharmonikus feszültségekre a szinkron szögsebesség  $\nu W_1$ , míg a motor szögsebessége jó közelítéssel  $W \approx W_1$ , ezért a motor  $S_\nu$  szlipje:

$$S_\nu = \frac{\nu W_1 - W}{\nu W_1} \approx \frac{\nu W_1 - W_1}{\nu W_1} = 1 - \frac{1}{\nu} . \quad (6.8)$$

Mivel  $|\nu| \geq 5$ , ezért jó közelítéssel

$$S_\nu \approx 1$$

vehető. Ekkor a 6.9.a ábra helyettesítő kapcsolásában az áramok amplitudóinak számításakor mind az állórész, mind a forgórész ellenállásától eltekinthetünk, legalább is addig, amíg az alapharmonikus  $f_1$  frekvenciája meghaladja az  $5 \div 10$  Hz-et. Az  $R=R_f=0$  közelítéssel a helyettesítő kapcsolás a 6.9.b ábrán látható. Az  $R=0$  miatt,  $U_\nu = \nu W_1 \Psi_\nu$ , ennek figyelembe-vételével a 6.9.c ábrához jutunk.



6.9. ábra Aszinkron motor helyettesítő kapcsolása  $v$ -edik harmonikusra, a) pontos b) közelítő c) fluxusra (közelítő)

A fluxus effektív értékének négyzete egyenlő a Fourier-sor összetevőinek négyzetes összegével; vektoros értelemben az amplitudók négyzetes összegével:

$$\Psi^2 = \sum_{v=1}^{\infty} \Psi_v^2 . \quad (6.10)$$

Ennek értelmében az alapharmonikus fluxushoz viszonyítva a  $\Delta\Psi^2$  torzítási tényező a (6.7) és (6.9) alapján:

$$\Delta\Psi^2 = \frac{\Psi^2 - \Psi_1^2}{\Psi_1^2} = \sum_{|v|>1}^{\infty} \frac{1}{v^4} = \frac{1}{5^4} + \frac{1}{7^4} + \frac{1}{11^4} + \dots . \quad (6.11)$$

Bizonyítható, hogy a fenti sor összege véges és értéke:

$$\Delta\Psi^2 = \frac{5\pi^4}{486} - 1 \approx 0,00215 .$$

A 6.9.c ábrából könnyen belátható, hogy  $f_v > (5-10)\text{Hz}$ -re az  $I_v$  áram jó közelítéssel kifejezhető a tranziens reaktanciával és a motor  $\Psi_v$  felharmonikus fluxusával:

$$I_v = \frac{U_v}{vW_1 X'} = \frac{\Psi_v}{X'} , \quad (6.12)$$

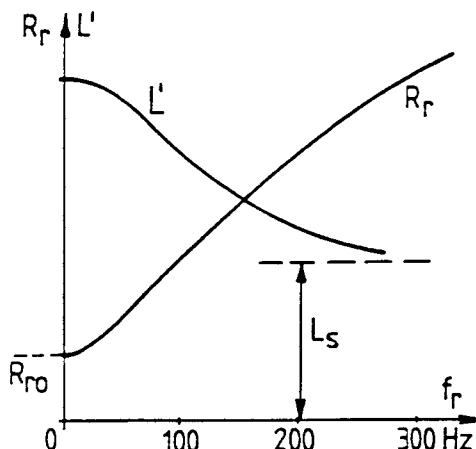
A (6.11) és (6.12) összehasonlításából látható, hogy a felharmonikus áramok effektív értéke -  $X' = \text{const.}$  esetén - arányos a fluxus effektív értékével. Ennek következtében a  $\Delta i$  felharmonikus áramok effektív értékének négyzete kifejezhető az  $X'$  tranziens reaktanciával. Pl.  $\Psi_1 = 1$  viszonylagos értékkel:

$$\Delta I^2 = \Delta \Psi^2 / (X') = \frac{0,00215}{(X')^2} . \quad (6.13)$$

A motor tranziens reaktanciájának és ellenállásainak értékét nagy mértékben befolyásolja az áramkiszorítás jelensége, amely különösen a horonyban fekvő vezetőkben jelentős. Mivel az állórészről vékony szálakkal átálló vezetőkkel tekercseljük, ezért az áramkiszorítás az állórészben - kb. 100kW-os teljesítményig - elhanyagolható. A forgórész azonban szilumin kiöntésű (mélyhornyu) vagy rézrudazott (kétkalickás), ezért a horonyban viszonylag nagy magasságú rudak vannak, amelyekben az áramkiszorítás már 10-20Hz-en sem hanyagolható el. Az  $X'$  tranziens reaktancia és az  $R_r$  rotorellenállás tipikus frekvencia függését a 6.10. ábrán tüntettük fel. Ha pl. 1-2Hz-es áramokra  $X'=0,2$ , akkor 50-100Hz felett az  $X'=(0,1-0,15)$  szokott lenni. A (6.13) képletből,  $X'=0,15$  esetén

$$\Delta I^2 = \frac{0,00215}{0,15^2} = 0,09 \approx 9\% ,$$

tehát az állórészben létrejövő járulékos tekercsveszteség - az inverteres táplálás miatt - a névleges szinuszos üzem állórészveszteségének kb. 9%-ka lesz és ez az érték nem függ a motor terhelésétől.



6.10. ábra A motor tranziens induktivitásának és a forgórész ellenállásának változása a forgórészáramok frekvenciájának függvényében

A forgórész felharmonikus áramai gyakrolatilag megegyeznek az állórészével, mivel  $L_m \gg L_{rs}$ , ezért

$$\bar{\Delta i}_r \approx \bar{\Delta i} .$$

A forgórészben a felharmonikus veszteség - a forgórész ellenállásának jelentős növekedése miatt - elérheti a névleges szinuszos üzem veszteségének 50%-át is. Valóban az  $R_r$  forgórészellenállás pl. 300Hz

környékén (tehát  $f_1 = 50\text{Hz}$  üzemben) akár 5-6-szorosára is növekedhet (6.10. ábra). A rotor vesztesége névleges szinuszos üzemben - viszonylagos egységekben -  $I_{rn}^2 R_{r0}$ -val írható fel, ahol  $R_{r0}$  a rotor ellenállása egyenáramra. Mivel a névleges rotoráram durván kb. 90%-a az állórészének, ezért  $I_{rn}^2 R_{r0} = 0,9^2 R_{r0}$ , ezzel a rotor felharmonikus áramoktól származó vesztesége (6.13) alapján:

$$\frac{\sum I_{rn}^2 R_{r0}}{0,81 \cdot R_{r0}} \approx \frac{0,09}{0,81} 5 \cong 0,55 \quad (55\%) .$$

Természetesen ezek az eredmények  $f_1 \approx 50\text{Hz}$ -en érvényesek. Kisebb  $f_1$  alapharmonikus frekvencián (kisebb szögsebességen) a forgórészben folyó felharmonikus áramok  $I_{rn} = S_v f_1$  frekvenciája csökken, így csökken az áramkiszorítás mértéke és ezért csökkennek a felharmonikus veszteségek is.

A fentiek miatt inverteres tápláláskor különösen a forgórész hőmérséklete (és ezzel együtt a tengely és a csapágyak hőmérséklete) növekszik a szinuszos üzemhez képest. Ezért egyszerű inverteres tápláláskor a motor névleges teljesítményét - névleges szögsebességen - kb. 10-15%-kal kell csökkenteni a szinuszos névleges üzemhez képest. Önszellőző gépekre kisebb szögsebességen a motor névleges teljesítményét még tovább kell csökkentenünk.

Az inverteres táplálás további hátránya, hogy nyomaték lüktetéseket okoz.

A teljes nyomaték:

$$m = \bar{\psi} \times \bar{i} .$$

Behelyettesítve a szinkronforgó koordináta-rendszerre érvényes  $\bar{\psi} = \bar{\Psi}_1 + \Delta \bar{\psi}$  és  $\bar{i} = \bar{I}_1 + \Delta \bar{i}$  összefüggéseket, a nyomaték lüktetésekre (a  $\Delta \bar{\Psi} \times \Delta \bar{i} = 0$  miatt) a következő kifejezés adódik:

$$\Delta m = \bar{\Psi}_1 \times \Delta \bar{i} + \Delta \bar{\psi} \times \bar{I}_1 ,$$

ill.  $\Delta \bar{\psi} = L' \Delta \bar{i}$  figyelembevételével:

$$\Delta m = \bar{\Psi}_1 \times \Delta \bar{i} + L' \Delta \bar{i} \times \bar{I}_1 = (\bar{\Psi}_1 - L' \bar{I}_1 t) \times \Delta \bar{i} . \quad (6.14)$$

A zárójelben lévő alapharmonikus mennyiség a térben  $W_1$  körfrekvenciával forog pozitív irányban, míg a felharmonikus áramok forgási körfrekvenciája (6.4) értelmében:

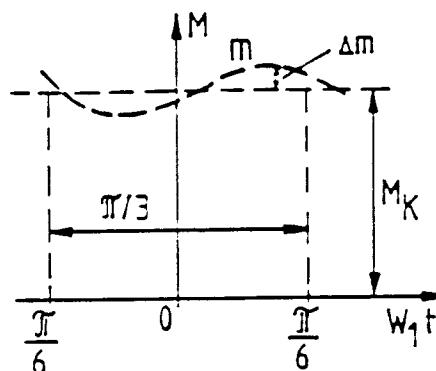
$$W_v = (1+6k) W_1 , \quad (6.15)$$

ezért a nyomatéklüktetések frekvenciája

$$f_M = |f_v - f_1| = 6k f_1 , \quad (6.16)$$

tehát többször hatszorosa lehet az alapharmonikus frekvenciájának.

A (6.16) szerint pl.  $v=5$  és  $v=7$  rendszámú felharmonikusok  $6f_1$  frekvenciájú lüktetésekkel okoznak, míg a  $v=11$  és  $v=13$   $12f_1$  frekvenciájú stb. A számítások azt mutatják, hogy a nyomaték lüktetések nagysága viszonylagos egységekben kb. 10% szokott lenni, ebből a 6. rendszámú a legnagyobb. A nyomatéklüktetések különösen kis szögsebességen zavaróak, mivel a forgórész mozgása egyenetlenné válik és mechanikai rezonancia is felléphet. A nyomaték tipikus időfüggvényét a 6.11. ábrán tüntettük fel.



6.11. ábra Nyomaték időbeli függvénye (kb. névleges  $M_K$  terhelés esetén)

Ipari 380V-os hálózatok esetén az egyenirányító kimenetén legfeljebb  $U_{\text{emax}} = \frac{3}{\pi} U_{\text{vmax}} = \frac{3}{\pi} 380\sqrt{3} = 513V$  feszültség jelenik meg. Ebből az egyszerű inverter a motorra maximálisan  $U_{1\text{max}} = \frac{2}{\pi} U_{\text{emax}} = \frac{2}{\pi} 513$  amplitudójú alapharmonikus fázisfeszültséget tud előállítani, ami vonali effektív értékben  $U_{\text{vmax}} = U_{1\text{max}} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} = 400V$ -ot jelent. Ebből a számításból egyértelműen következik, hogy 380V-os névleges feszültségű motor esetén a névleges fluxus - a frekvenciaváltó feszültségesést is figyelembevve - legfeljebb 48-50Hz-ig biztosítható. Ezért  $f > 50\text{Hz}$  esetén az inverterek táplálású normál sorozatú motorok minden mezőgyengítéssel üzemelnek. A kisebb alapharmonikus fluxus azonban kisebb felharmonikus fluxusokat is jelent, így a (6.12) értelmében csökken a felharmonikus áramok okozta melegedés és a nyomaték lüktetések is. Meg kell jegyezni, hogy ez az üzemmód az alapharmonikusok szempontjából is szükséges, mert a motor vasveszteségei erőteljesen nőnek a frekvenciával és 50Hz felett ez ellen csak a fluxus csökkentésével lehet védekezni.

Ma az egyszerű invertereket - a motor terhelhetőségének viszonylag jelentős csökkenése, de elsősorban a nyomaték-lüktetések miatt ritkán alkalmazzuk. Az egyszerű inverteres táplálás további hátrányai a hálózati áram rossz fázisszöge és a tirisztoros egyenirányító járulékos költségei a diódás egyenirányítóhoz képest. Valamit javít ezen, ha dió-

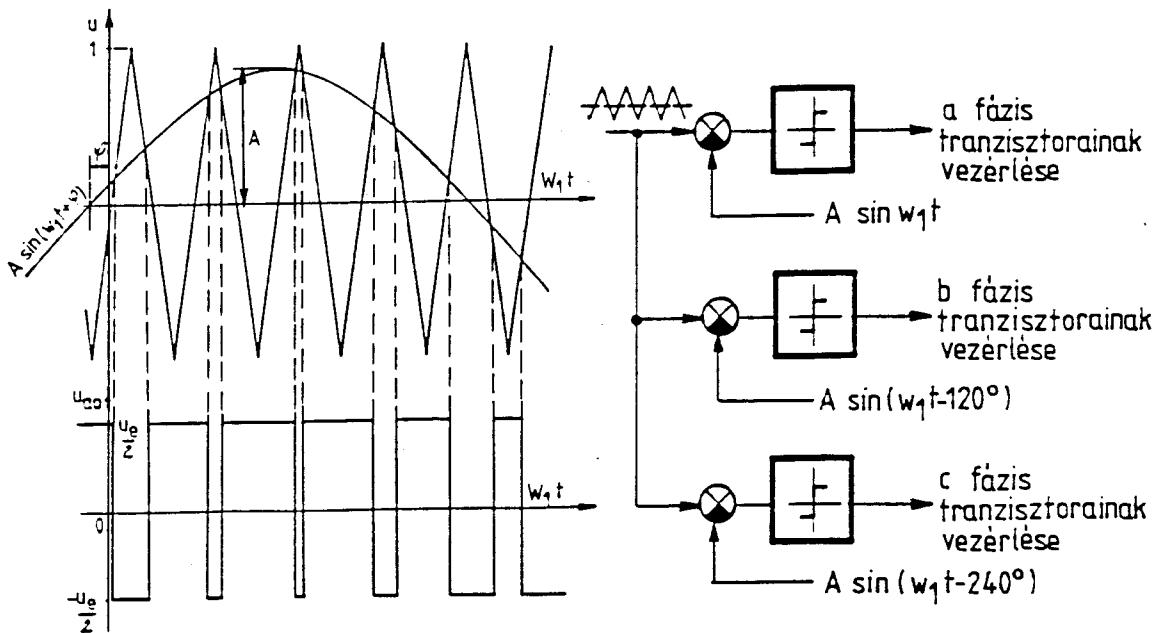
dás áramirányítót, míg az egyenáramú feszültség változtatására egy szaggatót alkalmazunk. Tranzisztoros inverter esetén nagyon kellemetlenebb a jelentős áramcsúcsok is (6.8. ábra), mivel a tranzisztorok árambeli túlterhelése a névleges áramhoz képest nem jelentős.

### 6.2.2. ISZM inverteres táplálás

A 6.48. ábrával összhangban ilyenkor a motor alapharmonikus feszültségének változtatását az inverter megfelelő vezérlésével kell biztosítani.

Példaképpen vizsgáljuk meg az u.n. természetes mintavételezésű rendszert. Ebben egy állandó  $f_v$  vivőfrekvenciájú és állandó - pl. egységnyinek választott - amplitudójú háromszögjelet, változó  $f_a$  frekvenciájú és változó "A" amplitudójú szinuszjellel komparálunk (6.12. ábra). A két jel metszéspontjai határozzák meg - pl. az "a" fázis kapcsolását - az egyenáramú sinekhez: ha a szinuszjel meghaladja a háromszögjelet, akkor a T1 tranzisztorot kapcsoljuk be és ezzel  $U_{a0} = U_e / 2$ , ellenkező esetben pedig a T2 tranzisztor kapcsol be és  $U_{a0} = -U_e / 2$  lesz (6.12. ábra).

A "b" és "c" fázis vezérlése csak annyiban különbözik az "a" fázistól, hogy itt a komparáláshoz  $120^\circ$ -kal, ill.  $240^\circ$ -kal eltolt szinuszjelet használunk, míg a háromszögjel mindenkorban azonos (6.12. ábra).



6.12. ábra ISZM természetes mintavételezéssel  
a) a mintavételezés megválasztása    b) elvi megoldás

A motorra jutó feszültség alapharmonikusáról ki lehet mutatni, hogy nagyon jó közelítéssel arányos lesz a szinuszjel "A" amplitudójával ( $A \leq 1$ -re), míg frekvenciája megegyezik a szinuszjel frekvenciájával ( $f_1 = f_a$ ). E miatt a szinuszjeleket gyakran alapjelnek is nevezzük.

A motorban folyó felharmonikus áramok nagyságának szempontjából meghatározó szerepe van a vivőfrekvencia és az alapharmonikus frekvencia m viszonyának:

$$m = f_v / f_1 . \quad (6.17)$$

A 6.12. ábrából látható, hogy a  $60^0$ -onkénti kommutációk száma (három fázisra nézve) éppen megegyezik az m-mel.

A motorra jutó feszültségspektrum amplitudói csak Bessel függvényekkel fejezhetők ki. A jelentős harmonikusok rendszáma elsősorban  $m \pm 2$  és  $2m \pm 1$ , másodsorban  $3m \pm 2$ ,  $3m \pm 4$ ,  $4m \pm 1$  és  $4m \pm 5$ . Ebből viszont az következik, hogy a felharmonikus áramok frekvenciája csak kissé függ a munkaponttól, pl. a legkisebb,  $m-2$ , rendszámú felharmonikus frekvenciája:

$$f_{m-2} = (m-2) f_1 = \left( \frac{f_v}{f_1} - 2 \right) f_1 = f_v - 2f_1 . \quad (6.18)$$

Pl. ha  $f_v = 1000\text{Hz}$  és  $f_1 = (0 \div 50)\text{Hz}$ , akkor ebben a működési tartományban  $f_{m-2} = (900 \div 1000)\text{Hz}$ .

A feszültségspektrum amplitudói gyakorlatilag csak az m-től és A-tól függnek, ezért minél nagyobb az m értéke, annál kisebb felharmonikus áramok alakulnak ki egy adott "A" értékre.

Meg kell jegyezni, hogy az m értéke akár tört, akár irracionális szám is lehet, ezekre elvben szubharmonikus (tehát  $f_1$ -nél kisebb frekvenciájú) összetevők is keletkezhetnek. Kimutatható azonban, hogy ha  $m > 20$ , akkor a háromszög és a szinuszjelet nem szükséges még szinkronizálni sem egymáshoz, mivel ebben az esetben a szubharmonikusok elhanyagolhatók, míg az alapharmonikus értéke nem függ a háromszögjel és a szinuszjel közötti φ szögtől.

A (6.18) képlet értelmében a fellépő nyomatéklüktetések frekvenciája is alig függ a munkaponttól, mivel a legkisebb frekvenciájú nyomatékösszetevő frekvenciája (6.16) értelmében

$$f_{m-2} - f_1 = f_v - 3f_1 , \quad (6.19)$$

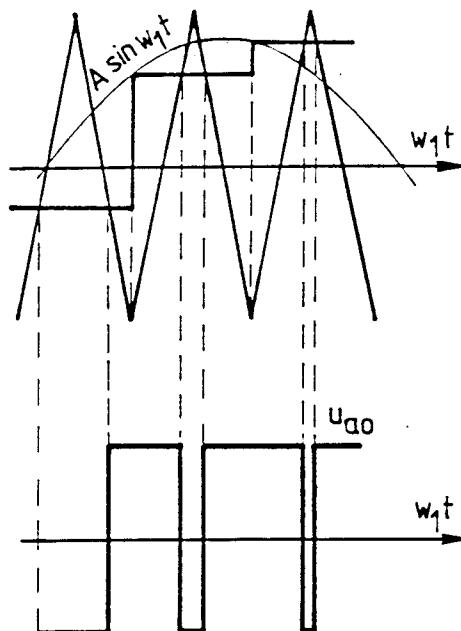
mert az m-2 összetevő pozitív sorrendű. Pl. álló állapot körül ez a frekvencia éppen megegyezik a vivőjel frekvenciájával, ezért - szemben az egyszerű inverteres táplálással - a motor járása egyenletes marad alacsony szögsebességeken is.

A motor felharmonikus áramuktól származó veszteségei is jelentősen csökkenthetők az egyszerű inverteres tápláláshoz képest, ha az m értéke megfelelően nagy. Pl., ha  $f_v = 3000\text{Hz}$  (tipikus érték IGBT tranzisztoroknál), akkor  $f_1 = (1 \div 100)\text{Hz}$  közötti változása esetén  $m = 3000 \div 30$  között változik. Ilyenkor az  $f_1 = (0 \div 40)\text{Hz}$  tartományban a felharmonikus veszteségek

gyakorlatilag elhanyagolhatóak lesznek. Az  $f_1 > 40\text{Hz}$ -re azonban a viszonyok romlanak, mivel az ilyenkor szükséges feszültség már csak  $A > 1$ -gyel érhető el, és erre az  $A > 1$  értékre megjelennek a kisfrekvenciájú felharmonikus összetevők is.

ISZM inverterekben általában  $f_1 \approx 50\text{Hz}$  és  $f_1 > 50\text{Hz}$  esetén sem vezéreljük ki az invertert a teljes (maximális) feszültségre, mivel ebben az esetben az egyszerű inverter viszonyai állandóak elő. Inkább a maximálisan lehetségesnél ( $3-10\%$ -kal) kisebb alapharmonikus feszültséget állítunk elő, mert ISZM segítségével ilyenkor jelentősen javíthatjuk a motorra jutó feszültségalakot és ezzel csökkenthetjük a felharmonikus áramok nagyságát.

Ma a gyakorlatban viszonylag sok módszert alakalmazunk az ISZM megvalósítására. Pl. ismertek különböző optimalizált módszerek, ahol az átkapcsolási pillanatokat úgy határozzuk meg, hogy a felharmonikus áramok minimálisak legyenek, ill., hogy a feszültségspektrumból bizonyos (általában alacsony rendszámú) összetevőket kiküszöböljünk. Gyakran szükségesek olyan ISZM eljárások, amelyekkel a móduláció on-line is elvégezhető. A fent leírt természetes moduláció megvalósítása analóg rendszerben viszonylag egyszerű, digitális mikroprocesszoros vezérelhető rendszerben azonban előnyös, ha az átkapcsolási pillanatok analitikai függvényel adhatók meg. Ezért az egy chipes ISZM modulátorok inkább a 6.13. ábra megoldását használják. Ebben a szinuszzelből előbb mintát vesznek - pl. a háromszögjel negatív maximumánál - és az átkapcsolási pillanatokat a mintavéttel meghatározott lépcsős görbe és a háromszögjel közötti metszéspontok határozzák meg.

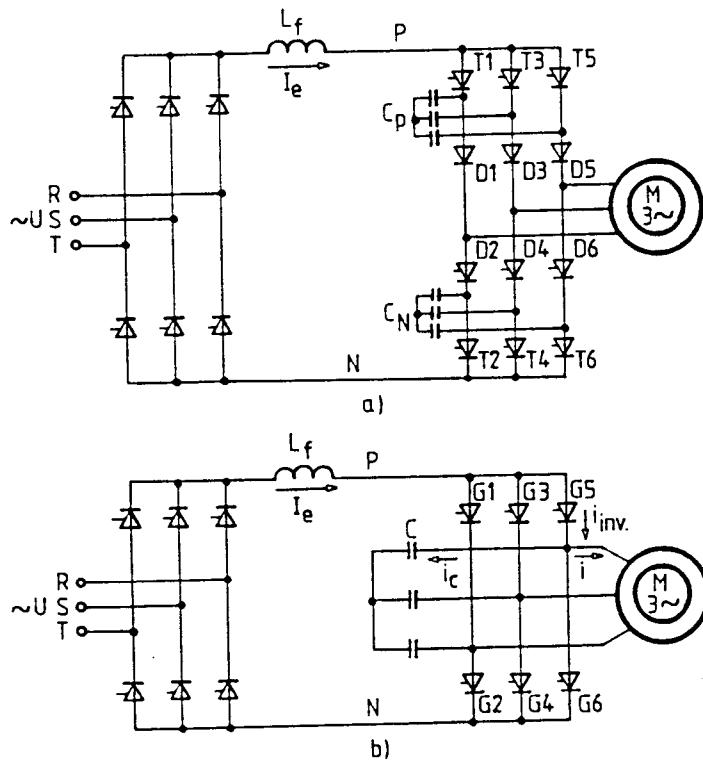


6.13. ábra ISZM digitális realizálása

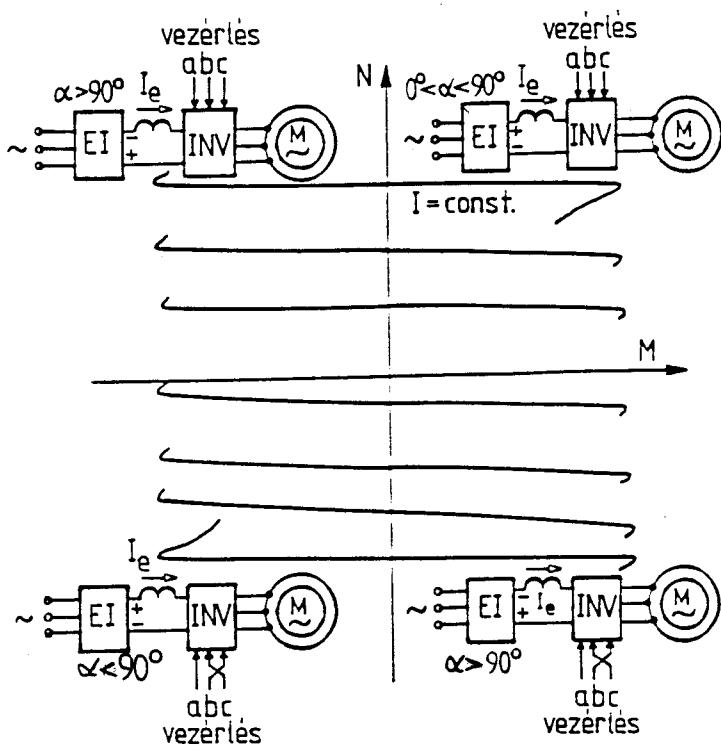
Ilyenkor az átkapcsolási pillanatok viszonylag egyszerű analitikai függvényekkel számíthatók. Ugyanakkor e módszer és a természetes mintavételezési rendszer között a motor üzeme szempontjából  $>20$  esetén gyakorlatilag nincs különbség.

### 6.3 Áraminverteres aszinkron motoros hajtások

Az áraminverteres hajtás elvi kapcsolási rajza a 6.14. ábrán látható. Az "a" ábra a tirisztoros, míg a "b" ábra a GTO-os változatot ábrázolja. Mindkét ábrában a C kondenzátorok az áramok folyamatosságát biztosítják kommutáció esetén, mivel sem az egyenáram körben lévő  $L_f$  induktivitás árama, sem a motor  $L'$  tranzisztors induktivitásának árama (tehát a motor állórészárama) nem változhathat ugrásszerűen.



A W(M) koordináta-rendszerben a váltakozóáramú hálózatra csatlakozó tirisztoros áramirányítóról táplált hajtás, természeténél fogva, 4/4-es üzemet biztosít (6.15. ábra), ami az áraminverteres táplálás határozott előnye. Valóban, az egyenkorban folyó áram csak egyirányú lehet, azonban a tirisztoros áramirányító kimenő feszültsége  $0 \leq \alpha \leq 90^\circ$  között pozitív, míg  $90^\circ \leq \alpha \leq \alpha_{\max}$  között negatív polaritású, tehát a teljesítmény az egyenkorban bármilyen irányú lehet. Ha a teljesítmény a motor felé adódik át, akkor motoros üzem, ha a teljesítmény a hálózatba kerül, akkor visszatápláló, fékező üzem jön létre. A forgásirány váltása itt is a vezérlési sorrend váltásával oldható meg.



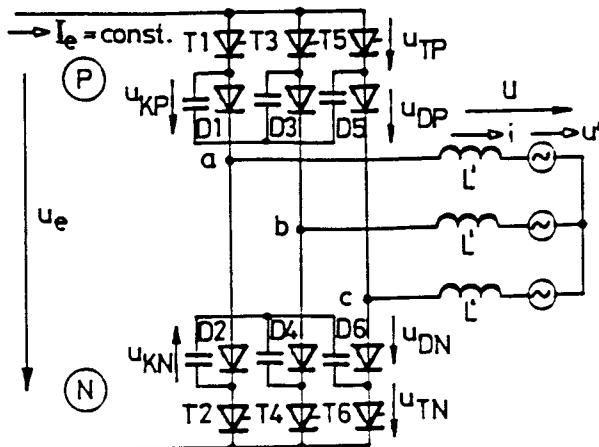
6.15. ábra Áraminverteres asszinkron motor hajtó működési tartománya  $W(M)$  koordináta-rendszerben

Ugyanakkor egyenáramú tápláláskor (pl. akkumulátorról) az áraminverteres hajtás vagy csak motoros (vagy csak generátoros) üzemre alkalmas, mivel mind az áram, mind a feszültség polaritása kötött. Ilyenkor a motor generátoros fékezése, csak speciális megoldásokkal valósítható meg.

#### 6.3.1. Tirisztoros áraminverteres hajtás

Tételezzük fel, hogy mind a motor, mind a kommutáló kondenzátorok csillagkapcsolásúak, illetve háromszögkapcsolás esetén egyenértékű csillagkapcsolással számolunk. Így jutunk a 6.16. ábrán látható kapcsoláshoz, amelyben a pozitív oldali elemeket P-vel, a negatív oldaliakat N jelöléssel különböztetjük meg.

Az  $I_e$  egyenáramot tökéletesen simítottnak, míg a motor fordulatszámat állandónak tételezzük fel. Válasszuk ki azt a működési taktust, amelyben a P oldalon a T<sub>1</sub>, tehát az "a" fázis tirisztora vezet, míg az N oldalon a T<sub>4</sub> tirisztor (b fázis) vezetésekor a T<sub>6</sub> tirisztor gyújtásával kezdődik meg egy kommutációs folyamat. Ezt a folyamatot a 6.17. ábra képei szemléltetik, míg a 6.18. ábrán az  $\bar{i}$  áram és  $\bar{u}$  feszültség vek-



6.16. ábra Áraminverteres hajtás elvi kapcsolása

torpályáit ábrázoltuk. A kiindulási állapot a 6.17.a ábrán látható. A T6 tirisztor gyújtáskor a b és c kondenzátorok b-c feszültsége olyan, hogy a T6 tirisztor anódja pozitívabb lesz, mint a T4 tirisztoré, ezért megtörténik a T4 tirisztor oltása és az áram átterelődik a T6 tirisztorra (6.17.b ábra). A b-c kondenzátorok feszültsége az átfolyó  $I_e$  egyenáram hatására csökken és egy idő után a D6 dióda is vezetésbe kerül (6.17.c ábra). Ekkor az N oldalon minden fázis vezet. Ez az u.n. fedés, ami alatt lezajlik az áram átváltása a motor b fázisáról a c fázisra. A fedés akkor fejeződik be, amikor a b fázis árama nullára csökken, ekkor a b fázis D4 diódája lezár. Ezzel a kommutáció befejeződik és újra a kétfázisú vezetés alakul ki.

A 6.17.d ábrából az is kiderül, hogy a b és a c fázisok kondenzátorainak új polaritása előkészíti a következő N oldali kommutációt. Ezzel a T2 tirisztor gyújtásakor a kondenzátor feszültség szükséges polaritása természetes módon valósul meg.

A kommutáció fent leírt módját, amelyben egy áramot vezető tirisztor oltását a soron következő fázis tirisztorának a gyújtása indítja el és így mindenkyik tirisztor egyúttal az oltó tirisztor szerepét is betölti, fázis-sorrend kommutációjának nevezik.

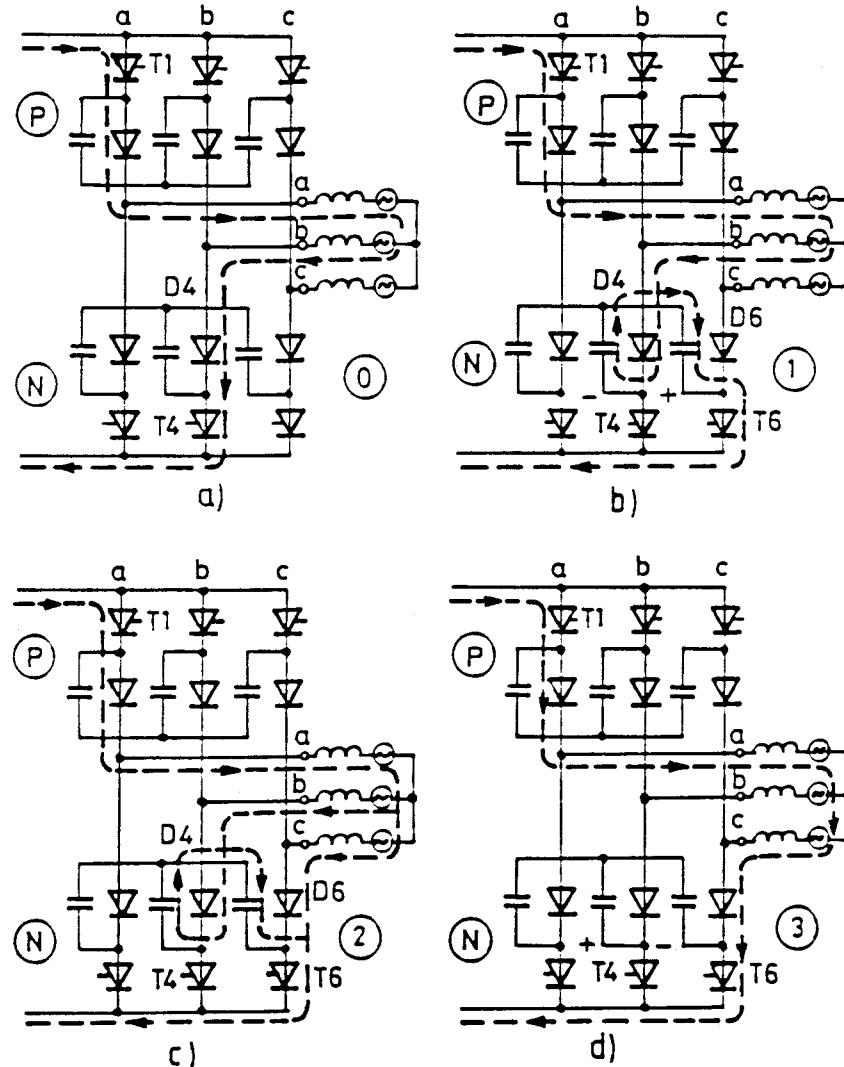
A 6.18. ábrán látható, hogy a kommutáció alatt a feszültség és áramvektor az 1. pontból a 3. pontba vándorolt át. Mivel sima egyenáramot tételeztünk fel, ezért az áramvektor-pálya egy szabályos hatszögön mozog.

Az  $\bar{u}$  feszültségvektor meghatározásához írjuk fel az állórész feszültség-egyenletét  $R=0$  közelítéssel:

$$\bar{u} = L' \frac{di}{dt} + \bar{u}', \quad (6.20.)$$

ahol  $L'$  - a motor tranzisiens induktivitása,

$\bar{u}' = \bar{U}' e^{j\omega t}$  -az u.n. tranzisiens reaktancia mögötti, jó közelítéssel szinuszos feszültség, amelyet a rotorfluxus indukál az állórészben.



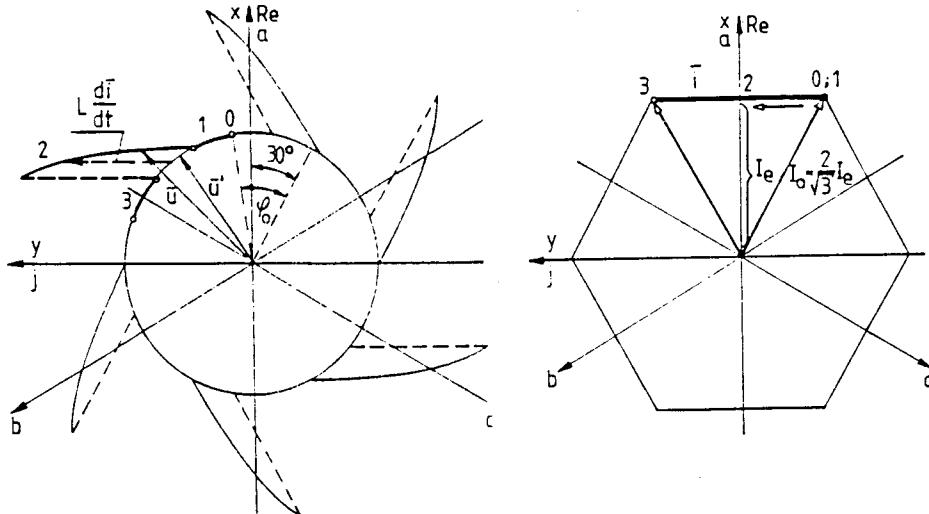
6.17. ábra Áraminverterek kommutálási folyamata

A (6.20)-ból következik, hogy a fedés nélküli időszakban az  $\bar{u}$  feszültségvektor körpályán mozog. A fedés alatt ehhez adódik hozzá az  $L'di/dt$  feszültség, melynek iránya az  $\bar{i}$  áram változásának irányába esik. A vizsgált taktusban a változás vízszintes irányú, ezért alakul ki az  $\bar{u}$  vektorpályán egy kiugrás.

Ha, első közelítésben, a fedés idejét elhanyagoljuk, akkor az "a" fázisáram egy  $120^0$ -os szélességű téglalapból fog állni (6.19. ábra). Ennek Fourier sorában a  $v$ -edik rendszámú amplitudók a következőképpen írhatók fel:

$$I_v = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \frac{I_e}{v} = \frac{3}{\pi} \frac{I_0}{v}, \quad (6.21)$$

ahol  $v=1+6k$ ,  $k=0, 1, 2, \dots$ ,  $I_0 = 2I_e/\sqrt{3}$  (6.18. ábra).



6.18. ábra A feszültség- és az áramvektor pályái

A motor áramának torzítási tényezője a (6.21) alapján:

$$K_I = \frac{\sum_{v \neq 1} I_v^2}{I_1^2} = \sum \frac{1}{v^2} = \frac{1}{5^2} + \frac{1}{7^2} + \frac{1}{11^2} + \dots = 0,096, \quad (6.22a)$$

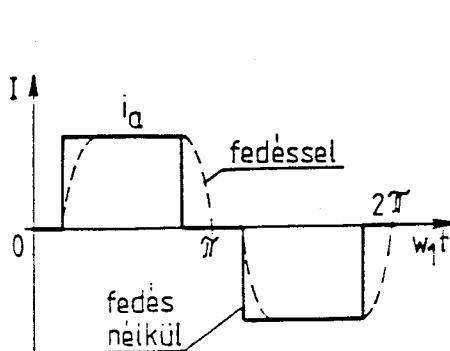
és nem függ a motor terhelésétől. Mivel azonban az  $I_1$  alapharmonikus áram terhelésfüggő, ezért a felharmonikus áramok okozta  $\Delta I^2$  veszteség terhelésfüggő lesz és értéke (6.22a)-ból kapható meg:

$$\Delta I^2 = K_I \cdot I_1^2. \quad (6.22b)$$

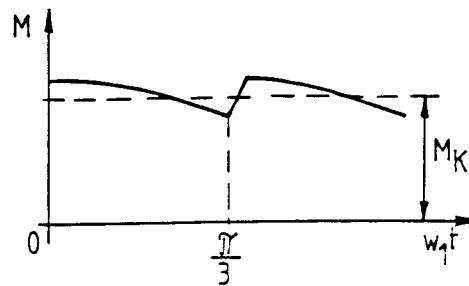
Meg kell azonban jegyezni, hogy a fedés idejének elhanyagolása csak kb. 0-10Hz-es alapharmonikus frekvenciák esetére ad jó közelítést. Nagyobb frekvenciákon a fedés már jelentősen módosítja az áramalakot (szaggatott görbe a 6.19. ábrán), így a torzítási tényező csökken.

Összehasonlítva a (6.22b) képletet az egyszerű feszültséginverteres táplálásra felírt (6.13) képlettel látható, hogy névleges terheléskor ( $I_1=1$ ) a feszültséginverteres táplálás kisebb felharmonikus hatást eredményez, míg üresjárás közelében ( $I_1 \approx 0,4$ ) az áraminverteres táplálás felharmonikus áramok okozta vesztesége a kisebb. Névleges frekvencia környékén - a fedés miatt - a  $K_I$  értéke kb.  $0,075 \div 0,080$ -ra csökken.

A forgórészben a felharmonikus veszteségeket az áramkiszorítás jelentősen megnöveli és értéke - a névleges üzemi veszteséghez viszonyítva - kb.  $45 \div 55\%$  szokott lenni.



6.19. ábra A motor fázisárama  
áraminverteres tápláláskor



6.20. ábra A motor nyomatéka  
áraminverteres tápláláskor

Az áraminverteres hajtás egyik nagy hátránya a jelentős amplitudójú nyomatéklüktetések, amelyek különösen kis szögsebességen kellemetlenek. Kis frekvenciákon - elhanyagolva a fedést - az állórészarám vektora  $60^\circ$ -on keresztül egy pontban áll. Mivel az  $\bar{u}'$  feszültségvektor gyakorlatilag csak alapharmonikust tartalmaz, ezért a  $P = \frac{3}{2} \bar{u}' \cdot \bar{i}$  légrésteljesítmény, valamint a nyomaték egy  $60^\circ$ -os időtartam alatt szinuszosan változik. Ralatív értékekkel:

$$m = (\bar{u}' \cdot \bar{i}) \frac{1}{W_1} = U' I \frac{1}{W_1} \cos \varphi' , \quad (6.23)$$

ahol  $I$  - az áramvektor nagysága ( $I_e = \sqrt{3} I/2$ ),

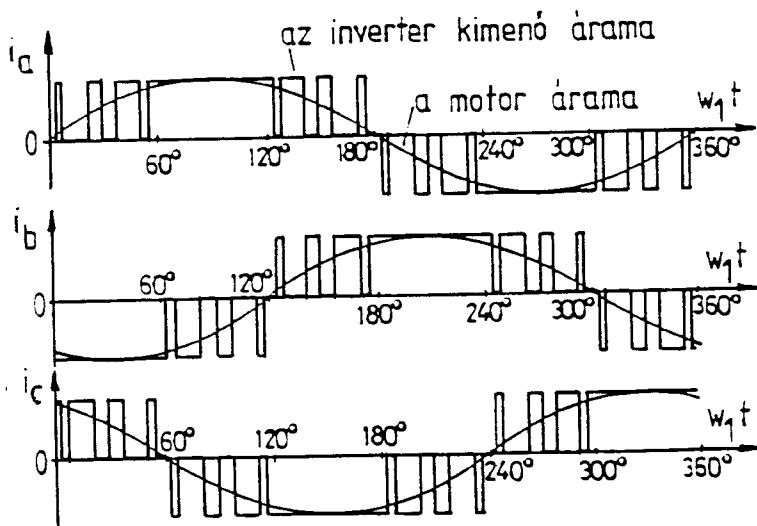
$\varphi'$  - az  $\bar{u}'$  feszültség és az  $\bar{i}$  áramvektor közötti szög.  
(6.18. ábra).

Kommutációkor az áramvektor  $60^\circ$ -kal előre ugrik, így a nyomatékban is ugrásszerű változás jön létre (6.20. ábra). A  $\varphi'_0 = \varphi'_0 + W_1 t$  szög kezdeti  $\varphi'_0$  értéke a motor üzemétől függ. A (6.23) értelmében a nyomaték nagysága időben a  $\varphi'$  szög koszinuszával változik. A 6.20. ábrán az  $m(t)$  függvényt  $\varphi'_0 = 0$ -ra ábrázoltuk (kb. ez a névleges terhelésnek megfelelő szög  $U' = 0,9$  és  $I_1 = \frac{3}{\pi} \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot I_e = 1$  esetén). Az ábrából látható, hogy a nyomatéklüktetések amplitudója kb. (10-15)%-kal egyenlő.

A nyomatéklüktetések csökkentésére több módszert dolgoztak ki. Ezek közül a legelterjedtebb az impulzusszélesség moduláció alkalmazása, amikor  $60^\circ$ -on belül járulékos kommutációkkal az  $\bar{i}$  áramvektor helyzetét többször megváltoztatjuk (pl.  $60^\circ$ -kal hátra, majd újra vissza ugratjuk az  $\bar{i}$  vektort). Ezzel elsősorban a 6. rendszámú nyomatékösszetevőt lehet kiküszöbölni, amely az áram 5. és 7. rendszámú összetevőinek kiküszöbölését jelenti.

### 6.3.2. GTO-os áraminverteres hajtás

A 6.14b ábrán felrajzolt elvi kapcsolásban az inverter kikapcsolható félvezetőkből (általában a nagyobb teljesítmény miatt GTO-okból) épül fel, míg a motor kapcsaira C kondenzátort kell kötni. Ha pl. a G1 és G6 elemek vezetnek és a P oldalon a G3 elemet gyújtjuk, majd kikapcsoljuk a G1 elemet, akkor az  $L_f$  feszítékeresz árama bekényszerül a "b" fázisba (kondenzátorába és a motorba), míg a motor "a" fázisának árama, melyet az  $L'$  tranziens induktivitás tart fenn, tovább folyhat a kondenzátorban. Az inverter ISZM vezérlésű, ezzel az inverter félvezető elemeinek árama impulzusokból áll, ahogy ezt a 6.21. ábrán felrajzoltuk. Ennek az áramnak az alapharmonikusa jó közelítéssel a motorban fog folyni, míg a felharmonikus áramok elsősorban a C kondenzátorban záródanak. Ezzel a motor felharmonikus veszteségei, valamint a nyomatéklüktek nagymértékben csökkenhetők és ezzel a tirisztoros áraminverter két legfontosabb hátránya kiküszöböldik. Ez elsősorban akkor igaz, amikor az ISZM frekvenciája eléri, illetve meghaladja az 1kHz-et.



6.21. ábra A motor és az inverter árama

A GTO-os áraminverterek hátránya elsősorban a GTO-k jelenleg még magas ára.

### 6.4. Inverteres aszinkron motoros hajtások szabályozása

Inverteres hajtások csak a legritkább esetben üzemelnek nyitott hurokban, szabályozó nélkül. Áraminverteres hajtások - mint minden olyan hajtás, amelyik állandó áramot igyekszik tartani nyitott hurokban eleve instabilissá válnak és csak zárt hurkú szabályozással tehetők stabilisá.

A szabályozás bonyolultsága és ezzel a szabályozó és vezérlőkörök ára is meredeken növekszik a technológiai igények növekedésével, ezért a technológiai igényeket és a szabályozási követelményeket érdemes összehangolni. Az inverteres hajtások területén főleg három irányzatot lehet megkülönböztetni:

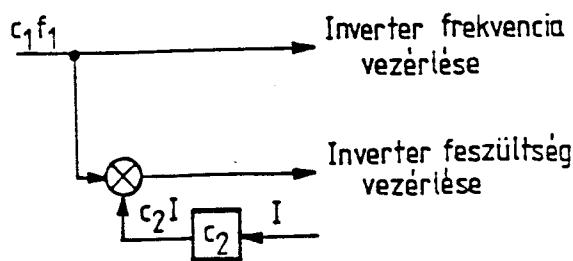
- Általános célú hajtások, ahol nincs különösebb igény a fordulatszám-tartás, illetve a tranzisztor üzem lefolyásának szempontjából.
- Olyan hajtások, amelyekben már fontos a hajtások fordulatszám-tartása, és bizonyos igények vannak a tranzisztor üzemmel szemben is (pl. állandó nyomatékú indítás és fékezés).
- Speciális rendeltetésű hajtások, ahol már fontos a tranzisztor üzem minősége is (pl. gyors, lengésmentes beállás, vagy valamilyen szempontból optimalizált átmeneti folyamat), de fontos a szabályozott jellemző zavarmentes és pontos tartása stb.

Az első esetben általában csak arról kell gondoskodni, hogy a motor fluxusa a kívánt értéken legyen. Pl., ha a motorra jutó feszültséget arányosan változtatjuk a frekvenciával, akkor kb. (10-20)Hz alatt a motor fluxusa terheléskor jelentősen csökken. Ez okozza az 5.7. ábrán az  $U/f=\text{const}$ -ra felrajzolt mechanikai görbékben a billenőnyomaték és indítónyomaték csökkenését. Az ábrákból látható, hogy már 10Hz-en is az indítónyomaték nagyon kicsi. Ez ellen szabályozással úgy védekezhetünk, hogy az állórészellenállás mögötti  $U_\Psi$  feszültséget változtatjuk arányosan a frekvenciával, de mivel:

$$|U_\Psi| = |\bar{U} - \bar{I}R| = cf, \quad (6.24)$$

ezért az un.  $\bar{I}R$  kompenzáció alkalmazása szükséges. Gyakran megelégszünk ennek közelítő kivitelezésével (6.22. ábra), amikor a vektoros összefüggés helyett abszolút érétekkel számolunk:

$$\begin{aligned} U_\Psi &= U - IR \\ U &= c_1 f_1 + c_2 I. \end{aligned} \quad (6.25)$$



### 6.22. Az állórészellenálláson eső feszültség kompenzálása

Még egyszerűbb az az elterjedt megoldás, amikor a feszültség és frekvencia összefüggését memoriába programozzuk. Ilyenkor kisebb frekvenciákon a szükséges indítónyomatéket figyelembe véve térünk el a lineáris

összefüggéstől, növelte a lineáris összefüggésekhez képest a feszültség beprogramozott értékeit. Ezzel a módszerrel bizonyos mértékben optimalizálni lehet az  $U(f)$  függvényt az egész üzemi tartományra is. Pl. szellőzők, szivattyúk esetében a névleges fluxus csak névleges szögsebességen szükséges. Kisebb frekvenciákon - a terhelőnyomaték jelentős csökkenése miatt - célszerűbb kisebb fluxussal dolgozni, mivel ilyenkor a motor veszteségei is csökkennek. Ilyenkor az  $U(f)$  beprogramozott összefüggéseit ennek a kritériumnak rendeljük alá.

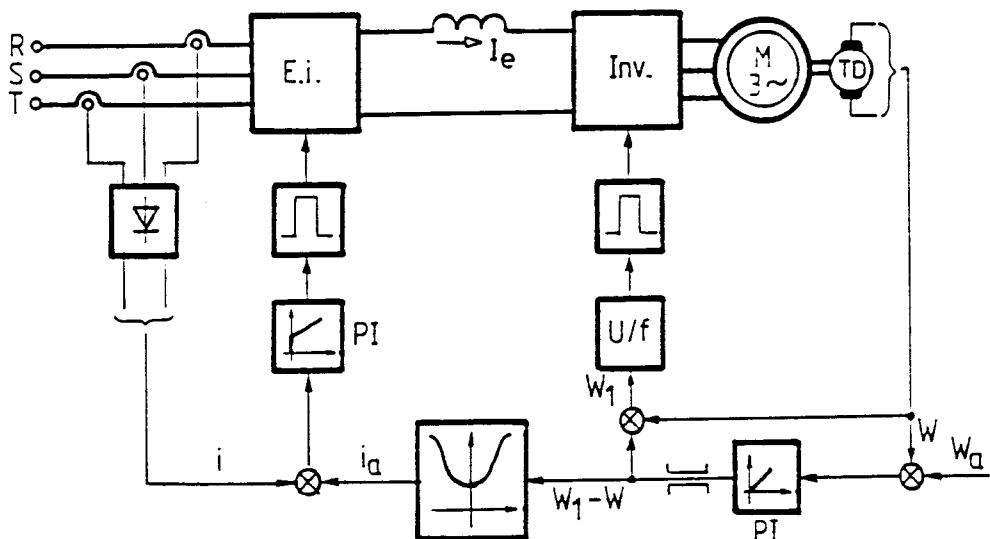
A b) esetben már szükséges a fluxus pontosabb tartása. Ehhez azonban érzékelni kell valamelyik fluxust (pl. állórészfluxust) és erre egy szabályozókört felépíteni. A fluxust csak bonyolult módszerekkel lehet érzékelni, ezért ez a módszer a feszültséginverteres táplálásra a gyakorlatban nem terjedt el.

Áraminvertekben azonban, ahol a szabályozás eleve szükséges, ott elterjedt az un. szlipszabályozási módszer, amely közvetett úton igyekszik a forgórész fluxusát állandó értéken tartani. A megoldás a 6.23. ábrán látható. Az (5.24) egyenletből az áram abszolút értékére a következő képlet írható fel:

$$I = \frac{\Psi_r}{L_m} \sqrt{1 + \frac{L_r^2}{R_r^2} (W_1 - W)^2} \quad (6.26)$$

Állandó  $\frac{\Psi_r}{L_m}$  esetén az áram és a  $W_1 - W$  között egy parametrikus összefüggés adódik, amelyet a memóriában leképezzük.

A  $W_a$  alapjel és a  $W$  mért szögsebesség különbsége a szögsebesség szabályozó bemenetére jut (6.23. ábra). A szabályozó kimenő jelét előírt abszolút szlipértéknak ( $W_1 - W$ )-nek tekintjük.



6.23. ábra Áraminverteres táplálású aszinkron motoros hatás szlip-szabályozása

A  $(W_1 - W)$ -jel alapján a parametrikus egység állítja elő az áram alapjelét. Az áramszabályozó kimenőjele vezérli az egyenirányító gyújtászöögét úgy, hogy mindenkor a kívánt I áram alakuljon ki.

Az inverter vezérléséhez a  $(W_1 - W)$ -jelhez hozzáadjuk a  $W$  jelet, a kapott  $W_1$  jellel vezéreljük az invertert. Ez a szabályozó- a parametrikus függvény miatt - érzékeny a paraméterek változására, de nem túl igényes hajtásoknál elfogadható eredményt ad.

A c) esetben leggyakrabban u.n. mezőorientált szabályozást alkalmazunk. Ennek a lényege, hogy a forgórész fluxust igyekszünk állandó értéken tartani mind állandósult, mind tranziens üzemben.

Az (5.24) egyenletből látható, hogy ehhez - a forgórész fluxusához rögzített koordináta-rendszerben - állandó értéken kell tartani az állórészáram valós (a forgórészfluxus irányában eső) összetevőjét (5.6. ábra). Az áram képzetes összetevője a nyomatékkal lesz arányos, ezért ezt az összetevőt a szögsebesség szabályozója alakítja ki. Ezzel összhangban az egész szabályozás két hurokból áll: az egyik az állórészáram valós, míg a másik a képzetes összetevőt szabályozza.

A mezőorientált szabályozást - bonyolultsága és jelentős költsége miatt - csak speciális hajtásokban alkalmazzák. Ilyenek pl. a nagy teljesítményű inverteres hajtások, vagy kisebb teljesítményszinten az aszinkron motoros szervohajtások.

## 7. SZINKRONMOTOROS HAJTÁSOK

A nagyobb teljesítményű (kb. 100 kW feletti), állandó fordulatszámú hajtások céljára egyre többször alkalmazzák a szinkronmotorokat az aszinkron motorok helyett. Különösen előnyös a sokpólusú szinkronmotorok alkalmazása a kisebb fordulatszámú hajtásoknál. Leggyakoribb alkalmazási területük: szivattyúk, dugattyús kompresszorok, gázfúvók, törögépek, malmok, Ward-Leonard-dinamók hajtása stb.

Kis teljesítményszinten (kb. 5-10kW alatt) minden jobban terjed a permanens mágnesű szervomotorok alkalmazása a szerszámgép iparban és robot-hajtásokban.

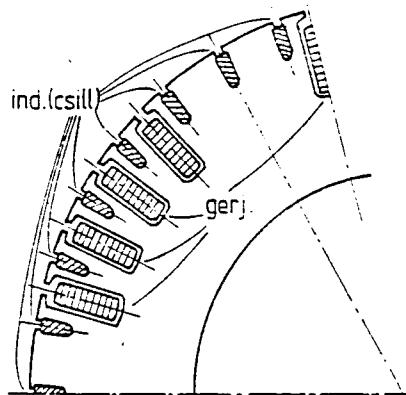
A szinkronmotorokat a következőképpen osztályozhatjuk.

Az állórész majdnem minden háromfázisú, csak kivételesen alkalmaznak egyfázisú motorokat. Így a nagyvasúti mozdonyokban az átalakító gépcsoport hajtógépe lehet egyfázisú szinkronmotor, vagy pl. néhány watt teljesítményű törpemotorokat használnak többek közt a regisztráló műszerekhez.

A forgórész kivitele sokkal változatosabb lehet. Elsősorban megkülönböztetünk hengeres forgórészű (állandó légrésű) és kiálló pólusú (változó légrésű) szinkron motorokat. Általában hasonló típusok alakultak ki, mint a szinkrongenerátoroknál, legfeljebb az indítás miatt van kisebb különbség. E mellett a legtöbb szinkronmotor öninduló (nincs külön indítómotor), ezért a forgórészen hasonló áramköröket kell kialakítani, mint a kalickás forgórészű aszinkron motorokban, és ezek segítségével a szinkronmotor aszinkron motorként gyorsítható fel megközelítőleg a szinkron fordulatszámra. Ekkor egyenárammal gerjesztik a forgórészt, mire a motor - megfelelő feltételek mellett - beugrik szinkronizmusba, és ezután szinkronmotorként működik.

Hengeres forgórészű (állandó légrésű) szinkronmotoroknál három fő típust kell megkülönböztetni:

a) *Turbogenerátor-típus*. Ez pár ezer kW teljesítményre készíthető két pólussal, tehát 50 Hz-es táplálás esetén 3000/min fordulatszámmal.

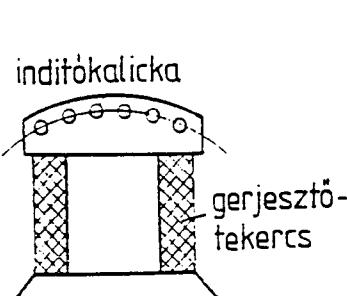


7.1. ábra Hengeres, lemezelt forgórészű, szinkronmotor forgórészének felépítése

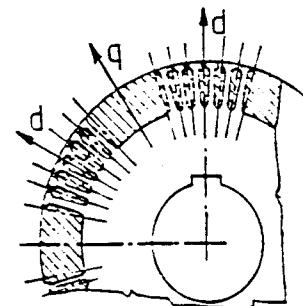
A generátor és a motor felépítése teljesen azonos. A forgórészen külön indítókalicka nincs, szerepét a tömör vastestben, főleg a felületén, kialakuló örvényáramkörök töltik be.

b) *Lemezelt forgórészű típus* (7.1. ábra). Kb. 50 kW-tól néhány száz kW-ig készítik 4-10 pólussal, tehát 1500-600/min fordulatszámmal. Az indítókalicka rúdjait a gerjesztőtekercselés hornyai közé sajtolt hornyokban helyezik el, a rudakat a két végen rövidrezáró gyűrűk kötik össze. A kalicka rúdjait az indítás miatt általában erősebbre kell méretezni, mint a generátorok csillapító kalickáját.

c) *Szinkronozott aszinkron motorok*. A csúszógyűrűs aszinkron motorok forgórészellenállásos indítás után - a csúszógyűrűkön át egyenárammal gerjeszthetők és így szinkronmotorrá alakulnak át. Általában kb. 50 kW-tól 1000 kW-ig alkalmazhatók, de készült már 6-pólusú 4500 kW teljesítményű szinkronozott aszinkron motor is.



**7.2. ábra Kiálló pólusú indítókalickás szinkronmotor forgórészének felépítése**



**7.3. ábra Indítókalickás reluktanciamotor forgórészének felépítése**

Kiálló pólusú szinkronmotoroknál is három fő típust szokás megküldönböztetni.

a) Az *indítókalickás motorok* (7.2. ábra). A pólussaru lemezelt, ennek hornyaiba helyezik el az indítókalicka rúdjait. A legtöbb szinkronmotor ilyen kivitelben készül (4)-6-64 pólussal (1500)-1000-93,75/min fordulatszámmal. 16 pólusig, tehát 375/min fordulatszámagig szokás gyors járásúnak nevezni a motort. A nagyobb pólusszámú motorok lassú járásúak. A teljesítményhatár jelenleg néhány 10 000 kW körül van, a legnagyobb teljesítményű gépek általában dugattyús kompresszorok, vagy szivattyúk hajtására készülnek.

b) Kivételesen készítenek tömör pólussarus motorokat is. Az indítókalicka elhagyása ugyanis egyszerűbbé teszi a szerkezetet, viszont nagyobbak a járulékos veszteségek, és rosszabb az indítási nyomatékkarakterisztika is.

c) A kiálló pólusú motorok gerjesztés nélkül is kifejthetnek szinkron nyomatéket. A gerjesztőtekrecs nélküli kiálló pólusú szinkronmotorokat *reluktanciamotoroknak* nevezzük. Ezeket általában 2-6 pólusú kivitelben, kb. 10 kW teljesítményig készítik. Az aszinkron indítás miatt indítókalickával rendelkeznek, néha az egész pólusközt is alumínium öntéssel töltik ki (7.3. ábra).

Törpemotorokkal a tankönyvben nem foglalkozunk (ilyen pl. a szinkronórák fogaskerékmotorja), de a permanens mágnesű szinkronmotoros hajtásokról rövid áttekintést adunk.

A szinkronmotorok állórészfeszültsége hasonló nagyságú lehet, mint az aszinkroné, de a pár ezer kW-os szinkronmotorok 10 kV-os feszültségre is elkészíthetők, ezzel a transzformációs költségek (beruházás, veszteségek) megtakaríthatók.

### 7.1. Szinkronmotorok állandósult üzeme

Csak a háromfázisú szinkronmotorokkal foglalkozunk. Feltételezzük, hogy az állórészre kapcsolt feszültség szimmetrikus háromfázisú (pozitív sorrendű), és felharmonikusokat nem tartalmaz. Ha a frekvencia  $f$ , akkor  $p$  póluspárú gép esetében a mező fordulatszáma, ill. szögsebessége:

$$n_{1m} = \frac{60f}{p} \text{ 1/min , } \quad W_{1m} = \frac{2\pi f}{p} \text{ 1/sec .} \quad (7.1)$$

Normális üzemben a forgórész együtt (szinkron) forog a mezővel, ezért  $n_{1m}$  egyúttal az üzemi fordulatszámot is jelenti. A szinkron üzem kérdéseinek nagy része már a Villamos gépek elméletéből ismert, ezeket csak röviden foglaljuk össze.

#### 7.1.1. Hengeres forgórészű szinkronmotorok alapegyenletei

Az állórészre kapcsolt  $\bar{U}=\bar{U}$  feszültségvektornak az aszinkron motorokhoz hasonlóan egyensúlyt kell tartania az  $R$  ellenálláson fellépő feszültségeséssel és az állórészfluxus változásával arányos feszültséggel. A  $W_k=W_1$  szinkronforgó koordináta-rendszerben (7.4. ábra) és szinuszos tápláláskor

$$\bar{U} = \bar{I}R + \bar{I}_s j X_s + jW_1 \bar{\Psi}_m , \quad (7.2)$$

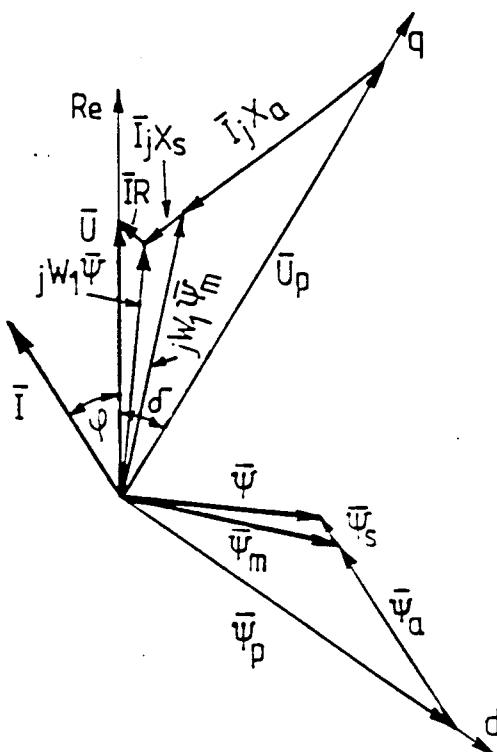
ahol  $\bar{I}$  az állórészáram vektorá,  $\bar{\Psi}_m$  a mágnesező fluxus vektorá,  $R$  az egyik fázis ellenállása, míg  $X_s$  a szórási reaktancia, amely a  $\bar{\Psi}_s$  szórási fluxusnak felel meg. Ezzel az állórész fluxusvektorá:

$$\bar{\Psi} = \bar{\Psi}_s + \bar{\Psi}_m . \quad (7.3.a)$$

A  $\bar{\Psi}_m$  mágnesező fluxust az állórész és forgórész gerjesztések hozzá létre. A szuperpozíció elvét felhasználva a mágnesező fluxus a gerjesztéssel arányos fluxusösszetevők összegével írható fel:

$$\bar{\Psi}_m = \bar{\Psi}_a + \bar{\Psi}_p , \quad (7.3.b)$$

ahol  $\bar{\Psi}_a$  - az állórész úgynevezett armatúra gerjesztésével,  $\bar{\Psi}_p$  - a forgórész gerjesztésével arányos mágnesező fluxusok.



7.4. ábra Hengeres forgórészű szinkronmotor vektorábrája

Szinkron szögsebességgel forgó forgórész esetén a forgórész tekercselésében nincs indukciós feszültség, ezért az áram csak a gerjesztőtekercsben folyik. Ezt az áramot az egyenáramú gerjesztőfeszültség hozza létre és a gerjesztőtekercs ellenállása korlátozza. Ez a gerjesztőáram hozza létre a forgórész gerjesztését és a  $\bar{\Psi}_p$  fluxust is. Ennek a fluxusnak az irányát nevezük d (direct) ill. hossziránynak, míg a rá merőleges irányt q (quadratic) ill. kereszriránynak. A  $\bar{\Psi}_p$  pólusfluxus az állórész tekercselésében az un. pólusfeszültséget indukálja:

$$\bar{U}_p = j\omega_1 \bar{\Psi}_p , \quad (7.4)$$

amely merőleges a  $\bar{\Psi}_p$ -re, ill. az  $I_g$  gerjesztőárammal arányos  $\bar{\theta}_p$  gerjesztésre (7.4.ábra). A pólusfeszültség a forgó és árammentes szinkrongép kapcsain mérhető.

Hengeres forgórész esetén a gép légrése a kerület mentén állandó, ezért a  $\bar{\Psi}_a$  armatúrafluxus arányos lesz az állórész I áramával, ill. a

$$\bar{\theta}_a = N\xi \bar{I} \quad (7.5)$$

armatúra gerjesztéssel (itt N az állórésztekercs egy fázisának menetszáma,  $\xi$  - tekrecselési tényező).

A légrés  $\Lambda$  mágneses vezetőképessége arányos a pólusosztásnak ( $\tau_p \ell_i$ ) megfelelő felülettel és fordítva arányos a  $\Delta$  légréssel:

$$\Lambda = C \frac{\tau_p \ell_i}{\Delta} . \quad (7.6)$$

A mágneses Ohm-törvény alapján:

$$\bar{\Psi}_a = N \xi \bar{\theta}_a \quad \Lambda = C N^2 \xi^2 \frac{\tau_p \ell_i}{\Delta} \bar{I} ,$$

és ez a fluxus az armatúra tekercselésében a következő feszültséget indukálja:

$$jW_1 \bar{\Psi}_a = jW_1 C^2 N^2 \xi^2 \frac{\tau_p \ell_i}{\Delta} \bar{I} = jX_a \bar{I} , \quad (7.7)$$

ahol  $X_a$  a főmező reaktanciája:

$$X_a = W_1 C N^2 \xi^2 \frac{\tau_p \ell_i}{\Delta} , \quad (7.8)$$

(az aszinkron gépek elméletében ezt  $X_m$ -mel szokás jelölni).

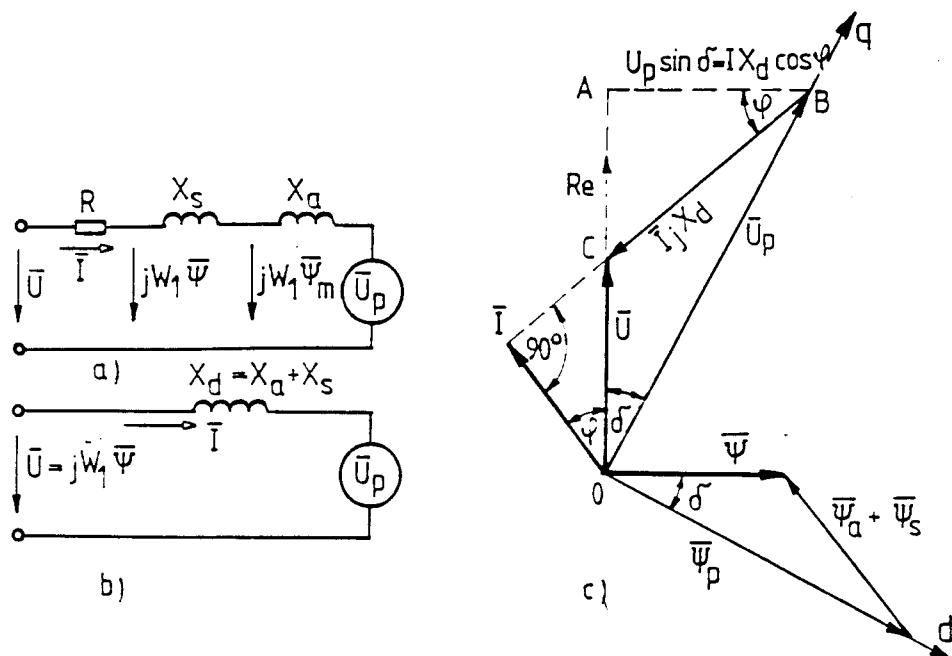
Figyelembe véve a (7.4) és a (7.7) a összefüggéseket a (7.2) feszültségegyenlet a következő alakú lesz:

$$\bar{U} = \bar{I}R + \bar{I}jX_s + \bar{I}jX_a + \bar{U}_p . \quad (7.9)$$

Ennek az egyenletnek felel meg a 7.4. ábra. Az ábrán az  $\bar{U}$  és  $\bar{U}_p$  közötti szöget  $\delta$ -val jelöljük, ez az úgynevezett terhelési szög, ami motorok esetében pozitív, generátoroknál - negatív. A (7.9) egyenletnek megfelelő helyettesítő kapcsolás a 7.5.a ábrán látható. Relatív értékekkel (melyek alapértékei azonosak az aszinkron motornál elmondottakkal) a helyettesítő kapcsolás elemeinek szokásos nagyságrendje a következő:  $R \approx 0,5-1\%$  (kisteljesítményű motorokra 2%);  $X_s \approx 10\%$ ;  $X_a \approx (80)-130-200\%$ .

Szinkrongépeket az aszinkron gépekhez képest nagyobb légréssel lehet készíteni, mert a mágnesezést a forgórész egyenáramú gerjesztésével lehet fedezni, ezért  $X_a$  értéke 130-200% szokott lenni. Az igen nagy pólusszámú gépekben a  $\frac{\tau_p}{\Delta}$  viszony kisebb, ezért itt előfordul  $X_a \approx 80\%-os$

érték is. Az ilyen aszinkron motor  $\cos\varphi$ -je igen rossz lenne, szinkronmotor viszont könnyen készíthető  $\cos\varphi=1$ -re, sőt előresiető állórészaráamra is. A nagyobb légrés mechanikai szempontból sokkal üzembiztosabbá teszi a szinkronmotorokat az aszinkron motorokhoz képest.



7.5. ábra Hengeres forgórészű szinkronmotor

a) helyettesítő kapcsolás, b) helyettesítő kapcsolás  $R=0$  esetén, c) vektorábra ( $R=0$ )

A fenti nagyságrendekből látható, hogy az  $R$  ellenállás elhanyagolható a reaktanciák mellett, ezért a továbbiakban feltételezzük, hogy  $R=0$ . Az állórész  $X_s$  szórási és az armatúrareakció  $X_a$  reaktanciája egy reaktanciává, az  $X_d$  szinkron reaktanciává vonható össze:

$$X_d = X_a + X_s . \quad (7.10)$$

Igy a 7.5b ábrán látható egyszerű helyettesítő kapcsolási vázlatot kapjuk. Az ennek megfelelő feszültségegyenlet:

$$\bar{U} = \bar{I} j X_d + \bar{U}_p , \quad (7.11)$$

a hozzá tartozó vektorábrát a 7.5c ábrán láthatjuk. Innen könnyen felírhatjuk a hengeres szinkrongép teljesítményképletét:

$$P = \frac{3}{2} UI \cos\varphi ,$$

ahol  $I \cos\varphi$  értékét kifejezhetjük a  $\delta$  szög segítségével is. Mivel  $\bar{I} j X_d$

merőleges  $\bar{I}$ -re, a B pontnál szintén a  $\varphi$  szög található. Az  $\bar{AB}$  távolságot fejezzük ki először az ABC, majd az ABO derékszögű háromszögből:

$$\bar{AB} = IX_d \cos\varphi = U_p \sin\delta .$$

Innen

$$I \cos\varphi = \frac{U_p \sin\delta}{X_d} .$$

Ezt a teljesítmény képletébe visszahelyettesítve, kapjuk a hengeres forgórészű gép teljesítményét:

$$P = \frac{3}{2} \frac{UU_p}{X_d} \sin\delta . \quad (7.12)$$

Mivel a veszteségeket elhanyagoltuk, a kapcsokon felvett teljesítmény egyenlő a mechanikai teljesítménnyel, ezért a nyomaték is (7.12)-ből számítható:

$$M = \frac{P}{W_{1m}} = \frac{3}{2} \frac{UU_p}{W_{1m} X_d} \sin\delta , \quad (7.13)$$

ahol  $W_{1m} = 2\pi f/p$  a forgórész mechanikai szinkron szögsebessége.

Adott feszültség és gerjesztés ( $U_p$ ) esetén a legnagyobb nyomatéket  $\delta=90^\circ$  esetén kapjuk:

$$M_{max} = \frac{3}{2} \frac{UU_p}{W_{1m} X_d} . \quad (7.14)$$

Az aszinkron motor billenő-(maximális) nyomatéka a kapocsfeszültség négyzetével arányos, a szinkronmotoré csak  $U$  első hatványával arányos. Ez a szinkronmotorok számára előnyt jelent, mert a hálózati feszültség csökkenésekor maximális nyomatéuk kevésbé csökken, mint az aszinkron motoroké.

A (7.13) és (7.14) egybevetésével a  $\delta$  szöghöz tartozó nyomaték így is írható:

$$M = M_{max} \sin\delta . \quad (7.15)$$

Névleges terhelés esetén:

$$M_n = M_{max} \sin\delta_n .$$

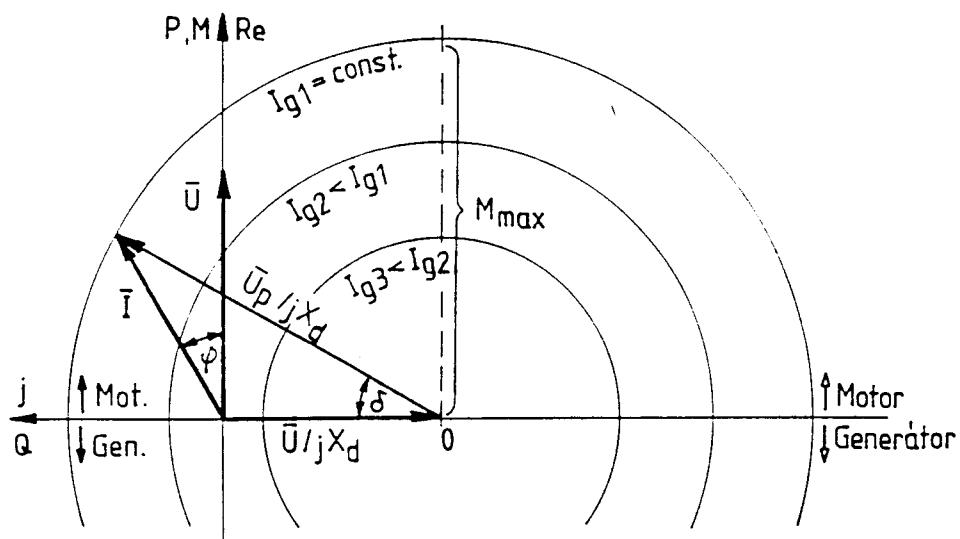
A motor túlterhelhetősége névleges terheléskor:

$$\frac{M_{max}}{M_n} = \frac{1}{\sin\delta_n} . \quad (7.16)$$

A legtöbb szinkronmotorra a túlterhelési tényező 2 körüli érték szokott lenni, vagyis  $\sin \delta_n \approx 0,5$ , ill.  $\delta_n \approx 30^\circ$ . A szabványok általában legalább 1,6-szeres maximális nyomatéket írnak elő esetleges terheléslökések és feszültségcsökkenések elleni kellő biztonság érdekében. Ha a hálózat nem nagy teljesítményű a motorhoz képest, akkor a kapocsfeszültség túlterheléskor csökkeni fog. Ezt a legegyszerűbben úgy lehet jól figyelembe venni, hogy a hálózatot eredő  $X_h$  reaktanciájával helyettesítjük, és ez előtt képzelünk el egy állandó ( $U_h$ ) feszültségű generátort. A motor túlterhelhetősége csökken.

A hengeres forgórészű gép áram-vektordiagramját az egyszerűsített 7.5.b kapcsolási vázlat, illetőleg a (7.11) képlet alapján rajzolhatjuk fel. Fejezzük ki az állórész áramát:

$$\bar{I} = \frac{\bar{U} - \bar{U}_p}{jX_d} = \frac{\bar{U}}{jX_d} - \frac{U_p e^{-j\delta}}{jX_d} . \quad (7.17)$$



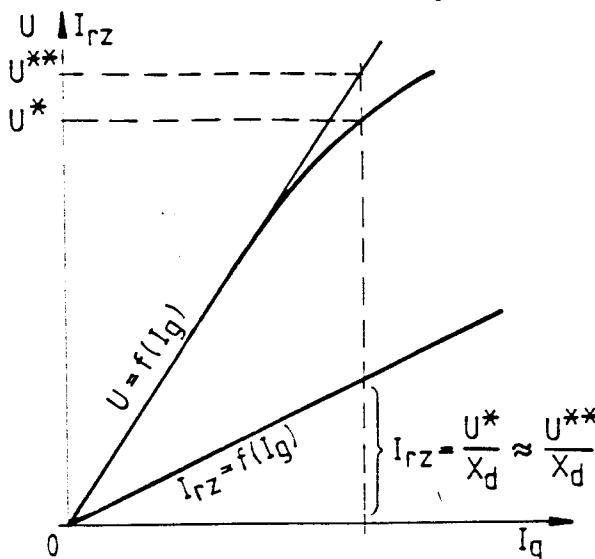
7.6. ábra Hengeres forgórészű szinkronmotor áram-vektordiagramja

Az  $\bar{I}$  áram kört ír le, ha állandó  $\bar{U}$  feszültség esetén a gerjesztés állandó, tehát  $U_p$  is állandó, ill. a telítés hatása elhenyagolható ( $X_d$  állandó). A szinkrongépek nagy légrése miatt az utolsó feltevés jó közelítést ad. A kör középpontja  $\bar{U}/(jX_d)$ -re fekszik az origótól (7.6. ábra), míg rádiuszvektora  $(-U_p/jX_d)e^{-j\delta}$ . Az áram valós része arányos a felvett teljesítménnyel, valamint a nyomatékkal, míg képzetes része a meddőteljesítménnyel.

Az  $X_d$  értékét a motor üresjárási és rövidzárási méréseiből határozzák meg (7.7. ábra). Az  $\bar{U}=0$  rövidzárási pontban (7.17) alapján:

$$I_{rz} = \frac{U_p}{X_d} . \quad (7.18)$$

Az üresjárási görbe alapján ehhez - azonos  $I_g$  gerjesztő áram mellett - tartozzon  $U^*$  feszültség, ezzel  $U_p = U^*$ .



7.7. ábra Szinkrongép üresjárási és rövidzárási jelleggörbéje

Ilyenkor bizonytalanságot okoz a telítés hatása, mert a névleges feszültség környékén az üresjárási görbe kezd elhajlani a kezdeti egyenes szakasztól, de nagy különbség általában még nem szokott előfordulni.

A 7.6. ábra kördiagrammából látható, hogy motoros üzemben az áramvektor valós része pozitív, míg generátorosban - negatív. Névleges  $I_g$  gerjesztőáram mellett a meddőteljesítmény előbb pozitív, (kapacitív jellegű, siető, fázisszög), majd a terhelőnyomaték növekedésével negatívvá válik (induktív jellegű, elmaradó, áram). A maximális terhelőnyomaték legfeljebb  $M_{max}$  lehet, ennek értéke  $I_g$  növelésével növelhető.

#### 7.1.2. Kiállópólusú szinkrongépek alapegyenletei

Kiállópólusú gépek esetén a  $\bar{\Psi}_a$  armatúra fluxus már nem arányos az állórész gerjesztésével, ezért célszerű a fluxust d és q irányúra bontani (7.8 ábra):

$$\bar{\Psi}_a = \bar{\Psi}_{ad} + \bar{\Psi}_{aq} ,$$

melyek már arányosak lesznek az őket létrehozó  $\bar{\theta}_{ad}$  és  $\bar{\theta}_{aq}$  gerjesztéssel ill. az  $\bar{I}_d$  és  $\bar{I}_q$  áramokkal:

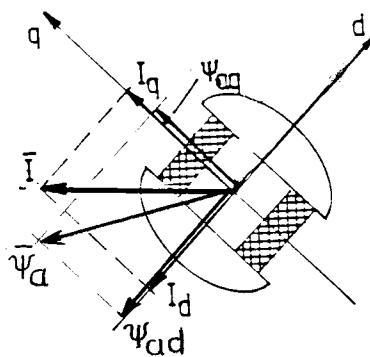
$$\bar{I} = \bar{I}_d + \bar{I}_q . \quad (7.19)$$

Ezzel a (7.7) alapján a  $\bar{\Psi}_a$  armatúra fluxus az állórészben a következő feszültséget indukálja:

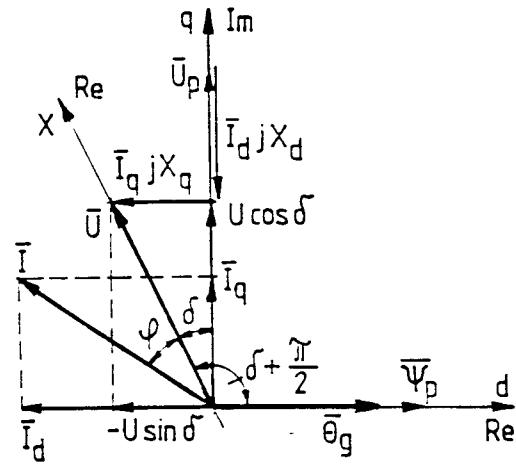
$$jW_1 \bar{\Psi}_a = j X_{ad} \bar{I}_d + j X_{aq} \bar{I}_q . \quad (7.20)$$

A (7.2) alapján, valamint a (7.19) és (7.20) figyelembevételével, a kiállópólusú gép feszültségegyenlete a következő lesz:

$$\bar{U} = (\bar{I}_d + \bar{I}_q) j X_s + \bar{I}_d j X_{ad} + \bar{I}_q j X_{aq} + \bar{U}_p ,$$



7.8. ábra Kiállópólusú szinkrongép armatúra fluxusának szétbontása



7.9. ábra Kiállópólusú szinkrongép vektorábrája ( $I_d < 0; I_q > 0$ )

Bevezetve az

$X_d = X_{ad} + X_s$  - hosszirányú szinkron reaktanciát, és az

$X_q = X_{aq} + X_s$  - keresztirányú szinkron reaktanciát

a feszültségegyenletet egyszerűbb alakra hozhatjuk:

$$\bar{U} = \bar{I}_d j X_d + \bar{I}_q j X_q + \bar{U}_p . \quad (7.21)$$

Szinkrongépeknél a q irányú légrés minden nagyobb, mint d irányban, ezért  $X_d > X_q$ . Csak permanens mágnesű gépeknél fordul elő az ellenkező viszony (mivel a permanens mágnes  $\mu_r$ -je közel van egyhez).

Ha olyan koordináta-rendszert választunk, amelynek valós tengelye egybeesik a d iránnyal (7.9. ábra), akkor:

$$\bar{I}_{dq} = I_d + j I_q . \quad (7.22)$$

A (7.21) egyenletet reális és képzetes részre bontva:

$$-U \sin \delta = -I_q X_q$$

$$U \cos \delta = I_d X_d + U_p . \quad (7.23)$$

A (7.23)-ból meghatározva az  $I_d$  és  $I_q$  áramokat és a kapott értékeket a (7.22)-be behelyettesítve:

$$\bar{I}_{dq} = \frac{U}{X_d} \cos \delta + j \frac{U}{X_q} \sin \delta - \frac{U_p}{X_d} .$$

Az Euler-reláció segítségével:

$$\bar{I}_{dq} = \frac{U}{X_d} \frac{e^{j\delta} + e^{-j\delta}}{2} + \frac{U}{X_q} \frac{e^{j\delta} - e^{-j\delta}}{2} - \frac{U_p}{X_d} .$$

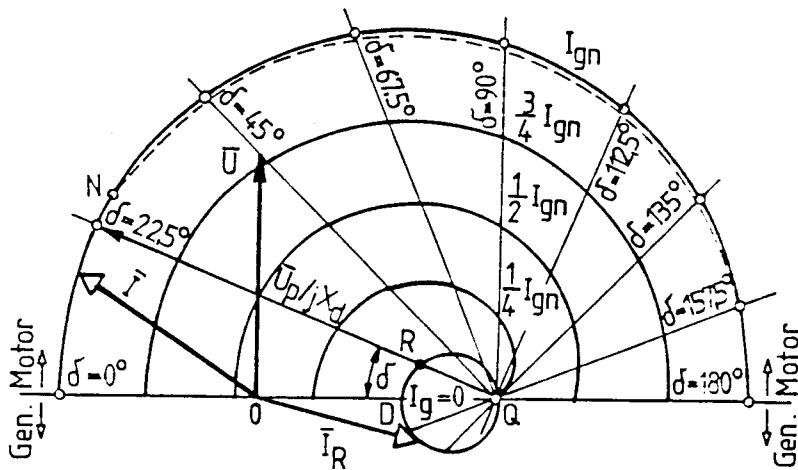
Térjünk most át olyan koordináta-rendszerre, amelynél a valós tengely az  $\bar{U}$  feszültség irányában van. Mint a 7.9. ábrából látható az eredeti és az új valós tengely közötti szög  $\frac{\pi}{2} + \delta$ , ezért az áttéréshez a fenti egyenletet  $e^{-j(\delta + \frac{\pi}{2})}$ -vel kell beszorozni. Az új áramegyenlet ezzel a következő lesz ( $e^{-j\pi/2} = -j = \frac{1}{j}$ ):

$$\bar{I} = \bar{I}_{dq} \cdot e^{-j(\delta + \frac{\pi}{2})} = \frac{U}{jX_d} \frac{1+e^{-j2\delta}}{2} + \frac{U}{jX_q} \frac{1-e^{-j2\delta}}{2} - \frac{U_p}{jX_d} e^{-j\delta} ,$$

majd egyszerűsítésekkel:

$$\bar{I} = \frac{U}{2j} \left[ \frac{1}{X_d} + \frac{1}{X_q} \right] - \frac{U}{2j} \left[ \frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right] e^{-j2\delta} - \frac{U_p}{jX_d} e^{-j\delta} . \quad (7.24)$$

Az áram-vektordiagramot a 7.10. ábrán rajzoltuk fel. Ha  $U_p = 0$  (nincs egyenáramú forgórészgerjesztés), akkor a reluktancia motornak megfelelő áram-kördiagramot kapunk. Ennek az origóját a fenti egyenlet első, míg a rádiuszát a második tagja határozza meg. A rádiusz-vektor a képzetes tengellyel  $2\delta$  szöget zár be. A reluktancia motor kördiagramja az  $\bar{I}_R$  áramot határozza meg a  $\delta$  terhelési szög függvényében. Ez az áram - mint ez a 7.10. ábrából vagy (7.24) egyenletből is látható - minden erősen induktív jellegű.



7.10. ábra Kiállópólusú szinkrongép áram-vektordiagramja

A teljes áram-vektordiagram felrajzolásához az  $\bar{I}_R$  áramhoz hozzá kell adni a  $(-\frac{U_p}{jX_d})e^{-j\delta}$  áramot. Mivel a reluktancia kör középponti szöge  $2\delta$ , ezért a  $2\delta$ -hoz tartozó kerületi szög a Q pontnál éppen  $\delta$ -val egyenlő. Tehát a reluktancia körön a  $(-\frac{U_p}{jX_d})e^{-j\delta}$  összetevőt az R ponttól a QR irányban kell felmérni.

Láthatjuk, hogy a kiállópólusú gép áram-vektordiagramja a körtől eltérő magasabb rendű görbe (ún. Pascal-csigavonal). A gyakorlatban a szinkronmotorok majdnem minden túlgerjesztéssel dolgoznak, az áramvektor tehát rendszerint az U feszültségtől balra esik. Ebben a tartományban a görbék körrel jól közelíthetők. Egyszerűen úgy járhatunk el, hogy a kiállópólusú gépet hengeressel közelítjük, mintha keresztirányban is az  $X_d$  reaktancia lenne érvényes. Így pl. a névleges állapothoz (N pont) tartozó kördiagramot úgy kapjuk meg a 7.10. ábra szerint, hogy a D pont körül kört rajzolunk az N ponton át. Az ábrán ezt szaggatott vonallal tüntettük fel. Láthatjuk, hogy a közelítés egészen jó. Ezt a közelítést alakalmazhatjuk a túlgerjesztési tartományban.

Az áram-vektordiagramból ugyanazokat a mennyiségeket lehet kiolvasni, mint a hengeres forgórészű gépeknél.

A kiállópólusú motor teljesítményét és nyomatékát a (7.24) áramképletből számíthatjuk:

$$P = \frac{3}{2} U \operatorname{Re}(\bar{I}), \quad M = \frac{P}{W_{1m}} . \quad (7.25)$$

Ezzel a kiállópólusú gép teljesítmény, ill. nyomatékképlete:

$$P = \frac{3}{2} \frac{UU_p}{X_d} \sin \delta + \frac{3}{2} \frac{U^2}{2} \left[ \frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right] \sin 2\delta , \quad (7.26)$$

$$M = \frac{P}{W_{1m}} = \frac{3}{2} \frac{UU_p}{W_{1m} X_d} \sin \delta + \frac{3}{2} \frac{U^2}{2W_{1m}} \left[ \frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right] \sin 2\delta . \quad (7.27)$$

A teljesítményképlet első tagja ugyanaz, mint a hengeres forgórészű gép (7.12) teljesítményképlete. A második rész nem függ a gerjesztéstől, csak a kapocsfeszültségtől, annak négyzetével, továbbá a terhelési szög kétszeresének a szinuszával arányos. Ez a tag a reluktancianyomaték, ill. -teljesítmény.

Zérus gerjesztőáram esetén reluktancianyomaték alakul ki. A reluktancia motornak még speciális konstrukció esetén is kicsi a billenő nyomatéka. Hatásfoka alacsony, rontja a hálózati teljesítménytényezőt, ezért csak kis teljesítményekre használják. Előnye, hogy egyszerű és nincs szüksége egyenáramú gerjesztésre, emiatt üzembiztosabb.

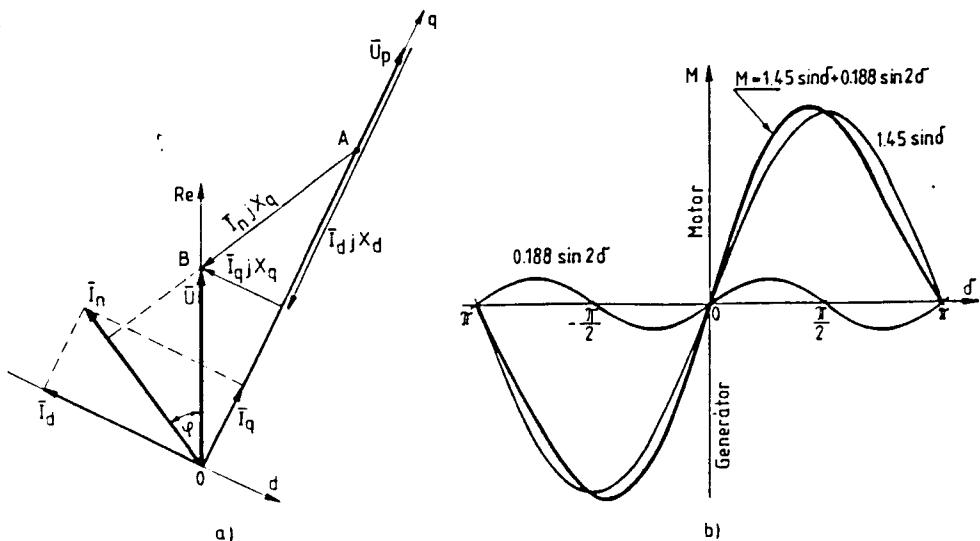
Hengeres forgórészű gépnél a második tag kiesik, mert

$$X_d = X_q \quad \text{és} \quad \frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} = 0 .$$

Példa.

A motor adatai:  $X_d = 1,6$ ;  $X_q = 1,0$ ; névleges teljesítménytényező  $\cos \varphi_n = 0,8$  (előresiető). Szerkesszük meg a névleges pontra ( $U_n = 1$ ,  $I_n = 1$ ) vonatkozó vektorábrát.

A 7.11. ábrán felrajzoltuk az  $\bar{U}_n = 1$  és  $\bar{I}_n = 0,8 + j0,6$  áramvektort. Az  $\bar{U}$  vektortól - merőlegesen az áramvektorra - felmérjük  $\bar{I}_n X_q$  értékét. A  $-\bar{I}_n j X_q$  vektor A végpontja kijelöli az  $\bar{U}_p$  pólusfeszültség irányát, mivel  $\bar{I}_n j X_q = (\bar{I}_d + \bar{I}_q) j X_q = \bar{I}_q j X_q + \bar{I}_d j X_q$  és  $\bar{I}_d j X_q$  az  $\bar{U}_p$  vektorral megegyező irányú (7.9. ábra). Kijelölve az  $\bar{U}_p$  irányát felbontjuk az  $\bar{I}_n$  áramot  $\bar{I}_d$  és  $\bar{I}_q$  összetevőkre, majd hozzáadva az  $\bar{U}$  vektorhoz  $\bar{I}_q j X_q$ -t és  $\bar{I}_d j X_d$ -t megkapjuk az  $\bar{U}_p$  pólusfeszültséget. Ezzel  $U_p = 2,32$ -re adódik. A pólusfeszültség helyét analitikai számítással is meghatározhatjuk az OAB háromszögből, mivel az  $OBA\angle = \frac{\pi}{2} + \varphi$  és a háromszög két oldalát ismerjük.



7.11. ábra Kiállópólusú szinkrongép  
a) vektorábra szerkesztése adott  $\bar{U}$  és  $\bar{I}$  esetén    b) nyomaték-  
-terhelésiszög függvény

A példa adataival a teljesítmény és a nyomaték relatív értéke a (7.26) és (7.25) alapján:

$$P = M = \frac{1 \cdot 2,32}{1,6} \sin \delta + \frac{1}{2} \left[ \frac{1}{1} - \frac{1}{1,6} \right] \sin 2\delta = 1,45 \sin \delta + 0,188 \sin 2\delta.$$

A névleges teljesítmény  $P_n = \cos \varphi_n = 0,8$  (motorveszteségektől eltekintetünk), ehhez  $\delta_n = 26,6^\circ$  tartozik. A névleges teljesítményhez, ill. nyomatékhöz viszonyítva:

$$\frac{P}{P_n} = \frac{M}{M_n} = 1,81 \sin \delta + 0,234 \sin 2\delta.$$

A 7.11. ábrán felrajzoltuk a nyomaték (teljesítmény) változását a  $\delta$  terhelési szög függvényében. A gerjesztő árammal a fenti képletben csak az első tag változik.

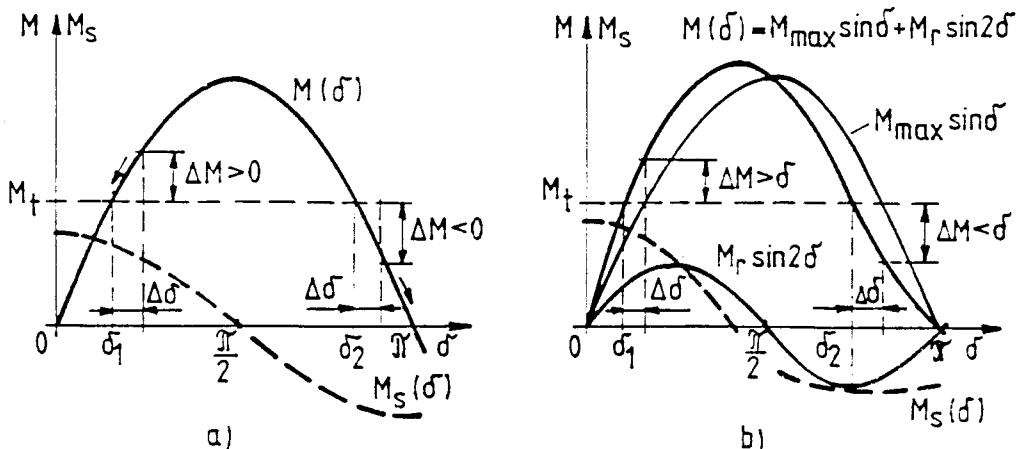
## 7.2. Szinkronmotorok stabilitása

Mivel a szinkronmotorok nyomatéka nem a fordulatszámtól, hanem a szöghelyzettől függ, a stabilitást nem a 2. fejezet szerint kell megvizsgálni.

Szinkrongépeknél kétféle stabilitást különböztetünk meg: a) a statikus, b) a dinamikus stabilitás. A statikus stabilitás keretében az igen lassú, kis változások hatását vizsgáljuk, pl. a terhelés lassú növelése, lassú gerjesztésváltoztatás stb. A dinamikus stabilitás keretében a hirtelen fellépő, nagy változások hatását vizsgáljuk, pl. terheléslökések, hálózati zárlatok és azok lekapcsolása miatt fellépő lökések stb.

### 7.2.1. Statikus stabilitás

A 7.12. ábrán feltüntettük a motor  $M(\delta)$  nyomatékgörbét és az állandó  $M_t$  terhelőnyomatékot. Egyensúlyi állapot a  $\delta_1$  és  $\delta_2$  szögnél lehetséges, mindenhol  $M_t = M$ , gyorsítónyomaték nincs, a fordulatszám állandó marad. A  $\delta_1$  szögnél az egyensúlyi állapot stabilis,  $\delta_2$  szögnél labilis. Ezt a következőképpen láthatjuk be.



7.12. ábra Szinkronmotorok statikus stabilitása  
a) hengeres forgórészű      b) kiállópólusú gép

Vizsgáljuk először a  $\delta_1$  szöget. Ha valamelyen oknál fogva (pl. a hálózati feszültség rövid ideig tartó megváltozása vagy átementi terheléslokés miatt stb.) a  $\delta_1$  szög pl. megnövekszik egy kis  $\Delta\delta$  szöggel, akkor a motor nyomatéka  $M_1$ -ről  $M_1 + \Delta M$ -re növekszik, így  $M_1 + \Delta M - M_t = \Delta M$  gyorsítónyomaték keletkezik. A forgórész így a  $W_1$  szinkron szögsebesség fölé gyorsul. Ezzel az  $\bar{U}_p$  vektor is gyorsul és közeledik a  $W_1$ -gyel forgó  $\bar{U}$ -hoz (7.5.c ábra), a  $\delta$  szög csökken, tehát a forgórész visszatér az 1-es egyensúlyi állapot felé. Az üzem itt stabilis.

A  $\delta_2$  szögnél hasonló szögnövekedést tételezve fel, a motor nyomatéka csökken, ezért a  $\Delta M$  nyomatékváltozás negatív, a forgórész lassulni fog.  $\bar{U}_p$  még jobban elmarad  $\bar{U}$  mögött, a  $\delta$  szög tovább növekszik, távolodik  $\delta_2$ -től, ezért az üzem itt labilis.

Az üzem akkor stabilis, ha  $\Delta\delta$  és  $\Delta M$  egyforma előjelű, vagyis  $\Delta M/\Delta\delta$  pozitív, ellenkező esetben labilis. A differenciálhányadost vehetünk, ezt szinkronozó nyomatéknak nevezzük:

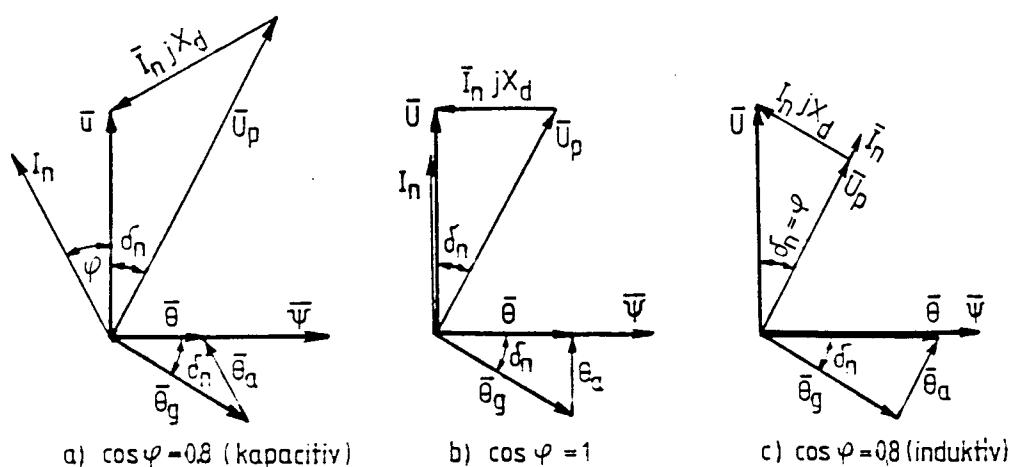
$$M_s = \frac{dM}{d\delta} . \quad (7.28)$$

Hengeres forgórészű gépre (7.15) felhasználásával  $M_s = M_{max} \cos \delta$  (7.12. ábra). A szinkronozó nyomaték hasonló mennyiségek, mint a torziós rugók rugóállandója. A statikus stabilitás felétele, hogy  $M_s$  pozitív legyen,

ami  $\delta < 90^\circ$  esetén teljesül.

Kiállópólusú szinkrongépre (7.12b ábra) az eredő  $M(\delta)$  jelleggörbe - a reluktancia nyomaték hatására - meredekebben indul az  $M_{max} \sin \delta$  jelleggörbéhez képest, de a nyomaték maximuma  $\delta < 90^\circ$ -ra adódik.

Azt szokás mondani, hogy az üzemállapot annál "stabilisabb", minél nagyobb az  $M_s$  szinkronozó nyomaték (pozitív értékű). A stabilitás mértéke e helyett inkább azzal jellemzhető, hogy az adott terhelési pontban mennyi tartalék van a stabilitás elméleti határáig,  $M_{max}$ -ig. Ezért a stabilitásra az  $M_{max}/M$  túlterhelhetőségi tényező is jellemző, mely a szabvány értelmében a névleges pontban nem lehet kisebb, mint 1,6.



7.13. ábra Hengeres forgórészű szinkronmotor vektorábrája  
különböző  $\cos \varphi$  esetében

Az azonos névleges teljesítményű (nyomatékú), de különböző névleges teljesítményezőjű szinkronmotorokat ezért azonos  $M_{max}/M_n$  túlterhelhetőség (vagyis azonos  $M_n$  és  $M_{max}$ ) mellett célszerű összehasonlítani. Ehhez azonos  $\delta_n$  terhelési szög, ill.  $U_p/X_d$  érték tartozik. Mivel a motor fluxusát az  $R=0$  közelítés miatt csak a hálózati feszültség határozza meg, ezért a motor állórészfluxusa ill. - az  $X_s$  szórás elhanyagolásával - a mágnesezőfluxusa is azonos lesz. A 7.13. ábrán hengeres forgórészű gépre felvázoltuk a vektorárákat  $\cos \varphi = 0.8$  (mind kapacitív, mind induktív értékre) és  $\cos \varphi = 1$ -re. Az  $M_{max}$  nyomatéket a  $\Psi \theta_m g$  szorzat határozza meg, mivel ilyenkor  $\delta = 90^\circ$ . Ezért a  $\theta_g$  egyenáramú gerjesztések is mindenkor változatnál azonosnak kell lenni. A 7.13. ábrából látható, hogy ilyenkor a  $\theta = \theta_a + \theta_g$  eredő gerjesztés nagymértékben függ a

$\cos\varphi_n$  értéktől. Legkisebb eredő gerjesztés  $\cos\varphi=0,8$  (kapacitív), míg legnagyobb gerjesztés  $\cos\varphi=0,8$  (induktív) teljesítményezőnél adódik. Ennek megfelelően – az azonos fluxus miatt – az első gépet kisebb légréssel,  $\cos\varphi=1$ -re tervezett gépet közepes, nagy induktív teljesítményezőjű gépet nagyobb légréssel kell készíteni. A légréssel fordítottan arányos a gép  $X_d$  szinkron reaktanciája és az  $U_p$  pólusfeszültség.

Egy tekercselés árát a szükséges gerjesztés (a beépített réz mennyisége) határozza meg. A gerjesztőtekercs névleges gerjesztése minden változatnál azonos, ezért az ára is azonos. Azonban az állórész névleges gerjesztése  $\cos\varphi=1$ -nél a legkisebb.

Megállapíthatjuk tehát, hogy ugyanakkora túlterhelés előírása esetén a legolcsóbb a  $\cos\varphi=1$ -es motor, egyformán drágábbak a  $\cos\varphi=0,8$ -as (kapacitív vagy induktív) motorok. Szinkronmotort tehát nem érdemes induktív teljesítményezőre méretezni, mert az ugyanakkora kapacitív  $\cos\varphi$ -jű motor sem kerül többe, ez pedig felvétel helyett meddő teljesítményt ad le a hálózatba.

A gazdasági számítások szerint kisebb teljesítményű motoroknál  $\cos\varphi=1$  a jobb, a  $\cos\varphi<1$  csak bizonyos teljesítménytől kezdve válik gazdaságosabbá. A határ  $\cos\varphi=0,9$ -nél kb. 200kW,  $\cos\varphi=0,8$ -nál kb. 800 kW, ezek az értékek a fordulatszámtól is függnek. Meg kell még jegyezni, hogy a  $\cos\varphi=1$ -es motornak nemcsak az ára, hanem a veszteségei is kisebek.

### 7.2.2. Dinamikus stabilitás

Hirtelen terheléslökések hatására a motor – annak ellenére, hogy a terhelő nyomaték kisebb a motor maximális nyomatékánál – kieshet a szinkronizmusból.

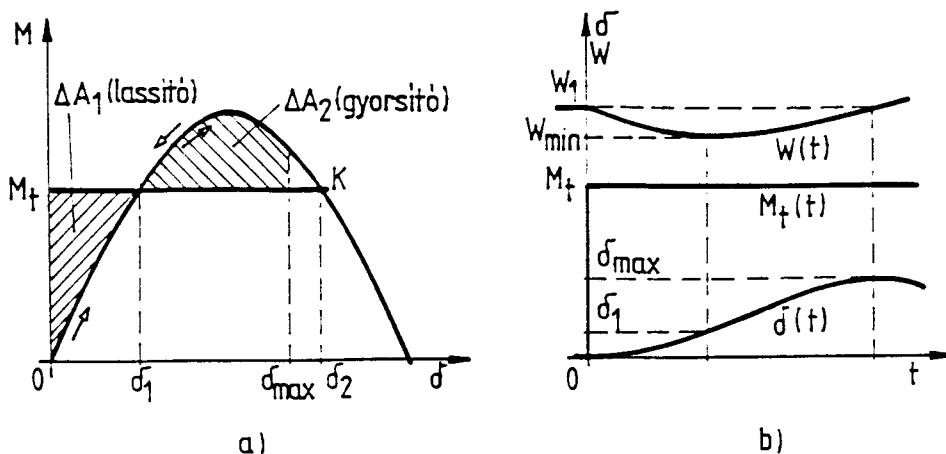
A viszonyokat a 7.14. ábrán felrajzolt M nyomatékgörbe lapján tanulmányozhatjuk. Tegyük fel, hogy a terheléslökés előtt a motor üresjárásban dolgozott, a terhelési szöge  $\delta_0=0^0$ , majd hirtelen állandó  $M_t$  terhelőnyomaték jelenik meg a tengelyen, amihez  $\delta_1$  szögnek megfelelő egyensúlyi állapotot tartozik.

A forgó tömegek tehetetlenségi nyomatéka miatt a forgórész szög helyzete nem változhat hirtelen, ezért a motor még változatlanul nulla nyomatéket fejt ki.  $M_t$  hatására a forgórész W szögsebessége az eddig  $W_1$  szinkron szögsebességről csökkeni kezd, vele együtt lassul az  $\bar{U}_p$  pólusfeszültség is. Amíg  $\delta < \delta_1$  addig  $M_t > M$ , ebben a szakaszban tehát  $M_1 = M - M_t$  lassítónyomaték hat a forgórészre, a  $\delta_1$  szög eléréséig a W szögsebesség egyre csökken  $W_{min}$  értékig. Bár itt a nyomatékok egyensúlyban vannak, a  $\delta$  szög mégis tovább növekszik, mert a forgórésszel együtt  $\bar{U}_p$  is lassabban forog  $\bar{U}$ -nál.

A  $\delta_2 > \delta > \delta_1$  szögek tartományában  $M > M_t$ , ezért a forgórészre  $M_{gy} = M - M_t$  gyorsítónyomaték hat. A  $\delta$  szög mindaddig növekszik, amíg a forgórész

újra fel nem gyorsul a  $W_1$  szinkron szögsebességre. Ha ez nem következik be a  $\delta_2$  szöigig, akkor a  $\delta > \delta_2$  tartományban  $M < M_t$ , a motor tehát újra las-  
sul, és kiesik a szinkronizmusból.

Ha a forgórész szögsebessége a  $\delta_2$  szög előtt eléri  $W_1$ -et, akkor a gyorsító nyomaték hatására a forgész  $W_1$  fölé gyorsul, tehát  $\bar{U}_p$  közeledni kezd  $\bar{U}$ -hoz, a  $\delta$  szög csökkenni kezd  $\delta_1$  felé. Ebben az esetben néhány lengés után a  $\delta_1$  pontban állandósul az üzem.



A motor stabilitását tehát a legnagyobb kilendülési szög ( $\delta_{\max}$ ) határozza meg. Ha  $\delta_{\max} < \delta_2$ , akkor az üzem dinamikusan stabilis.  $\delta_{\max}$  értékét onnan lehet meghatározni, hogy  $\delta_{\max}$  elérése pillanatában a forgórész ismét  $W_1$  szögsebességgel forog, relatív sebessége a mezőhöz képest ebben a pillanatban ismét nulla. A  $0 < \delta < \delta_1$  szakaszban az  $M_1$  nyomaték lassítási munkája ( $\Delta A_1$ ) csökkentette a forgó tömegek kinetikus energiáját, a  $\delta_1 < \delta < \delta_{\max}$  szakaszban tehát az  $M_{gy}$  nyomaték ( $\Delta A_2$ ) gyorsítási munkájának ugyanannyival kell növelnie a kinetikus energiát, végeredményben a teljes  $0 < \delta < \delta_{\max}$  tartományban a kinetikus energia nem változott:

$$\Delta A = \Delta A_1 + \Delta A_2 = 0.$$

Ez a gondolatmenet ugyanígy elvégezhető, ha a folyamatokat a mezővel együtt forgó koordináta-rendszerből szemléljük. Mivel a munkát a nyomaték és a szögváltozás szorzatából számíthatjuk, és a  $W_1$ -gyel forgó koordináta-rendszerben a forgórész szöghelyzetét δ mutatja, a δ <sub>max</sub>

résének pillanatában érvényes:

$$\Delta A = - \int_0^{\delta_1} M_g d\delta + \int_{\delta_1}^{\delta_{1\max}} M_{gy} d\delta = 0 \quad (7.29)$$

Ez az u.n. területszabály. A forgórész akkora  $\delta_{\max}$  szögig lendül ki, ahol a  $\Delta A_2$  gyorsító munkaterület egyenlő a  $\Delta A_1$  lassítóterülettel.

A dinamikus stabilitás szempontjából kritikus pont a fentiek szerint a K pont a 7.14. ábrán, ahol  $M=M_t$ . Ha a K pontig elég nagy gyorsítóterület áll rendelkezésre, akkor a motor szinkronizmusban marad, ellenkező esetben kiesik. Kis terhelésekre az előbbi, nagyokra az utóbbi eset állhat elő.

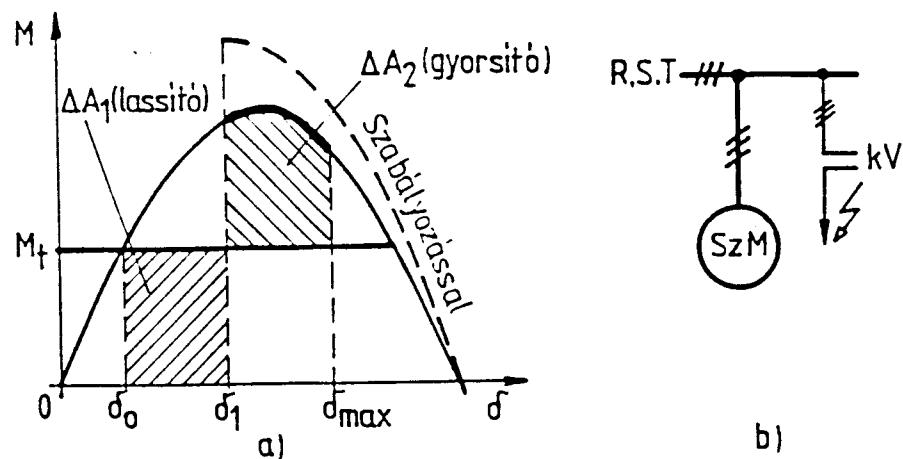
A K pontban  $\delta_{\max} = \pi - \delta_1$ , ezzel a (7.29) alapján és  $\delta_0=0$ -val:

$$\int_0^{\pi - \delta_1} (M_{\max} \sin \delta - M_{\max} \sin \delta_1) d\delta = 0 \quad (7.30)$$

Ebből:

$$1 + \cos \delta_1 - \sin \delta_1 (\pi - \delta_1) = 0$$

és  $\delta_1 = 46,5^\circ$  adódik.



7.15. ábra Dinamikus stabilitás vizsgálata zárlat esetén  
a)  $M(\delta)$       b) elvi kapcsolás

Vizsgálunk meg egy másik dinamikus stabilitási példát. Legyen a motor  $M_t$  terheléssel üzemben ( $\delta_0$  pont, 7.15a ábra). Ha a motor gyújtósínjén vagy annak egyik fogyasztói leágazásában háromfázisú rövidzárlat keletkezik, feszültsége nullára törik le, nem vehet fel teljesítményt, így nyomatéka is zérus. A zárlat alatt ezért  $M_t$  lassítja a motort ( $\Delta A_1$  terület az a ábrán). Ha a zárlat lekapcsolása a KV megszakítóval (b ábra) a  $\delta_1$  szög nél következik be, akkor visszatér a motor nyomatéka és  $\Delta A_2$  gyorsítóterületet kaphatjuk. Most is a  $\delta_{\max}$  kilengéstől függ a stabilitás.

Az ábrából láthatjuk, hogy névleges terhelés mellett kb. 50-60°-os ( $\approx 1$  radián) szögváltozás ( $\delta_1 - \delta_0$ ) engedhető meg a zárlat alatt. A védelem beállításához a megengedhető zárlati idő a fontos. Ez jól becsülhető, ha ismerjük a motor  $T_{in}$  névleges indítási idejét. Pl.  $T_{in} = 3$ s azt az időt jelenti, amely alatt a névleges nyomaték hatására a motor szögsabessége 0-ról  $W_1$ -re vagy  $W_1$ -ről 0-ra változnék. Villamos szögben számítva  $W_1 = 314/s$ , tehát a névleges nyomaték

$$\epsilon = \frac{W_1}{T_{in}} = \frac{314}{3} \approx 100/s^2$$

szögggyorsulást, illetve lassulást okoz. A zárlat alatt  $M_t$  állandó, ezért a motor állandó lassulással mozog, így a t idő alatt keletkező  $\Delta \delta$  szögelmaradás:

$$\Delta \delta = \frac{\epsilon}{2} t^2 .$$

Felvéve a  $\Delta \delta = 1$  és az  $\epsilon = 100/s^2$  értéket, innen  $t = 0,14s$  adódik. Kb. ez a kritikus érték a háromfázisú zárlat idejére. A viszonyokat javítani lehet, ha a feszültség visszatérése után megnöveljük a szinkronmotor gerjesztőáramát (szaggatott vonal 7.15. ábrán).

A gyakorlatban sokkal kedvezőbbek a viszonyok mint a fenti példákban. A zárlatoknak csak igen kis része (kb. 5%-a) szokott háromfázisú fémes zárlat lenni, ezért a feszültség nem törik le nullára, illetve az ép fázisokban majdnem a teljes feszültség megmarad. Így a motor a zárlat alatt is fejt ki nyomatéket, és lassulása kisebb.

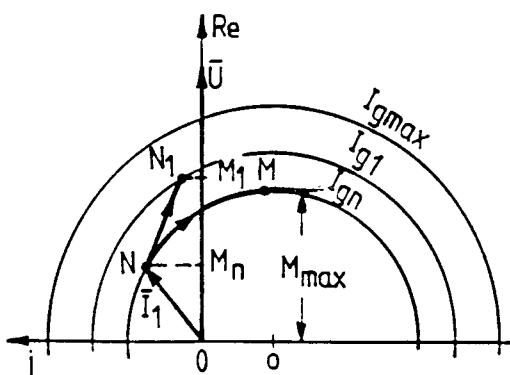
Meg kell jegyezni, hogy a hirtelen üzemállapot-változások alkalmával (átmeneti tranzisiens állapotban) a motor áramainak, nyomatékaiból bonyolultabb a számítása. A legtöbb esetben jó közelítést kapunk, ha a motor  $M(\delta)$  nyomatékgörbét az  $X_d'$  szinkron reaktancia és az  $U_p'$  pólus-feszültség helyett az  $X_d'$  tranzisiens reaktanciával és az  $U'$  tranzisiens reaktancia mögötti feszültséggel számítjuk.

### 7.3. A szinkronmotorok gerjesztés szabályozása

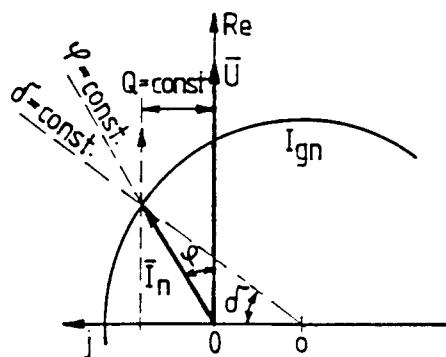
A szinkronmotorokat gyakran önműködő gerjesztésszabályozással lát-

juk el, hogy mind a statikus, mind a dinamikus stabilitási viszonyokat javítsuk.

Vizsgáljuk meg a gerjesztésváltozás hatását az áram-vektordiagramban (7.16. ábra). Az áram wattos összetevője arányos az  $M$  nyomatékkal, így  $M$  megfelelő léptékben azonnal leolvasható. Indulunk ki az  $N$ -nel jelzett névleges üzemi pontból, a gép az  $M_n$  névleges nyomatékkal van terhelve.



7.16. ábra Hengeres forgórészű szinkronmotor áram-vektordiagramja változó gerjesztésnél



7.17. ábra Különböző gerjesztésszabályozási lehetőségek szinkronmotornál

Lassan túlterhelve a motort, állandó gerjesztés mellett, az áram végpontja az  $NM$  köríven tolódik el az  $M$  pontig, ahol elérjük az  $M_{\max}$  maximális nyomatékot, ami a stabilitás elméleti határa. Ha azonban a terhelés növekedése közben a szabályozás hatására a gerjesztés is növekszik, pl. az  $M_1$  nyomatéknál  $I_{g1}$ -re, akkor az üzemi pont a megnövekedett sugarú körön lesz az  $N_1$  pontban. Így a terhelés növekedése közben a körív helyett az  $NN_1$  görbén halad az áram végpontja. A görbe megrajzolásánál feltételeztük, hogy a gerjesztés nem növelhető  $I_{gmax}$  fölé. Láthatjuk, hogy a gép túlterhelhetősége megnőtt, stabilitási határa feljebb van.

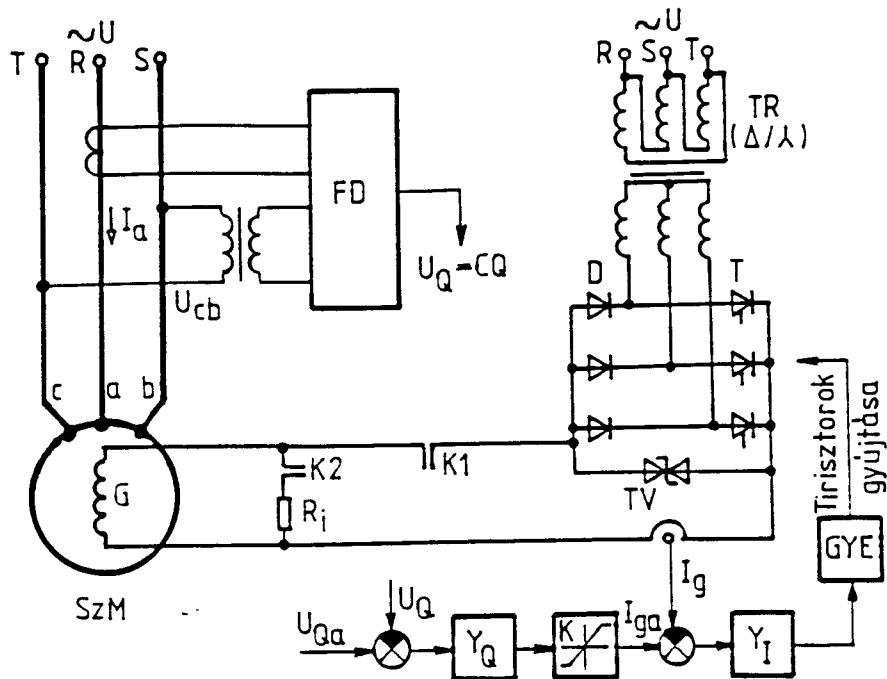
A túlterhelés természetesen nem lehet tartós, ilyen módon a stabilitás csak átmeneti túlterhelésekre biztosítható.

A gerjesztés önműködő szabályzására számos lehetőség van. Így pl. megvalósítható a 7.17. ábrán feltüntetett áram-vektordiagramban három megoldás:

a) állandó  $\cos\varphi$ -re; b) állandó  $Q$  meddő teljesítményre; c) állandó  $\delta$  szögre való szabályozás.

A 7.18. ábrában példaként feltüntettük az állandó meddő teljesítményre való szabályozás elvi kapcsolását. Az SZM szinkronmotor G ger-

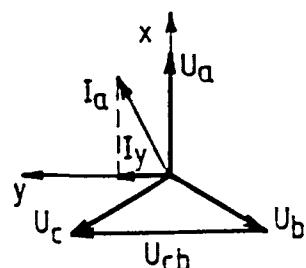
jesztőtekercsét a háromfázisú hálózatról tápláljuk a TR egyenirányító transzformátoron és a tirisztorokból az (T) és diódákból (D) felépített félvezérelt hidkapcsolású egyenirányítón keresztül. A gerjesztés nagyságát a félvezérelt hidkapcsolás tirisztoros oldalának  $\alpha$  gyújtásszögével tudjuk változtatni.



7.18. ábra Szinkronmotor állandó meddő teljesítményre való szabályozása

A szabályozó kör állandó meddő teljesítményre szabályoz, amelynek nagyságát az  $U_{Qa}$  alapjel szabja meg. A meddő teljesítmény, mivel a hálózati feszültség gyakorlatilag állandó, az áram meddő összetevőjével arányos,  $Q = c_1 I_y$ . Az FD fázisdiszkriminátorra kapcsoljuk az állórész "a" fázisának áramát és a "cb" vonali feszültséget ( $I_a$ -t és  $U_{cb}$ -t) mérőváltókon keresztül. FD kimenőfeszültsége ( $U_Q$ ) arányos  $\bar{I}_a$  komplex idővektorának az  $U_{cb}$ -vel megegyező fázisú összetevőjével (7.19. ábra). Mivel  $U_{cb}$  merőleges  $U_a$ -ra, az  $U_Q$  feszültség arányos az áram  $I_y$  összetevőjével.

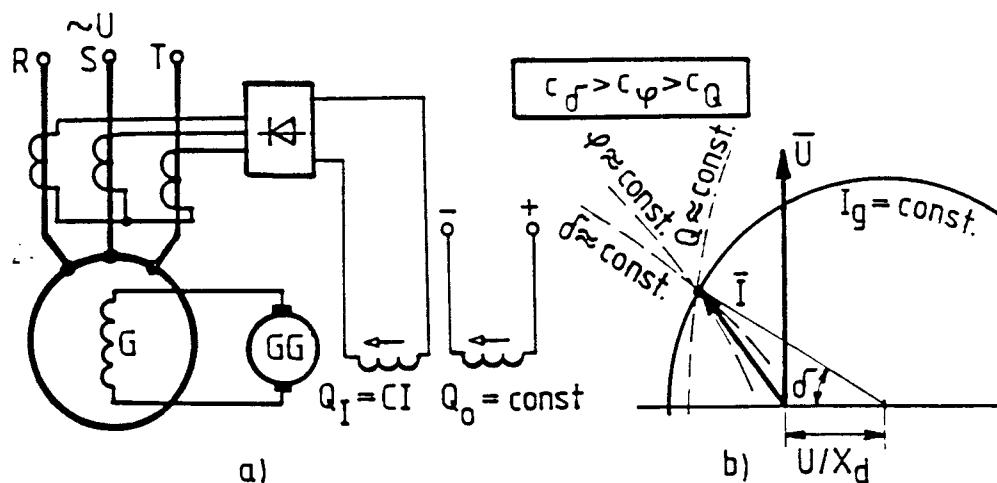
A félvezetőket a G gerjesztőkör felől jövő túlfeszültségekkel szemben pl. a szembekapcsolt szeléncellákból felépített TV túlfeszülséglevezetőkkel lehet megvédeni. A gerjesztőáram korlátozása érdekében a szabályozókort elláttuk még egy belső áramszabályozó hurokkal. A gerjesztőáram maximumát a K korlátozó telítési szintje szabja meg. A sza-



7.19. ábra I<sub>a</sub> meddő összetevője fázisban van U<sub>cb</sub>-vel

bályozási körben levő  $Y_Q$  és  $Y_I$  a szabályozókat, GYE pedig a gyűjtőegységet jelképezi. Az SZM szinkronmotor indításakor a  $K_1$ -es kontaktus nyitott,  $K_2$ -es zárt, így a G gerjesztőkeres az  $R_1$  ellenálláson át zárádik. Szinkron üzemben a  $K_2$ -es nyitott, a  $K_1$ -es zárt. A  $K_2$ -es kontaktus állandó rövidzárral is helyettesíthető, de ilyenkor a gerjesztési teljesítményigény egy kicsit megnövekszik.

A fentiekben felsorolt szabályozási módoknál egyszerűbb a motor kompaundálása, amikor a motor állandó alapgerjesztését az állórészaráam-



7.20. ábra Szinkronmotorok kompaundálása  
a) elvi kapcsolás      b) vektorábra

mal arányos gerjesztéssel egészítik ki, hasonlóan a vegyes gerjesztésű egyenáramú motorok soros gerjesztéséhez. A "soros" gerjesztést kisebb szinkronmotorok esetében közvetlenül a motor gerjesztőkörében lehet hozzáadni, nagyobb motorok esetében a gerjesztőgép gerjesztőkörében (7.20. ábra). Ilyenkor a szinkrongép gerjesztése

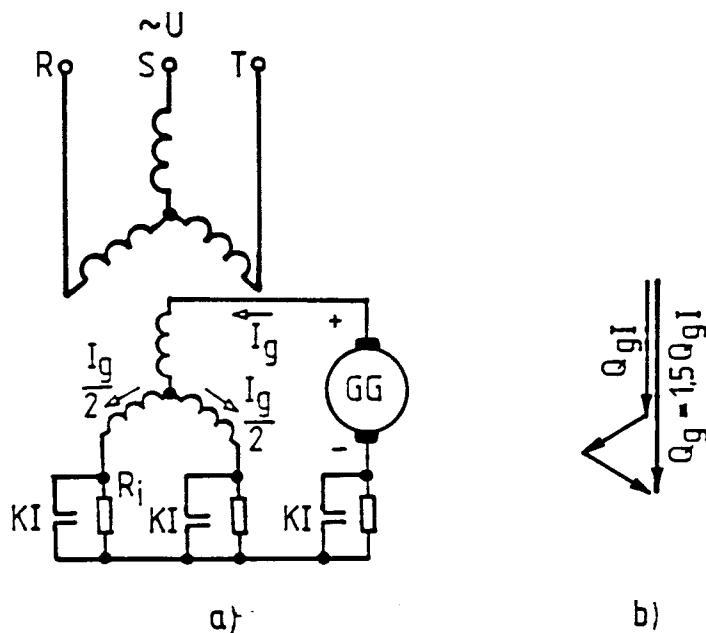
$$\theta = \theta_0 + cI \quad (7.31)$$

alakban írható fel, ahol  $\theta_0$  a gerjesztés állandó része, I pedig az általános rögzítésű rész, amelyet a gerjesztés abszolút értékére vonatkozóan meghatározott. Így a "soros" gerjesztés.

A kompaundálás mértékének megválasztásával jól megközelíthetjük akár az állandó δ szögre, akár állandó cosφ-re, akár az állandó meddőteljesítményre való szabályozás jelleggörbékét (7.20b ábra).

#### 7.4. Szinkronozott aszinkron motor

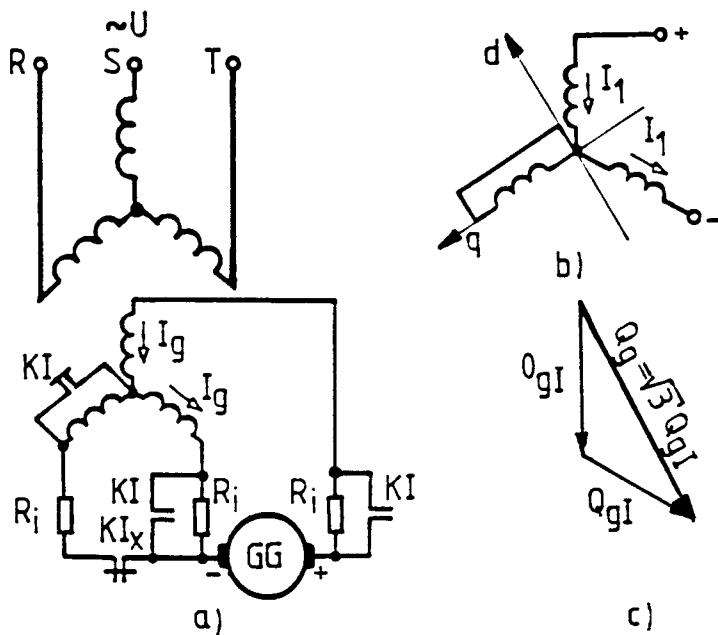
A csúszógyűrűs aszinkron motorok a forgórész egyenáramú gerjesztésével szinkronizmusba ugarathatók, és szinkronmotorként üzemelhetnek. A 7.21. és 7.22. ábrán két kapcsolási vázlatot mutatunk be.



7.21. ábra Szinkronozott aszinkron motor  
a) elvi kapcsolás                            b) vektorábra

Az első megoldásban az indítás alatt a GG gerjesztőgépet nem gerjesztjük ( $U_g=0$ ), s az  $R_i$  indító ellenállásokkal ugyanúgy valósítható meg az indítás, mint a közönséges csúszógyűrűs aszinkron motoroknál. Az  $R_i$  ellenállások rövidzárása után a motor kis szlippel jár, ekkor a GG generátort gerjesztve, a motor áttér szinkron üzembe. Ilyenkor az ábrán bejelölt  $I_g$  és  $I_g/2$  nagyságú gerjesztőáramok folynak a motor forgórészében. Az eredő gerjesztés nagyságát a b ábra mutatja, itt  $\theta_{gI}$  azt a gerjesztést jelöli, amelyet az  $I_g$  áram egy forgórésztekercsben folyva létesít. A forgórésztekercsek eredő gerjesztése az ábra szerint:

$$\theta_g = 1,5\theta_{gI} \quad . \quad (7.32)$$



7.22. ábra Szinkronozott aszinkron motor  
a) elvi kapcsolás b) gerjesztett fázisok c) vektorábra

A 7.22. ábra szerinti megoldásban négyesarkú kapcsolóra van szükség, és a motor forgórészének a csillagpontját is ki kell vezetni (negyedik csúszógyűrű). Indítás alatt a KI kapcsoló a nyitott helyzetben van. Az  $R_i$  ellenállás rövidzárása a KI kapcsoló bekapcsolásakor jön létre, illyenkor a motor forgórésze a b ábrán látható kapcsolásba kerül. A "c" tekercs rövidzárására elsősorban azért van szükség, hogy a szinkron üzemből való kieséskor - ami terheléslökések stb. miatt előfordulhat - az aszinkron üzemben a forgórészen d és q irányban is legyenek zárt körök úgy, mint a 7.21. ábra szerinti kapcsolásban. Így a motor szinkronozása is könnyebb és jobb a csillapítása is.

A  $\theta_g$  eredő egyenáramú gerjesztést a c ábrán szerkesztettük meg, e szerint

$$\theta_g = \sqrt{3} \theta_{gI} = 1,732 \theta_{gI} . \quad (7.33)$$

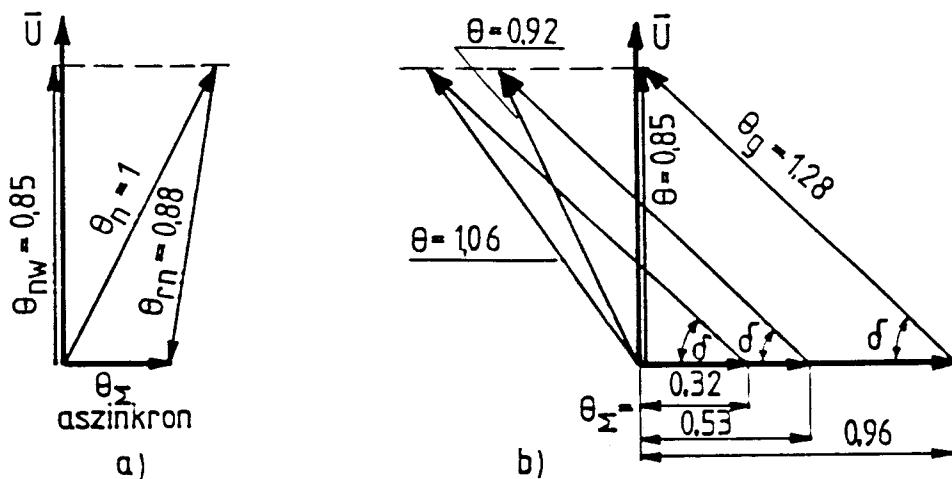
Az utóbbi kapcsolás tehát kedvezőbb, mert ugyanakkora gerjesztőárammal kb. 15%-kal nagyobb  $\theta_g$  gerjesztés létesíthető.

A normális felépítésű aszinkron motorok azonban még így sem alkalmasak névleges terhelés mellett a szinkronozásra, mert kicsi az elérhető gerjesztés. A 7.23. ábrán feltüntettük az aszinkron motor gerjeszté-

sének a vektorábráját névleges terheléskor,  $\bar{\theta}_n$  az állórész,  $\bar{\theta}_{rn}$  a forgórész névleges gerjesztése,  $\bar{\theta}_\Sigma$  az eredő gerjesztés. Az állórész ohmos és szórási feszültségesését elhanyagoljuk. A forgórész  $\theta_{rn}$  gerjesztését az  $I_{rn}$  névleges háromfázisú áram létesíti. Ha  $I_g$  egyenlő  $I_{rn}$  effektív értékével, akkor egy fázis  $\sqrt{2}I_{rn}$  maximális árama  $\sqrt{2}\theta_{gI}$  gerjesztést létesít, a három fázis együtt pedig

$$\theta_{rn} = \frac{3}{2} \sqrt{2} \theta_{gI} = 2,121 \theta_{gI} \quad (7.34)$$

gerjesztést ad.



7.23. ábra Szinkronozott aszinkronmotor  
a) aszinkron üzemi vektorábra      b) szinkron üzemi vektorábra

Látható tehát, hogy a háromfázisú  $\theta_{rn}$ -hez képest a 7.21. ábra szerint  $1,5/2,121=0,707=70,7\%-os$ , a 7.22. ábra szerint pedig  $1,732/2,121=0,817=81,7\%-os$  gerjesztés érhető el.

A szinkron üzem számára még  $\theta_{rn}$  sem elegendő. A 7.23 b. ábrán felrajzoltuk a szinkron üzemi gerjesztési ábrát. Itt ugyanakkora  $M_t$  terhelőnyomatékokat tételeztünk fel, mint az a) ábrán, a maximális nyomatékokat pedig  $1,5M_t$ -re írtuk elő, ami  $\delta=\arcsin 1/1,5=42^\circ$ -ot jelent. A szükséges  $\theta_g$  forgórészgerjesztés tehát a wattos állórész gerjesztés 1,5-szerese,  $\theta_g = 1,5\theta_{nw} = 1,5 \cdot 0,85 = 1,28$ .

Az ábrán három  $\cos\phi$  esetére ( $1; 0,9$  és  $0,8$  előresiető) léptékhelyesen tüntettük fel az egyes gerjesztések értékét, a beírt számok az aszinkron üzemi névleges állórész gerjesztéshez mint egységhez viszonyított éréket jelentik.

Az ábra szerint tehát szinkron üzemben  $1,28/0,88=1,45$ -ször akkora  $\theta_g$  gerjesztés szükséges, mint aszinkron üzemben. A szinkronozott aszinkron motorok forgórészét tehát sokkal több rézzel kell megtervezni, mint az aszinkronokét. A légrés nagyságát a  $\bar{\theta}_\Sigma$  eredő gerjesztés

szabja meg. A 7.23.b ábrából láthatjuk, hogy  $\cos\varphi=0,8$  esetén kb. ugyanakkora lehet a légrés, mint az aszinkronoknál,  $\cos\varphi=0,9$  esetén kb. kétszeres.  $\cos\varphi=1$  esetén kb. háromszor akkora szükséges. Az utóbbi már kellemetlenül nagy, a motor aszinkron üzemi üresjárásban kb. a névleges áramot veszi fel, ezért aszinkron üzemben tartósan nem járhat terheléssel. Ilyen üzem azonban úgyis csak rövid ideig lép fel, pl. hálózati üzemzavarok esetében, és ezek megszűnése után a motor újból beugrik a szinkronizmusba.

Kellemetlenek a szinkronozott aszinkron motorok feszültségviszonyai a forgórészen. Induláskor a forgómező teljes sebességgel metszi a tekercselést, nagy feszültség indukálódik, szinkron üzemben pedig csak az ohmos feszültségesést kell fedezni. A forgórészben indukált feszültség szigetelési okok miatt nem lehet nagyobb 1000-1500V-nál. Ha pl. álló állapotban a csúszógyűrűk között 1000V feszültség jelenik meg, akkor a fázisfeszültség  $1000/\sqrt{3}=577V$ , a névleges áramnál az ohmos feszültséges kb. 1%, ezért fázisonként kb. 5V, míg a 7.22. ábra szerinti kapcsolásában tehát 10V gerjesztőfeszültség lenne szükséges. Ilyen kis feszültségeknél a gerjesztőgépek a kefék átmeneti ellenállása miatt erősen ingadozó feszültséget szolgáltatnak. A motor tervezésekor törekedni kell arra, hogy a gerjesztőfeszültség legalább 20V nagyságrendű legyen.

Foglaljuk össze a szinkronozott aszinkron motorok előnyeit és hátrányait.

**Hátrányok:** 1. A forgórészt sokkal bővebbre kell méretezni, mint az aszinkron motorokét. A kis pólusszámú szinkronozott aszinkron motor általában egy típusnal nagyobbra adódik, mint az aszinkron motor, de kb. ugyanakkora mint egy szinkronmotor. 2. A maximális nyomatéka viszonylag kicsi, ezért nagy terheléslökések esetén nem célszerű alkalmazni. 3. Bonyolultabb az indító kapcsolóberendezés, gerjesztőgép is szükséges.  
**Előnyök:** 1. Nem vesz fel meddő teljesítményt a hálózatból, hanem lead. 2. Indítási árama kicsi, mert csúszógyűrűs motorként indítható. 3. Rövid ideig kis fordulatszámmal is járhat mint csúszógyűrűs motor (pl. beállítási lehetőség cementmalmoknál). 4. A légrése nagyobb, mint az aszinkron motoroké, azért mechanikailag üzembiztosabb.

A felsorolt előnyök főleg nagyobb teljesítményknél kerülnek előtérbe, ezért néhány száz kW-tól kezdve célszerű lehet a szinkronozott aszinkron motorok alkalmazása. Néhány ezer kW-tól kezdve viszont a kellemetlen feszültségviszonyok miatt alkalmazásuk nehézségekkel jár.

## 7.5. Szinkronmotorok indítása

Álló állapotban a forgórész  $\theta_g$  gerjesztése állandó irányú, a háromfázisú hálózati feszültség hatására kialakuló fluxus  $W_1$  szinkron szögsebességgel forog, ezért a  $\bar{\Psi}$  és  $\bar{\theta}_g$  hatására keletkező szinkron nyomaték a hálózati frekvenciával sinusosan lüktet, középtéréke nulla. E miatt a szinkron nyomaték a motor indítására nem alkalmas, és indítás alatt nem is célszerű a motort gerjeszteni.

Az indítónyomaték létesítési módja szerint az indításokat a következőképpen osztályozhatjuk.

1. Önindítás, amikor a motor a háromfázisú hálózat segítségével ma-

ga létesíti az indítónyomatékot aszinkron motorként.

2. Indítómotoros megoldások.

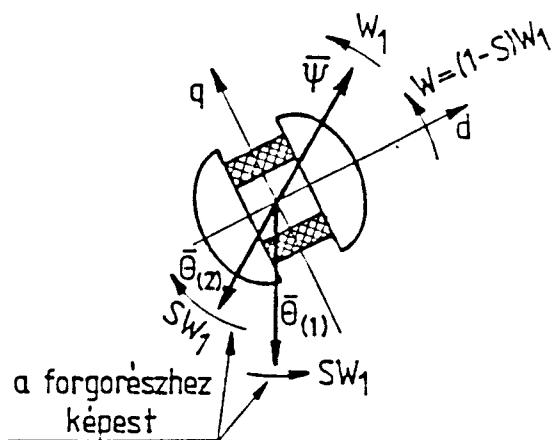
3. Frekvenciaelfutás, amikor a motor indításához fokozatosan növekvő frekvenciájú tápforrás (pl. külön generátor) szükséges.

#### 7.5.1. Önindítás (aszinkron indítás)

Az aszinkron indítás esetén az állórészt rákapcsoljuk a háromfázisú hálózati feszültségre, így  $\bar{\psi}$  forgómező keletkezik. A forgórészt nem gerjesztjük, a gerjesztőtekercset általában egy külön ellenálláson keresztül zárják rövidre.

A  $\bar{\psi}$  mező a rövidrezárt csillapítókalickában (indítókalickában) és a gerjesztőtekercselésben szlipfrekvenciájú áramokat hoz létre, így az aszinkron motoréhoz hasonló nyomaték keletkezik. Az aszinkron gépek forgórésze azonban szimmetrikus többfázisú tekercselésű, a szinkrongépeké pedig nem, a forgórész d és q irányban különböző impedanciákkal rendelkezik. A legnagyobb különbséget az okozza, hogy a gerjesztőtekercs csak a d irányban hat. Az indítókalicka sem szimmetrikus, mivel a pólusok között nincsenek rudak, a csillapítókalicka hatása q irányban erősebb, mint d irányban. Ezzel mérsékli a gerjesztőtekercs okozta aszimmetriát.

A szinkronmotorok forgórészarámai az aszimmetria miatt elliptikus forgó gerjesztést létesítnek, amely felbontható két szembeforgó gerjesztésre. Ha pl. a forgórészen csak a gerjesztőtekercs lenne, vagyis csak d irányú áramkör, akkor az ebben folyó szlipfrekvenciájú váltakozó áram d irányban lüktető gerjesztést létesít, az ellipszis egyenessé faljul, a gerjesztés két szembeforgó összetevője egyenlő amplitúdójú. A valóságban az aszimmetria a d és q irány között nem ilyen nagyfokú, ezért az előreforgó összetevő nagyobb, mint a visszaforgó. Tökéletes szimmetria esetén csak előreforgó gerjesztés keletkezik.



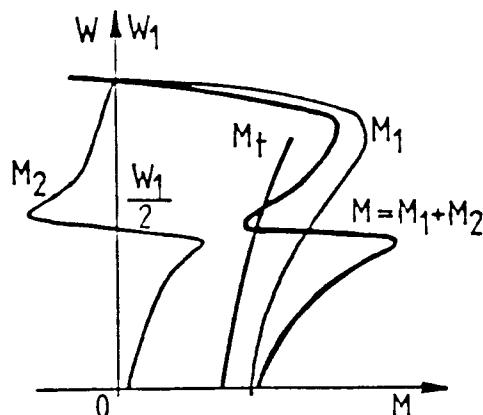
7.24. ábra Szinkronmotor aszinkron indításakor fellépő pozitív és negatív sorrendű gerjesztések

Az egyes gerjesztések szögsebességét a 7.24. ábrán tüntettük fel. Az U hálózati feszültség f frekvenciája szabja meg a  $\bar{\psi}$  forgómező  $W_1$  szinkron szögsebességét. A forgórész az S szlip miatt kisebb W szögsebességgel forog,  $W = (1-S)W_1$ . A forgórész Sf szlipfrekvenciájú áramai a forgórészhez képest  $SW_1$  szögsebességgel előreforgó pozitív sorrendű  $\bar{\theta}_{(1)}$  és visszaforgó negatív sorrendű  $\bar{\theta}_{(2)}$  gerjesztést létesítenek. Ezeknek a szögsebessége az állórészhez képest:

$$W_{(1)} = W + SW_1 = (1-S)W_1 + SW_1 = W_1 , \quad (7.35)$$

$$W_{(2)} = W - SW_1 = (1-S)W_1 - SW_1 = (1-2S)W_1 .$$

$\bar{\psi}$  és  $\bar{\theta}_{(1)}$  tehát együtt forog, mint az aszinkron gépekben, ezek kölcsönhatása hozza létre az  $M_1$  nyomaétköt (7.25. ábra). A  $\bar{\theta}_{(2)}$  forgórészgerjesztés az állórészhez képest  $(1-2S)W_1$  szögsebességgel forog, az általa gerjesztett mező az állórészben  $(1-2S)f$  frekvenciájú feszültséget indukál.



7.25. ábra Szinkronmotor által az indítás alatt kifejtett aszinkron nyomaték

A hálózat a kapcsokra f frekvenciájú feszültséget kényszerít, a kapocsfeszültségnek tehát nem lehet  $(1-2S)f$  frekvenciájú összetevője, ebből a szempontból az állórész kapcsait rövidre zártnak kell tekinteni. A  $\bar{\theta}_{(2)}$  gerjesztés szempontjából tehát a gépet olyan fordított aszinkron motornak tekinthetjük, amelyet a forgórészén táplálunk Sf frekvenciával, az állórész pedig rövidre van zárva. Ennek az aszinkron gépnak ott

van a szinkron pontja, ahol a szekunderben indukált frekvencia nulla, tehát

$$(1-2S)f = 0 ,$$

innen

$$S = \frac{1}{2} .$$

A  $\Theta_{(2)}$  negatív sorrendű gerjesztés ezért olyan nyomatéket létesít, amelynek görbéje az asszinkron motoréhoz hasonlít, de a szinkronpontja  $S=0,5=50\%-nál$ , vagyis a szinkronmotor fél szinkron fordulatszámánál van ( $M_2$ , 7.25. ábra).

A motor eredő nyomatéka  $M=M_1+M_2$ . Látható, hogy az  $M_2$  negatív sorrendű nyomaték miatt nyereg keletkezik a nyomatékgörbében. Ha a nyereg mély, és a terhelőnyomaték nagy, akkor az indítás közben a motor fél fordulatszám környékén beragadhat.

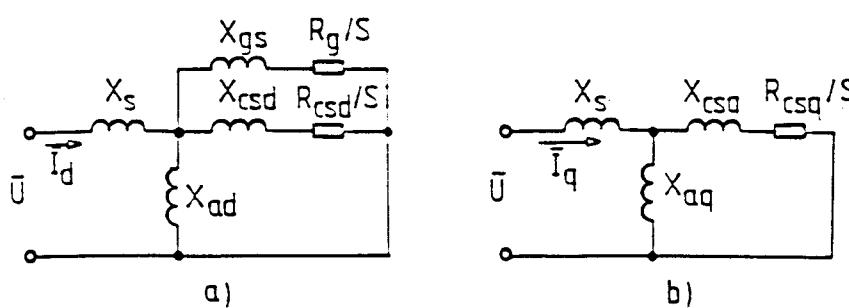
A nyereg nagyságát  $M_2$  szélső értékei határozzák meg. Ezek annál kisebbek, minél szimmetrikusabbak a forgórész d és q irányú áramkörei. Erre elsősorban a tervezésnél kell törekedni, a gerjesztőkörbe iktatott ellenállással csak keveset lehet segíteni.

Meg kell jegyezni, hogy az  $M_1$  nyomaték analitikai számítása - a d és q irányok aszimmetriája miatt - bonyolult. Villamosgépek elméletéből ismert, hogy az  $M_1$  nyomaték - jó közelítéssel - a következőképpen határozható meg:

$$M_1 = \frac{\frac{M_d + M_q}{d + q}}{2} , \quad (7.36)$$

ahol  $M_d$  - a motor asszinkron nyomatéka d irányú paraméterekekkel,

$M_q$  - a motor asszinkron nyomatéka q irányú paraméterekekkel.



7.26. ábra Szinkronmotor asszinkron üzemi helyettesítő kapcsolása

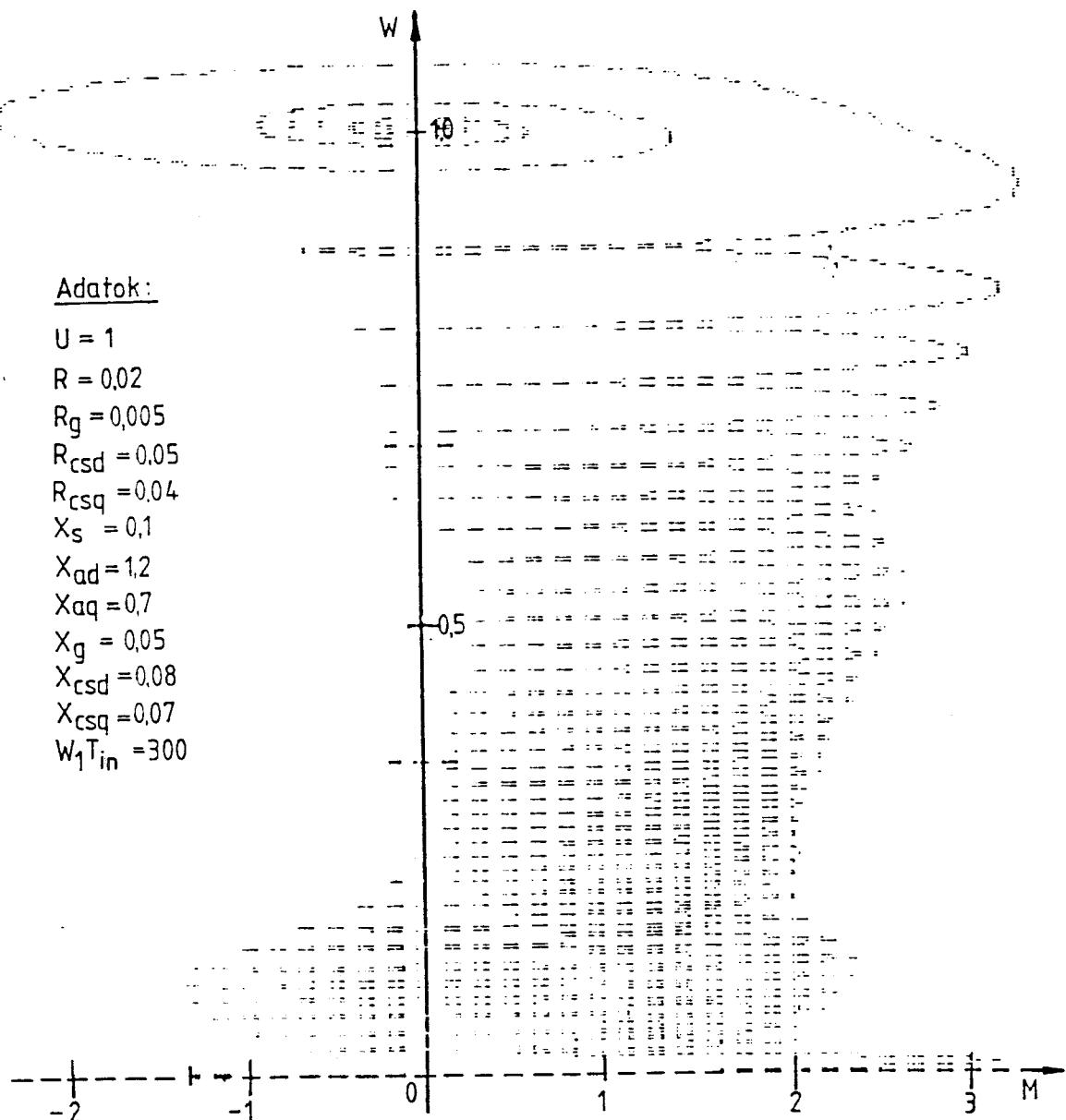
a) d irányú-

b) q irányú paraméterekekkel

Az  $M_d$  és  $M_q$  nyomatékok számításához az asszinkron gépeknél használa-

tos helyettesítő kapcsolások használhatók (7.26. ábra). A (7.36) annál pontosabb eredményt ad, minél nagyobb a hajtás indítási időállandója.

A 7.27. ábrán felvázoltuk a számítógépes szimuláció eredményét, melyet a szinkrongép tranziens üzemére érvényes egyenletrendszer megoldásával (7.10. fejezet) kaptunk. Látható, hogy indítás alatt a szinkronmotor nyomatéka lüktet (egyrészt a kapcsolást kísérő szabad áramok felépe, másrészről a d és q irányú aszimmetria miatt).



7.27. ábra A szinkronmotor  $W(M)$  görbéje közvetlen indítás-kor (számítógépes szimuláció)

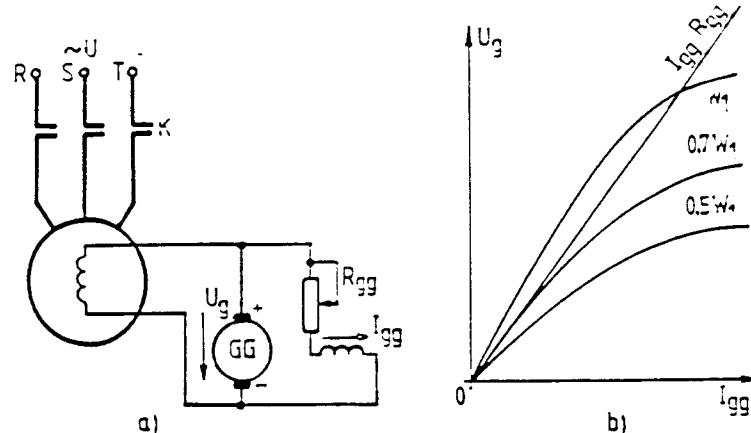
Teljes (névleges) feszültségről való indítás esetén az álló állapotban ( $S=1$ ) felvett rövidzárási áram legtöbbször a névleges áram 4,5-7-szerese szokott lenni, az indítónyomaték általában a névlegesnek 0,8-1,5-szerese (de a tranzisztors lüktető értékek ennél nagyobbak).

A szinkron fordulatszám felé közeledve, az áramfelvétel csökken,  $S=0$  esetén a 7.26. ábra eredő impedanciája  $X_s + X_{ad} = X_d$ , ill.  $X_s + X_{aq} = X_q$ , a felvett áram tehát  $U/jX_d$  és  $U/jX_q$  között ingadozik, ami a gerjesztés nélküli szinkron üzemnek (reluktanciamotornak) felel meg. A felvett áram nagysága itt a névleges áram körül van.

Indításkor nem szabad megszakítani a gerjesztőkerkcset, mert ekkor a forgómező nagy feszültséget indukál benne, és a szigetelés átüthet. Az indukált feszültség még a csillapítókalicka árnyékoló hatása ellenére is nagy lenne a nagy menetszám miatt. A gerjesztőkörbe ezért legfeljebb akkora ellenállást szabad beiktatni, hogy az azon fellépő feszültségesés ne legyen 1000V-nál nagyobb.

A gyakorlatban a gerjesztőkercs saját ellenállásának az 5-10-szeresét szokták alkalmazni egyetlen fokozatban, s az ellenállást csak a szinkronozás megkezdésekor iktatják ki.

Újabban a kapcsolóberendezés egyszerűsítése céljából igyekeznek a motor gerjesztőkerccsét és a gerjesztőt mereven összekapcsolni (7.28. ábra). A motor tervezésekor ügyelni kell arra, hogy a gerjesztőn át rövidre zárt gerjesztőkerccsel is megfelelő indítónyomaték adódjék.



7.28. ábra Mereven összekapcsolt gerjesztő és gerjesztőkerccs  
a) elvi kapcsolás b) gerjesztő gép felgerjedési folyamata

A merev kapcsolásnál az sem okoz zavart, hogy a gerjesztőgép még a szinkron fordulatszám előtt felgerjed. A kritikus fordulatszámot, ahol a gerjesztőgép felgerjed,  $I_{gg}$  R<sub>gg</sub> és a gerjesztőgép  $U_g$  (I<sub>gg</sub>) feszültség-görbékének a helyzete határozza meg (b ábra). A gerjesztőgép feszültsége a fordulatszámmal arányosan növekszik. Az ábra szerint fél fordulatszámon még nem, csak  $0,7n_1$ -től kezd gerjedni a gép. A felgerjesztéshez kb. 3-8 s idő szükséges, így a motor ekkor már kb. 90-98%-os fordulatszámmal jár, amikor a gerjesztés egyébként is elkezdhető.

Ez a legegyszerűbb indítási eljárás. A motor indításakor csupán a hálózati főkapcsolóval kell a motort a teljes feszültségre kapcsolni,

az aszinkron felfutás végén magától gerjesztődik, és beugrik a szinkronizmusba. Ez a módszer akkor alkalmazható, ha a hálózat elég erős és kibírja az indítás 5-7-szeres áramfelvételét, és az esetleg kissé korai gerjesztésből származó áramlüktetést. Meg kell jegyezni, hogy az utóbbi áramingadozás kevésbé jelentős, mert eddig az időpontig a motor aszinkron üzemi áramfelvétele már lecsökkent, ezek az áramlökések kisebbek az indítási áramnál.

Ha a hálózat gyengébb, akkor az indítási áramfelvétel korlátozására ugyanazokat a módszereket lehet alkalmazni, mint a kalickás forgórészű aszinkron motoroknál: csillag-háromszög indítás, transzformátoros indítás csillagpont-felbontással vagy anélkül, előtét-fojtókerccsel vagy ellenállással való indítás.

A korlátozó kapcsolások természetesen csak akkor alkalmazhatók, ha a terhelés megengedi a motor indítónyomatékának a csökkenését. Ellenkező esetben pl. szinkronozott aszinkron motort lehet alkalmazni, amely kis árammal nagy indítónyomatéket tud kifejteni.

*Ellenőrizni kell az indítókalicka melegedését.* Itt is alkalmazható jó közelítéssel a forgórészben fejlődő indítási hőre vonatkozó képlet. Mivel a gerjesztőkercs redukált ellenállása jóval kisebb az indítókalickáénál, a hő csaknem kizárálag a kalickában keletkezik. A motor rendelésekor tehát ezért is meg kell adni az indítási terhelőnyomatékokat és a kapcsolódó tehetetlenségi nyomatékokat. A motoroknak általában egy indítást kell kibírniuk üzemreleg állapotból kiindulva.

### 7.5.2. Indítómotoros indítás

Ezt a megoldást ritkán használják, mert egyrészt a szinkronmotorok maguktól is el tudnak indulni, másrészt nagy terhelőnyomatékok esetén az indítómotort is majdnem a főmotor teljesítményére kellene méretezni. Különleges adottságok azonban néha kedvezőbbé tehetik az indítómotorok alkalmazását. Nézzünk néhány ilyen esetet.

a) *Egyenáramú indítómotor.* Ha a szinkronmotor Ward-Leonard-generátorral hajt, és ha a szükséges egyenáramú energia e nélkül a gépcsoport nélkül is rendelkezésre áll, akkor a gépcsoport az egyenáramú oldalról indítható.

b) *Aszinkron indítómotor.* Ha az indítás alatt a nyomaték kicsi, akkor a hálózati áramlökés csökkentése céljából külön kis teljesítmányú indítómotor alkalmazható. Erre a célla rendszerint aszinkron motort használnak. Kalickás forgórészű motorok erre kevésbé alkalmasak, mert hasonló áramfelvételt a főmotorral is el lehet érni - kis indítónyomaték mellett - pl. transzformátoros indítással. Mindkét megoldás esetében szem előtt kell tartani a kalicka indítás alatti melegedését (ez általában súlyos problémát jelent), különösen ha a főmotort csökkentett feszültséggel indítjuk.

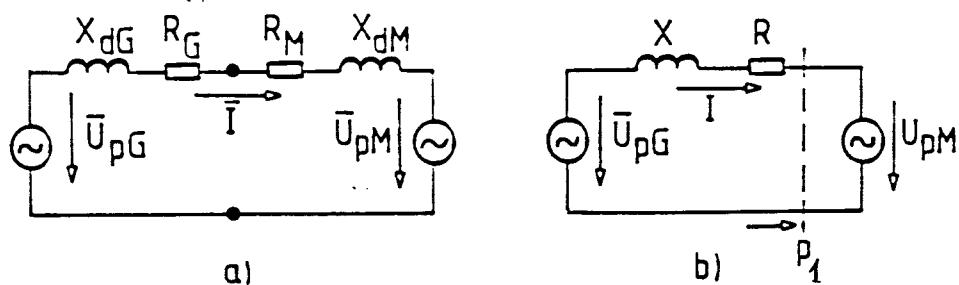
Az indítómotoros megoldások bonyolultak, sok segédberendezést igényelnek, csak igen kis terheléseknel használhatók, és általában a hálózati áramok korlátozása miatt a főmotor pontos szinkronozását is igénylik. Ezért a gyakorlatban nem terjedtek el, legfeljebb teljesen üresen induló gépeknél, szinkron kompenzátoroknál, Ward-Leonard- generátorok hajtómotorjainál alkalmazhatók.

### 7.5.3. Frekvenciafelfutás

A motor indításához külön szinkrongenerátorra van szükség. A motor és a generátor állórész-tekercselését még a generátor álló állapotában összekötik, és a motort is és a generátort is külön hajtott gerjesztőgépről vagy egyenáramú hálózatról gerjesztik. Ezután a generátort gyorsítani kezdik (pl. a gózturbinával), és a motor egy-két fordulat után beugrik a szinkronizmusba. A generátort tovább gyorsítva, a motor most már szinkronmotorként fut fel.

Az eljárás előnye az, hogy elmarad az aszinkron üzemmel együtt járó forgórészveszteségi energia legnagyobb része, ezért igen nagy tömegekkel kapcsolt motorok is indíthatók, illetve olyan gépek is, amelyek aszinkron indításra nincsenek méretezve. Így szokták pl. az erőművekben vizsgálatok céljából forgásba hozni azokat a turbogenerátorokat, amelyek turbinája le van választva. A külön (váltakozó és egyenáramú) áramforrások miatt ez az eljárás gyakorlatilag csak erőművekben vagy próbatermekben jöhet szóba.

A gerjesztések beállítására azonban vigyázni kell. Az indulás elején igen kicsi a frekvencia, és ekkor az ellenállások nem hanyagolhatók el. A motor nyomatékának számításához felrajzoltuk a helyettesítő kapcsolási vázlatot, feltételeztük, hogy a motor már szinkron üzemben van (7.29. ábra). A b ábrában összevontuk a G generátor és az M motor szinkron reaktanciáját ( $X=X_{dG}+X_{dM}$ ) és ellenállását ( $R=R_G+R_M$ ).



7.29. ábra Frekvenciafelfutás helyettesítő vázlatára  
a) eredeti      b) összevont reaktanciával és ellenállással

A nyomaték a motor  $P_1$  légrésteljesítményével arányos, ezt a motor  $\bar{U}_{pM}$  pólusfeszültségéből és  $\bar{I}$  áramából számíthatjuk. A b ábra alapján:

$$\bar{U}_{pG} = \bar{I}(R+jX)+\bar{U}_{pM},$$

innen

$$\bar{I} = \frac{\bar{U}_{pG} - \bar{U}_{pM}}{R+jX} = (\bar{U}_{pG} - \bar{U}_{pM}) \frac{R-jX}{R^2 + X^2}. \quad (7.37)$$

Vegyük  $\bar{U}_{pM}$ -et a valós tengely irányában ( $\bar{U}_{pM} = U_{pM}$ ), a generátor pólusfeszültsége hozzá képest  $\delta$ -val siet:

$$\bar{U}_{pG} = U_{pG} e^{j\delta}. \quad (7.38)$$

A teljesítmény a feszültség ( $U_{pM}$ ) és az  $\bar{I}$  áram valós részének a szorzata:

$$P_1 = \frac{3}{2} U_{pM} \operatorname{Re}(\bar{I}).$$

(7.37)-et és (7.38)-at figyelembe véve, kapjuk:

$$P_1 = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \left\{ (U_{pM} U_{pG} e^{j\delta} - U_{pM}^2) \frac{R-jX}{R^2 + X^2} \right\}. \quad (7.39)$$

Az  $e^{j\delta} = \cos\delta + j\sin\delta$  összefüggés felhasználásával a motor légrésteljesítménye:

$$P_1 = \frac{3}{2} U_{pM} U_{pG} \frac{R}{R^2 + X^2} \left[ \cos\delta + \frac{X}{R} \sin\delta - \frac{U_{pM}}{U_{pG}} \right]. \quad (7.40)$$

Ha például a frekvencia olyan kicsi, hogy a szögletes zárójelben  $X/R$  elhanyagolható, akkor:

$$P_1 = \frac{3}{2} U_{pM} U_{pG} \frac{1}{R} \left[ \cos\delta - \frac{U_{pM}}{U_{pG}} \right]. \quad (7.41)$$

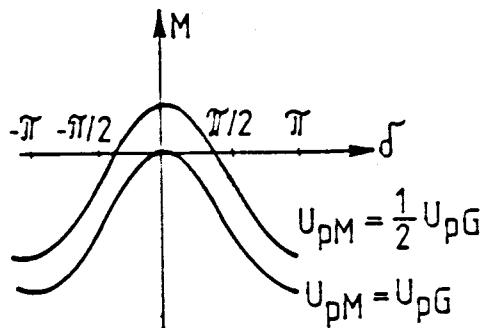
Ezzel arányos a motor nyomatéka. A (7.41) alapján  $M$  értékét a  $\delta$  szög függvényében a 7.30. ábra mutatja. Láthatjuk, hogy pl.  $U_{pM}/U_{pG} = 1$  esetében – vagyis amikor a motor és a generátor egyformán van gerjesztve – egyik  $\delta$  szögnél sem lehetkezhet pozitív (hajtó-) nyomaték. Vizsgáljuk meg, hogy adott generátorgerjesztés ( $U_{pG}$ ) esetében mekkora motorgerjesztésnél ( $U_{pM}$ ) kapjuk a legnagyobb maximális nyomatéket. Most is igen kis frekvenciát tételezünk fel, amikor  $X$  elhanyagolható  $R$ -hez képest. Ebben az esetben a maximális nyomaték  $\cos\delta = 1$ , tehát  $\delta = 0$ -nál adódik. (7.41)-ből tehát kapjuk:

$$P_{1\max} = \frac{3}{2R} (U_{pM} U_{pG} - U_{pM}^2).$$

$U_{pM}$  változásakor szélső értéket ott kapunk, ahol

$$\frac{dP_{1\max}}{dU_{pM}} = 0 = \frac{3}{2R} (U_{pG} - 2U_{pM}).$$

$$U_{PM} = \frac{1}{2} U_{PG} . \quad (7.42)$$



7.30. ábra Szinkronmotor nyomatéka kis frekvenciák esetében

A frekvenciafutás elején tehát a motor és a generátor gerjesztését a fenti feszültségeknek megfelelően célszerű beállítani. A generátorról választhatjuk úgy, hogy a névleges fordulatszámon üresjárásban névleges feszültséget adó gerjesztés 150%-át vesszük. A felgyorsulás későbbi szakaszában, kb. 10-15%-os fordulatszámtól kezdve, a gerjesztéseket szabadabban állíthatjuk, ekkor már a reaktanciák hatása érvényesül jobban.

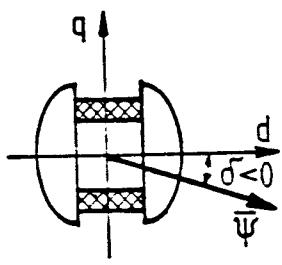
## 7.6. Szinkronmotorok fékezése

Szinkronmotorok fékezésére három módszer alkalmazható:

a) generátoros, b) dinamikus és c) ellenáramú fékezés.

A generátoros fékezés a frekvencia-szabályozott hajtások tipikus fékezési módja. Ipari hálózat esetén is létrejön a motor generátoros fékezése, ha a terhelőnyomaték irányt vált és gyorsítani igyekszik a hajtást (pl. a lejtőn való haladás). Ennek következtében a forgórész helyzete a  $\bar{\Psi}$  fluxushoz képest megváltozik, a forgórész d iránya (7.31. ábra) megelőzi a  $\bar{\Psi}$  fluxust. Ezzel a terhelési szög negatívvá válik ( $\delta < 0$ ). A motor nyomatéka így szintén polaritást vált és kiegyenlíti a terhelőnyomatékot. A  $W_1$ -gyel forgó szinkrongép generátorként fog működni és a tengelyen felvett teljesítményt – leszámítva a saját veszteségeit – visszaadja a hálózatba.

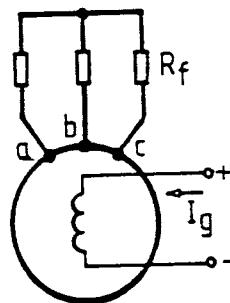
A dinamikus fékezéskor azt használjuk ki, hogy a szinkronmotor forgórészének van egyenáramú gerjesztése (7.32. ábra). A motor állórésszét ilyenkor rövidrezárjuk (esetleg egy háromfázisú előtétellenálláson keresztül). Ebben az üzemmódban a motor változó szögsebességű szinkron-generátorként üzemel. A viszonyok teljesen azonosak az aszinkron motor dinamikus fékezésével (csak aszinkron motornál az állórésszt gerjesztjük egyenárammal). Ezért a mechanikai görbék is hasonlóak.



7.31. ábra Szinkronmotorok generátoros fékezése

A szinkronmotor ellenáramú fékezéséhez - az aszinkron motorokhoz hasonlóan - az állórészben fázissorrend cserét kell eszközölni, továbbá kikapcsolni a motor egyenáramú gerjesztését. A motor aszinkron motor-ként fékeződik le.

A gyakorlatban a hálózati táplálású szinkronmotorok fékezését álló-állapotig ritkán alkalmazzák. A dinamikus fékezés a célszerűbb, mert egyszerűbben valósítható meg és a motor melegedése is jóval kisebb, mint ellenáramú fékezéskor.



7.32. ábra Szinkronmotor dinamikus fékezése

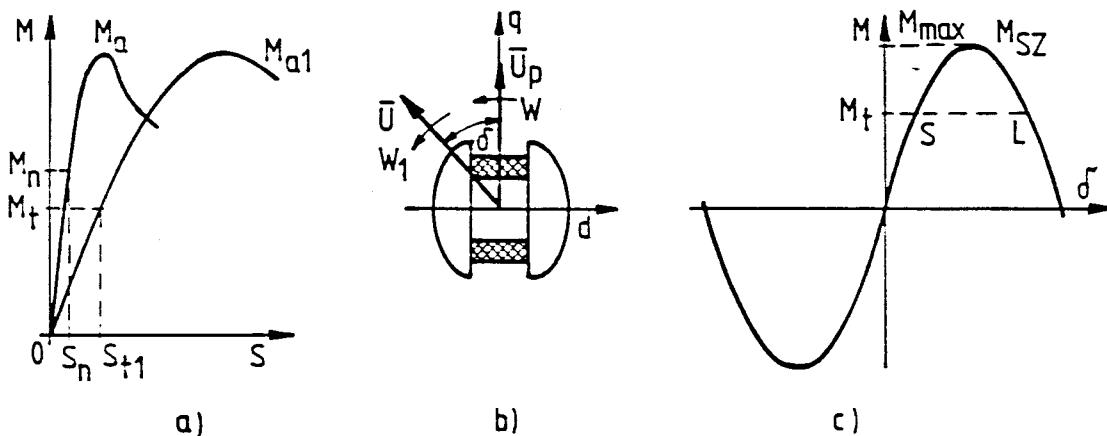
### 7.7. Szinkronmotorok szinkronozása

A generátorokéhoz hasonló pontos szinkronozásra csak akkor van lehetőség, ha a szinkronmotort külön indítómotor hozza fordulatra. Ilyenkor az eljárás hasonló mint a generátorok szinkronozásánál.

A legtöbb szinkronmotor magától, aszinkronként fut fel, az állórész már a szinkronizmus előtt rá van kapcsolva a hálózatra. A szinkron fordulatszám közelében a forgórészt egyenárammal gerjesztve, a motor beugrik a szinkronizmusba, ha a feltételek megfelelően teljesülnek (önszinkronozás).

A gerjesztés megkezdése előtt a motor aszinkron gépként gyorsul fel addig az  $S_{t_1}$  szlipig, amelyet az  $M_t$  terhelőnyomaték és a motor  $M_{a_1}(S)$  aszinkron üzemi nyomatékgörbéje határoz meg (7.33.a ábra). Az  $S_{t_1}$  szlip értéke szinkronmotorknál 1-3% nagyságrendű, kisebb motoroknál kicsit nagyobb is lehet. A gerjesztést nem célszerű sokkal előbb alkalmazni. Automatikus gerjesztés esetén leggyakrabban a gerjesztőtekercs áramok lecsökkenését (a gerjesztőtekercsben indukált feszültség lecsökkenését) érzékelik, többnyire a gerjesztőkör indító ellenálláson keletkező feszültségből.

A gerjesztés megkezdésekor egyidejűleg rendszerint megváltozik a gerjesztőkör kapcsolása, a kör ellenállása általában csökken, ezért az aszinkron nyomaték görbéje megváltozik, meredekebben indul (7.33.a ábra,  $M_a$ ).



7.33. ábra. Szinkronmotor szinkronozásakor fellépő nyomatékok  
a) aszinkron nyomaték-szlip jelleggörbék b) terhelési szög  
meghatározása c) szinkron nyomaték-terhelési szög jelleg-  
görbe

A gerjesztés miatt a forgórészben már nemcsak szlipfrekenciájú aszinkron üzemi áramok folynak, hanem a gerjesztő egyenáram is. Ez utóbbi a  $\bar{U}$  forgómezővel adja az  $M_{sz}$  szinkron nyomatékot:

$$M_{sz} = M_{\max} \sin \delta . \quad (7.43)$$

A 7.33.b ábra szerint a  $\delta$  szög változását  $\bar{U}$  és  $\bar{U}_p$  kölcsönös helyzete szabja meg. Villamos szögeben az  $\bar{u}$  kapocsfeszültség állandó  $W_1 = 2\pi f$  szögsebességgel forog.  $\bar{u}_p$  minden merőleges a forgórész d tengelyére, így annak  $W$  szögsebességével forog. Ezért

$$\frac{d\delta}{dt} = W_1 - W = SW_1 . \quad (7.44)$$

Az aszinkron nyomaték a szinkronizmus közelében a szlippel arányos (egyenes szakasz a 7.33.a ábrán). A meredekséget jellemezhetjük a névleges  $M_n$  nyomatékhöz tartozó  $S_n$  szlippel, így az S szliphez tartozó aszinkron nyomatékot a következő alakban írhatjuk fel:

$$M_a = M_n \frac{S}{S_n} . \quad (7.45)$$

A szinkron fordulatszám alatt a szlip pozitív, az aszinkron nyomaték gyorsítani akarja a forgórészt. A szinkron nyomaték iránya a  $\delta$  szög előjelétől függ. Ha pl. a gerjesztést  $-180^\circ < \delta < 0^\circ$  szögtartományban kezdjük, akkor a szinkron nyomaték lassítja a forgórészt, de ezzel együtt az aszinkron nyomaték megnövekszik. Ha a gerjesztést  $\delta = 0^\circ$ -nál kezdjük,

akkor a szinkron nyomaték is a gyorsítás irányában hat. Az  $M_t$  terhelőnyomaték mindenkor lassítja a forgórészt, a 7.33.c ábrán az S és L stabilis és labilis üzemi metszéspontok között a szinkron nyomaték nagyobb a terhelőnyomatéknál. Ebben a tartományban tehát a forgórész feltétlenül gyorsul.

Ha elég nagy különbség van az  $M_{max}$  szinkron nyomaték és az  $M_t$  terhelőnyomaték között, és a forgó tömegek nem túlságosan nagyok, akkor a forgórész ebben a szögtartományban felgyorsulhat a szinkron szögsebeségre, szlipje nullára csökkenhet, s a motor beugrik a szinkronizmusba. Ellenkező esetben az L labilis üzemi metszésponton túlhaladva, a terhelőnyomaték nagyobb lesz a szinkron nyomatéknál, a motor újra lassul, nem éri el a szinkronizmust.

A fentiekből látható, hogy a szinkronozás akkor nehéz; ha:

1. nagy a terhelőnyomaték (minél jobban megközelíti a szinkron  $M_{max}$  nyomatékot);

2. nagyok a forgó tömegek;

3. nagy szlipról kell a tömegeket felgyorsítani (az aszinkron nyomaték görbéje nem elég meredek, nagy az  $S_n$  értéke);

4. a gerjesztés kezdete (a szinkronnyomaték fellépésének kezdete)  $\delta \approx -180^\circ$  körül van, A legkedvezőbb viszonyok  $0^\circ$  körüli gerjesztésnél adódnak, de a  $\delta$  szög viszonylag gyors változása miatt csak bonyolult automatikával lehet ezt a gerjesztési pillanatot kiválasztani. A gerjesztés egyébként sem ugrásszerűen jelenik meg a gerjesztőkör időállandója miatt. Az automatika beállítását zavarja a kapcsolók önidejének, a terhelésnek stb. ingadozása is.

A kiállópólusú motorok kis terheléssel való szinkronozásakor, a reaktancianyomaték hatására rossz polaritással is beugorhatnak a szinkronizmusba. Ilyenkor a gerjesztés ráadásakor a forgórész helyzete egy pólusosztással megváltozik.

## 7.8. Szinkronmotorok fordulatszámának változtatása

A szinkronmotor szögsebessége

$$W_m = W_{1m} = \frac{2\pi f}{p}, \quad (7.46)$$

mivel állandósult üzemben a forgórész együtt forog a mezővel. A fenti képletből láthatóan a fordulatszám két mennyiséggel változtatható: a póluspárszámmal és az f tápláló frekvenciával.

A tekercselés pólusszámának megváltoztatásával néhány különböző f ordulatszámot lehet elérni. Szinkronmotornál az állórész és a forgórész is tekercselt felépítésű, ezért mindenkor a pólusszámát együtt kell megváltoztatni. Az állórésztekercselés pólusszámának a megváltoztatására ugyanazok a lehetőségek mint aszinkron motoroknál. A forgórész-póluszahl egyidejű megváltoztatásának a szükségessége bonyolulttá teszi ezt a megoldást, éppen ezért nagyon ritkán alkalmazzák.

A szinkronmotorok frekvencia szabályozásával a 8. fejezetben foglalkuzunk.

## 7.9. A szinkronmotorok lengései

Szinkronmotorok működési elvük nél fogva szinkron üzemben vagy pontosan szinkron sebességgel forognak, vagy fordulatszámuk a szinkron sebesség körül ingadozik. Mivel a motor nyomatéka a forgórésznek a fluxushoz viszonyított szögétől függ, a szinkronmotorok eleve hajlamosak a lengésre ( pontosan úgy, mint bármely mechanikus rendszer, ahol az erők az elmozdulás függvényei - pl. rugók, ingák stb.). Ezért, mint minden mechanikus rendszerben, rezonancia is felléphet, ha a kényszererő (terhelőnyomaték) frekvenciája megegyezik a motor saját frekvenciájával, amellyel a motor magától is szeretne lengeni. Szinkronmotorok saját frekvenciája  $f_s = 0,5 \div 2$  Hz között változik.

### 7.9.1. Szabad lengések

Vizsgáljuk meg legelőször a szinkronmotor mozgási egyenletét. Lassu változásokat feltételezve, a szinkrongép nyomatékát szétbonthatjuk szinkron-jellegű és aszinkron-jellegű nyomatékre. A szinkronnyomaték egyenlete (7.27) alapján:

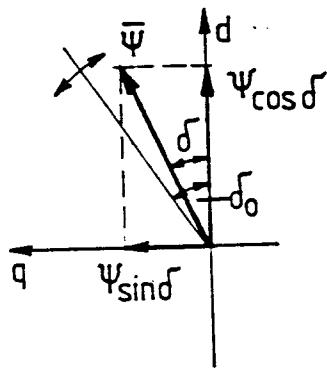
$$M_{sz} = M_{max} \sin\delta + M_r \sin 2\delta , \quad (7.47)$$

ahol:

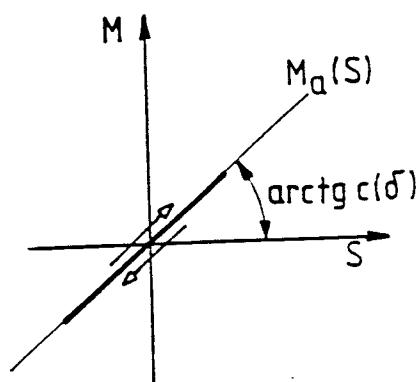
$$M_{max} = \frac{3 \cdot UU_p}{2X_d W_{1m}} , \quad (7.48)$$

$$M_r = \frac{3}{2} \cdot \frac{U^2}{2W_{1m}} \left[ \frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right] . \quad (7.49)$$

Az aszinkron nyomaték csak átmeneti folyamatok idején lép fel, amikor a gép sebessége eltér a szinkron sebességtől. Ilyenkor a gép fluxusa a forgórész vezetőiben (gerjesztő tekercs, indítókalicka), továbbá a tömör vasrésekben feszültséget indukál és a fellépő forgórész-áramok aszinkron jellegű nyomatéket hoznak létre. Indításkor - egy adott gépre - ez a nyomaték inkább szlip-függő, míg szinkron sebesség körüli lengések nél ez a nyomaték már  $\delta$ -szög függő is lesz. Az utóbbinak az a magyarázata, hogy egy szinkrongép villamos és mágneses szempontból teljesen soha sem szimmetrikus, ezért a forgórész d és q irányában indukált feszültségek által létrehozott gerjesztések eredője  $\delta$ -szög függő lesz (7.34. ábra). Tulajdonképpen az indításkor létrejövő nyomaték pillanatértéke is a  $\delta$  szögétől függ, de mincket akkor csak a nyomaték középértéke érdekelt. Az aszinkron nyomatéket gyakran csillapító-nyomatéknak is nevezzük, ugyanis a nyomaték iránya mindig ellenétes a forgórésznek a fluxushoz viszonyított elmozdulási irányával. Ha a forgórész kezd elma-



7.34. A szinkron pont környékén az aszinkron-jellegű nyomaték függ a terhelési szögtől is



7.35. Az aszinkron nyomatékszlip jelleggörbe üzemi szakasza

radozni a fluxustól, akkor hajtójellegű aszinkron nyomaték keletkezik, míg ellenkező elmozdulásnál fékező-nyomaték jön létre, vagyis az aszinkron nyomaték minden a lengések csillapítása irányába hat:

$$M_a = c(\delta)S \quad (7.50)$$

A (7.44) alapján:

$$S = \frac{1}{W_1} \frac{d\delta}{dt}, \quad (7.51)$$

$$M_a = c(\delta) \frac{W_1 - W}{W_1} = \frac{c(\delta)}{pW_{1m}} \frac{d\delta}{dt} = \frac{D}{p} \frac{d\delta}{dt}, \quad (7.52)$$

ahol:  $D = \frac{c(\delta)}{W_{1m}}$  az aszinkron nyomaték-szögsebesség görbe meredeksége.

A dinamikus nyomaték szintén kifejezhető a  $\delta$  terhelési szöggel:

$$\frac{\partial W_m}{dt} = - \frac{\theta}{p} \frac{d^2 \delta}{dt^2}. \quad (7.53)$$

Helyettesítsük be a motor szinkron és aszinkron jellegű nyomatékát, ill. a hajtás dinamikus nyomatékát a mozgási egyenletbe:

$$M_{max} \sin \delta + M_r \sin 2\delta + \frac{D(\delta)}{p} \frac{d\delta}{dt} - M_t = - \frac{\theta}{p} \frac{d^2 \delta}{dt^2}. \quad (7.54)$$

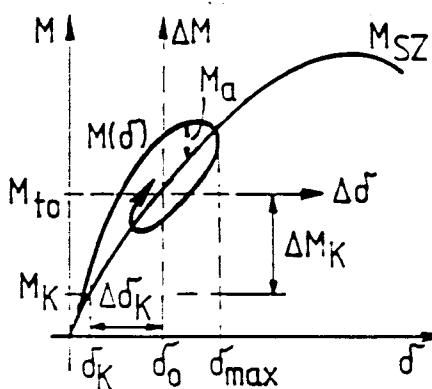
Az egyenlet nem lineáris, ezért a leendő  $\delta_0$  szöggel jellemzett munkapont körüli változásokra térünk át (7.36. ábra):

$$M_s \Delta \delta + \frac{D(\delta_0)}{p} \frac{d\Delta \delta}{dt} - \Delta M_t = - \frac{\theta}{p} \frac{d^2 \Delta \delta}{dt^2}, \quad (7.55)$$

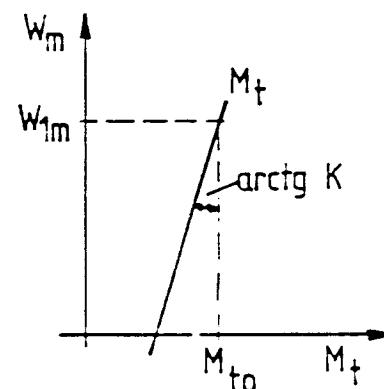
ahol

$$M_s = \left( \frac{dM_{sz}}{d\delta} \right)_{\delta=\delta_0} = M_{max} \cos \delta_0 + 2 M_r \cos 2 \delta_0$$

a szinkronozó nyomaték.



7.36. ábra A szinkron és a teljes motornyomaték alakulása terhelésfelvételkor



7.37. ábra A terhelőnyomaték-szögsebesség jelleggörbe

A terhelőnyomaték tartalmazzon állandó és szögsebességgel arányos részeket (7.37. ábra):

$$M_t = M_{t0} - k(W_{1m} - W_m), \quad (7.56)$$

ahol:

$$K = \frac{dM_t}{dW_m} \quad M_{t0} = M_{max} \sin \delta_0 + M_r \sin 2 \delta_0.$$

Attérve kis változásokra:

$$\Delta M_t = - k(W_{1m} - W_m) = - \frac{k}{p} \frac{d\Delta \delta}{dt} \quad (7.57)$$

és a változásokra felírt mozgási egyenlet - kisebb átalakítások után -

a következő alaku lesz:

$$\frac{d^2\Delta\delta}{dt^2} + \frac{D+k}{\Theta} \frac{d\Delta\delta}{dt} + \frac{M_s p \Delta\delta}{\Theta} = 0 . \quad (7.58)$$

Itt  $(D+k)$  adja a dinamikus szögsebesség-nyomaték jelleggörbe mere-dekségét, ezért:

$$T_m = \frac{\Theta}{D+k} \quad (7.59)$$

a dinamikus jelleggörbe elektromechanikai időállandója.

A  $\frac{D+k}{\Theta} \frac{d\Delta\delta}{dt}$  - s tagot csillapító tagnak nevezik. Látjuk, hogy a rendszer csillapítását a terhelőnyomaték is befolyásolja, ha a terhelőnyomatéknak van fordulatszámtól függő összetevője.

Ha  $D+k=0$ , akkor a rendszer csillapítatlan lengéseket végez, melyek körfrekvenciája:

$$\Omega_s = \sqrt{\frac{p M_s}{\Theta}} . \quad (7.60)$$

A rendszer  $\Omega_s$  saját körfrekvenciája munkapontfüggő, mivel  $M_s(\delta) \neq \text{const.}$

Behelyettesítve a (7.59) és a (7.60) egyenleteket a (7.58)-ba, a rendszer mozgási egyenletét már célszerűbb formában kapjuk:

$$\frac{d^2\Delta\delta}{dt^2} + \frac{1}{T_m} \frac{d\Delta\delta}{dt} + \Omega_s^2 \Delta\delta = 0 . \quad (7.61)$$

A gyakorlatban szokásos értékekkel, a karakterisztikus egyenlet megoldásaként, mindenkorának megoldást kapunk:

$$\lambda_{1,2} \approx -\frac{1}{2} T_m \pm j\Omega ,$$

ahol  $\Omega$  a rendszer lengési körfrekvenciája:

$$\Omega = \sqrt{\Omega_s^2 - \frac{1}{4 T_m^2}} \quad (7.62)$$

és  $\frac{1}{4 T_m^2}$  viszonylag kis értéke miatt rendszerint közel esik  $\Omega$ -hez.

Kezdeti állapotként tételezzük fel, hogy  $\frac{d\Delta\delta}{dt} = 0$ , és a terhelési szög kezdeti értéke az előbbi terhelésnek felel meg, tehát  $\Delta\delta_k = \delta_k - \delta_{k0}$ . Ezekkel a kezdeti feltételekkel a (7.61) egyenlet megoldása:

$$\Delta\delta = \frac{(\delta_k - \delta_{k0})\Omega_s}{\Omega} e^{-t/2T_m} \sin(\Omega t + \arctg 2\Omega T_m). \quad (7.63)$$

Ennek alapján felírható a szinkron nyomaték kifejezése:

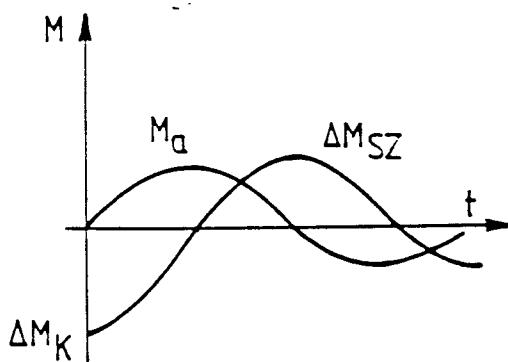
$$\Delta M_{sz} = M_s \Delta\delta \quad (7.64)$$

majd a (7.63) egyenlet deriválásával az aszinkron jellegű nyomaték:

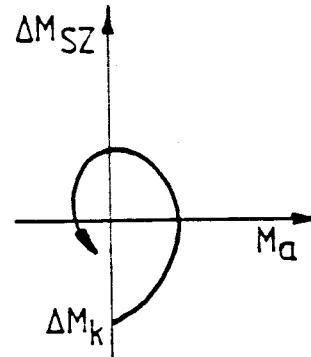
$$M_a = \frac{Dd\Delta\delta}{p dt} = \frac{D(\delta_k - \delta_{k0})\Omega_s^2}{p \Omega} e^{-t/2T_m} \sin \Omega t, \quad (7.65)$$

ill. a teljes csillapító nyomaték:

$$M_{cs} = \left[ \frac{D+k}{p} \right] \frac{d\Delta\delta}{dt}. \quad (7.66)$$



7.38. ábra A szinkron és az aszinkron jellegű nyomaték időfüggvénye



7.39. ábra A szinkron és az aszinkron jellegű nyomatékok fázissíkban

A 7.38. ábrán feltüntettük a nyomatékok időfüggvényeit, míg a 7.39. ábrán az átmeneti folyamatot fázissíkban ábrázoltuk.

Ha a szinkrongép egyáltalán nem, vagy csak nagyon gyenge keresztrányú csillapítókerccsel rendelkezik, akkor a szinkrongép üres járáshoz ( $\delta=0$ ) önlengésekre hajlamos. A vizsgálat azt mutatja, hogy az önlengési hajlam az állórész ellenállásától függ és annak százalékos növekedésével erősödik. Éppen ezért az önlengési jelenséggel csak kis

teljesítményű, 200kW-nál kisebb gépeknél találkozunk.

A fenti képletek az állórész R ellenállásának elhanyagolásával érvényesek, ezért azokból az önlengésekre való hajlam nem mutatható ki.

Az önlengési hajlam azért csak  $\delta \approx 0$  körül jelentkezik, mivel a hosszirányú tekercs csillapítása a forgórésznek ebben a helyzetében nem hatásos; a hosszirányú tekercs fluxuskapcsolata  $\psi \cos \delta$ -val egyenlő (7.34. ábra), így  $\delta = 0$  körüli lengések esetén alig változik.

A légsurlódásból számított csillapítás természetesen mindenkorban fellép, de értéke olyan kicsi, hogy nem képes az önlengési hajlamot megszüntetni.

Példa:

Egy 4000kW-os kompresszort hajtó szinkronmotor adatai:

$n_0 = 125f/min$ ,  $\Theta = 236 \cdot 10^3 \text{ kgm}^2$  (teljes),  $p=24$ ,  $M_{\max} = 2M_n$ . Ennek alapján:  $\delta_n = 30^\circ$ ,  $M_n = 306 \cdot 10^3 \text{ Nm}$ , míg a szinkronozó nyomaték a névleges pontban (a reluktancia nyomaték elhanyagolásával):  $M_s = 2M_n \cos 30^\circ = \sqrt{3} M_n$ .

A motor saját körfrekvenciája a névleges pontban:

$$\Omega_s = \sqrt{\frac{M_s P}{\Theta}} = \sqrt{\frac{\sqrt{3} \cdot 306 \cdot 10^3 \cdot 24}{236 \cdot 10^3}} \approx 7,34 \frac{1}{\text{s}}, \quad (1,17 \text{ Hz}),$$

elektromechanikai időállandója, ha  $k=0$  és feltételezve, hogy 5%-os szlip esetén éppen névleges értékű aszinkron nyomaték keletkezik:

$$T_m = \frac{\Theta}{D} = \frac{\Theta W_{1m}}{M_n} \quad s_n = \frac{236 \cdot 10^3}{306 \cdot 10} \cdot \frac{125}{9,55} \cdot 0,05 = 0,5 \text{ sec}.$$

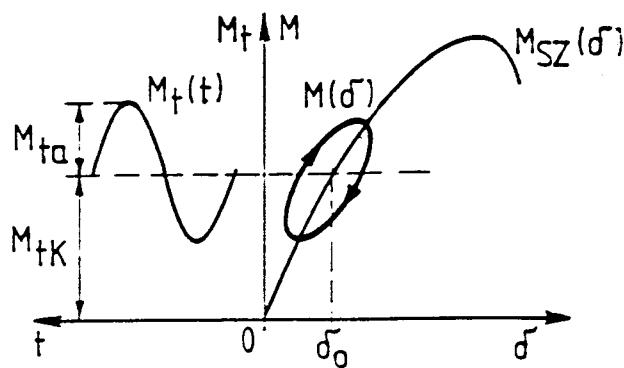
Ekkor a tényleges körfrekvencia:

$$\Omega = \sqrt{\Omega_s^2 - \frac{1}{4T_m^2}} = \sqrt{7,34^2 - \frac{1}{4 \cdot 0,5^2}} = 7,27 \frac{1}{\text{s}}.$$

Látszik, hogy a rendszer lengési frekvenciája nem nagyon különbözik a sajatlengések frekvenciájától.

### 7.9.2. Kényszerlengések

Szinkrongépek gyakran dolgoznak lüktető terheléssel. Pl. Diesel hajtómotorok lüktető terhelést jelentenek szinkrongenerátorok részére, míg szinkronmotorokat gyakran alkalmazunk dugattyus kompresszorok, malomok, keverők stb. hajtására. Ismeretes, hogy a nagyteljesítményű, sokpólusú szinkrongép egyrészt olcsóbb, mint a csúszogyrűs aszinkron gép, másrészt – túlgerjesztett üzemben – meddő teljesítményt ad vissza a hálózatba és ezért gazdaságilag jobb üzemeltetési mutatók is adódnak.



7.40. ábra A szinkronmotor nyomatékai  $\delta_0$  szög körüli kényszerlengések esetén

Ha feltételezzük, hogy a terhelés változó része tisztán szinuszos, akkor felírhatjuk, hogy:

$$M_t = M_{ta} + M_{tk} \sin \Omega t , \quad (7.67)$$

ahol  $\Omega$  most a kényszerlengések frekvenciája lesz (7.40. ábra). A szinkronmotor  $\delta_0$  terhelési szög körül fog lengeni, ezért áttérve a  $\delta_0$  szög körüli változásokra a (7.55) alapján a következő mozgási egyenletet írhatjuk fel:

$$\frac{\theta}{p} \frac{d^2 \Delta \delta}{dt^2} + \frac{D}{p} \frac{d \Delta \delta}{dt} + M_s \Delta \delta = M_{ta} \sin \Omega t , \quad (7.68)$$

vagy  $\frac{\theta}{p}$ -vel való osztás után és  $T_m = \theta/D$  jelöléssel:

$$\frac{d^2 \Delta \delta}{dt^2} + \frac{1}{T_m} \frac{d \Delta \delta}{dt} + \Omega_s^2 \Delta \delta = \frac{p}{\theta} M_{ta} \sin \Omega t . \quad (7.69)$$

A homogén megoldás  $t > (3-4) T_m$  után lecsillapodik, a jobb oldalnak megfelelő állandósult megoldás:

$$\Delta \delta = \frac{M_{ta}}{M_s} \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \frac{\Omega^2}{\Omega_s^2}\right]^2 + \left[\frac{\Omega}{T_m \Omega_s^2}\right]^2}} \sin \left[ \Omega t - \arctg \frac{\Omega}{T_m (\Omega_s^2 - \Omega^2)} \right] , \quad (7.70)$$

ami, a (7.69)-be való visszahelyettesítéssel könnyen igazolható.

Vezessük be a következő jelölést:

$$a = \frac{\Omega}{T_s \Omega^2} = \frac{D\Omega}{pM_s} , \quad (7.71)$$

mivel  $T_s = \Theta/D$  és  $\Omega_s^2 = pM_s/\Theta$ .

Ezzel a motor szinkronnyomatéka:

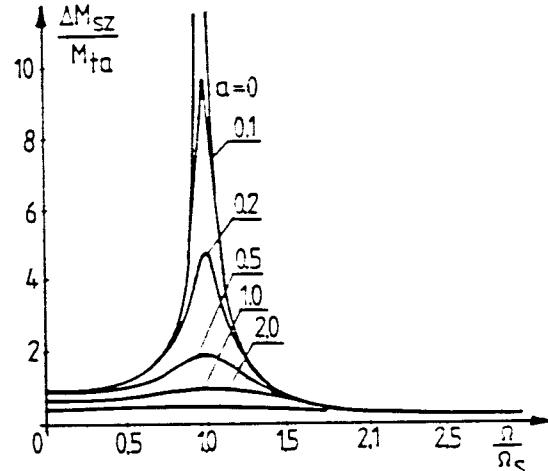
$$\Delta M_{sz} = M_s \Delta \delta = \frac{M_{ta}}{\sqrt{\left(1 - \frac{\Omega^2}{\Omega_s^2}\right)^2 + a^2}} \sin(\Omega t - \arctg \frac{a}{1 - \frac{\Omega^2}{\Omega_s^2}}) , \quad (7.72)$$

aszinkron (csillapító) nyomatéka:

$$M_a = \frac{D}{p} \frac{d\Delta\delta}{dt} = \frac{a M_{ta}}{\sqrt{\left(1 - \frac{\Omega^2}{\Omega_s^2}\right)^2 + a^2}} \cos(\Omega t - \arctg \frac{a}{1 - \frac{\Omega^2}{\Omega_s^2}}) , \quad (7.73)$$

és a motor eredő nyomatéka:

$$\Delta M_m = \Delta M_{sz} + M_a = \frac{M_{ta} \sqrt{1+a^2}}{\sqrt{\left(1 - \frac{\Omega^2}{\Omega_s^2}\right)^2 + a^2}} \sin(\Omega t - \arctg \frac{a}{1 - \frac{\Omega^2}{\Omega_s^2}} + \arctg a) . \quad (7.74)$$



7.41. ábra A szinkron jellegű nyomaték amplitudójának alakulása

A 7.41.-7.43. ábrákon feltüntettük az egyes nyomatékok amplitudóit  $\frac{\Omega}{\Omega_s}$  függvényében. A  $\Delta M_{sz}$  szinkronnyomaték amplitudója, valamint az eredő nyomaték amplitudója az  $\Omega/\Omega_s = 1$  rezonancia-pont környékén megengedhetetlen értékűek lesznek. Rezonancia esetén ( $\Omega = \Omega_s$ ) a motor szinkron nyomatéka éppen olyan értéket vesz fel, amely minden időpontban kiegyenlíti a gyorsító nyomatékot:

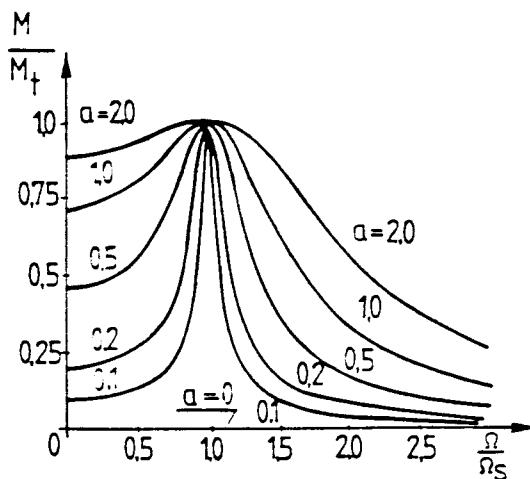
$$M_d = -\frac{e}{p} \frac{d^2 \Delta \delta}{dt^2} = +\frac{e}{p} \Omega^2 \Delta \delta = M_s \Delta \delta = \Delta M_{sz} .$$

Ezért  $a=0$  esetén a terhelés kiegyenlítetlen marad és szétlengeti a rendszert. Ha  $a \neq 0$ , akkor a terhelést az aszinkron nyomaték egyenlíti ki, éppen ezért rezonancia esetén amplitudójuk és fázishelyzetük azonos. A rezonancia-ponttól eltávolodva, a nyomatékok amplitudói és fázishelyzetei változnak.

A gyakorlatban gyakran a rezonancia-hoz közelí viszonyok állnak elő. Ilyenkor, pl. lendkerék alakalmazásával, csökkenthetjük a rendszer saját frekvenciáját, növelve ezzel a  $\frac{\Omega}{\Omega_s}$  viszonyt. A gyakorlatban általában

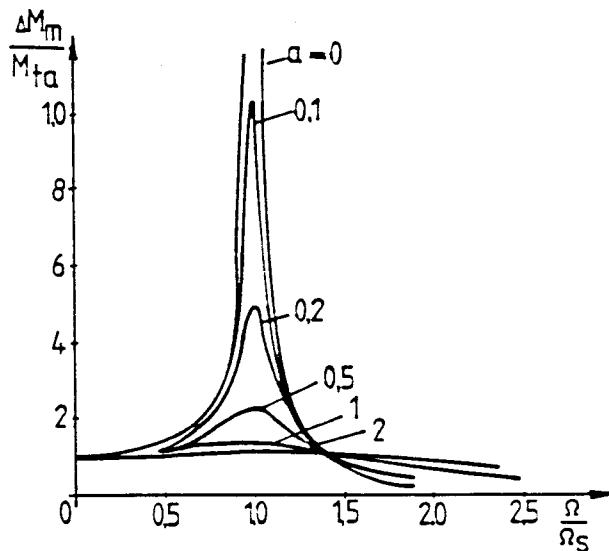
$$\frac{\Omega}{\Omega_s} \geq 1,5 ,$$

ilyenkor a nyomaték-lengések már elfogadhatóak. Természetesen a rezonancia-ponttól a lendítő tömegek csökkentésével is el lehet távolodni,



7.42. ábra Az aszinkron jellegű nyomaték amplitudójának alakulása

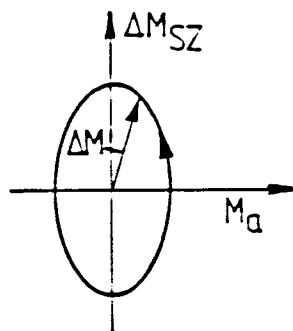
de ez nem célszerű, mert a kényszerlengések minden - gyakran jelentős - felharmonikusokat is tartalmaznak, amelyekre ilyenkor a rezonancia félételei könnyen előállhatnak.



7.43. ábra A szinkronmotor teljes nyomatékának alakulása

Az eredő nyomaték amplitudója  $\Omega/\Omega_s = \sqrt{2}$  esetén nem függ a csillapítástól és egyenlő a terhelőnyomaték amplitudójával:  $\Delta M = M_{ta}$ .

A 7.44. ábrán a viszonyokat a  $\Delta M_{sz} (M_a)$  fázissíkban ábrázoltuk. Itt ellipszist kapunk ( $a=1$  esetén kört).



7.44. ábra A szinkronmotor nyomatékösszetevői fázissíkban

Példa:

Az előbbi fejezet példáját folytatva:

$$\Omega = \frac{125}{60/2\pi} = 13,09 \frac{1}{sec}, \quad \frac{\Omega}{\Omega_s} = \frac{13,09}{7,36} = 1,78,$$

$$a = \frac{\Omega}{T \frac{\Omega^2}{m \cdot s}} = \frac{13,09}{0,5 \cdot 7,34^2} \cong 0,48.$$

Ezzel az amplitudók:

$$\Delta M_{sz} \cong 0,20M_{ta}, \quad M_a = a\Delta M_{sz} \cong 0,10M_{ta}$$

és

$$\Delta M \cong 0,22M_{ta},$$

míg a terhelés és a szinkronnyomaték közötti fázisszög:

$$\varphi = \arctg \frac{0,48}{1,78^2 - 1} = 12,5^\circ.$$

A szinkronmotor lengéseinek csökkentése a szinkronmotor gerjesztéseknek szabályozásával is elérhető (ha  $\delta \neq 0$ ). A gerjesztést ilyenkor a kényszerlengések frekvenciájával lükktetjük egy állandó érték körül, míg a gerjesztőáram terheléshez képesti fázishelyzetének meg kell egyeznie a szinkronnyomaték fent számított fázishelyzetével.

Ez elérhető a szinkronmotor állórészének áramáról vett kompaundálás, vagy különleges - a motortengellyel hajtott - adók segítségével. Ezzel a módszerrel is elérhető a motor áramának még elfogadható lükteése (a lendkerék elmaradása ugyanis gazdasági szempontból nagyon előnyös).

A motorok lengései az alapzatokon keresztül átadódnak a gépházra, azon át a földre és a környékén levő épületekre. Ha a gépházban több motor van, akkor a legkellemetlenebb viszonyokat akkor kapjuk, ha a motorok lengései fázisban vannak. Mivel a szinkronmotorokat aszinkron indítással indítjuk, kívánatos lenne a motorok szinkronizálása után a motorok kényszerlengéseinek fázishelyzetét szimmetrikusan elosztani a forgattyús tengely teljes fordulatára. Szinkronmotorok esetében a beállított fázishelyzet tartós lesz, mivel szinkron üzemben a forgórészek fázishelyzete a hálózati feszültséghez képest adott. Ezért a probléma a motorok forgórészeinek kezdeti beállításával oldható meg.

A motorok kezdeti beállítása az un. póluscsúsztatással érhető el. Ha felcseréljük a forgó szinkronmotor gerjesztésének polaritását, akkor a gerjesztőáram csökkentésével a motor forgórésze kezd elmaradni a fluxustól, majd irányváltás után a forgórész ismét szinkronba kerül, de fázishelyzete legalább egy pólusosztással megváltozik. Ha az átkapcsolást üresjárásban végezzük, valószínű, hogy a fázishelyzet csak egy pólusosztással változik. A műveletet többször megismételve, a motor forgórészét minden megfelelő helyzetbe tudjuk hozni egy másik motor forgórészéhez képest.

### 7.9.3. Szinkronmotor lengéseinek pontosabb számítása

A korábban leírt vizsgálati módszerek csak kb. 2Hz-es lengési frekvenciáig adnak elfogadható eredményt. Ennél negyobb frekvenciákon a forgórész kalickájában és a gerjesztőtekercsben indukálódó feszültség már olyan áramokat hoz létre, amelyek - a motor induktivitásai miatt - időben észrevehetően késnek az őket létrehozó feszültségekhez képest.

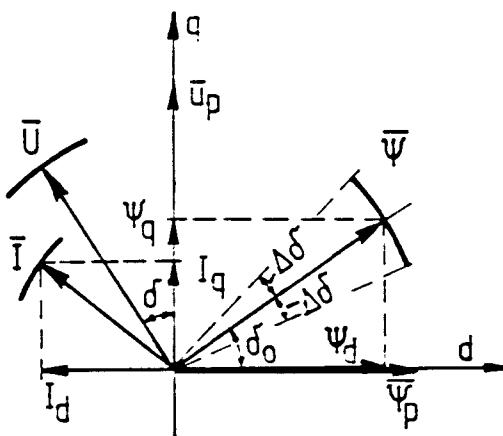
A lengések pontosabb vizsgálatához célszerű a szinkronmotor transziens üzemére érvényes egyenleteket számítógépes szimulációval megoldani (7.10. fejezet). Bizonyos következtetéshez közelítő analitikai számítással is lehet jutni, ha elhanyagoljuk a motor állórészének ellenállását ( $R=0$ ) és egy  $\delta_0$  terhelési szöggel jellemzett munkapontban linearizálással leegyszerűsítjük az egyenleteinket.

A kényszerlengések  $\delta_0$  terhelési szögét a terhelőnyomaték  $M_{tk}$  középértéke határozza meg, míg a terhelőnyomaték  $\Omega$  szögfrekvenciájú lengése a forgórész, így a terhelési szög

$$\Delta\delta = \delta - \delta_0 = \Delta\delta_m \cos\Omega t \quad (7.75)$$

szerinti lengését okozza. Ez a lengés együtt jár a motor áramának és fluxusának  $\Omega$  körfrekvenciájú lengéseivel. Ezek számításához célszerű a (7.75) egyenletet komplex idővektorként felírni:

$$\Delta\bar{\delta} = \Delta\delta e^{j\Omega t}. \quad (7.75a)$$



7.45. ábra Kiállópólusú szinkronmotor fluxus-vektorának felbontása d-q összetevőkre

A 7.45. ábrán feltüntettük a viszonyokat d-q koordináta-rendszertben. Mivel  $R=0$ , ezért a motor állórészfluxus-vektorának amplitudóját csak a hálózati feszültség határozza meg. Emiatt a fluxus amp-

litudója állandó marad ( $\Psi = U/W_1 = \text{const.}$ ). A d-q koordináta-rendszerben azonban a forgórész áll, míg a  $\bar{\psi}$  fluxusvektor  $\Omega$  körfrekvenciával leng  $\delta_0$  terhelési szög körül, ezért a fluxus d és q összetevői szögfüggőek lesznek.

A 7.45. ábrából látható, hogy a  $\psi_d$  és  $\psi_q$  fluxusösszetevőkre a következők érvényesek:

$$\psi_d = \Psi \cos \delta, \quad \psi_q = \Psi \sin \delta,$$

kis változásaiakra pedig (komplex idővektorra áttérve):

$$\begin{aligned} \Delta \bar{\psi}_d &= -\Psi \sin \delta_0 \Delta \bar{\delta} = -\Psi_q \Delta \delta e^{j\Omega t}, \\ \Delta \bar{\psi}_q &= \Psi \cos \delta_0 \Delta \bar{\delta} = \Psi_d \Delta \delta e^{j\Omega t}, \end{aligned} \quad (7.76)$$

ahol

$$\Psi_q = \Psi \sin \delta_0, \quad \Psi_d = \Psi \cos \delta_0 \quad (7.77)$$

a munkaponti állandó értékek.

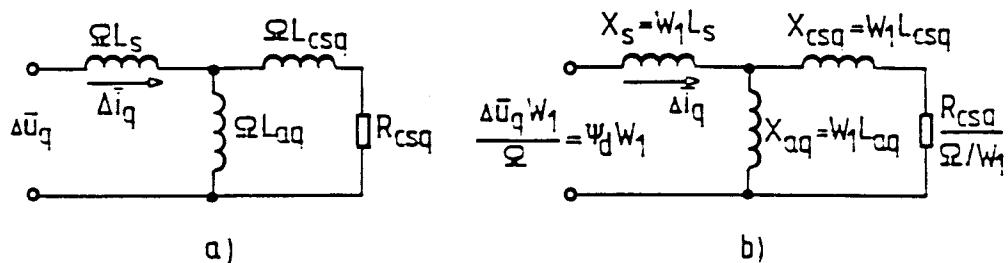
A (7.76)-tal meghatározott fluxusváltozások (d-q koordináta-rendszerben) az állórészben

$$\begin{aligned} \Delta \bar{u}_d &= \frac{\Delta \bar{\psi}_d}{dt} = -\Psi_q j\Omega \Delta \delta e^{j\Omega t}, \\ \Delta \bar{u}_q &= \frac{\Delta \bar{\psi}_q}{dt} = \Psi_d j\Omega \Delta \delta e^{j\Omega t} \end{aligned} \quad (7.78)$$

feszültség-vektorokat hoznak létre, melyek a d és q irányú  $Z'_d$  ill.  $Z'_q$  impedanciákon  $\Delta \bar{i}_d$  és  $\Delta \bar{i}_q$  áramokat hajtanak át:

$$\begin{aligned} \Delta \bar{i}_d &= \frac{\Delta \bar{u}_d}{Z'_d} = \frac{-\Psi_q j\Omega \Delta \delta}{Z'_d} e^{j\Omega t} = \Delta \bar{I}_d e^{j\Omega t}, \\ \Delta \bar{i}_q &= \frac{\Delta \bar{u}_q}{Z'_q} = \frac{\Psi_d j\Omega \Delta \delta}{Z'_q} e^{j\Omega t} = \Delta \bar{I}_q e^{j\Omega t}, \end{aligned} \quad (7.79)$$

ahol  $\Delta \bar{I}_d = -\Psi_q j\Omega \Delta \delta / Z'_d$  és  $\Delta \bar{I}_q = \Psi_d j\Omega \Delta \delta / Z'_q$ .



7.46. ábra Szinkron motor q irányú helyettesítő kapcsolása  
a)  $\Omega$  körfrekvenciára      b)  $W_1$  körfrekvenciára átszámítva

A  $Z_d'$  és  $Z_q'$  impedanciák a motor impedanciái  $\Omega$  körfrekvencián. Példaként a 7.46.a ábrán felrajzoltuk a  $Z_q'$  impedancia helyettesítő kapcsolását. Szorozzuk be a (7.79) számlálóját és nevezőjét  $W_1/\Omega$ -val és legyen  $Z_d = Z_d'W_1/\Omega$  és  $Z_q = Z_q'W_1/\Omega$ . Ekkor a (7.79) egyenletből az áram amplitudóira a következőket kapjuk:

$$\Delta \bar{I}_d = -\Psi_q j W_1 \Delta \delta / Z_d , \quad (7.80)$$

$$\Delta \bar{I}_q = \Psi_d j W_1 \Delta \delta / Z_q .$$

A  $Z_q$  impedanciára ilyenkor a 7.46.b ábra érvényes. Ez a helyettesítő kapcsolás viszont azonos a szinkronmotor indításakor felvázolt helyettesítő kapcsolással (7.26 ábra), amely a szinkronmotor aszinkron üzemére érvényes. Ezért  $1/Z_d$  és  $1/Z_q$  a motor áramvektor-diagramjából határozható meg. A különbség a két eset között abban van, hogy azokban az S szlip a paraméter, most pedig a 7.46.b ábrával összhangban az  $\Omega/W_1$ .

A motor nyomatéka relatív egységekben és komplex idővektorként:

$$\bar{M} = \bar{\psi}_d \bar{i}_q - \bar{\psi}_q \bar{i}_d ,$$

amiből kis változásokra  $\bar{i}_d = I_d + \Delta \bar{i}_d$ ,  $\bar{\psi}_d = \psi_d + \Delta \bar{\psi}_d$  stb. behelyettesítésekkel a következő adódik (másodrendű tagok elhanyagolásával):

$$\Delta \bar{M} = \Delta \bar{\psi}_d \bar{i}_q - \Delta \bar{\psi}_q \bar{i}_d + \Psi_d \Delta \bar{i}_q - \Psi_q \Delta \bar{i}_d . \quad (7.81)$$

A (7.77) és (7.79) egyenletek felhasználásával:

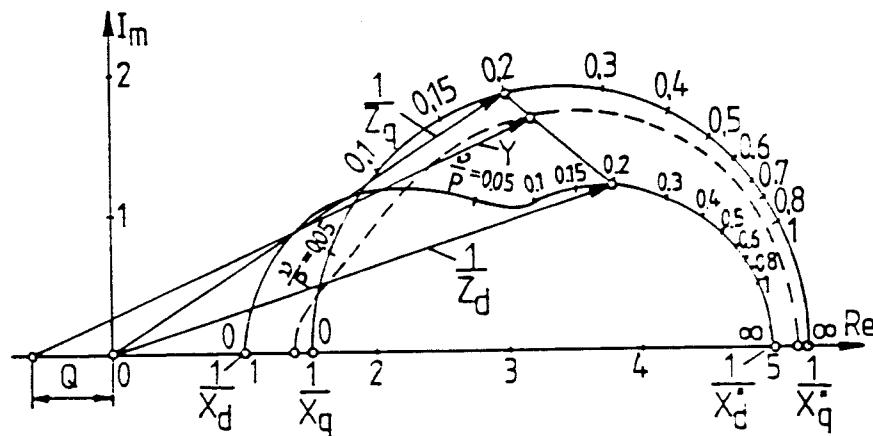
$$\Delta \bar{M} = [ - (\Psi_d I_d + \Psi_q I_q) + j \Psi^2 W_1 \left( \frac{\cos^2 \delta}{Z_q} + \frac{\sin^2 \delta}{Z_d} \right) ] \Delta \delta e^{j \Omega t} .$$

Beszorozva  $W_1/W_1$ -gyel és  $U=WW_1$  behelyettesítésével az egyenlet első része:

$$\begin{aligned} - [\Psi \cos \delta_0 I_d + \Psi \sin \delta_0 I_q] \cdot \frac{W}{W_1} &= - [U \cos \delta_0 I_d + U \sin \delta_0 I_q] \frac{1}{W_1} = \\ &= - [U_q I_d - U_d I_q] \frac{1}{W_1} = \frac{Q}{W_1}, \end{aligned}$$

alakú, ahol  $Q$  a motor meddő teljesítménye (mely pozitív, ha a motor árama siet a feszültséghez képest). Ezzel:

$$\Delta M = \left[ \frac{Q}{W_1} + j \frac{U^2}{W_1} \left( \frac{\cos^2 \delta_0}{Z_q} + \frac{\sin^2 \delta_0}{Z_d} \right) \right] \Delta \delta e^{j\Omega t}. \quad (7.82)$$



7.47. ábra Kiállópólusú szinkronmotor  $Y=\Delta M/\Delta \delta$  frekvenciafüggvénye

A 7.47. ábrában a valós tengelyt  $\Delta \delta$  irányába vettük fel. A  $Q/W_1$  szintén valós, a feltüntetett munkapontnak megfelelően pozitív, de értékét negatív irányba rajzoltuk fel, mivel a vektorábra origóját célszerű  $Q/W_1$ -gyel jobbra eltolni. Az ábrán feltüntettük az  $1/Z_d$  és  $1/Z_q$  admittancia diagramokat is  $U=1$  névleges feszültségre. A keresett  $1/Z_d$  és  $1/Z_q$  értékeket az  $S=\Omega/W_1$  pontban kapjuk. Az  $\Omega$  körfrekvencia függ a motor póluspár-számától, feltételezve, hogy a lengések  $\Omega$  körfrekvenciája arányos a motor forgási frekvenciával:

$$\Omega = \nu \cdot \frac{W}{p},$$

ahol  $\nu$  a harmonikus rendszáma. Ezzel:

$$S = \frac{\Omega}{W_1} = \frac{\nu}{p} . \quad (7.83)$$

Az  $1/Z_q$  értékét  $\cos^2\delta_0$  súllyal, az  $1/Z_d$ -jét pedig  $\sin^2\delta_0$  súllyal kell figyelembe venni. Pl. ha  $\delta_0=30^\circ$ , akkor  $\cos^2\delta_0=3/4$ , vagyis a  $q$  irányú admittancia a hatásosabb. Az eredő vektor az  $1/Z_d$  és  $1/Z_q$ -t összekötő egyenesen lesz, mivel  $\cos^2\delta_0+\sin^2\delta_0=1$ .

A  $\Delta\bar{M}/\Delta\bar{\delta}=Y$  frekvenciafüggvényt határoz meg, mely adott motor esetén  $\Omega$ -tól, ill.  $\nu/p$ -től függ:

$$Y = -\frac{Q}{W_1} + j \frac{U^2}{W_1} \left( \frac{\cos^2\delta_0}{Z_q} + \frac{\sin^2\delta_0}{Z_d} \right) .$$

A motor lengési nyomatékaiból az ismeretében most már meghatározzuk a lüktető terhelőnyomaték hatására kialakuló szöglengéseket és áramlengéseket. A mozgásegyenlet

$$M-M_t = -\frac{\Theta}{p} \frac{d^2\delta}{dt^2} .$$

A terhelőnyomaték  $\nu$ -edik harmonikusát idővektorokkal vizsgálva, kis változásokra kapjuk:

$$\Delta\bar{M}_\nu - \bar{M}_{t\nu} = -\frac{\Theta}{p} \left( j\nu \frac{W_1}{p} \right)^2 \Delta\bar{\delta} ,$$

ami viszonylagos egységekben és  $\Delta\bar{M}_\nu = \bar{Y}(j\nu/p)\Delta\bar{\delta}_\nu$  figyelembevételével

$$\bar{M}_{t\nu} = \left[ \bar{Y} - T_{in} W_1 \frac{\nu^2}{p^2} \right] \Delta\bar{\delta}$$

alakra hozható, ahol  $T_{in} = \frac{W_1}{pM_a}$  a névleges indítási idő s-ben.

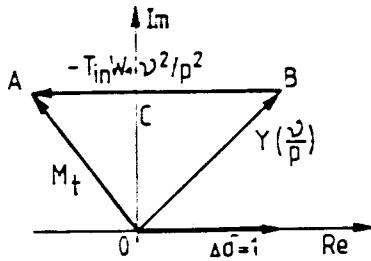
Ebből a szöglengés amplitúdóvektora:

$$\Delta\bar{\delta} = \frac{\bar{M}_{t\nu}}{\bar{Y} - T_{in} W_1 \frac{\nu^2}{p^2}} . \quad (7.84)$$

Ezzel (7.80) alapján az áramlengések is számíthatók.

A viszonyokat a 7.48. ábra mutatja. Ha valós egységnyi szöglengést tételezünk fel, akkor az  $\bar{OA}$  vektor a motor nyomatékát,  $\bar{AB}$  a tömegekből származó nyomatéket,  $\bar{OA}$  pedig a terhelőnyomatékot képviseli. Az  $\bar{OA}$  tá-

volság (7.84) nevezőjének abszolút értéke. Adott terhelő nyomatéklengés esetén akkora e tehetetlenségi nyomatéknál (ill.  $T_{in}$  időnél) adódnék a legnagyobb szöglengés, amellyel  $\overline{OA}$  minimális ( $\overline{OC}$ ), ez felelne meg kb. a rezonanciának. A gyakorlatban a tehetetlenségi nyomatéknak ennél nagyobbnak kell lennie.



7.48. ábra Valós egységnyi szöglengéshez tartozó nyomatékok

Vizsgáljuk meg az áramlengések nagyságrendjét. A 7.47. ábra szerint pl.  $v/p=2/12=1/6$ , tehát  $50/6=8,3\text{Hz}$  frekvenciájú lengésekre az  $1/Z_d$  és az  $1/Z_q$  viszonylagos egységben 3-as nagyságrendű. Ha azt akarjuk, hogy az áramlengés kb. 0,3 legyen, akkor (7.80) szerint  $\Delta\delta$  kb. 0,1 radián, tehát kb.  $6^0$  lehet. Ha a lüktető nyomatékból a  $v=2$ -es amplitudója megegyezik a névleges nyomatékkal, ami  $\cos\varphi_n=0,8$  miatt kb.  $0,72$ -re becsülhető, akkor (7.84) nevezőjének 7 nagyságrendűnek kell lennie, vagyis  $T_{in_1} W v^2/p^2 \approx 10$  szükséges, ami

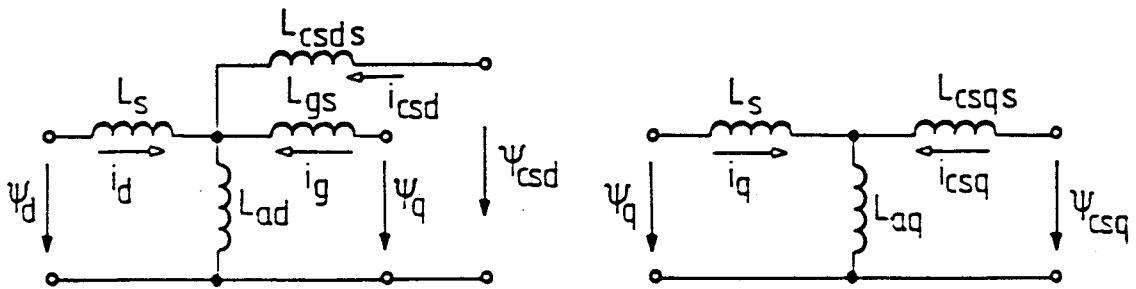
$$T_{in} = 10 \cdot \frac{6^2}{314} = 1,15s$$

értéket jelent. Ebből a szükséges tehetetlenségi nyomaték számítható. Látható, hogy a szükséges  $\theta$ , ill.  $T_{in}$  érték  $p^2/v^2$ -tel nő, tehát a sokpólusú, kis fordulatszámú hajtások esetében alapos vizsgálattal kell ellenőrizni, hogy a keletkező lengések megengedhetőek-e.

Megjegyezzük, hogy sok esetben elegendő lehet a statikus nyomatékgörbüvel való egyszerű számítás is, mert példánkban ez  $\bar{Y} \approx 3$  helyett  $M_s \approx 2$  közelítést jelent, tehát a nevező kb. 10%-kal változik meg. Meg kell azonban jegyezni, hogy egyrészt ez az eltérés nem a biztonság irányában adódik, másrészt a szöglengések és áramlengések számításakor még nagyobb hibák adóhatnak.

### 7.10. Szinkronmotorok tranzisztors vezérlésével

Számitógépes vizsgálatokhoz a szinkronmotorokat leíró teljes - az elektromágneses viszonyokat pontosan tükröző - egyenletrendszerre van szükségünk. Cél szerű ezeket az egyenleteket d-q koordináta-rendszerben felírni azért, hogy az egyenletek együtthatói állandóak legyenek.



Az aszinkron motor (5.2) Park-vektoros egyenletei - megfelelő értelmezéssel most is érvényesek.

A fluxusokra vonatkozó helyettesítő kapcsolásokat a 7.49. ábrán tüntettük fel. Természetesen a forgórész paramétereit az állórészre számítottuk át, valamint relatív értékeket használtunk (az ábrában az induktivitások tulajdonképpen az 50Hz-es reaktanciák relatív értékeivel szerepelnek). Az "s" index továbbra is szórási induktivitásra utal, míg a gerjesztőtekercsre vonatkozó változókat g-vel, a csillapítótekercsre pedig - cs-vel jelöljük. A 7.49. ábra alapján:

$$\begin{aligned}
 L_{csd} &= L_{ad} + L_{csds}, & \psi_d = i_d \frac{L}{L_d} + (i_{csd} + i_g) \frac{L}{L_{ad}}, \\
 L_g &= L_{ad} + L_{gs}, & \psi_g = i_g \frac{L}{L_g} + (i_d + i_{csd}) \frac{L}{L_{ad}}, \\
 L_{csq} &= L_{aq} + L_{csqs} \text{ jelöléssel.} & \psi_{csd} = i_{csd} \frac{L}{L_{csd}} + (i_d + i_g) \frac{L}{L_{ad}}, \\
 && \psi_q = i_q \frac{L}{L_q} + i_{csq} \frac{L}{L_{aq}}, \\
 && \psi_{csq} = i_{acs} \frac{L}{L_{csq}} + i_q \frac{L}{L_{aq}},
 \end{aligned} \tag{7.85}$$

ami mátrix alakban:

$$\frac{\Psi}{\Psi_0} = \frac{L}{d} \frac{i}{d} \quad ,$$

$$\frac{\Psi}{q} = \frac{L}{q} \frac{i}{q},$$

$$\text{ahol: } \frac{\Psi}{d} = \begin{vmatrix} \Psi_d \\ \Psi_g \\ \Psi_{csd} \end{vmatrix}, \quad \frac{L}{d} = \begin{vmatrix} L_d & L_{ad} & L_{ad} \\ L_{ad} & L_g & L_{ad} \\ L_{ad} & L_{ad} & L_{csd} \end{vmatrix}, \quad \frac{i}{d} = \begin{vmatrix} i_d \\ i_g \\ i_{csd} \end{vmatrix},$$

$$\underline{\Psi}_q = \begin{vmatrix} \Psi_q \\ \Psi_{csq} \end{vmatrix}, \quad \underline{L}_q = \begin{vmatrix} L_q & L_{aq} \\ L_{aq} & L_{csq} \end{vmatrix}, \quad \underline{i}_q = \begin{vmatrix} i_q \\ i_{csq} \end{vmatrix}.$$

A mátrix egyenletekből az áramokat az  $L^{-1}$  inverz mátrixok segítségével határozhatjuk meg:

$$\begin{aligned} \underline{i}_d &= \underline{L}_d^{-1} \underline{\Psi}_d, \\ \underline{i}_q &= \underline{L}_q^{-1} \underline{\Psi}_q. \end{aligned} \quad (7.86.a)$$

A (7.86.a) egyenletekhez csatlakoznak a d-q koordináta-rendszerben felírt differenciál egyenletek (viszonylagos egységekben):

$$\frac{d\Psi_d}{dW_1 t} = u_d - i_d R + W \Psi_q,$$

$$\frac{d\Psi_q}{dW_1 t} = u_q - i_q R - W \Psi_d,$$

$$\frac{d\Psi_g}{dW_1 t} = u_g - i_g R_g$$

$$\frac{d\Psi_{csd}}{dW_1 t} = - i_{csd} R_{csd},$$

$$\frac{d\Psi_{csq}}{dW_1 t} = - i_{csq} R_{csq},$$

$$\frac{dW}{dW_1 t} = \frac{1}{W_1 T_{in}} (\psi_d i_q - \psi_q i_d - M_t),$$

ahol  $u_d$  és  $u_q$  a feszültség d és q irányú összetevője. Pl. szinuszos táplálásra - a 7.45. ábrával összhangban

$$\begin{aligned} u_d &= U \cos\left(\frac{\pi}{2} + \delta\right) = -U \sin\delta, \\ u_q &= U \sin\left(\frac{\pi}{2} + \delta\right) = U \cos\delta. \end{aligned}$$

Az utolsó egyenletben  $\psi_d i_q - \psi_q i_d = m$ , tehát a motor nyomatékával egyenlő.

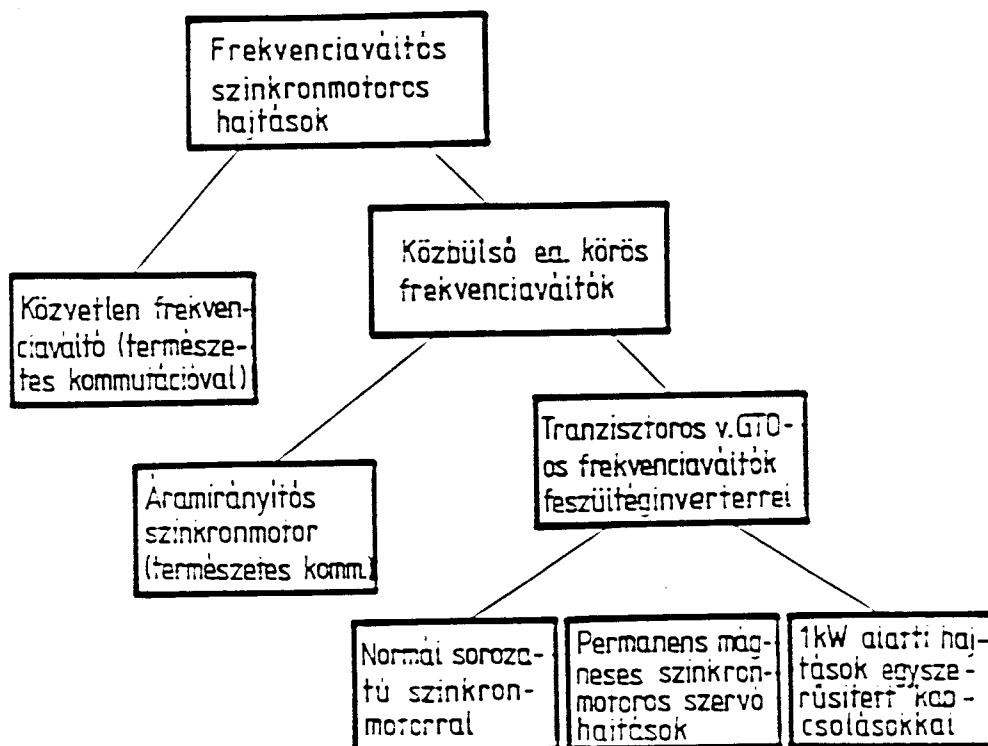
Az egyenleteket általában negyed fokú Runge-Kutta eljárással oldjuk meg. Pl. szinkronmotor indítására ( $u_g = 0$ ) az eredmény a 7.27. ábrán látható. Természetesen a (7.86) egyenletek alkalmasak más tranziszor vezetékesítésre is (pl. szinkronozás, szabad- és kényszerlengések, terhelés változás stb.).

## 8. FREKVENCIAVÁLTÓS SZINKRONMOTOROS HAJTÁSOK

Frekvencia szabályozott szinkronmotoros hajtásokat elterjedten használnak az iparban.

Teljesítmény sávjuk néhány W-tól 50-60MW-ig terjed.

A 8.1. ábrán feltüntettük a szinkronmotoros frekvenciaváltós hajtások felosztását.



8.1. ábra Frekvenciaváltós szinkronmotoros hajtások felontása

Mint az aszinkron motoros változatnál, itt is külön csoportot alkotnak a közvetlen frekvenciaváltós (ciklokonverteres) hajtások. Ezekkel a 6.1. fejezetben már foglalkoztunk, de újra hangsúlyozzuk, hogy ezek elsősorban szinkronmotoros kivitelben terjedtek el.

A közbülső egyenáramú körös frekvenciaváltós szinkronmotoros hajtásokat ma több változatban használják. Az egyik legelterjedtebb változat, amikor a szinkronmotor indukált feszültsége kommutálja az invertert és így a frekvenciaváltó mind hálózati, mind motoros oldalon természetes kommutációjú. Ezért is nevezik ezt a változatot áramirányítós szinkronmotornak. A változatot 50kW-tól 60MW-ig terjedő sávban alkalmazzák.

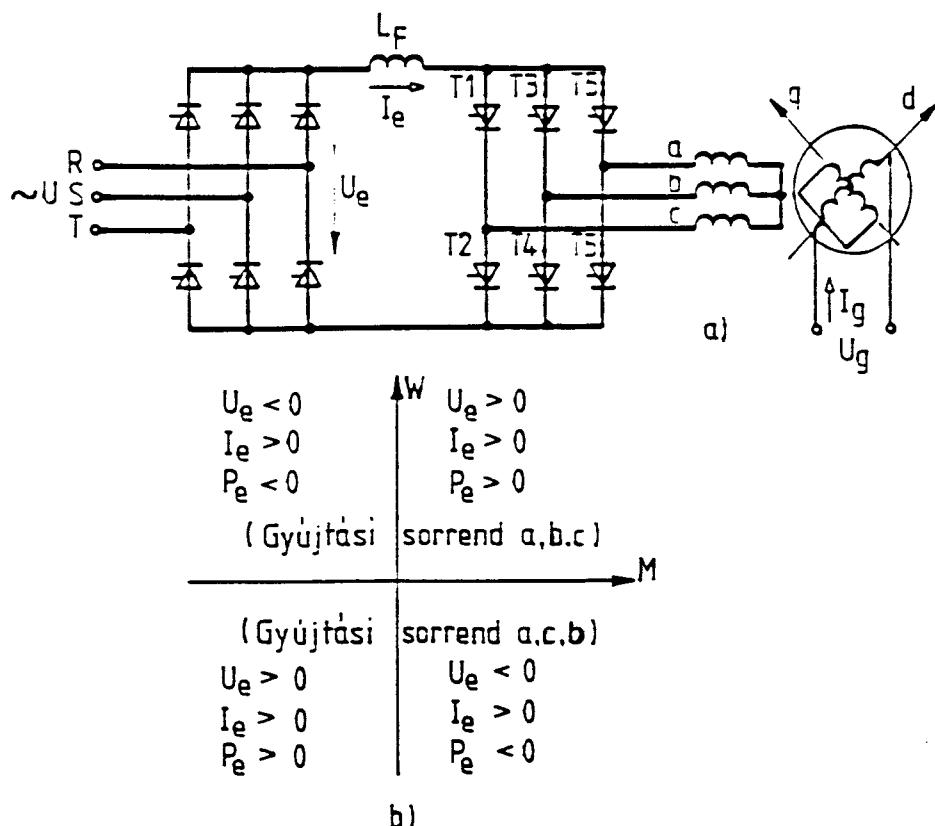
A másik csoportot a feszültséginverteres táplálású szinkronmotoros hajtások alkotják. Ezek GTO-os vagy tranzisztoros felépítésűek, de gerjesztett forgórészű szinkronmotorok esetében ezt a megoldást viszonylag ritkán alkalmazzák.

A közbülső egyenáramú körös frekvenciaváltók egyik fontos és érdekes területe a kis teljesítményű (100W-tól náhány kW-ig) permanens mágnesű szinkronmotoros hajtások. Ezek tranzisztoros feszültséginverteres

táplálásúak és elsősorban szervohajtásként használják (pl. a szerszámgépiparban az előtolók hajtására, illetve a robothajtásokban.) Külön csoportot (mind felépítés, mind vezérlés szempontjából) alkotnak a kisebb teljesítmányú (1kW alatti) permanens mágnesű vagy reluktancia-motoros szabályozott hatások, pl. lemezjátszók, magnetofonok és számítógépes perifériák hajtásai. Ezeket általában egyszerűbb egyenirányító és tranzisztoros inverter kapcsolásokkal valósítják meg (pl. háromfázisú csillagpontos kapcsolások, egyfázisú egyenirányítók stb.). Tekintsük át röviden az áramirányítós, valamint a permanens mágnesű szinkronmotorok működési elveit.

### 8.1. Áramirányítós szinkronmotor

A hajtás elvi kapcsolása a 8.2a ábrán látható. Mind a hálózati, minden motoros oldali áramirányító vezérelhető és az egyenáramú körben lévő  $L_F$  induktivitás (feszítőkercs) miatt a táplálás áramjellegű.



8.2. ábra Áramirányítós szinkronmotor  
 a) elvi kapcsolás                    b) működési tartomány

A félvezetők megszabják az egyenköri áram irányát, a feszültség azonban minden áramirányítónál - a saját gyújtási szögének megfelelően - akár pozitív, akár negatív polaritású lehet. Ezért ez a hajtás, mint ezt a 8.2b ábrán is feltüntettük eleve 4/4-es hajtást biztosít visszatápláló fékezéssel.

A motor forgási irányát itt is a motoroldali áramirányító vezérlési sorrendje határozza meg.

Mint említettük, a motoroldali áramirányítót a szinkronmotor indukált feszültsége kommutálja. Ez a feszültség állóállapotban zérus, ezért a motor indításáról (és gyakorlatilag kb. 0-5Hz-es üzeméről is) külön kell gondoskodni.

#### 8.1.1. Az áramirányítós szinkronmotor indítása

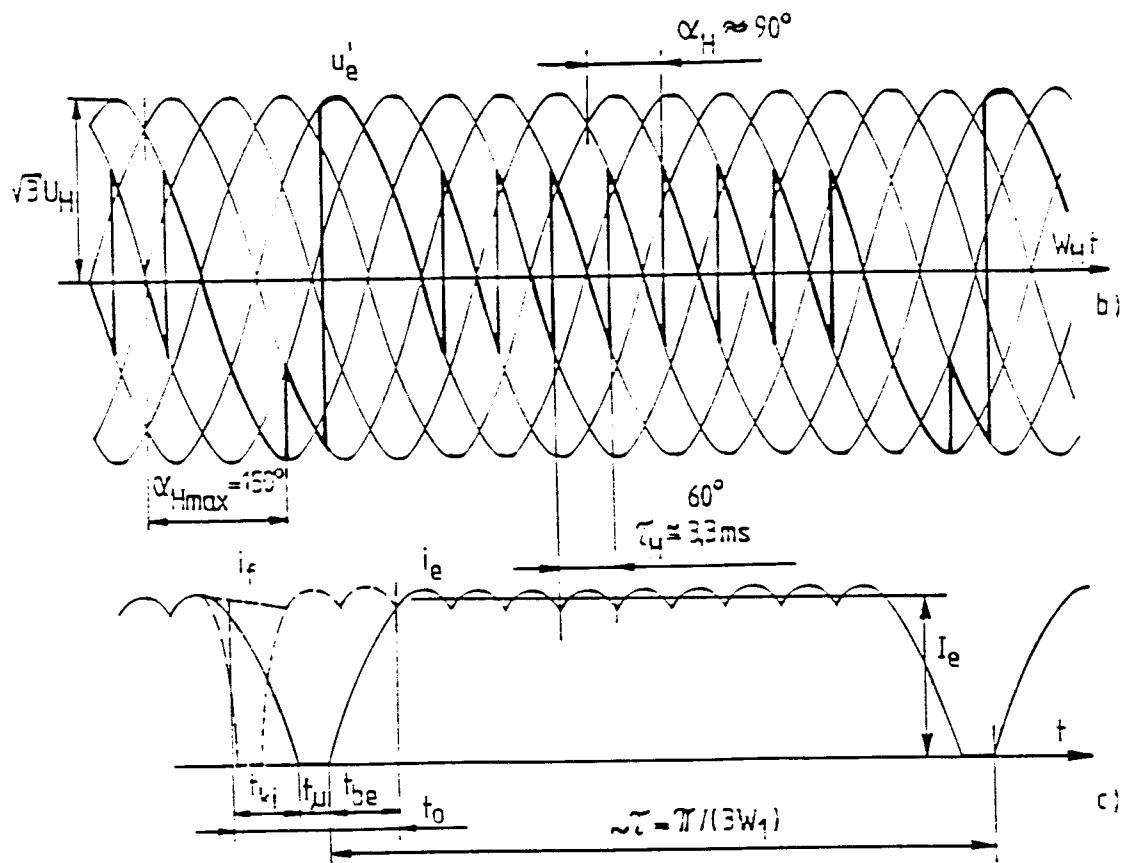
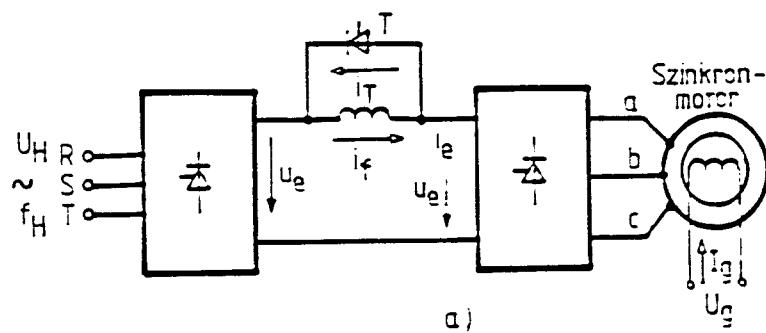
Az áramirányítós motor indítását és kis frekvenciájú üzemét leggyakrabban az u.n. léptető üzemmel oldják meg. A léptető üzem a hálózati és a motoroldali áramirányító olyan speciális vezérlését jelenti, amelyben a motoroldali áramirányító kommutációját a hálózati áramirányítóval biztosítják.

Az elvi kapcsolás a 8.3.a ábrán, míg az egyenfeszültség és az áramok időfüggvényei a 8.3.b és 8.3.c ábrán láthatók. Az indítás a szinkronmotor gerjesztésének bekapcsolásával kezdődik.

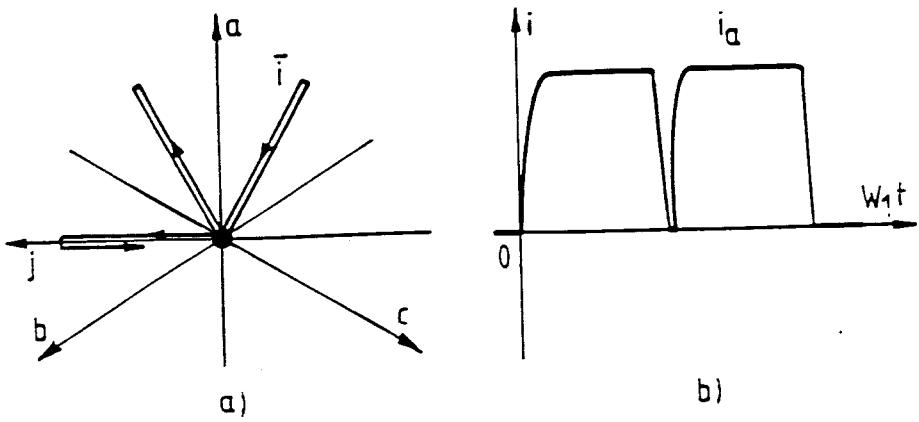
Mivel a hálózati frekvencia aránya a szinkronmotor frekvenciájához ebben a tartományban meghaladja a tizedet, ezért a motoroldali áramirányító  $60^0$ -ára a hálózati áramirányító legalább tíz kommutációja jut. Ez az idő elég arra, hogy ez alatt a hálózati áramirányító gyújtási szögének megfelelő változtatásával (8.3.b ábra), a szinkronmotor árama zérus értékről egy kívánt értékre, ill. újra zérus értékre változzon (8.3c ábra). Az áramszünet alatt a motoroldali áramirányító tirisztorai visszanyerik a szigetelési képességüket. Ezután újra gyújtjuk a hálózati áramirányító két tirisztorát, valamint a motoroldali áramirányítónak a sorrendben következő két tirisztorát és ezzel a motor áramvektorát, az előző helyzethez képest,  $60^0$ -kal előre ugratjuk (8.4. ábra).

A 8.3.a árában az  $L_F$  fojtótekercset söntölő  $T_F$  tirisztort akkor gyújtjuk, amikor az egyenáram csökkentését szeretnénk megkezdeni. Ilyenkor az  $L_F$  folytótekercs induktivitása nem növeli a kör időállandóját. Ezzel a következő gyújtáskor az egyenáram növekedése is meredekebb lesz, de csak addig, amíg az egyenáram eléri a fojtótekercs  $i_f$  áramát (8.3.c ábra).

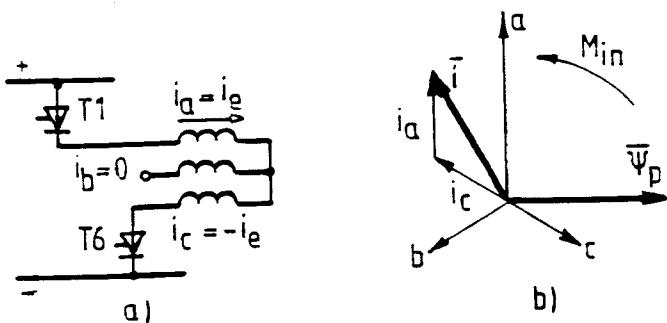
A nagyobb indítónyomaték eléréséhez célszerű összehangolni a gerjesztett forgórész helyzetét a motor megfelelő két fázisának gyújtásával (8.5. ábra). A forgórész helyzetét a gerjesztés bekapcsolásakor - amíg a pólusfluxus kialakul - lehet érzékelni az állóállapotban indukálódó fázisfeszültségekből. Célszerű legelőször azon a két fázison átvethetni az áramot, amelyekkel az eredő áramvektor legközelebb kerül a  $\bar{\Psi}_p$  pólusfluxusra merőleges irányhoz. Igy - adott áramra - a motor indítónyomatéka maximális lesz. Az elvet érdemes egész léptető üzemre alkalmazni, csak a motor áramvektorát ilyenkor a kialakuló állórészfluxushoz képest általában merőleges irányban kell tartani.



8.3. ábra Áramirányítós szinkronmotor indítása  
 a) elvi kapcsolás      b) és c) feszültség és áram egyszerűsített időfüggvényei



8.4. ábra Áramirányítós szinkronmotor indítása  
a) áramvektor pálya b) fázisáram egyszerűsített időfüggvénye



8.5. ábra Az áramvektor optimális helyzete indításkor  
a) elvi kapcsolás      b) vektor diagram

### 8.1.2. Áramirányítós szinkronmotor állandósult üzeme

Először tisztázni kell, hogy a szinkromotor melyik feszültsége végzi a motoroldali áramirányító kommutációját. Ezt a következő közelítésekkel fogjuk vizsgálni:

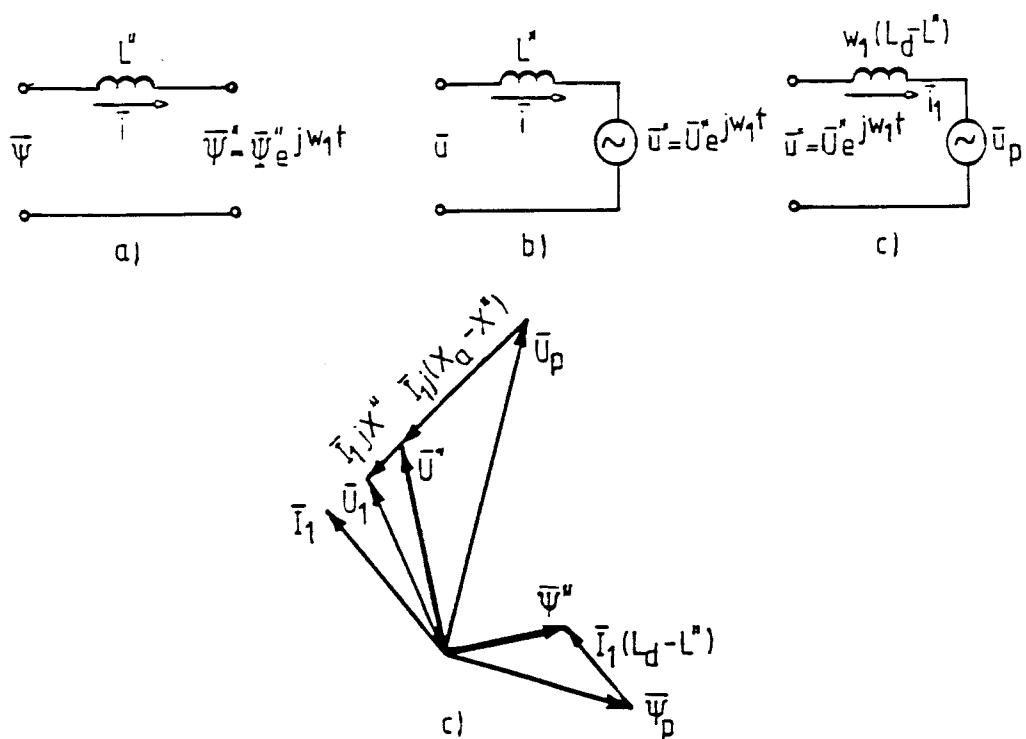
- A szinkronmotor hengeres forgórészű, tehát mágneses szempontból a motor szimmetrikus felépítésű ( $L_d = L_q$ ).

- b) A motor forgórészén d és q irányú kétfázisú szimmetrikus tekercselés van, tehát a forgórész villamos szempontból is szimmetrikus. A külső gerjesztés továbbra is csak d irányú gerjesztést hoz létre.
- c) Elhanyagoljuk a forgórész tekercselések ellenállását a felharmonikus áramok szempontjából. Ennek következtében a forgóréssel kapcsolódó fluxus csak alapharmonikust tartalmaz:

$$\bar{\Psi}'' = \bar{\Psi}'' e^{j\omega_1 t}, \quad (8.1)$$

ahol  $\omega_1$  a motor szögsebessége (villamos szögben mérve).

A szinkrongépek elméletében a  $\bar{\Psi}''$  fluxust szubtranziens fluxusnak szokás nevezni (utalva arra, hogy a csillapítótekercsek hatását is figyelembe vettük). A fenti közelítésekkel és bevezetve az  $L''$  szubtranziens induktivitást, a szinkronmotor állórész és szubtranziens fluxusára a 8.6a ábrán felrajzolt helyettesítő kapcsolás lesz érvényes. Ez a kapcsolás rokon a 6.9.c. ábrán felrajzolt helyettesítő kapcsolással.



8.6. ábra Áramirányítós szinkronmotor helyettesítő kapcsolása  
és vektorárája  
a) fluxusokra b) feszültségekre c) alapharmonikusra  
d) vektorábra

- d) Hanyagoljuk el a szinkronmotor állórészellenállását. Ezzel a motor  $\bar{u}$  kapocsfeszültségét a motor  $\bar{\psi}$  állórészfluxusa egyértelműen meghatározza:

$$\bar{u} = \frac{d\bar{\psi}}{dt} . \quad (8.2)$$

- e) A simító fojtókeres L<sub>F</sub> induktivitását végtelennek tételezzük fel, ezzel  $\frac{di}{dt}=0$ . A (8.1) és (8.2) alapján felrajzolhatjuk a 8.6.b ábrán látható helyettesítő kapcsolást, amelyben:

$$\bar{u}'' = \frac{d\bar{\psi}''}{dt} = \bar{\Psi}'' jW_1 e^{jW_1 t} . \quad (8.3)$$

Állandósult üzemben  $W_1 = \text{const}$ , és  $\bar{\Psi}'' = \text{const}$ , ezért az  $\bar{u}''$  feszültség lesz az a feszültség, amelyet az áramirányító kommutációja nem befolyásol. Tehát ez lesz az a feszültség, amely a félvezetők természetes kommutációját biztosítja. A hálózati áramirányítókkal szemben azonban ennek a szinuszosan változó feszültségnak mind az amplitudója, mind a frekvenciája munkapont függő lesz. A motor feszültségegyenlete ilyenkor - a 6.20 egyenlethez hasonlóan - a következőképpen írható fel:

$$\bar{u} = \bar{u}'' + L'' \frac{di}{dt} . \quad (8.4)$$

Ebben az egyenletben a (6.20) egyenlethez képest más az áramfüggő rész előjele. Ennek az az oka hogy a (8.4) egyenletet a szinkrongépeknél szokásos pozitív irányokkal írtuk fel, amelyek ellentétesek az áramirányító elméletben szokásos pozitív irányokkal. Ebből viszont nagyon fontos következtetés vonható le: az áramirányító normális üzemében az ott szokásos pozitív iránytal az áramnak minden késni kell a feszültséghez képest; tehát szinkrongépeknél az ellentétes pozitív irány miatt az áramnak minden sietni kell a feszültséghez, vagyis  $\bar{u}''$ -hez képest.

A (8.4)-nek megfelelően felhasználhatjuk a 4. fejezet eredményeit. Ezzel az egyenfeszültségre, illetve az egyenáramra a következő egyenleteket lehet felírni (lásd (4.15) és (4.20) egyenleteket):

$$U_e = - \frac{3}{\pi} \sqrt{3} U'' \frac{\cos \alpha + \cos (\alpha + \delta^*)}{2} ,$$

$$I_e = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{U''}{W_1 L''} \frac{\cos \alpha - \cos (\alpha + \delta^*)}{2} , \quad (8.5)$$

ahol  $\alpha$  - a motoroldali áramirányító gyújtásszöge az  $U''$  feszültségtől mérve,  $\delta$  - a motoroldali áramirányító fedési szöge, amelyet az  $L''$  szubtranziens induktivitás határoz meg. A fenti egyenletekben a feszültség pozitívra adódik ha  $\alpha > 90^\circ$ , ezzel a szinkrongépeknél szokásos

pozitív irány érvényesül. Valójában az áramirányító inverter üzemében a teljesítmény negatívról adódik, míg szinkronmotorknál a motoros üzemhez pozitív teljesítmény tartozik.

Szabályozás nélkül a hálózati oldal áramirányítójának gyújtásszöge állandó, ezért ilyenkor  $U_e = \text{const.}$  A motor üresjárásában  $I=0$ , tehát  $\delta = 0$ .

A motor fogórészében az  $I_g$  gerjesztőáram folyik, ezért a motorban csak  $\Psi_p$  pólusfluxus van és  $\Psi''_p = \Psi_p$ . Ezzel a (8.5) alapján a motor üresjárási szögsebességét csak az  $U_e$  egyenfeszültség, az  $\alpha$  gyújtási szög és a  $\Psi_p$  pólusfluxus határozza meg:

$$W_{10} = -\frac{\pi}{3\sqrt{3}} \frac{U_e}{\Psi_p \cos \alpha} = -\frac{\pi}{3\sqrt{3}} \frac{U_e}{\Psi_p \cos \alpha_p^*}, \quad (8.6)$$

ahol  $\alpha_p$  az  $\bar{U}_p$ -hez mért gyújtásszög, mivel üresjáráskor  $\bar{U}'_p = \bar{U}_p$  és  $\alpha = \alpha_p$ .

A (8.3) és (8.5) egyenletek alapján a motor szögsebességére a következő összefüggés adódik:

$$W_1 = -\frac{\pi}{3\sqrt{3}} \frac{U_e}{\Psi''_p} \frac{2}{\cos \alpha + \cos(\alpha + \delta^*)}. \quad (8.7)$$

A nyomatéket a  $P_e = U_e I_e$  egyenáramú teljesítményből számíthatjuk, mivel minden inverter, minden motor veszteségeit elhanyagoltuk. A (8.5) figyelembevételével a nyomaték középértéke:

$$\frac{M}{K} = \frac{U_e I_e}{W_1} p = \frac{9p}{8\pi} \left[ \frac{\Psi''}{L''} \right]^2 [\cos 2\alpha - \cos 2(\alpha + \delta^*)]. \quad (8.8)$$

Bevezetve az (5.72) alapján az ideális billenőnyomatéket:

$$\frac{M_{bi}}{K} = \frac{3}{2} p \frac{(\Psi'')^2}{2L''} \quad (8.9)$$

a (8.8) egyenlet átírható más formában:

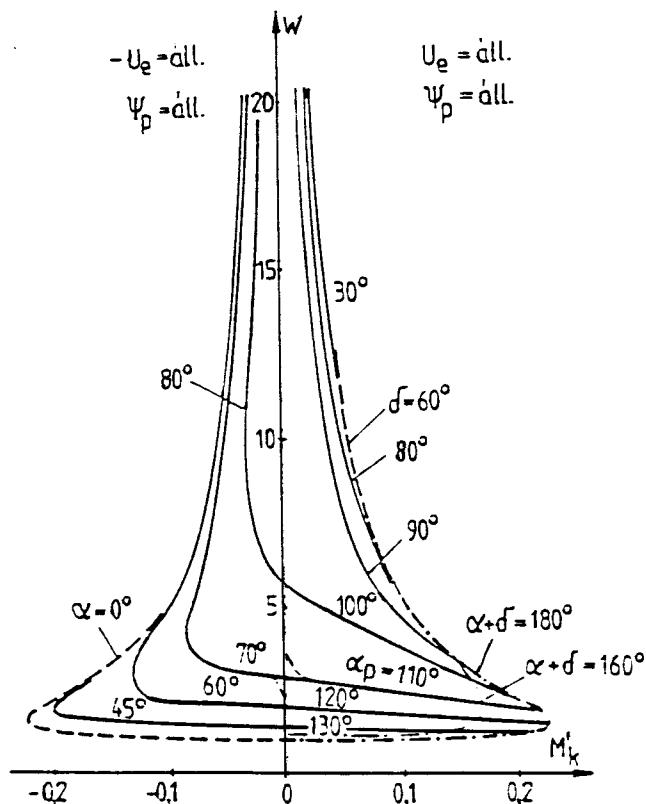
$$\frac{M}{K} = \frac{3}{2\pi} M_{bi} [\cos 2\alpha - \cos(2\alpha + \delta^*)].$$

Az áramirányítós szinkronmotor  $W(M)$  mechanikai jelleggörbéinek menetét a motoroldali áramirányító vezérlési módszere határozza meg. Pl. a legyegyszerűbb vezérlés esetén a hálózati áramirányító gyújtásszöge állandó marad (tehát  $U_e = \text{áll.}$ ), míg a motoroldalit  $\alpha = \text{áll. - val}$  gyújtjuk.

Ez a vezérlés a gyújtások pillanatát a forgórész helyzetéhez köti. Ilyenkor  $60^\circ$ -onként (villamos szögben mérve) a kivánt fázissorrendnek megfelelően gyújtjuk a soron következő tirisztorokat. A beállított  $\alpha_p = \text{áll.}$  miatt a valóságos  $\alpha$  gyújtásszög csak üresjárásban egyezik meg az  $\alpha$ -vel. Motoros terheléskor az  $\alpha$  gyújtás szög a terhelés növekedése-

kor nőni fog. Mivel az  $(\alpha + \delta)^*$   $< 180^\circ$  feltétel teljesítése szükséges a biztonságos kommutációhoz, ezért a terhelés maximálisan megengedhető értékét korlátozni kell.

Az  $\alpha_p = \text{áll.}$ -val számított mechanika jelleggörbék a 8.7. ábrán láthatjuk ( $U_e = \text{áll.}$  és  $\Psi_p = \text{áll.}$  mellett). A motor terhelésekor a motor szögsebessége az üresjárási szögsebességhez képest csökken. Az  $\alpha_p < 60^\circ$ -ra csak generátoros üzem,  $\alpha_p > 90^\circ$ -ra csak motoros üzem, míg  $60^\circ < \alpha_p < 90^\circ$  között a szinkrongép üzemmódja a  $\delta$  fedési szögtől függ (azonban a motoros üzemben  $U_e > 0$ , generátoros üzemben  $U_e < 0$  szükséges).



8.7. ábra Áramirányítós szinkronmotor mechanikai jelleggörbéi ( $\Psi_p = \text{const}$ )

Egy másik vezérlési lehetőség, amikor a motoroldali áramirányító gyújtásszögét úgy szabályozzuk, hogy az áramirányítót  $\alpha + \delta = \text{áll.}$  biztonsági határon tartjuk. Ez a vezérlés a motor és az áramirányító legjobb kihasználását adja, mivel a motor a lehető legkisebb fázisszöggel fog üzemelni.

Elméletileg  $(\alpha + \delta)^* = 180^\circ$ , de gyakorlatilag csak  $(\alpha + \delta)^* \leq 160^\circ$  lehetséges. A 8.7. ábrán feltüntettük a motor  $W(M)$  jelleggörbéit erre a vezér-

lésre is. A teljesség kedvéért az ábrában berajzoltuk a generátoros üzemre érvényes jelleggörbékét is (de itt  $U_e < 0$ ). Megjegyezzük, hogy az inverter kiesését a  $\delta = 60^\circ$  fedési szög is okozhatja, ezért az ennek megfelelő terhelési határt is a feltüntetük 8.7. ábrán.

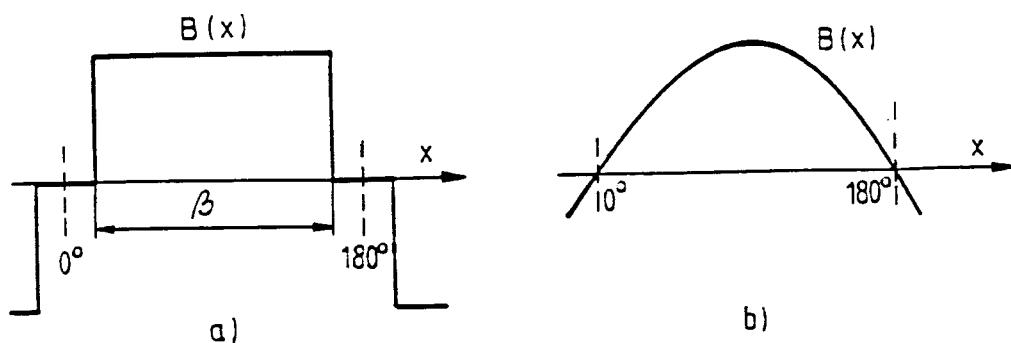
Mint a 8.7. ábrából láthatjuk  $\alpha + \delta = 180^\circ$ -ra a motor szögsebessége nő a terheléssel, ezért ezzel a vezérléssel a hajtás statikusan labilis. A dinamikus vizsgálat azonban általában stabilis üzemet ad, a stabilitás mértékét a szabályozással lehet növelni.

Az áramirányítós motor nyomatéklüktetése nagyon hasonlóan alakul, mint az aszinkron motoros inverteres kaszkádkapcsolás esetében és ugyanaz vonatkozik a motor felharmonikus veszteségeire is. Valóban, az áramvektor diagramja minden esetben azonos (csak az aszinkron motor esetében a forgórészáram vektoráról van szó), de azonos az  $\bar{u}$  és az aszinkron motor esetében az  $\bar{u}$  tápfeszültség vektorábra, ill. az ezeknek megfelelő  $\bar{\psi}$  és  $\bar{\psi}$  fluxusvektorok pályái.

## 8.2. Az állandó mágnesű szinkronmotoros szervohajtások

Az állandó (permanens) mágnesű szinkronmotorok elterjedését szervohajtásokon a következő két tényező befolyásolta:

1. Az állandó mágnesek terén az utóbbi években jelentős haladást sikerült elérni: javult az állandó mágnesek minősége és csökkent a jobb mindőségű állandó mágnesek ára. Ezzel az állandó mágnesű szinkronmotorok árát sikerült elfogadható szintre mérsékelni, de ez az ár jelenleg is többszöröse a aszinkron forgórészű rövidrezárt szervomotor árának.
2. Az aszinkron szervomotoros hajtással összehasonlítva azonban a szinkronmotoros szervohajtás szabályozója sokkal egyszerűbb és ezért üzembiztosabb és kevésbé költséges. Szemben az egyenáramú szervomotorokkal a szinkronmotoros hajtások döntő előnye a nagyobb üzembiztonság, a kevesebb karbantartási igény és a valamivel kisebb indítási időállandó.



8.8. ábra Permanens mágnesű szinkronmotor légrésmezeje  
a) négyzetgalakú                    b) szinuszos eloszlású mező

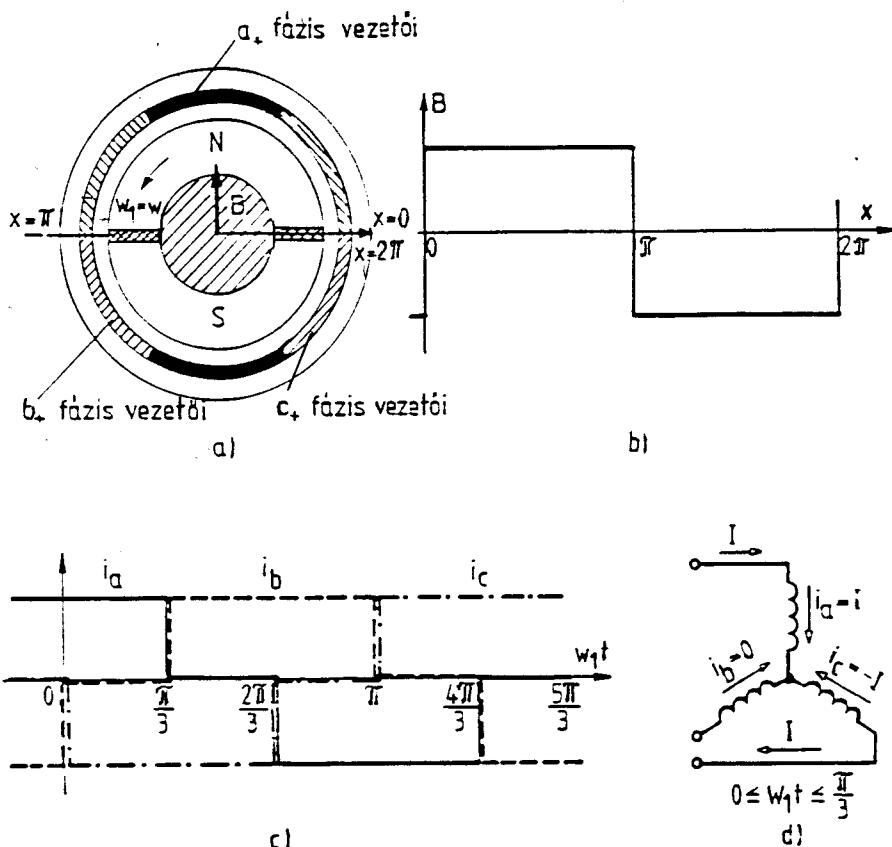
Az állandó mágnesű szervomotorok - a légrésindukció térbeli eloszlása szepontjából - két csoportra oszthatók:

- a) Négyszögalakú mezejű szinkronmotorok (8.8.a ábra),  
 b) Szinuszos eloszlású mezejű szinkronmotorok (8.8.b ábra).

A különböző felépítésű szinkronmotorokhoz különböző felépítésű és algoritmusú áramszabályozók tartoznak. minden esetben a cél a nyomaték-lüktetések kiküszöbölése.

### 8.2.1. A négyszögalakú térbeli mezejű szinkronmotoros hajtások

A négyszögalakú indukció térbeli eloszlását a 8.8.a ábrán tüntettük fel, ahol  $\beta$  szöggel jelöltük a mágnes szélességét. A mágnes szélességének megfelelően különböző  $\beta$  szögű gépeket gyártanak.



8.9. ábra Négyszögmezejű szinkronmotor  
 a) felépítés b) mezőeloszlás c) fázisáramok időfüggvényei  
 d) elvi kapcsolás  $0 \leq w_1 t \leq \pi/3$  időre

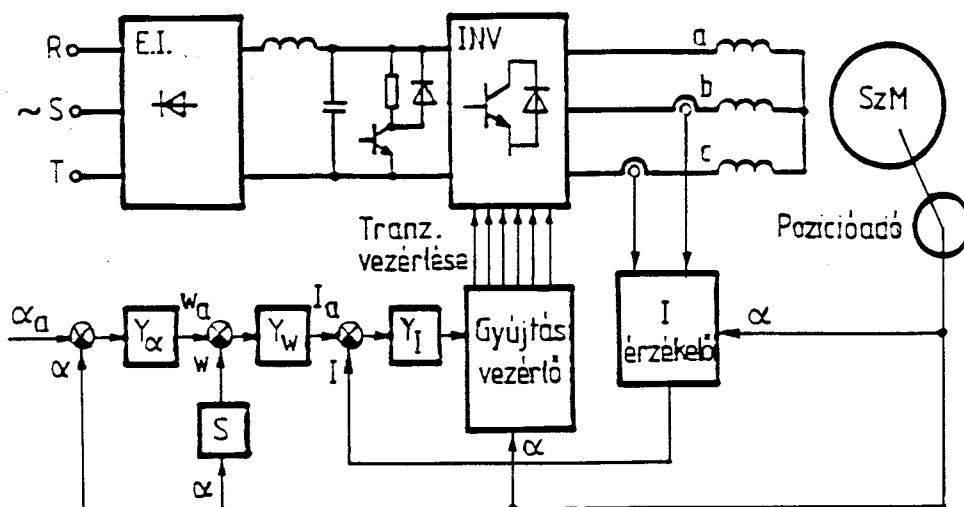
A 8.9.a ábra  $\beta=180^\circ$ -os gépre vonatkozik, az egyszerűség kedvéért  $2p=2$  póluspárra. Az ábrán a fogórész olyan pillanatnyi  $t=0$  helyzetet tüntettük fel, amikor a B indukció változási helye éppen az állórész tekercselés "b" és "c" fázisainak határán van. Ilyenkor a  $t=0$  kezdeti pillanatában az "a" fázis vezetői a mágneses mező tengelyére szimmetrikusan helyezkednek el. A 8.9.a ábrából látható, hogy a mágnes forgása miatt a  $t>0$  időben éppen a "c" fázis vezetőinél kezdődik meg a B indukció polaritásának a váltása.

Tételezzük fel, hogy a  $0 \leq W_1 t \leq \pi/3$  tartományban a "b" fázis árama zérus, míg az "a" és "c" fázisban  $I = \text{const.}$  nagyságú áram folyik ( $i_a = -i_c = I$ , 8.9.c és d ábra). Ekkor a motor nyomatéka állandó lesz, mivel az állandó áramú vezetők erre az időre  $B = \text{const.}$  indukciójú mágneses térben mozognak.

Ha a  $W_1 t = \frac{\pi}{3}$  pillanatban az "a" fázis áramát ugrásszerűen zérusra csökkentjük, míg a "b" fázisáramot  $i_b = I$  értékre emeljük (8.9.c ábra), akkor a motor nyomatéka továbbra is állandó marad.

A fentiekből következik, hogy ha  $\beta = 180^\circ$ -os mezejű gép esetén a motor áramait a 8.9.c ábra szerint alakítjuk, akkor a motor nyomatéka véig állandó marad és nyomatéklüktetések nem keletkeznek.

A szükséges irányítást megvalósító szinkronmotoros szervohajtás elvi kapcsolását és szabályozó körét  $\beta = 180^\circ$ -os mezejű gépre a 8.10. ábrán tüntettük fel.



8.10. ábra Négyszögmezejű szinkrongép szabályozása

A tranzisztoros frekvenciaváltó felépítése teljesen azonos az aszinkron motroknál alkalmazott frekvenciaváltókkal. A különbség a szabályozó körök felépítésében van. Mivel az állórész tekercselés egyes fázisainak táplálását, tehát az inverter tranzisztorainak a vezérlését össze kell hangolni a forgórész-mágnes helyzetével, ezért a motor tengelyére egy pozíció adót kell felszerelni.

A 60°-onkénti pozíciójelet az áramszabályozó kialakításához is használjuk, mert az árammal arányos visszacsatolójelet a két fázis mért áramából - logikai úton - állítjuk elő. Az áramszabályozó kimenetét, valamint annak invertált jelét egy háromszög hullámmal komparáljuk. A két jel metszéspontja határozza meg a tranzisztorok vezérlését, ugyanúgy, ahogy ezt az egyenáramú szervomotoroknál már leírtuk (4.3. fejezet).

Ezzel a motor két vezető fázisában az áram a fordulatszámszabályozó által kidolgozott áramalapjel értéken tartható. A háromszögjel frekven-

ciája általában meghaladja a  $10\text{kHz}$ -et, ezért a motor áramának ingadozása az áramalapjel körül nagyon kicsi szokott lenni.

A gyújtásvezérlőt a 8.9.c ábrának megfelelően működtetjük.

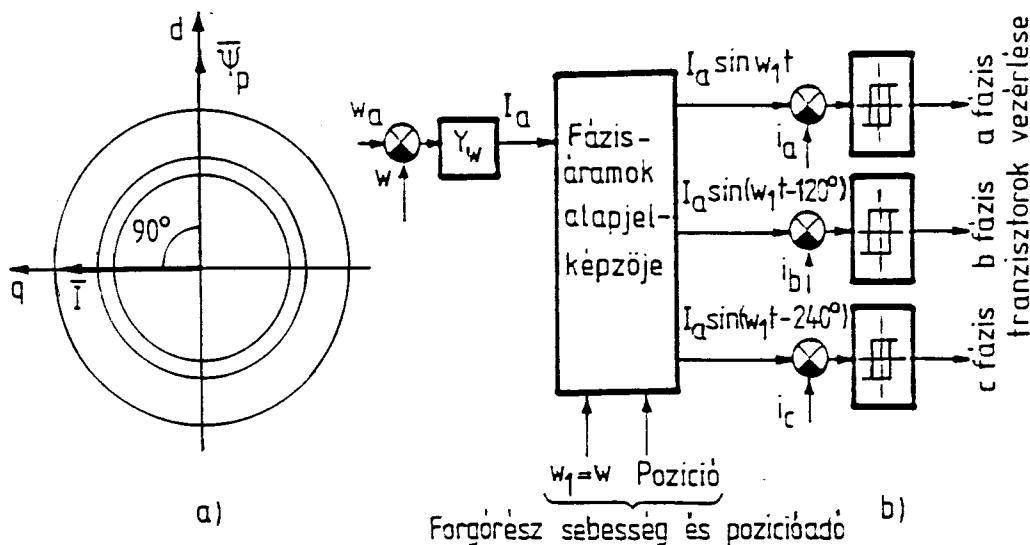
Végül meg kell jegyezni, hogy a gyakorlatban  $\beta=60^\circ, 120^\circ$  és  $150^\circ$ -os négyszögalakú gépekkel is lehet találkozni. Ezekre a gépekre a nyomatéklüktetések kiküszöbölése szintén megoldható. A megoldáshoz azonban eltérő állórészáram alakok, tehát az inverter eltérő vezérlési módszerei tartoznak.

### 8.2.2. Szinuszos szinkronmotoros szervohajtások

A szinuszmezős szinkronmotoros szervohajtások csak a belső áramszabályozó húrok felépítésében különböznek a négyszögalakú mezejű gépektől.

A nyomatéklüktetések kiküszöböléséhez - a szinuszos mező miatt - szinuszos állórészáramok szükségesek. Ez a 8.11. ábra szerinti megoldással érhető el. A fordulatszám-szabályozó kimenete a fázisáramok alapjeleinek  $I_a$  amplitudóját állítja elő. Mindhárom fázisnak saját áramszabályozója van, a szabályozók alapjelei az "a", "b" és "c" fázisban  $I_a \sin \omega_1 t$ ,  $I_a \sin(\omega_1 t - 120^\circ)$  és  $I_a \sin(\omega_1 t - 240^\circ)$  szerint változnak. Ezzel a fázisok áramszabályozói igyekeznek a fázisáramokat a szinuszosan változó alapjelekhez közel tartani.

A motor jobb kihasználása érdekében célszerű az állórészáramok erező vektorát térben a q irányon - tehát a pólusfluxusra merőleges irányon-tartani. Ezért a szinuszos mezejű gépek esetén is szükséges egy pozíció adó, melynek segítségével az alapjel áramok fázishelyzetét összehangoljuk a forgórész helyzetével.



8.11. ábra Szinuszos mezejű szinkronmotor  
a) vektorábra      b) fázisáramok kétpont szabályozása

## 9. VILLAMOS HAJTÁSOK TERVEZÉSE

A villamos hajtások tervezésekor szem előtt kell tartani, hogy a villamos motor (szabályozó-vezérlő rendszerével együtt) és a hajtott gép olyan egységet képez, amelynek feladata egy előírt technológiai folyamat optimális teljesítése. Ezért a villamos hajtás tervezését lehetőleg együtt kell kezdeni a mechanikus berendezés tervezésével, ugyanis a berendezések többségében a két összetevő kihat egymásra.

A villamos hajtás tervezésekor több szempontot kell mérlegelni: áramnem, névleges feszültség nagysága, a motor teljesítménye, fordulatszáma, a motor és a berendezés védettsége, a szabályozó és vezérlő berendezés kialakítása, valamint a gazdaságossági és üzembiztonsági kéréseket.

### 9.1. Védettségi módozatok

Villamos berendezések védettségén a környezeti behatásokkal (por, szilárd idegen anyagok, gőz, gáz, víz) szembeni, valamint a személyi- és üzembiztonsággal kapcsolatos védelmet értjük.

A környezeti behatások közül a berendezéseket elsősorban a nedvességtől kell óvni. Fokozódik a nedvesség korrodáló hatása, ha a környezet agresszív kémiai anyagokat (pl. savgőzöket) is tartalmaz.

Könnyebb a védekezés a környezetből érkező mechanikai behatásokkal és durvább szennyeződésekkel szemben. A védekezés abból áll, hogy a motor ill. a berendezés szellőző nyílásait ráccsal zárják le. Ezek a rácsok egyben balesetvédelmi célokat is szolgálnak azzal, hogy óvnak a véletlen érintéstől.

A felsorolt behatásokkal szembeni védekezés a berendezést megragítja. Pl. a zártabb motor hűtése sokkal rosszabb, azonos teljesítmény esetén nagyobb méretű és nehezebb. Ezért célszerű és gazdaságos, ha a berendezések védettsége a mindenkorú üzemi körülményekhez igazodik.

A védettség módjait az IEC 34-5 (1991) szabvány definiálja. A védettségi fokozat jele az IP betűk és az utána következő számjegy. Az első számjegy a feszültség alatti részek és a belső mozgó részek érintése, valamint a szilárd testek bejutása elleni védettséget, a második számjegy a víz behatolása elleni védelem fokát jelöli.

Az alapvető védettségi fokozatokat a 9.1. táblázat tartalmazza.

A kis- és középgépek leggyakrabban az IP 12, IP 13, IP 22, IP 44 és IP 55 védettségi fokkal rendelkeznek. A teljesen nyitott, védelem nélküli IP 00 és IP 01 gépeket ma már nem gyártják.

A 4 jelet meghaladó védettségi fokozatok egyrészt már teljes védettséget biztosítanak a kiszolgáló személyzetnek, valamint védve vannak porlerakódással, illetve porbehatalással szemben, másrészt a vízzel szembeni védelmük egészen a tartós vízbemerítésig terjed (pl. hajók fedélzeti motorjai, buvárszivattyúk).

Az alapvető védettségi módozatokon kívül kialakult számos különleges védettségi mód is. Ide soroljuk a sújtólégvészélyes bányákban használatos sújtólégbiztos (Sb), valamint a robbanásbiztos (Rb) gépeket (MSz 4814). Utóbbiakat olyan helyen alkalmazzák, ahol robbanásnépes gázkeverék keletkezhet. A védelem célja az, hogy esetleges villamos szikra hatására bekövetkező robbanás csak a gép belső terére korlátozódjék, ne tudjon a gépből kiindulva továbbterjedni.

A villamos forgógepek védeeltsége IEC 34-5 (1991) szerint

9.1. táblázat

Személyzet védeeltsége	Védeeltség szilárd testek behatólása ellen	Jel	Víz elleni védelem	Függőleges vízcseppekkel szemben védelem	A függőlegestől 15°-os szögben jövő vízcseppekkel szemben védelem	A függőlegestől 60°-os szögben jövő vízcseppekkel szemben védelem	Fröcskölt vízzel (bármi-lyen irányból) védelem	Vízsugárral szemben (bármi-lyen irányból védelem)
Nincs	Nincs	0	(IP 00)	(IP 01)	—	—	4	5
Véletlen érintés ellen	Nugyméretű tesztek ( $\phi > 50\text{mm}$ ) ellen	1	IP 10	IP 11	IP 12	(IP 13)	—	—
Az ujjak érintkezésével szemben	Közepes méreteű tesztek ( $\phi > 12\text{mm}$ )	2	IP 20	IP 21	IP 22	IP 23	—	—
2,5 mm-nél vastagabb szerszámok érintkezésével szemben	Kisméretű tesztek ( $\phi > 2,5\text{mm}$ )	3	IP 30	IP 31	IP 32	IP 33	IP 34	—
1,0 mm-nél vastagabb szerszámokkal szemben	Kisméretű tesztek ( $\phi > 1,0\text{mm}$ )	4	IP 40	IP 41	IP 42	IP 43	IP 44	—
Teljes védeeltség	Teljes védeeltség (a por bejutása nem okoz zavart)	5					IP 54	IP 55

A forgórészek védeeltségétől és az alkalmazott hűtési rendszerektől függ a gép megengedett zajszintje. A legkisebb érték a 73dB(A) ( $10^{-12} \text{ W}$  hangteljesítményre), amely kb. 1kW-os gépre érvényes. Az 5.500kW-os gépre a megengedhető zajszint kb. 110-120 dB(A) értékre nő (IEC-34-9 szerint).

## 9.2. Villamos motorok üzemviszonyai

A villamos berendezések egyes elemei különböző környezeti és üzemi viszonyok között működnek. A legnehezebb és a legváltozatosabb körülmények közé általában a villamos motorok kerülnek. Ezért a villamos motorok névleges teljesítménye nagymértékben függ az üzemi viszonyuktól, amelyeket valamilyen általános, de egységes rendszerbe szükséges foglalni.

A villamos gépek üzemtipusait a Nemzetközi Elektrotechnikai Bizottság fogalmazta meg és ezek megjelölése a motor adattábláján kötelező. Tekintsük át a szabvány S1-S9 jelű üzemtipusait (IEC 34-1 szerint)

1. **S1 jelű: Állandó terhelésű üzem** állandó szögsebességgel. A motor minden elemének (tekercselések, vastest)  $\tau$  hőfoka eléri az állandósult értéket (9.1. ábra), vagyis beáll a gép egyes elemeinek a melegedése a  $\tau_{\text{körny}}$  környezeti hőmérséklethez képest.
2. **S2 jelű: Rövid ideig tartó üzem** állandó terheléssel és szögsebességgel, amely alatt a gép egyes részei nem érik el az állandósult hőmérsékletet. Az üzemi állapotot feszültségmentes időszak követi, amely alatt az álló gép  $\pm 2^{\circ}$ -os pontossággal lehül a környezeti hőmérsékletre (9.2. ábra). Az üzemiidőre jelenleg nincsenek szabványos értékek, régebben 10, 30, 60 (az u.n. órás üzem) és 90 perc volt jellemző érték. Az üzemiidőt a motor adattábláján is jelölni kell; pl.: S2 60min.
3. **S3 jelű: Szakaszos üzem**, amely elvileg nem korlátozott idejű szabályos ciklusok ismétlődéséből áll (9.3. ábra). Ezek indításból, állandó terhelésű és szögsebességű üzemből, fékezésből és feszültségmentes állapotokból tevődnek össze, de az indítási és fékezési veszeségek hatása a motor melegedésére elhanyagolható. Legyen az üzemiidő (indítással és fékezéssel együtt)  $t_b$ , a feszültségmentes álló állapot ideje  $t_k$ , akkor a ciklusidő:  $T_c = t_b + t_k$ . A szabvány definiálja a

$$bi = \frac{t_b}{t_b + t_k} \cdot 100 = \frac{t_b}{T_c} 100\% \quad (9.1)$$

százalékos bekapcsolási időt, melyre a következő szabványos értéket írja elő: 15, 25, 40 és 60%.

Szakaszos üzemben a gép hőmérséklete egy  $\tau_k$  közepes érték körül ingadozik (9.3. ábra). Hogy a gép tényleges hőmérséklete ne térhessen el számottevően a közepes értéktől, az előírások korlátozzák a szakaszos üzem  $T_c$  ciklusidejét. Ez a korlát általában 10 perc, tehát  $T_c \leq 10$  perc lehet. A motor jelölése pl. a következő lehet: S3 25%.

4. S4 jelű: Szakaszos üzem, amely abban különbözik az S3 jelű üzemtől, hogy az indítási periódus jelentős hatással van a motor melegedésére (9.4. ábra). Ennek következtében érdekes a tehetetlenségi nyomaték értéke is. Ezért meg kell adni mind a motor ( $J_m$ ), mind a terhelés redukált ( $J_{ext}$ ) tehetetlenségi nyomatékát. Így az üzem jelölése pl. a következő lehet: S4 25%  $J_m = 1 \text{kgm}^2$   $J_{ext} = 0,5 \text{kgm}^2$ .
5. S5 jelű: Szakaszos üzem, amely abban különbözik az S4 jelű üzemtől, hogy a fékezési periódus is számottevő hattással van a motor melegedésére (9.5. ábra). A motor kapocstábláján itt is fel kell tüntetni a tehetetlenségi nyomatékokat, pl: S5 40%  $J_m = 1 \text{kgm}^2$   $J_{ext} = 0,2 \text{kgm}^2$ .
6. S6 jelű: Állandó üzem ciklikusan ismétlődő terheléssel, amelynél a motor terhelése a névleges körüli és az üresjárási érték között változik (9.6. ábra). Feszültségmenetes állapot nincs. Jelöljük a terhelés idejét  $t_b$ -vel; az üresjárás idejét  $t_u$ -vel, ekkor a  $T_c$  ciklusidő:  $T_c = t_b + t_u$ . Itt is szokás bekapcsolási időről beszélni (de ezt most csak a terhelésre lehet érteni):

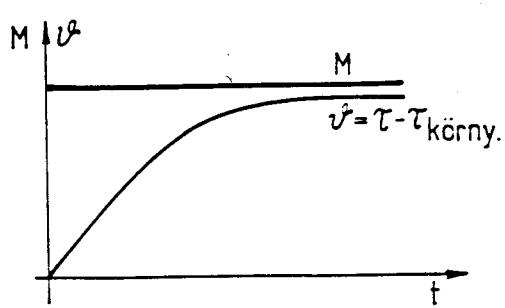
$$bi = \frac{t_b}{t_b + t_u} \cdot 100 = \frac{t_b}{T_c} \cdot 100\%. \quad (9.2)$$

- Ennek szabványos értékei megegyeznek az S3 jelű üzem bi értékeivel. Az S6 üzem jelölésének is tartalmaznia kell a bi értékét, pl. S6 40%.
7. S7 jelű: Ciklikusan ismétlődő állandó üzem. Egy ciklus indításból, állandó terhelésű üzemből és fékezésből áll (9.7. ábra), feszültségmenetes állapot nincs ( $bi=100\%$ ). Az üzemtípus jelölése, pl: S7  $J_m = 2 \text{kgm}^2$   $J_{ext} = 2 \text{kgm}^2$ .
8. S8 jelű: Ciklikusan ismétlődő állandó üzem. Egy cikluson belül minden terhelés, minden szögsebesség változhat (9.8. ábra), ennek megfelelően gyorsítási és fékezési szakaszai is vannak. Feszültségmenetes állapot nincs ( $b_i=100\%$ ).

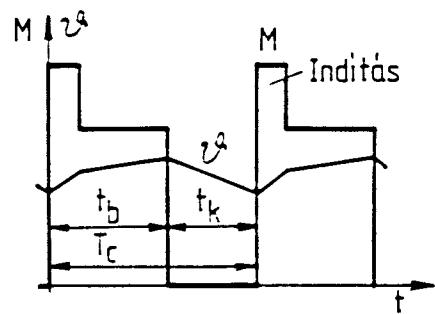
Az üzemtípus jelölésének tartalmaznia kell minden üzemszakasz terhelését, fordulatszámát és a bekapcsolási időt:

pl.	S8	$J_m = 0,5 \text{kgm}^2$	$J_{ext} = 2,0 \text{kgm}^2$	
		10 kW	$740 \text{min}^{-1}$	25%
		20 kW	$1460 \text{min}^{-1}$	35%
		25 kW	$980 \text{min}^{-1}$	40%

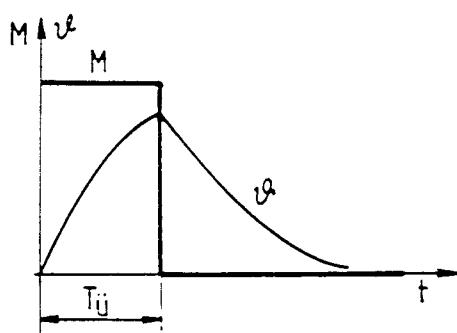
9. S9 jelű: Nem periódikusan változó terhelés és fordulatszám a megengetett üzemi fordulatszámon belül, de az üzem gyakori túlterheléseket is tartalmaz, amelyek jelentősen meghaladják a névleges terhélet (9.9. ábra). Jelölése: S9.
- Az egyes üzemtípusok speciális követelményei legjobban a villamosgépek megfelelő konstrukciójával elégíthetők ki. Pl. az S1 állandó üzemű gépeknél nagyon fontos a gép hatásfoka, az S3, S4, S6, szakaszos



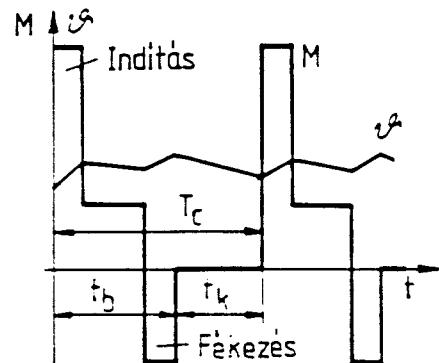
9.1. ábra Motor nyomatéka és melegedése S1 jelű üzemre



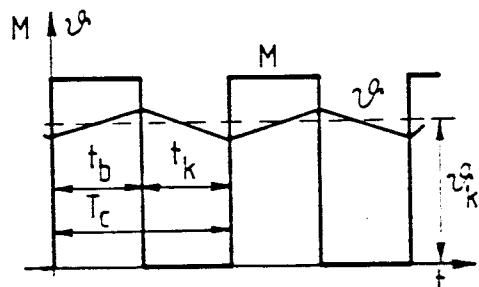
9.4. ábra Motor nyomatéka és melegedése S4 jelű üzemre



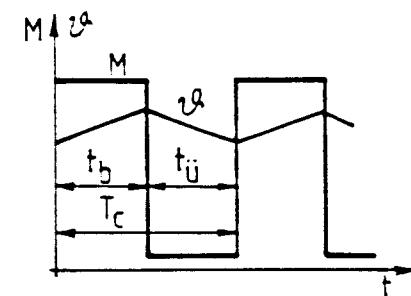
9.2. ábra Motor nyomatéka és melegedése S2 jelű üzemre



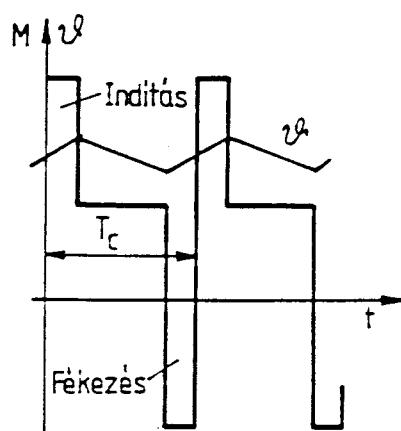
9.5. ábra Motor nyomatéka és melegedése S5 jelű üzemre



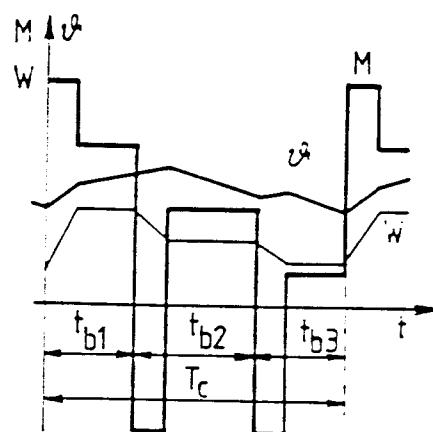
9.3. ábra Motor nyomatéka és melegedése S3 jelű üzemre



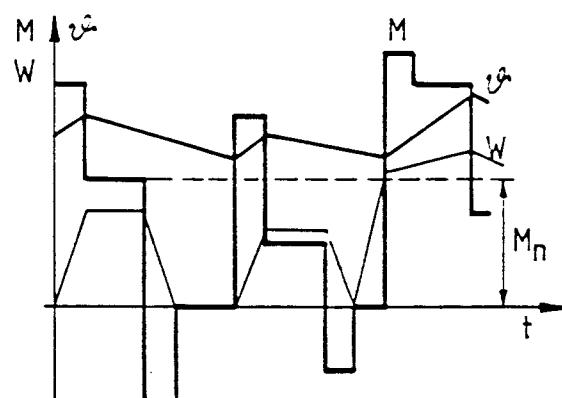
9.6. ábra Motor nyomatéka és melegedése S6 jelű üzemre



9.7. ábra Motor nyomatéka és melegedése S7 jelű üzemre



9.8. ábra Motor nyomatéka, szögsebessége és melegedése S8 jelű üzemre



9.9. ábra Motor nyomatéka és melegedése S9 jelű üzemre

üzemű gépeknél fontos a nagy terhelhetőség, a motor kis tehetetlenségi nyomatéka, míg a gép hatásfoka másodlagos. Ezekben az üzemekben az indítási és a fékezési üzem veszteségei a lényegesek, ezek pedig - az (5.44) értelmében - elsősorban a rendszer tehetetlenségi nyomatékától függnek.

### 9.3. Villamos motorok melegedése

#### 9.3.1. Villamos motorok melegedése állandósult állapotban

A villamos motorokban üzem közben a különböző veszteségek hővé alkulnak és az egyes géprészek hőfokát a környezeti hőmérséklet fölé emelik. A tekercselésben és a vastestben ébredő tekercs-, vas- és járulékos veszteségekből képződő hőmennyiségek a hűtő levegővel érintkező kisebb hőmérsékletű felületek felé áramlik. Innen a felület és a levegő között kialakuló hőmérséklet-különbség hatására felületi hőátadás útján távozik. A hűtőfelületekről elvont hő, valamint a légsúrlódási veszteség a gépen átáramló levegő hőfokát is megnöveli. Állandósult állapotban a keletkező és a távozó hőteljesítmény egymással egyenlő. Ilyenkor a gép legmelegebb belső része - rendszerint a horonyban fekvő tekercsoldalak - és a környezet közötti hőmérsékletkülönbség különböző hőfoklápcsokból tevődik össze, amelyeknek értéke és eloszlása a veszteségektől, azok eloszlásától és a hűtési viszonyuktól függ. A legjelentősebbek a tekercselés és a vastest, a vastest és a levegő közötti hőfoklápcsopek, valamint a levegő saját túlmelegedése a környezethez képest. A szóban forgó géprészek hőmérséklete a környezet hőfokának és a veszteségek hatására ehhez képest előálló túlmelegedésnek az összege. A szigetelési osztályra előírt határhőmérsékletet a környezeti hőfok várható legkedvezőtlenebb alakulása esetén sem lehet túllépni.

### 9.2. táblázat

Levegőhűtési gépek megengedett melegedése  $K^0$ -ban  
(ellenállás mérésekor)

Géprészek	Hőállóssági osztály				
	A	E	B	F	H
Általában	60	75	80	105	125
Egyes speciális kivitelek és speciális géprészek	60	70	85	100	130
	65	80	90	110	135

A szabványok  $40^{\circ}C$ -ban adják meg a környezeti hőmérsékletet, és előírják az ehhez képest megengedhető túlmelegedést. A különböző osztályú szigetelések határtúlmelegedéseit - feltéve, hogy ezt az értéket elenállásméréssel állapítják meg - a 9.2. táblázatban adtuk meg.

A melegedést a motor  $P_v$  vesztségei okozzák. Ezeket  $W$ -ban mérjük, ami  $Ws/s$ -nak is felfogható. Állandósult állapotban  $P_v$  mint hőáram átha-

lad a test és a környezet között levő  $R_h$  hőellenálláson amihez annál nagyobb  $\vartheta$  hőmérséklet-különbség szükséges, minél nagyobb  $P_v$  és  $R_h$ :

$$\vartheta = P_v R_h . \quad (9.3)$$

Egy, horonyba ágyazott, tekercsoldal melegedésére - állandósult állapotban - közelítőleg a 9.10. ábrán látható villamos helyettesítő kapcsolást lehet felrajzolni.

A  $P_t$  tekrcsveszteségnek a tekercsek és a horony szigetelésén ( $R_t$  hőellenálláson) kell átáramlania a vastestbe. Ehhez  $\vartheta_{t,Fe}$  hőfoklépcső szükséges a tekercs és a vastest között. A vasban keletkezik a  $P_{Fe}$  vasszeség. A vas hőellenállását most elhanyagoljuk. A vas és a hűtőlevegő határán a  $P_{t+P_{Fe}}$  vasszeségnek kell átadódnia, ami a felületi hőátadási  $R_f$  hőellenállás miatt csak  $\vartheta_f$  hőfoklépcsővel lehetséges. A hűtőlevegőt már a  $P_s$  súrlódási vasszeség is, tehát a  $\Sigma P_v$  összes vasszeség melegíti.

Ha a beáramló hűtőlevegő hőmérséklete megegyezik a környezeti hőfokkal, míg a kiléző levegő túlmelegedése  $\vartheta_\ell$ , akkor a vastest és a levegő közötti hőátadásra a  $\vartheta_\ell/2$  túlmelegedés lesz a jellemző. Ezért a vastest  $\vartheta_{Fe}$  túlmelegedését is a  $\vartheta_\ell/2$ -hez szokás mérni (9.10. ábra).

Általános esetben

$$\vartheta_t = P_t R_t + (P_t + P_{Fe}) R_f + (P_t + P_{Fe} + P_s) R_1 , \quad (9.4)$$

ami ilyen alakban is írható:

$$\vartheta_t = (R_t + R_f + R_1) \left[ P_t + \frac{R_f + R_1}{R_t + R_f + R_1} P_{Fe} + \frac{R_1}{R_t + R_f + R_1} P_s \right] .$$

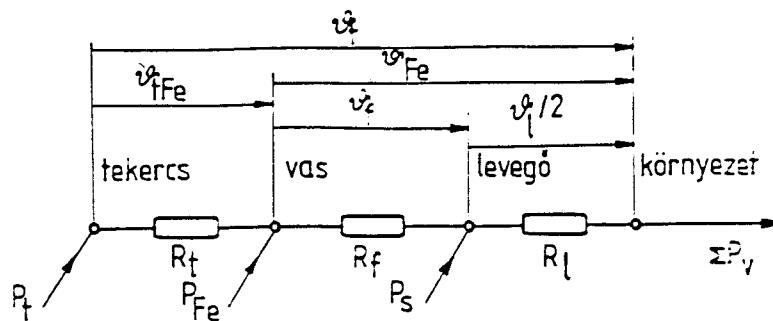
Az első zárójelben lévő összeget jelöljük  $R_h$ -val:

$$R_h = R_t + R_f + R_\ell . \quad (9.5)$$

A második zárójelben levő teljesítményt  $P_v$  mértékadó vasszeségnek nevezzük:

$$P_v = P_t + k_1 P_{Fe} + k_2 P_s . \quad (9.6)$$

Ha ez a vasszeség teljesen csak a tekercsben fejlődnék, és végig kellene áramlania az  $R_h$  hőellenálláson, akkor a tekercs eredő túlmelegedése ugyanakkora maradna. A  $k_1$  és  $k_2$  tényezőt mérési és számítási adatok alapján lehet meghatározni. A  $k_2$  többnyire 0-nak vehető,  $k_1 \approx 0,5-0,8$ . A mértékadó vasszeség lehetővé teszi, hogy a tekercs melegedését a többi géprésztől függetlenül vizsgáljuk.



9.10. ábra Helyettesítő kapcsolás villamos motorok melegedésére állandósult állapotban

Az időegység alatt átáramló légmennyiséget  $V$ -vel jelölve, (pl.  $\text{m}^3/\text{s}$  egységben), a levegő túlmelegedését az időegység alatt átadott, ill. felvett hőmennyiség egyenlőségből számíthatjuk:

$$\Sigma P_v = c_\ell V \gamma_\ell \vartheta_\ell ,$$

ahol  $c_\ell$  a levegő fajhője állandó nyomáson,  $\gamma_\ell$  a fajsúlya,  $\vartheta_\ell$  pedig a ki- és belépő levegő hőmérsékletének különbsége. Innen:

$$\vartheta_\ell = \frac{\Sigma P_v}{c_\ell \gamma_\ell V} . \quad (9.7)$$

Durva tájékozódáshoz feltételezhetjük, hogy névleges terheléskor  $\vartheta_\ell$  kb. egyharmada az illető szigetelési osztályra megengedett teljes túlmelegedésnek.

A levegő fajsúlya az abszolút hőmérséklettel fordítva arányos. Ha (9.7)-ben  $\vartheta_\ell$ -et  ${}^\circ\text{C}$ -ban,  $P_v$ -t kW-ban és  $V$ -t  $\text{m}^3/\text{s}$ -ban használjuk, akkor  $80 {}^\circ\text{C}$  ( $353 {}^\circ\text{K}$ ) hőfokon  $c_\ell \gamma_\ell = 1$ . Ilyen egységekkel tehát:

$$\vartheta_\ell = \frac{\Sigma P_v}{V} \cdot \frac{273 + \tau_\ell}{353} , \quad (9.8)$$

ahol  $\tau_\ell$  a levegő hőmérséklete azon a helyen, ahol  $V$ -t mérjük.

A (9.8) összefüggésből pl. kiszámítajtuk külső szellőzésű géphez a szükséges légmennyiséget. 100kW-os 90%-os hatásfokú motor összes vesztése pl. 11kW.  $\vartheta_\ell = 20 {}^\circ\text{C}$  és  $\tau_\ell = 40 {}^\circ\text{C}$  feltételezésével

$$V = \frac{11}{20} \cdot \frac{313}{353} \approx 0,5 \text{ m}^3/\text{s}$$

szükséges a beömlőoldalon.

A levegő ennek megfelelő hőellenállása (9.7)-ból:

$$R_\ell = \frac{\vartheta_\ell/2}{\Sigma P_v} = \frac{1}{2c_\ell \gamma_\ell V} .$$

A 9.10. ábrában szereplő hőfoklépcsők tájékoztató értéke - ellenállás mérésből - névleges terheléskor, "F" szigetelésű gépre:

$$\vartheta_{t,Fe} \approx 40^0C, \quad \vartheta_f \approx 40^0C, \quad \vartheta_\ell/2 \approx 20^0C ,$$

a tekercs teljes túlmelegedése tehát  $100^0C$  (ellenállás méréssel 200KW alatti gépekre a megengedhető túlmelegedés  $105^0C$ ).

A fentiekben ismertetett melegedési számítások annyira bizonytalannak, hogy hosszadalmas, " pontos" számítást nem érdemes végezni.

A következőkben feltételezzük, hogy a motor jól kihasznált, tehát névleges üzemállapotban a mértékadó veszteség éppen a megengedhető túlmelegedést okozza. Vizsgáljuk meg, hogy a szabványos (névleges) feltételektől való eltérések hogyan hatnak a motor tartós terhelhetőségére.

a) A környezeti hőfok a szabványosnál nagyobb. Ekkor a gép veszteségeit csökkenteni kell, hogy a túlmelegedés és a környezeti hőfok összege most se lépje túl a megengedett értéket.

Ha azonban környezeti hőfok  $40^0C$ -nál kisebb, akkor a gép terhelhetőségét növelni csak a gyártóval megállapodva szabad.

9.3. táblázat  
Önszellőző gépek terhelhetősége

Fordulatszám %	100	90	80	70	60	50	40
Nyomaték %	100	96	91	85	80	72	62
Teljesítmény %	100	86	73	60	48	36	25

b) A fordulatszám kisebb a névlegesnél. Ha a hűtőlevegőt a motor tengelyére szerelt ventillátor, vagy maga a forgórész szállítja, akkor a V légmennyiség közelítőleg arányos a fordulatszámmal:

$$\frac{V}{V_n} \approx \frac{n}{n_n} , \quad (9.9)$$

mivel változatlan áramlási keresztmetszet mellett a forgórész kerületi sebessége és a légsebességek megközelítően arányosan változnak. Ezzel megnövekszik a levegő saját túlmelegedése ( $n \circ R_\ell$ ), és romlik a felületi hőátadás is ( $n \circ R_f$ ). Ezért csökkentett fordulatszámon csökkenteni kell a veszteségeket, ill. terheléseket. A csökkentés mértékét a gyárok katalógusaikban tüntetik fel. A csökkenés tájékoztató értékét a 9.3. táblázatban adjuk meg, amelyik átszellőzött és zárt felületi hűtésű csúszógyűrűs aszinkron motorokra vonatkozik.

Egészen alacsony fordulatszámon a légszállítás gyakorlatilag megszűnik, és a motorban huzamosabb ideig csak annyi veszteség képződhet, amennyit a felmelegedés miatt előálló természetes légáramlás el tud

vinni. Ha tehát ebben a fordulatszám-tartományban még jelentős terhéssel kell a gépnek üzemelnie, külső szellőzőket kell alkalmazni.

c) Függ a terhelhetőség a tengerszint feletti magasságtól is. Nagyobb magasságban a kisebb légnyomás miatt csökken a levegő fajsúlya, így azonos veszteségek mellett nő a túlmelegedése. Romlik a felületi hőátadás is. Ha azonban a hűtőközeg legnagyobb hőmérséklete a gép felállítási helyén nincs megadva, akkor feltételezhetjük, hogy a hűtés hatékonyságának csökkentését kieggyenlíti a környezet hőmérsékletének, a  $40^{\circ}$ -hoz viszonyított csökkenése. Ilyenkor a gép teljesítményét nem kell csökkenteni, de a gép adattáblájának az előírt magasságot és a feltételezett környezeti hőmérsékletet fel kell tüntetnie.

### 9.3.2. Melegedési és hűlési tranzisziens folyamatok

Eddig állandó veszteségek mellett állandósult állapotot tételeztünk fel, amikor a gép egy pontjában a hőmérséklet az időtől függetlenül állandó. A motor üzemállapotainak a változásakor a veszteségek is megváltoznak, ami átmeneti folyamatokat idéz elő, az egyes pontokban a hőmérséklet változó lesz.

Ha egy G súlyú, c fajhőjű test dt idő alatt  $d\vartheta$ -val melegszik fel, akkor az ehhez szükséges hőmennyiség:

$$dA = Gc d\vartheta ,$$

ami az időegységre vonatkoztatva,

$$\frac{dA}{dt} = Gc \frac{d\vartheta}{dt} = C_h \frac{d\vartheta}{dt} \quad (9.10)$$

hőteljesítményt jelent; ennyit kell kapnia a testnek, ha hőmérséklete az időegység alatt  $d\vartheta/dt$ -vel növekszik. A hőteljesítmény másik része a környezetbe távozik. Egy eredő  $R_h$  hőellenállással, a (9.3) értelmében, ennek nagysága  $\vartheta/R_h$ . Az eredő hőteljesítmény a  $P_v$  mértékadó veszteséggel egyenlő, ezért a melegedési folyamat differenciál egyenlete a következő lesz:

$$\frac{\vartheta}{R_h} + C_h \frac{d\vartheta}{dt} = P_v . \quad (9.11)$$

Ennek a villamos analógia alapján a 9.11. ábra helyettesítő kapcsolása felel meg, ezért a

$$C_h = Gc \quad (9.12)$$

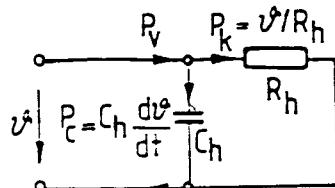
értéket hőkapacitásnak nevezzük.

A (9.11) megoldása  $P_v = \text{const.}$  esetén:

$$\vartheta = (\vartheta_K - \vartheta_\infty) e^{t/T} + \vartheta_\infty, \quad (9.13)$$

ahol:  $\vartheta_\infty = P_v R_h$  - az állandósult hőmérsékletkülönbség t  $\infty$  esetén,

$T = R_h C_h$  - a melegedési időállandó,



9.11. ábra Homogén test analóg villamos helyettesítő vázalata melegedési tranzisztorok esetén

Ügyelni kell arra, hogy a  $T=R_h C_h$  időállandó megváltozik, ha a géphűtési viszonyai megváltoznak. A gyakorlatban különösen a fordulatszám hatását kell megvizsgálni. Jelöljük a névleges fordulatszám esetén ér-

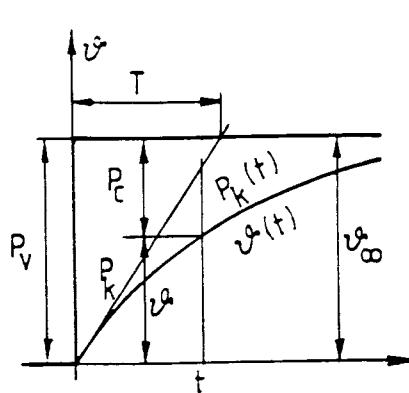
$\theta_0$  - a kezdeti hőmérsékletkülönbség a környezethez képest.

A homogén testre érvényes (9.13) megoldást a 9.12. ábrán rajzoltuk fel  $\theta = 0$ -ra.

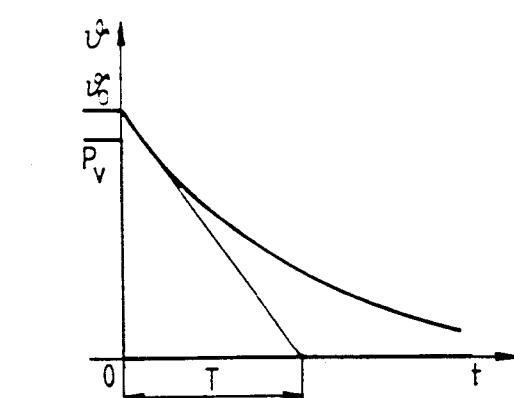
Lehülés esetén, ha  $P_v=0$ , akkor az állandósult túlmelegedés is 0, tehát

$$\theta = \theta_0 e^{-t/T} \quad (9.14)$$

amit a 9.13. ábrán tüntettünk fel.



9.12. ábra Homogén test túlmelegedése egységhigrás veszteségi teljesítmény esetén



9.13. ábra Homogén test hűlése a veszteségi teljesítmény megszüntésekor

vényes értékeket "n" indexszel. Ha a motor lassabban jár, akkor csökken a légmennyisége, emiatt megnő a levegőnek és a felületi hőátadásnak a hőellenállása, tehát  $R_h > R_{hn}$ , a géphűtése romlik, így a melegedési időállandó is megnő,  $T > T_n$ . Álló állapotban 2-3-szor rosszabb hűlés adóhat, tehát

$$\left[ \frac{R_h}{R_{hn}} \right]_0 = \left[ \frac{T}{T_n} \right]_0 \approx 2-3 \quad (9.15)$$

A 3-as tényezőt (esetleg 4-est) jól átszellőzött gépekre használhatjuk, felületi hűtésű zárt gépekre pedig a 2-t; szellőzés nélküli zárt gépek esetében ez a tényező megközelíti az 1-et. A kikapcsolt álló motor tehát sokkal lassabban hűl, mint az üresjárásban forgó (amikor a veszteségek többnyire elhanyagolhatók).

A fentiekben nagyon leegyszerűsítettük a viszonyokat. Így pl. nemcsak a tekercseknek vannak hőkapacitásai, hanem a vastestnek is, és külön kellene tárgyalni a forgórész és az állórész melegedését és ezek kölcsönhatását, hasonlóan a tekercsek vasba ágyazott részét és a tekercsfejeket. A pontos számítás szerint annyi időállandó adónék, ahány hőtárolót kell figyelembe venni. Így a melegedési görbe egyenlete a (9.13) egy időállandós alak helyett

$$\vartheta = \sum_i a_i (1 - e^{-t/T_i}) , \quad (9.16)$$

alakú lesz (ha  $\vartheta_0 = 0$ ).

A gyakorlatban általában a kettő vagy az egy időállandós közelítést használjuk. Pl. rövid ideig tartó túlterhelésekre célszerű egy második időállandó figyelembevétele is.

A villamos motorok melegedési időállandóit a gyárok katalógusaikban nem közlik. Nagyságrendi tájékozódás célját szolgálják az alábbi értékek.

Nyitott egyenáramú gépek 160-600mm armatúraátmérővel:

$$T = 25-90 \text{ perc.}$$

Zárt egyenáramú gépek 100-400mm átmérővel:

$$T = 65-270 \text{ perc.}$$

Átszellőzött aszinkron motorok 100-140mm átmérővel:

$$T = 10-20 \text{ perc.}$$

Rövid ideig tartó túlterhelésekre igen jó közelítéssel számolhatunk, ha elhanyagoljuk a környezetnek átadott hőt. Ekkor (9.11) szerint

$$\frac{d\vartheta}{dt} = \frac{P_v}{C_h} = \frac{P_v}{Gc} , \quad (9.17)$$

ami az időegység alatti hőfoknövekedést jelenti. Ha  $P_v$  állandó, akkor

$$\vartheta - \vartheta_0 = \frac{P_v}{Gc} t . \quad (9.18)$$

Ilyen túlterhelések esetében a tekercsek melegedése a veszélyes. Mivel  $P_v$  és  $G$  is a tekercs köbtartalmával arányos, kiválaszthatunk a tekrcsból egy egységnyi élhosszúságú kockát, és arra alkalmazhatjuk a

(9.18) összefüggést. Számértékben a kocka árama a tekercs s áramsűrűsége, ellenállása a  $\rho$  fajlagos ellenállás, súlya a  $\gamma$  fajsúly, tehát

$$\vartheta - \vartheta_0 = \frac{s^2 \rho}{\gamma c} t = \frac{s^2}{K} t , \quad (9.19)$$

ahol  $K = \gamma c / \rho$  csak fajlagos anyagállandókat tartalmaz, értéküket a 9.4. táblázatban közöljük.

9.4. táblázat

A vezetőanyagok jellemzői ( $\tau=20^{\circ}\text{C}$ )

Anyagok	$\rho$ $\frac{\Omega \text{mm}^2}{\text{m}}$	$\gamma$ $\text{kp/dm}^3$	c $\frac{\text{Ws}}{\text{kp}^{\circ}\text{C}}$	$K = \frac{\gamma c}{1000 \rho}$ $\frac{\text{A}^2 \text{S}}{\text{mm}^4 \text{ }^{\circ}\text{C}}$
Vörösréz Cu 56	0,0178	8,9	390	195
Alumínium Al 99,5	0,03	2,7	900	81
Bronz Bz 2	0,05	8,9	390	70
Bronz Bz 5	0,1	8,9	390	35
Sárgaréz Sr 58-60	0,065	8,45	380	50
Alumínium-bronz	0,155	7,85	390	27
Albz 5				

A táblázat adatai  $20^{\circ}\text{C}$ -ra vonatkoznak. Nagyobb hőfokon  $\rho$  növekszik, így  $K$  csökken.  $75^{\circ}\text{C}$ -ra és vörösrézre  $K=160$ , ami a (9.19) képletben  $0^{\circ}\text{C}$ ,  $\text{A/mm}^2$  és sec egységekkel érvényes.

A (3.19) összefüggés igen alkalmas gyors becslésekre. Ha pl. névleges áramnál  $s=6\text{A/mm}^2$ , akkor a hőfoknövekedés sebessége

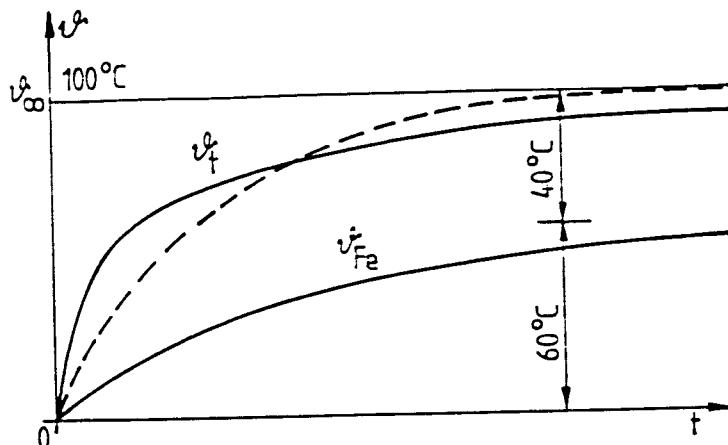
$$\frac{s^2}{K} = \frac{36}{160} = 0,23^{\circ}\text{C/s} . \quad (9.20)$$

Kalickás aszinkron motorok indításakor  $5I_n$  primer áramnál az áram-sűrűség kb.  $30\text{A/mm}^2$ , tehát a tekercs hőfoka  $30^2/160=5,6^{\circ}\text{C}$ -kal növekszik másodpercenként. Ekkora áramot ritkán kb. 20s ideig lehet megengedni, ekkor kb.  $110^{\circ}\text{C}$  túlmelegedés keletkezik. A forgórészről is ellenőrizni kell. Egykalickás motorokra kb. 20s idő megengedhető, de kétkalickás motorokra - az áramkiszorítást kísérő ellenállás növekedés miatt - a külső kalicka erősebb korlátozást okozhat.

A (9.19) képlet segítségével megbecsülhetjük a vörösréz tekercselés időállandóját a vastesthez képest (ha a vastest hőmérséklete állandó maradna). Névleges áramnál az állandósult hőlépcső a tekercs és a vastest között kb.  $30-40^{\circ}\text{C}$ , és mivel a kezdeti hőfoknövekedés (amíg a körfolyezetnek átadott hő elhanyagolható) a fentiek szerint  $0,23^{\circ}\text{C/s}$ , ezért az időállandó:

$$T_{t,Fe} \approx \frac{35}{0,23} \approx 152\text{s} = 2,5\text{min} ,$$

tehát néhány perc nagyságrendű. Ez a szám a vasba ágyazott részre vonatkozik, a tekercsfejek időállandója a levegőhöz képest kissé nagyobb. Mivel az eredő időállandó az egy időállandós közelítés szerint, mint fentebb közöltük, 0,5-1 óra nagyságrendű, láthatjuk, hogy azt elsősorban a vas hőkapacitása okozza.



9.14. ábra Villamos motor túlmelegedése két időállandós közelítéssel

Ennek az alapján minőségileg jobban megbecsülhetjük a melegedési görbe alakját, mint a (9.13) képlettel. Kapcsoljuk a hideg motort névleges terhelésre. A tekercsveszteség kb. 40°C hőfoklépcsővel tud teljesen átadódni a vastestnek, ez a lépcső néhány perces időállandóval kialakul. Ezalatt a vas túlmelegedése még gyakorlatilag nulla a nagy időállandója miatt. Mire a fenti hőlépcső kialakul, a vasnak átadódik a teljes tekercsveszteség. A vas ennek és a vasveszteségnek a hatására nagy időállandóval közel exponenciálisan melegszik, mert  $(1-e^{-t/T_{t,Fe}})$  idő után a vasat melegítő teljesítmény közelítőleg állandó. Erre a hőfokra szuperponálódik a réz-vas hőlépcső (9.14. ábra). Itt szaggatott vonallal feltüntettük az egyidőállandós közelítő exponenciális görbületét.

A tekercselés túlmelegedése a környezethez képest a 9.14. ábra alapján:

$$\theta_t = 60(1 - e^{-t/T_{Fe}}) + 40(1 - e^{-t/T_{t,Fe}}).$$

Itt  $T_{t,Fe}$  a tekercselés időállandója a vastesthez képest,  $T_{Fe}$  pedig a vastest melegedési időállandója.

Egyidőállandós közelítéssel a kis idők tartományában elég nagy százalékos eltérés van a " pontos" és a számított görbe között. Ilyenkor sajnos nem a biztonság felé tévedünk.

## 9.4. Villamos motorok kiválasztása

### 9.4.1. Állandó üzemű gépek (S1, S6-S9 jelű üzemetípusok)

Az állandó üzemű gépek teljesítményének meghatározása viszonylag egyszerű, ha a gép állandó-, vagy kevessel változó terheléssel és változatlan fordulatszámmal üzemel. Hosszan tartó üzemben az indítási és fékezési folyamatok nem hatnak a gép melegedésére, ezért a motor teljesítményét a statikus terhelés  $P_{\text{mech}}$  teljesítményének alapján határozzuk meg, figyelembe véve az áttételekben fellépő veszteségeket:

$$P_{\text{sz}} = \frac{P_{\text{mech}}}{\eta_a} \quad (9.21)$$

és

$$P_n = (1,05-1,10)P_{\text{sz}}, \quad (9.22)$$

ahol

$P_{\text{sz}}$  - számított motorteljesítmény,

$P_n$  - a választott motor névleges teljesítménye,

$\eta_a$  - az áttétel hatásfoka.

A motor névleges fordulatszáma - mivel a terhelő gép fordulatszáma a technológiai követelmények alapján adott - a hajtómű áttételétől függ, ezért a tervezőknek olyan áttételt kell választaniuk, hogy a motor és hajtómű együttes ára minimális legyen. Általában ez a kritérium gyors járatú gépeket igényel.

A (9.21) alapján meghatározott motor teljesítménye a 9.31. fejezet alapján még korrekcióra szorul, ha a következő három tényező bármelyike előfordul:

1. A környezeti hőmérséklet meghaladja a  $40C^0$ -ot,
2. A gépnek saját szellőzője van, és a motor fordulatszáma nem éri el a névlegest,
3. A berendezés felépítési helye 1000m-nél magasabban fekszik.

Ezt a korrekciót természetesen el kell végezni rövid igeig tartó és szakaszos üzemben is.

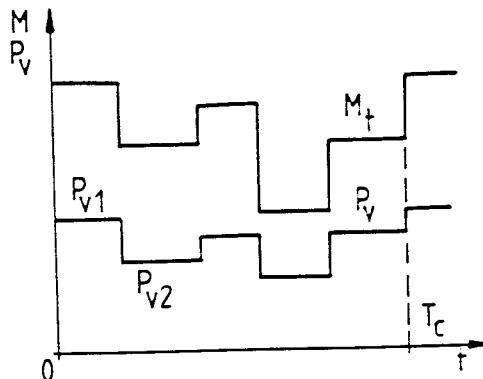
Változó terhelés és fordulatszám esetén a motor teljesítményének a meghatározása legpontosabban a gépben fellépő veszteségek alapján végezhető el. A veszteségek két fő csoportját ismerjük: az un. állandó veszteségeket (ide tartoznak a vas- és mechanikai veszteségek), valamint az un. változó veszteségeket, melyek az áram négyzetével arányosak.

Egy villamos gépben a melegedés miatt legveszélyeztetettebb rész általában a tekercselés (egyenáramú gépekben főleg a forgórész tekercselése, aszinkron gépben az állórész tekercselése). Ezért egy gépben főként a tekercselés túlmelegedését kell ellenőriznünk.

Ha üzem közben a terhelés jelentősen változik (9.15. ábra), akkor kénytelenek vagyunk előbb statikus terhelés, vagy régebbi üzemi tapasztalatok alapján megközelítőleg kiválasztani egy motort, majd a motor adatainak ismeretében megszerkesztjük a  $P_v$  mértékadó veszteségek időbe-

li lefolyását (9.15. ábra). Ha feltételezzük, hogy az egyes terhelési szakaszok  $T_c$  ideje a melegedési időállandóhoz képest nem nagy ( $\max_{\text{szakaszok}} T_c < 0.3$ ), akkor a gép átlagos túlmelegedésével számolhatunk, mely arányos lesz a ciklus közepes mértékadó veszteségével:

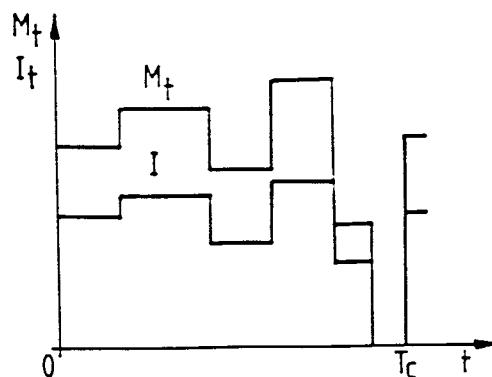
$$P_{vk} = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} P_v dt \approx \frac{P_{v1} t_1 + \dots + P_{vn} t_n}{t_1 + \dots + t_n} . \quad (9.23)$$



9.15. ábra Terhelőnyomaték és a mértékadó veszteség az idő függvényében

Ha a gépnek saját szellőzője van, akkor a gép hőátadási tényezője a fordulatszámtól függ. Ezt  $\alpha \leq 1$  tényezővel vesszük figyelembe:

$$P_{vk} = \frac{P_{v1} t_1 + \dots + P_{vn} t_n}{\alpha_1 t_1 + \dots + \alpha_n t_n} . \quad (9.24)$$



9.16. ábra Terhelőnyomaték és az áram időfüggvénye

Ha a gépet jól választottuk ki, akkor a (9.23), illetve (9.24) egyenletekkel meghatározott  $P_{vk}$ -nak valamivel kisebbnek kell lennie,

mint a tekercselés névleges állandó üzemére vonatkozó  $P_{vn}$  mértékadó veszteség:

$$P_{vn} \geq (1,05 - 1,1)P_{vk} . \quad (9.25)$$

Az előbbiekben leírt módszer viszonylag pontos eredményeket ad, azonban a gépben keletkező veszteségek eloszlása, valamint azok változása a motor üzeme alatt nem ismert - a gyárák általában nem közlik. Gyakorlati számításokhoz egyszerűbb módszerek szükségesek.

A legelterjedtebb gyakorlati módszer az un. "egyenértékű áramok módszere". Itt is előbb közelítőleg kiválasztunk egy motort, majd megeddött terhelés alapján megszerkesztjük az  $I(t)$  görbét (9.16. ábra). Ezután meghatározzuk a melegedés szempontjából egyenértékű áramot:

$$I_e = \sqrt{\frac{\int_0^{T_c} I^2 dt}{\int_0^{T_c} dt}} \approx \sqrt{\frac{I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + \dots + I_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}} . \quad (9.26)$$

Ezzel módszerrel tulajdonképpen feltételeztük, hogy az állandó veszteségek az üzem folyamán nem változtak és a névleges üzem veszteségeivel voltak egyenlőek. Az állandó veszteségek a B mágneses indukciótól és az n fordulatszámtól függnek. Általában az eltérés nem szokott jelentős lenni, ezért a (9.26) képletet széles körben alkalmazzák. Bizonyos esetekben azonban a (9.26) képlet hibája már jelentős lehet (pl. ha az átlások ideje viszonylag nagy, akkor erősen túlméretezett gépet kapunk).

Ha a gép hűtése fordulatszámfüggő, akkor

$$I_e \approx \sqrt{\frac{\int_0^{T_c} I^2 dt}{\int_0^{T_c} \alpha dt}} \approx \sqrt{\frac{I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + \dots + I_n^2 t_n}{\alpha_1 t_1 + \alpha_2 t_2 + \dots + \alpha_n t_n}} . \quad (9.27)$$

Az egyenértékű áramot össze kell hasonlítani az előzetesen kiválasztott motor állandó üzemi névleges áramával. Ha a motor névleges árama

$$I_n = (1,05 - 1,1)I_e , \quad (9.28)$$

vagy ennél több, de az egyenértékű áram meghaladja a sorozat eggyel kisebb gépének névleges áramát, akkor a kiszemelt motornál maradunk. Ha (9.28) nem teljesül, mert  $I_e > I_n$ -nél, akkor nagyobb motorra térünk át. Ha pedig az  $I_e$  kisebb, mint a sorozat eggyel kisebb gépének névleges árama, akkor a (9.27) képlet szerinti számítást erre a gépre meg kell

ismételni.

Az erősen változó terhelésekre a kiválasztott motort minden ellenőrzizzük az  $M_{t_{max}}$  maximális terhelőnyomaték szempontjából. Ha a motor megengedhető legnagyobb nyomatéka  $M_{max}$ , akkor a túlterhelhetőségi tényező:

$$\lambda = \frac{M_{max}}{M_n} \quad (9.29)$$

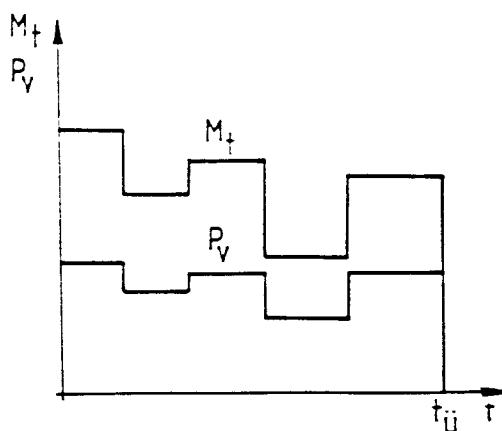
és szükséges, hogy

$$M_{t_{max}} < \lambda M_n \quad (9.30)$$

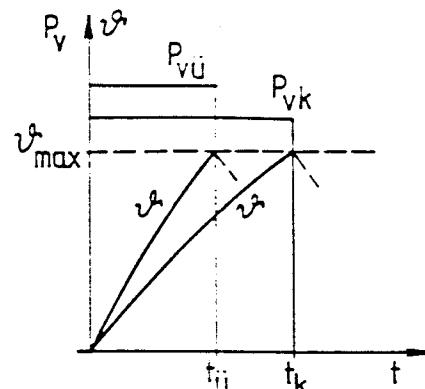
legyen. Ha (9.30) nem teljesül, akkor a motor kiválasztását túlterhelhetőség szempontjából végezzük el (természetesen ilyenkor a motor melegedés szempontjából nincs kihasználva).

#### 9.4.2. Rövid ideig tartó üzemi gépek (S2 jelű üzemtípus)

Rövid ideig tartó üzemben az indítások és fékezések ideje általában viszonylag kicsi az üzemiidőhöz képest és ezért a motor teljesítményét lényegében nem befolyásolják. A terhelés azonban erősen ingadozó lehet, ezért a motor teljesítményének meghatározásához ki kell számítani a kö-



9.17. ábra Terhelőnyomaték  
és mértékadó  
veszteség vál-  
tozása



9.18. ábra A túlmelegedés  
alakulása rövid  
ideig tartó  
üzemben

zepes mértékadó veszteséget. Most azonban ezeket a veszteségeket csak az üzemiidőre vonatkoztatjuk (9.17. ábra):

$$P_{vü} = \frac{\sum_{i=1}^n P_{vi} t_i}{\sum_{i=1}^n \alpha_i t_i}, \quad (9.31)$$

illetve

$$I_e = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n I_i t_i}{\sum_{i=1}^n \alpha_i t_i}} \quad (9.32)$$

és

$$\sum_i t_i = t_{\text{ü}}$$

Az így kapott  $P_{vü}$  veszteség, ill.  $I_e$  áram csak  $t_{\text{ü}}$  időre érvényes.

A motor kiválasztásakor a (9.31) ill. (9.32) alapján kapott értéket gyakran át kell számítani a katalógusban meglevő értékre. Az átszámítás úgy történik, hogy a motor tekercselése minden a két üzemben ugyanazt a maximális túlmelegedést érje el (9.18. ábra):

$$\vartheta_{\max} = \frac{P_{vü}}{R_n} \left[ 1 - e^{-t_{\text{ü}}/T} \right] = \frac{P_{vk}}{R_n} \left[ 1 - e^{-t_k/T} \right], \quad (9.33)$$

ahol:

$t_k$  - a rövid ideig tartó üzem katalógus értéke,

$P_{vk}$  -  $t_k$  időre vonatkozó mértékadó veszteség,

$T$  - a melegedés időállandója.

Ebből:

$$P_{vk} = P_{vü} \frac{1 - e^{-t_{\text{ü}}/T}}{1 - e^{-t_k/T}} = P_{vü} a, \quad (9.34)$$

ahol

$$a = \frac{1 - e^{-t_{\text{ü}}/T}}{1 - e^{-t_k/T}}$$

és a katalógusból kiválasztott motor  $t_k$  időre vonatkozó  $P_{vn}$  névleges üzemi mértékadó veszteségének

$$P_{vn} > (1,05-1,1)P_{vk} \quad (9.35)$$

értékűnek kell lennie.

A (9.34) képletet áramokon keresztül is kifejezhetjük. Legyen (9.6) alapján:

$$P_v = I_{\text{eff}}^2 R + K_1 P_{\text{vas}},$$

$$P_{vk} \cong P_{\text{réz } K} + K_1 P_{\text{vas}} = I_K^2 R (1+\gamma), \quad (9.36)$$

ahol

$$\gamma = \frac{K_1 P_{\text{vas}}}{P_{\text{réz } K}}.$$

Ezzel a (9.34) összefüggésből:

$$1+\gamma = \left[ \frac{\frac{I_e^2}{2} + \gamma}{\frac{I_e}{K}} \right] a \quad (9.37)$$

és

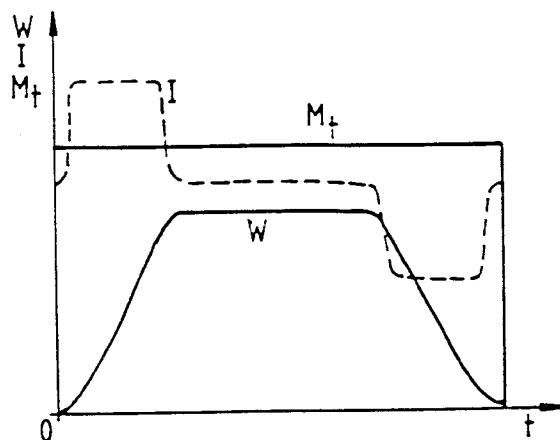
$$I_k = I_e \sqrt{\frac{a}{1+\gamma(1-a)}} \quad (9.38)$$

Rövid ideig tartó üzemű gépek helyett gyakran kénytelenek vagyunk szakaszos üzemű gépeket használni. Első közelítésben feltételezhetjük, hogy a 30 perces üzem bi=15%-nak, a 60 perces 25%-nak felel meg. A motor túlterhelhetőségre való ellenőrzését itt is el kell végezni ((9.30) képlet).

#### 9.4.3. Szakaszos üzemű gépek (S3-S5 jelű üzemtípusok)

A szakaszos üzemű gépekben az indítási és fékezési folyamatok hatása a motor melegedésére nemcsak hogy nem hanyagolható el, hanem gyakran meghatározó szerepe van. Sok berendezést ismerünk (pl. hengerművi hengerállítások, irányváltó görgősorok hajtása stb.), ahol a hajtás terhelőnyomatéka elhanyagolhatóan kicsi a motor névleges nyomatékához képest és a motor nyomatéka tulajdonképpen csak lendítő tömegek intenzív gyorsítására és fékezésére fordítódik.

Erre már akkor kell gondolni, amikor a munkagépre megadott  $M_t(t)$  és  $W(t)$  görbék alapján (9.19. ábra) előzetesen kiválasztunk egy szakaszos üzemű motort. Általában a statikus terhelés alapján meghatározott teljesítmény-igényt 10-40%-kal kell megnövelni, hogy a motor eleget tudjon tenni az előírt  $W(t)$  menetdiagramnak, de egyes, fent említett esetekben, a motor teljesítményét lényegében a  $W(t)$  görbe határozza meg.



9.19. ábra Terhelési diagram

Az előzetes motor-kiválasztás másik nehézsége abból áll, hogy gyak-

ran induló hajtásoknál a mechanikai áttétel nagysága hatással van az elérhető indítási és fékezési idők nagyságára. A fenti okok miatt a szakaszos üzemű gépek teljesítményének és névleges fordulatszámának meghatározásához általában 1-3 változatot vagyunk kénytelenek végigszámolni.

A közelítőleg kiválasztott motor tehetetlenségi nyomatékának ismeretében a mozgásegyenlet alapján meghatározzuk a motor nyomatékának időbeli lefolyását, a motor un. terhelési diagramját (9.19. ábra).

$$M(t) = M_t(t) + \theta \frac{d W(t)}{dt} , \quad (9.39)$$

ahol

$\theta$  - a rendszer tehetetlenségi nyomatéka,

$M_t$  - redukált terhelőnyomaték,

$W$  - motor szögsebessége.

Az  $M(t)$  és  $W(t)$  alapján meg lehet szerkeszteni a motor áramának időbeli lefolyását (9.19. ábra), és meghatározni az egyenértékű áramot:

$$I_e = \sqrt{\frac{\int_0^{t_{\ddot{u}}} I^2 dt}{\int_0^{t_{\ddot{u}}} \alpha dt}} \quad (9.40)$$

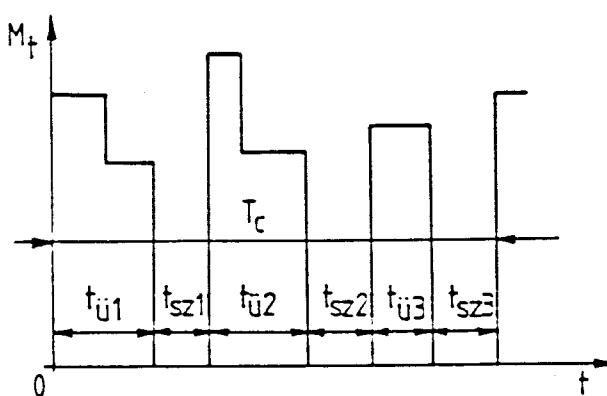
Mint látható, az  $I_e$ -t csak a  $t_{\ddot{u}}$  üzemiidőre vontakoztatjuk, mivel a (9.40) alapján meghatározott érték a motor tényleges bi viszonylagos bekapcsolási idejére vonatkozik:

$$bi = \frac{t_{\ddot{u}}}{t_{\ddot{u}} + t_{sz}} = \frac{t_{\ddot{u}}}{T_c} , \quad (9.41)$$

ahol

$t_{sz}$  - szünet idő,

$T_c$  - ciklus idő.



9.20. ábra Átlagolt bekapcsolási idő meghatározása

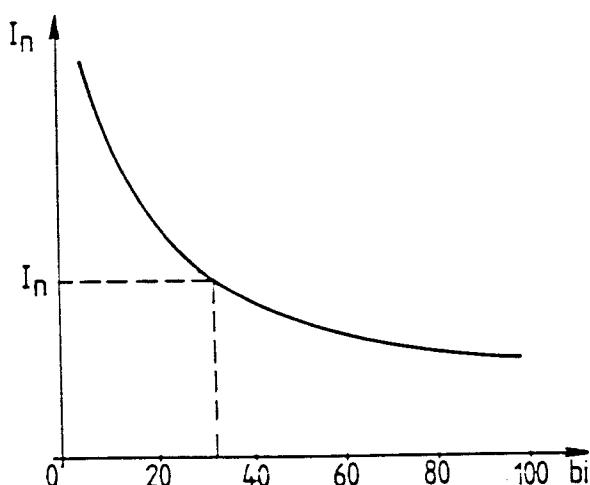
Ha a terhelés nem teljesen ciklikus (pl. felvonók, daruk stb.), akkor a bi-t hosszabb időszakra jellemző igénybevételek alapján határozuk meg (9.20. ábra):

$$b_i = \frac{\sum t_{\text{üi}}}{\sum t_{\text{üi}} + \sum t_{\text{szí}}} \quad (9.42)$$

és erre az időszakra vonatkoztatjuk az egyenértékű áramot is:

$$I_e = \sqrt{\frac{\sum \int_0^t \dot{u} I^2 dt}{\sum \int_0^t \alpha dt}} \quad (9.43)$$

legyen. Ezután következik a motor ellenőrzése túlterhelhetőségre.



9.21. ábra Motor névleges áramának változása a bekapcsolási idő függvényében

Ha rendelkezésünkre áll a motor névleges áramának függése a bekapcsolási időszaktól (9.21. ábra), akkor az  $I_n(b_i)$  görbe alapján meghatározzuk a tényleges bi-hez tartozó  $I_n$  névleges áramot és összehasonlítjuk az  $I_e$ -vel. Itt is szükséges, hogy:

$$I_n \geq (1,05-1,1) I_e \quad (9.44)$$

Az előbbiekkel ellentétben szakaszos üzemben, amikor (9.44) nem teljesül, nem lehet egyszerűen áttérni az egyetlen nagyobb motorra, hanem a nagyobb motorra is meg kell ismételn a terhelési diagram szerkesztését és az egyenértékű áram meghatározását. Tudniillik a nagyobb motor nagyobb névleges árama a gyakran induló hajtásokra nem minden kompenzája a tehetetlenségi nyomaték növekedéséből származó áramtöbbletet.

Gyakorlatilag azonban ez csak akkor fordulhat elő, ha a sorozat nagyobb motorja jóval nagyobb forgórészátmérővel készül. Egy sorozaton belül 100kW-ig kettő, legfeljebb három (kis gyárak) típust készítenek azonos forgórészátmérővel, 100kW felett ez a szám elérheti az öt-hatot. Ezért az átmérőváltozás helyén a teljesítmény-növekedéshez képest viszonylag nagy tehetetlenségi nyomaték ugrás keletkezik. Néha a kisebb teljesítményű kisebb átmérőjű motor ad jobb megoldást.

A motor teljesítményének és áramának változása bi függvényében nagymértékben függ az állandó és a változó veszteségek arányától, ill. az álló- és forgógép melegedési időállandóinak alakulásától. A gyakorlatban, ha a katalógus  $(bi)_k$  és a tényleges bi értékei csak keveset térnek el, akkor a kiszámított egyenértékű áramot a következő képlettel szokás átszámolni a katalógusban definiált üzem egyenértékű áramára:

$$I_{ek} = I_e \sqrt{\frac{bi}{(bi)_k}} \quad . \quad (9.45)$$

## 10. VILLAMOS HAJTÁSOK SZABÁLYOZÁSA

Szabályozott hajtások fordulatszámának és áramának, vagy egyéb paraméterének időbeli alakulását a szabályozók megfelelő kialakításával befolyásolhatjuk. Jelenleg a szabályozókat minden áramkorlátozóval látjuk el, így az üzemszerűen fellépő maximális áram állítható és ismert. A szabályozott mennyisége legtöbbször a fordulatszám, de találkozunk másával is, pl. a teljesítmény (csévélők), a folyadék-szint (szivattyúkkal), az áram (nyomaték - motorok, pl.: hurokfeszítők hengerűvekben, különböző nyitó- és zárószerkezetek), a nyomás (kompresszorok) stb.

A jelenlegi technikai szint sokféle szabályozási elv gyakorlati alkalmazását teszi lehetővé, amelyekkel egy bonyolult és változó paraméterű rendszer jó minőségű szabályozása is megvalósítható. A hajtások jelentős részénél azonban a paraméterek változása nem szokott jelentős lenni, ezért ezekben egyszerűbb, de üzembiztos és könnyen beállítható szabályozási elvet valósítunk meg.

A fentiek miatt a legtöbb szabályozott hajtás un. alárendelési elv alapján készül. Ennek az elvnek az a lényege, hogy a szabályozott rendszer több szabályozó hurokra oszlik, melyeket alárendelnek egymásnak. A rendszernek több lényeges előnye van: a szabályozott hurokok stabilitása a hurok bemenetén levő szabályozóval viszonylag könnyen biztosítható, maguk a szabályozók azonos és állítható P (arányos), I (integráló) és D (differenciáló) elemeiből állnak, melyek könnyen egységesíthetők bármilyen szabályozóra és ezért tipizálhatók, karbantartásuk egyszerű és a meghibásodott elemek cseréje sem ütközik akadályokba.

### 10.1 Egyenáramú motor szögsebesség-szabályozása alárendelt áramszabályozással.

A 10.1. ábrán feltüntettük egy külsőgerjesztésű egyenáramú motor fordulatszám-szabályozó rendszerét, amely két hurokból áll: belső áramszabályozó, és külső fordulatszám-szabályozó hurokból. A belső áramszabályozó hurok  $i_a$  alapjelét a külső szögsebesség-szabályozó hurok állítja elő (innen ered az alárendelt áramszabályozás elnevezés):

$$i_a(t) = \mathcal{L}^{-1}[Y_w(w_a - w)], \quad \text{ha } |i_a| < i_{amax}, \quad (10.1)$$

és

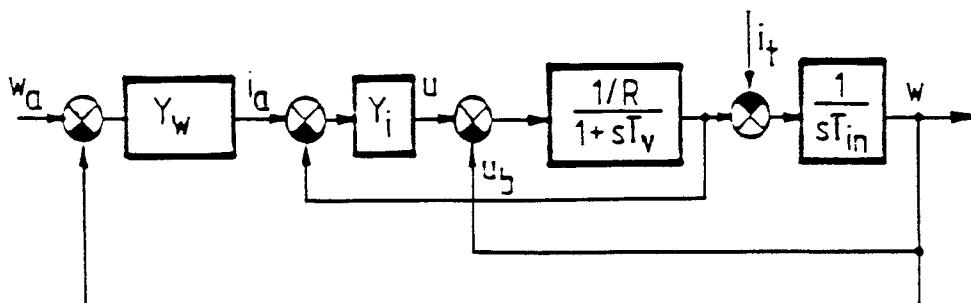
$$i_a(t) = \pm i_{amax}, \quad \text{ha } \mathcal{L}^{-1}[Y_w(w_a - w)] \geq i_{amax}.$$

Itt:

- $w_a$  - a szögsebesség-szabályozó alapjele (az egész rendszer alapjele),
- $w$  - a tényleges szögsebesség,
- $Y_w$  - a szögsebesség-szabályozó hurok átviteli függvénye,
- $i_{amax}$  - a maximális áramalapjel, amely a szögsebesség-szabályozó hurok kimenő erősítője telítésének felel meg.

Amíg a szögsebesség  $w_a$ -w hibajele elég nagy ahhoz, hogy a szögsebesség-szabályozó telítésbe kerüljön, addig az áramalapjel állandó ( $i_{a_{max}}$ ) és a motor közel állandó árámmal üzemel (pl. indítás, fékezés, esetleg a terhelés felvétele közben stb.). Az így kialakított áramszabályozás fontos előnye más áramkorlátozási eljárásokkal szemben az, hogy a rendszer nagyon érzékenyen és gyorsan reagál a legkisebb árameltérésre is, pl. különböző meghibásodások esetén. Régebbi áramkorlátozási megoldásoknál az áramjel csak akkor avatkozott be a rendszerbe, amikor az áram már meghaladta a beállított határértéket, míg áramszabályozás esetén a rendszer azonnal reagál az áram  $i_a$ -tól való legkisebb eltérésére is.

A 10.1. ábrán feltüntetett szabályozó rendszer annyira elterjedt, hogy érdemes megvizsgálni a szabályozó hurkok beállítását. Az áramszab

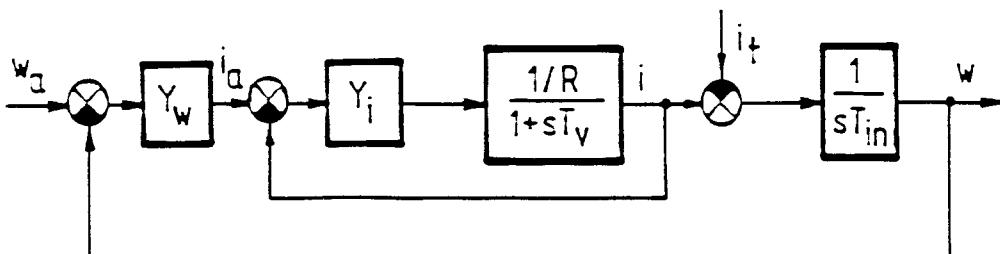


10.1. ábra Egyenáramú motor szögsebesség-szabályozása alárendelt áramszabályozával

bályozó huroknak nagyon gyorsnak és hatásosnak kell lennie, különös tekintettel pl. a félvezetők viszonylag kis túlterhelhetőségére. Ezért a belső áramszabályozó hurok  $Y_i$  áramszabályozójának átviteli függvényét úgy kell megválasztani, hogy az  $i_a$  árammalapjel között csak minimális eltérés léphessen fel. Az eltérés akkor lesz elfogadható, ha az áramszabályozó zárt körének átviteli függvényét

$$Y_i = \frac{1}{1+sT_i} \quad (10.2)$$

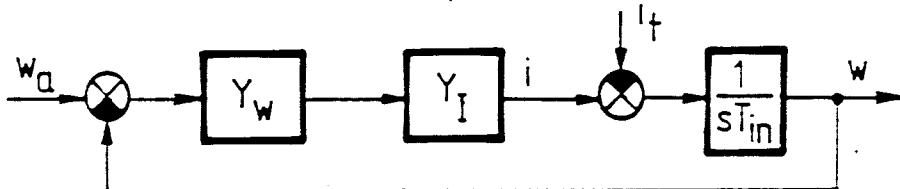
alakban tudjuk leírni, ahol  $T_i = 2-8\text{ms}$  lehet.



10.2. ábra Hatásvázlat az  $U_b$  belsőfeszültség hatásának elhagyásakor

Ilyen gyors áramszabályozóval a motor belső  $U_b$  visszacsatolásának a változásától eltekinthetünk, ugyanis az  $U_b$  időbeli változását a kb.  $T_{in} = 100-1000\text{msec}$ -os indítási időállandó határozza meg. Ekkor, változásokra nézve a 10.2. ábrához jutunk, melynek egyszerűsítésével - és feltételezve, hogy a rendszer viselkedését lineáris átvitelre vizsgáljuk - a 10.3. ábrán látható hatásvázlatot kapjuk, ahol:

$$Y_I = \frac{\frac{1}{R(1+sT_v)}}{1 + \frac{1}{R(1+sT_v)}} = \frac{Y_i}{R(1+sT_v) + Y_i} \quad (10.3)$$

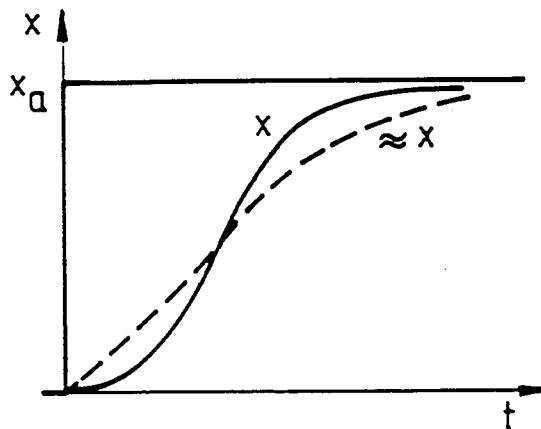


10.3. ábra A hajtás hatásvázlata lineáris átvitel esetén

A (10.2) és (10.3) alapján az áramszabályozó átviteli függvényének

$$Y_i = \frac{R(1+sT_v)}{sT_I} = R \left[ \frac{1}{sT_I} + \frac{T_v}{T_I} \right] \quad (10.4)$$

alakúnak kell lennie, vagyis P és I elemekből álló szabályozó szükséges.



10.4. ábra Több időállandós elem közelítő helyettesítése  
időállandós elemekkel

A fenti két egyenlet csak akkor érvényes, ha az áramvezérlő rendszerben, amelyre az áramszabályozó is hat, nincsenek időkéses elemek. Ellenkező esetben azokat is figyelembe kell venni, amit legtöbbször csak közelítőleg végezünk el: nagy időállandó esetén (pl. Ward-Leonard rendszer) csak a nagy időállandót vesszük figyelembe, míg

közel azonos időállandók esetén a  $T_v$  időállandót a jelenlevő kis időállandók összegével helyettesíthetjük (pl. áramirányítós rendszer). Az utóbbi közelítés tulajdonképpen az ugrásalaku áram-alapjel változásra fellépő két exponenciális tagból álló áram időfüggvényét közelíti egy exponenciális függvénnyel (10.4. ábra) úgy, hogy a két görbe közötti terület zérus legyen (tehát a közelítő görbe hol a tényleges görbe alatt, hol felette halad, és a különböző előjelű területek kiegyenlítik egymást).

(10.4)-gyel a 10.3. ábra alapján a közelítő rendszer felnyitott körének átviteli függvénye a következő alakú lesz:

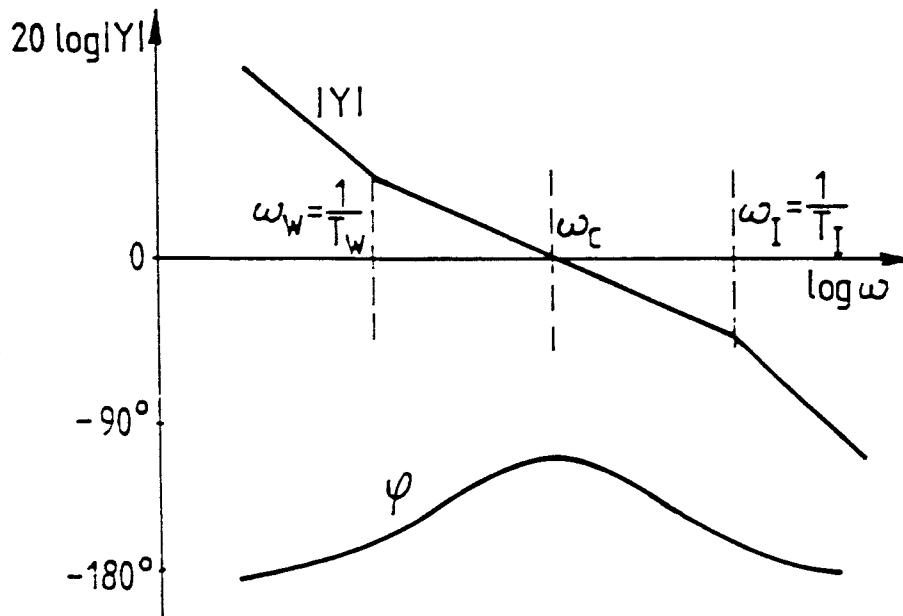
$$Y = Y_w Y_I \frac{1}{sT_{in}} = Y_w \frac{1}{1+sT_I} \frac{1}{sT_{in}} . \quad (10.5)$$

Általában  $Y_w$  csak P és I elemekből áll, ugyanis a D (differenciáló) hatás nagyon kiemeli a zajokat. Ezzel a szögsebesség-szabályozó átviteli függvénye a következő alakban írható:

$$Y_w = A_w \left[ 1 + \frac{1}{sT_w} \right] . \quad (10.6)$$

A fenti egyenletet a (10.5)-be behelyettesítve

$$Y = A_w \frac{1+sT_w}{sT_w} \frac{1}{1+sT_I} \frac{1}{sT_{in}} . \quad (10.7)$$



10.5. ábra Amplitudó- és fázis-frekvencia függvény

Az átviteli függvény logaritmikus Y amplitudó- és  $\varphi$  fázis-frekvencia jelleggörbéje a 10.5. ábrán látható.

A rendszer stabilitása szempontjából legjobb, ha a  $180^\circ - \varphi$  fázisszögtartalék az  $\omega_c$  vágási körfrekvencián maximális. Ehhez (10.7) alapján

$$\arctg \omega T_w - \arctg \omega T_I = 180^\circ - \varphi$$

maximumát kell keresnünk  $\omega$  függvényében. Így

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{T_W T_I}} \quad (10.8)$$

vágási körfrekvenciához jutunk, ami azt jelenti, hogy a  $\log \omega_c$  szimmetrikusan helyezkedik el a  $\log \omega$  tengelyén a  $\log \frac{1}{T_W}$  és  $\log \frac{1}{T_I}$ -hez képest (10.5. ábra):

$$\log \omega_c = \frac{\log \frac{1}{T_W} + \log \frac{1}{T_I}}{2}. \quad (10.9)$$

Innen ered a szimmetrikus optimum elnevezés is.

A (10.7) egyenlet két szabad paramétere  $A_W$  és  $T_W$ . A (10.8) feltételek alapján:

$$A_W \left| \frac{\frac{1+j\omega_c T_W}{(j\omega_c)^2 \cdot T_W T_{in}} \frac{1}{1+j\omega_c T_I}}{} \right| = A_W \left| \frac{\frac{1+j\sqrt{\frac{T_W}{T_I}}}{1} \cdot \frac{\frac{T_I}{T_{in}}}{1+j\sqrt{\frac{T_I}{T_W}}}}{} \right| = 1,$$

ami a következő összefüggéshez vezet:

$$A_W = \frac{T_{in}}{\sqrt{T_W T_I}}. \quad (10.10)$$

Ezek után már csak egy szabad paraméterünk van, amelyet úgy választunk meg, hogy jó minőségű átmeneti függvényeket kapunk. A 10.6. és 10.7. ábrán feltüntettük a terheléslokésre és alapjel-ugrásra érvényes átmeneti folyamatot  $T_W/T_I$  függvényében. Az  $A_W$  értékét természetesen minden (10.10) szerint állapítottuk meg. Látható, hogy terheléslokésre a legmegfelelőbb átmeneti függvényeket  $T_W/T_I = 4 \div 5$  körül kapjuk.

Sajnos, az alapjel-ugrásra ilyenkor a szögbelességen erős túldülések adódnak, ezért ilyenkor  $T_W/T_I = (10 \div 12)$ -t célszerű választani.

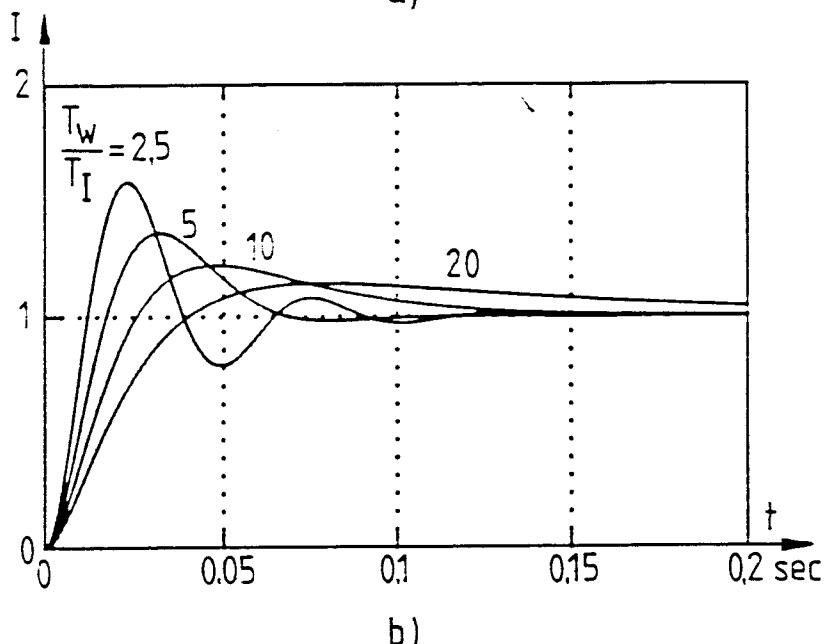
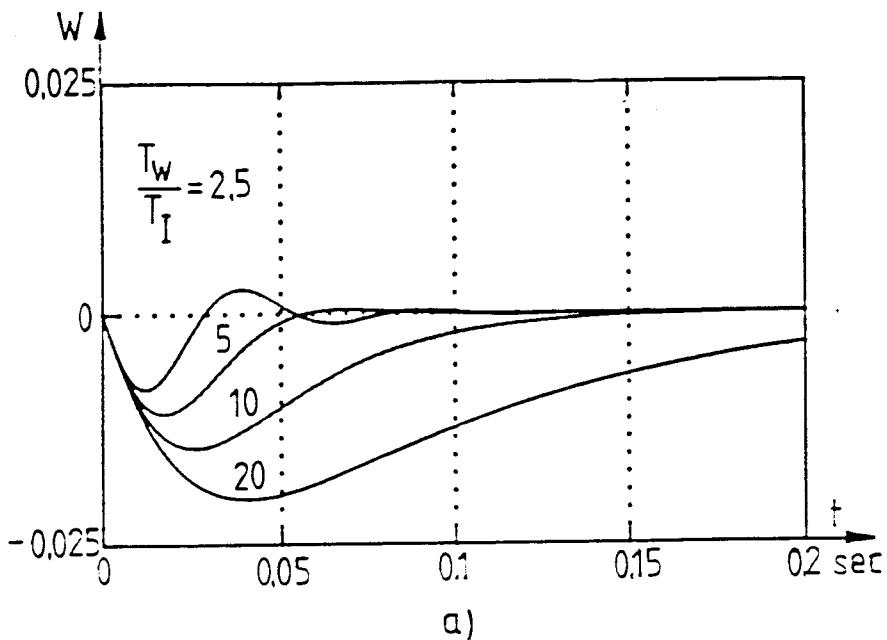
Ennek az az oka, hogy a zárt szabályozott kör átviteli függvényei nem azonosak terheléslokésre és alapjel-ugrásra és erre tulajdonképpen már a 3.8.1. és 3.8.2. fejezetek alapján is lehetett következtetni.

Terheléslokésre a 10.3. ábra alapján a következőt kapjuk:

$$Y_{zt} = s \frac{T_W}{A_W} \frac{1 + sT_I}{1 + sT_W + s^2 \frac{T_W T_{in}}{A_W} + s^3 \frac{T_W T_I T_{in}}{A_W}},$$

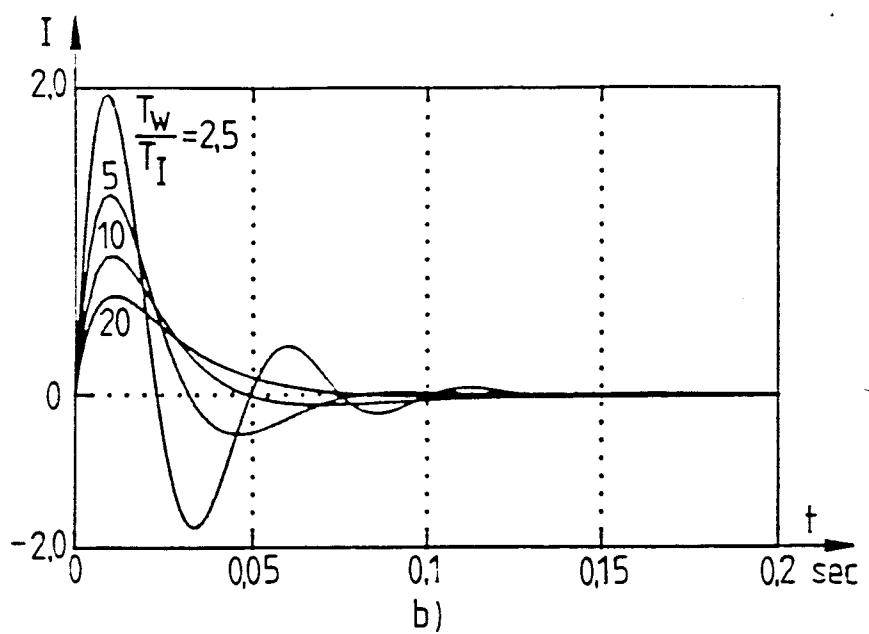
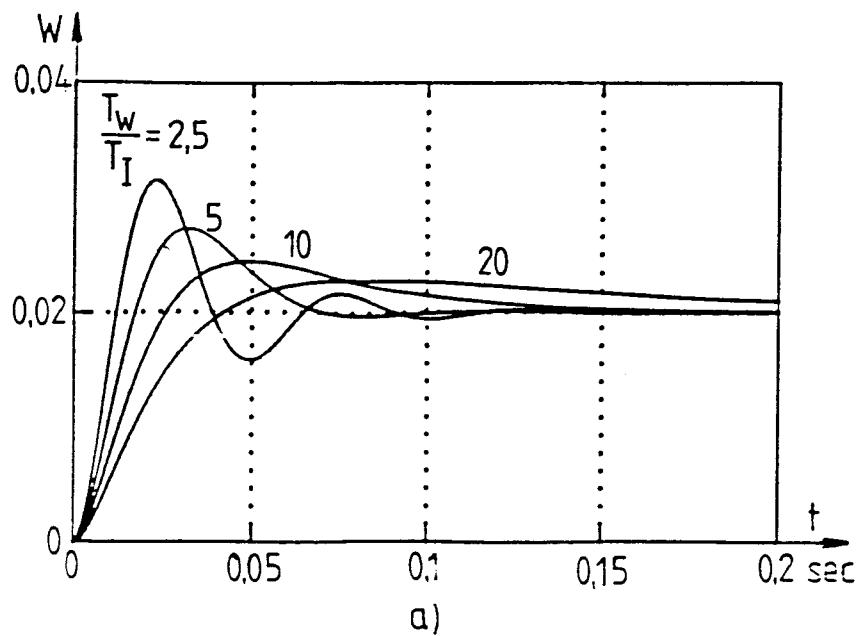
míg kis alapjel-ugrásra:

$$Y_{za} = \frac{1 + sT_w}{1 + sT_w + s^2 \frac{T_w T_{in}}{A_w} + s^3 \frac{T_w T_{in}}{A_w}}$$

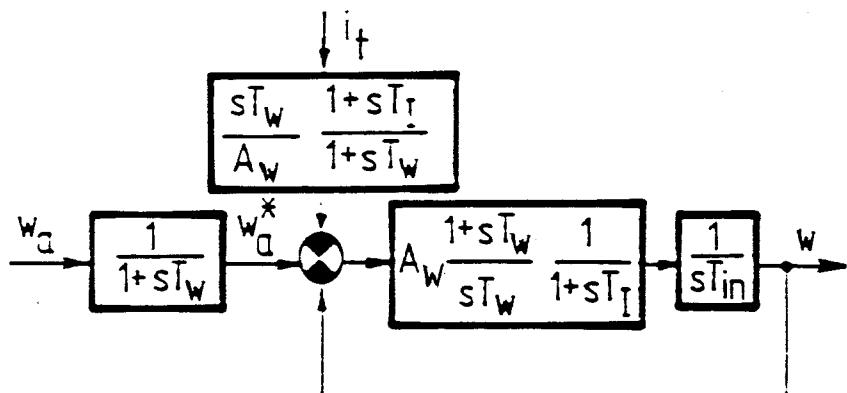


### 10.6. ábra Átmeneti függvények terheléslökésre

A két függvény között lényeges különbség van, ez a 10.8. ábrából is látható, ahol a terhelés bemenetét a hatásvázlat elejére helyeztük át.



10.7. ábra Átmeneti függvények alapjel-ugrásra  
a) szögsebesség      b) áram



10.8. ábra Hatásvázlat a bemenetre átvitt zavaró jellemzővel

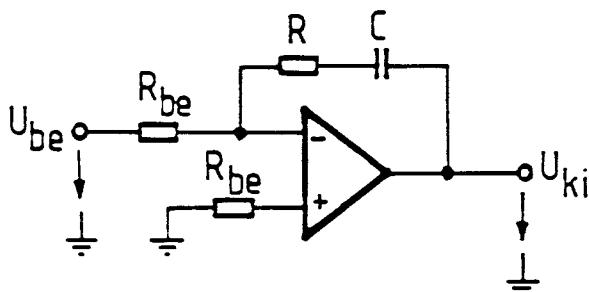
A viszonyokat javítani lehet, ha az alapjelképző után egytárolós elemet helyezünk el, melynek időállandója  $T_a \approx T_w$  lesz (10.8. ábra). Ebben az esetben az alapjelre érvényes átmeneti függvény a terheléslökésre optimalizált átmeneti függvény integrálja lesz, ugyanis  $T_w \gg T_I$ -nél, és ezért  $1+sT_I \approx 1$ -nek vehető. Ezzel jó átmeneti folyamatokat kapunk minden terheléslökésre, minden alapjel-ugrásra.

A valóságban a szabályozók beállítása nehezebb, és a fent kapott átmeneti függvényeket nem lehet elérni, mivel a valóságos viszonyok nem közelítik meg az ideálisokat: a rendszer paraméterei gyakran változnak, a rendszerekben holtidő is előfordul, amely félvezetős hajtásokban még változó is. Ezenkívül a rendszer mechanikai felépítése (pl. rugalmassága) is befolyásolja az átmeneti folyamatokat.

## 10.2 Szabályozók kivitelezése

A szabályozó akár analóg, akár digitális felépítésű lehet. Az analóg szabályozó egy műveleti erősítőre épül (10.9. ábra) soros RC visszacsatoló elemekkel. Az  $U_{ki}$  kimenő és az  $U_{be}$  bemenő feszültségek között transzformáltjára a következő összefüggés érvényes:

$$\frac{U_{be}}{R_{be}} = - \frac{U_{ki}}{R + \frac{1}{sC}}, \quad (10.13)$$



10.9. ábra Műveleti erősítő mint PI szabályozó

ahol  $R_{be}$  - a bemenő ellenállás. Ennek alapján az átviteli függvény:

$$Y_{sz} = \frac{U_{ki}}{U_{be}} = \left[ \frac{R}{R_{be}} + \frac{1}{sCR_{be}} \right], \quad (10.14)$$

tehát P (arányos) és I (integráló) hatást tartalmaz.

A szabályozó kimenőjelének korlátozása legtöbbször a műveleti erősítő telítésével oldható meg. Ha ez valamilyen okból nem megfelelő, akkor két szembe kapcsolt zenerdiódát kell párhuzamosan kötni az RC

visszacsatoló elemekkel. Ilyenkor a zenerdióda feszültsége (plusz egy dióda feszültségesése) határozza meg a műveleti erősítő telítési értékét.

Digitális szabályozó esetén az y kimenő és az x bemenő jelek közötti kapcsolatot a következő egyenlet határozza meg:

$$y = A x + \frac{1}{T_i} \int_0^t x dt , \quad (10.15)$$

ha itt is PI szabályozót tételezünk fel.

Jelöljük T-vel a mintavételezési időt, és térjünk át az összegezésekre. Akkor n-edik, ill (n-1)-edik mintavételezéskor a kimenőjel a következő lesz:

$$y(nT) = A x(nT) + \frac{T}{T_i} \sum_{i=1}^{n-1} x(iT) ; \quad (10.16)$$

$$y[(n-1)T] = A x[(n-1)T] + \frac{T}{T_i} \sum_{i=1}^n x(iT) ,$$

ahol  $x(nT)$  és  $x[(n-1)T]$  az n-edik, ill. (n-1)-edik mintavételezéskor mintavételezett jel. A fenti első egyenlet nem igazán alkalmas  $y(nT)$  meghatározására, mert az utóbbi két jelentős összetevő különbségeként is kiadóhat. Ezért célszerűbb az olyan számítási eljárás, ahol  $y(nT)$  jelentősebb részét egy tagként kapjuk. Ehhez vonjuk ki a két fenti egyenletet egymásból és fejezzük ki a keresett értéket:

$$y(nT) = y[(n-1)T] + A\{x(nT) - x[(n-1)]\} + \frac{T}{T_i} x(nT) . \quad (10.17)$$

Ez a kifejezés alkalmasabb gyakorlati számításokra, mert az  $y(nT)$  értékének korlátzása könnyen megoldható és ezt nem akadályozza az egyes összetevők esetleges telítése, ugyanis a fenti kifejezésben csak  $y[(n-1)T]$ -nek lehet jelentős értéke.

A T mintavételezési időt nagyon körültekintően kell felvenni. Célszerű ha  $T/T_i < 1$ , gyakorlati esetben gyakran megelégszünk  $T/T_i < 0,3$  értékkel. Ilyenkor a mintavételezésből adódó holtidő csak kisebb fáziskésést okozhat.

Az áramszabályozó kör gyors működését a motorra jutó feszültség gyors szabályozásával - tehát forszírozással érjük el. Amikor azonban a motor már a névleges körüli szögsebességgel forog, akkor a motorra közel a névleges - amely egyben általában a maximális - feszültség jut. Ezért ebben a tartományban az áram gyors szabályozása csak az áram csökkenésének irányába valósítható meg. A fent leírt alárendelt áramszabályozóval ellátott szögsebesség-szabályozó felépítése egyszerű és ezért a rendszer üzembiztosan működik. Hátránya a rendszernek azonban, hogy a motor és a vezérlőkör paramétereknek változásaira érzékenyen reagál.

### 10.3. Példa

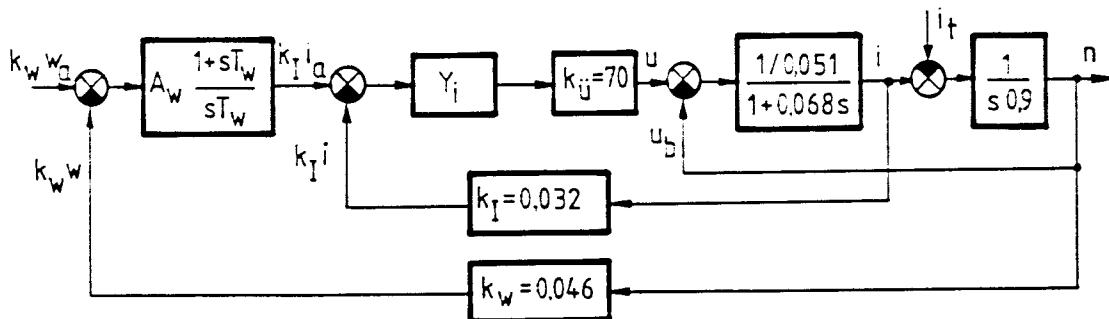
Legyenek a hajtás adatai a következők:  $P_n = 2,8 \text{ kW}$ ,  $U_n = 220 \text{ V}$ ,  $I_n = 14 \text{ A}$ ,  $n_0 = 1011/\text{p}$ ,  $n_1 = 960/\text{p}$ ,  $R = 0,800 \Omega$ ,  $L = 54 \text{ mH}$ ,  $T_{in} = 0,9 \text{ sec}$ . Az áramérzékelő 10A áram esetén 5V-ot, míg a szögsebesség érzékelő 1000/p fordulatszám esetén 10V-ot ad. A motor feszültség szabályozójának átviteli tényezője  $K_u = 70$  legyen.

$$\text{Relatív értékekkel az ellenállás } R = 0,8 \frac{I_n}{U_n} = 0,8 \frac{14}{220} = 0,051, \text{ az}$$

$$\text{áramérzékelő átviteli tényezője } K_I = \frac{5}{10} \frac{I_n}{U_n} = \frac{5}{10} \frac{14}{220} = 0,032, \text{ a szögsebességszabályozójé:}$$

$$K_w = \frac{10}{1000} \frac{n_1}{U_n} = \frac{10}{1000} \frac{1011}{220} = 0,046.$$

A villamos időállandó  $T_v = \frac{54 \cdot 10^{-3}}{0,8} = 0,068 \text{ sec}$ . Ezekkel az adatokkal a hajtás blokkvázlata a 10.10. ábrán látható.



10.10. ábra Hajtás hatásvázlata a példában szereplő adatokkal

A (10.3) alapján és  $T_I = 0,005 \text{ sec}$ -ot választva - valamint eltekintve a motor belső feszültségének a változásától - az  $Y_i$  áramszabályozó átviteli függvénye a következőből adódik:

$$\frac{1}{1+0,005s} = \frac{Y_i \frac{70 \cdot 0,03\rho}{0,051(1+0,068s)}}{1+Y_i \frac{70 \cdot 0,03\rho}{0,051(1+0,068s)}}.$$

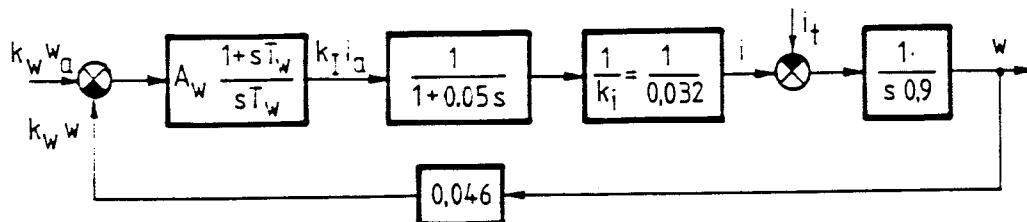
Ezzel:

$$Y_i = \frac{0,051}{70 \cdot 0,032} \frac{1+0,068s}{0,005s} = 0,31 + \frac{4,55}{s} .$$

Válasszuk a műveleti erősítő bemenő ellenállását  $R_{be} = 22\text{k}\Omega$ -ra. Akkor (10.14) alapján a műveleti erősítő visszacsatoló R ellenállásának értéke és a C kondenzátor kapacitása:

$$R = 0,31R_{be} = 0,31 \cdot 22 = 6,82\text{k}\Omega$$

$$C = \frac{1}{4,55} \frac{1}{22 \cdot 10^3} = 10\mu\text{F} .$$



10.11. ábra Szögsebességszabályozó hatásvázlata

A szögsebességszabályozót (10.11. ábra) optimalizáljuk alapjelugrásra. Ilyenkor  $T_w \approx 12T_I = 12 \cdot 0,005 = 0,06\text{sec}$ -ot célszerű választani (10.6. ábra). Az erősítési tényezőt a (10.10) alapján határozzuk meg:

$$\frac{A_w K_w}{K_I} = \frac{T_{in}}{\sqrt{T_w T_I}} .$$

$$A_w = \frac{T_{in}}{\sqrt{T_w T_I}} \frac{K_I}{K_w} = \frac{0,9}{0,005 \cdot \sqrt{12}} \frac{0,032}{0,046} = 36,15 .$$

A szabályozó RC elemei ( $R_{be} = 22\text{k}\Omega$ ):

$$R = A_w R_{be} = 36,15 \cdot 22 = 796\text{k}\Omega ,$$

$$C = \frac{T_w}{A_w R_{be}} = \frac{0,06}{36,15 \cdot 22 \cdot 10^3} = 0,075\mu\text{F} .$$

Ha a szögsebességszabályozó digitális, akkor (10.17) alapján  $A=A_w$ ,  $T_i = T_w / A_w$ .

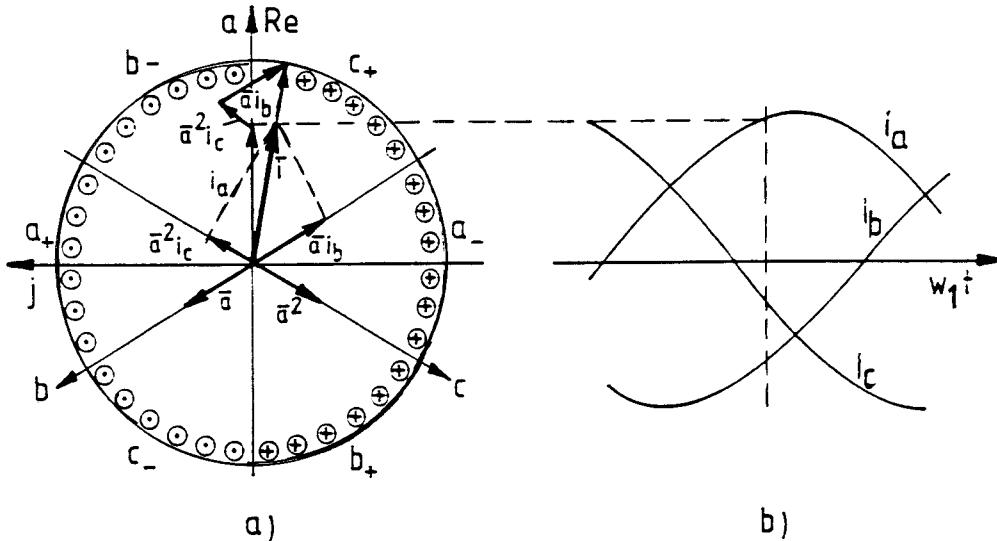
## MELLÉKLET

### Háromfázisú vektorok.

A M1 ábrán feltüntettük egy kétpólusú háromfázisú szimmetrikus felépítésű aszinkron gép állórész tekercselésének elhelyezését. Az "a" fázis  $i_a$  árama az "a" tengely, a "b" fázis  $i_b$  árama "b" tengely, a "c" fázis  $i_c$  árama a "c" tengely irányába ható változó gerjesztésekkel hoznak létre. Vagyunk egy olyan u.n. természetes koordináta-rendszert, amelynek a valós tengelye az "a" fázis tengelyének irányában van, akkor az

$$\bar{a} = e^{j120^\circ} \quad \text{és} \quad \bar{a}^2 = e^{j240^\circ} \quad (\text{M1})$$

vektorok a "b" ill. a "c" tengely irányába mutatnak.



M1. ábra Az áramvektor képzése fázisáramokból  
a) Térbeli elrendezés      b) időfüggvények

A háromfázisú vektor (Park vektor), pl. az áram-vektor a definíció szerint

$$\bar{i} = \frac{2}{3} (i_a + \bar{a} i_b + \bar{a}^2 i_c) . \quad (\text{M2})$$

A zárójelben lévő rész nagysága arányos a három fázis eredő gerjesztésének nagyságával, míg a vektor iránya az eredő gerjesztés irányába mutat. A 2/3 szorzó csak a vektor nagyságát módosítja. A fentiek szerint az áramvektornak - és ezzel összhangban a fluxusvektornak is - háromfázisú forgógepekben jól érzékelhető fizikai értlemezése van.

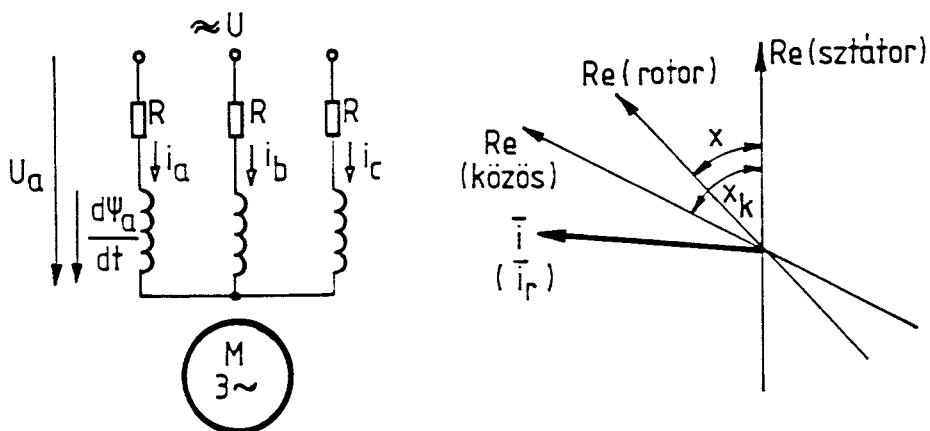
Írjuk fel most a háromfázisú szimmetrikus felépítésű aszinkron motor (M2. ábra) egyenleteit fázismennyiségekkel:

$$u_a = i_a R + \frac{d\psi_a}{dt},$$

$$u_b = i_b R + \frac{d\psi_b}{dt},$$

$$u_c = i_c R + \frac{d\psi_c}{dt}.$$

Itt az  $u_a$ ,  $u_b$  ill.  $u_c$  az állórész fázis-feszültségei, az  $R$  az állórész tekercselés fázisellenállása, míg a  $\psi_a$ ,  $\psi_b$ , és  $\psi_c$  az egyes fázisok tekercselésével kapcsolódó fluxusok.



M2. ábra Aszinkron motor állórészének helyettesítő kapcsolása

M3. ábra Közös koordináta-rendszer bevezetése

Szorozzuk be az egyenleteket sorra  $\frac{2}{3}$ -dal,  $\frac{2}{3}\bar{a}$ -val és  $\frac{2}{3}\bar{a}^2$ -tel, majd adjuk össze az egyenleteket. Az (M2) definíció szerint - háromfázisú vektorokkal - a következő vektoros egyenletet kapjuk:

$$\bar{u} = \bar{i}R + \frac{d\bar{\psi}}{dt}, \quad (M3)$$

ahol:  $\bar{u} = \frac{2}{3} (u_a + \bar{a}u_b + \bar{a}^2u_c),$

$$\bar{\psi} = \frac{2}{3} (\psi_a + \bar{a}\psi_b + \bar{a}^2\psi_c).$$

Hasonló egyenlet felírható a forgórészre is, ha olyan - a forgórészhez kötött - természetes koordináta-rendszeret használunk, amelynek a valós tengelyét forgórész "a" fázisához kötjük:

$$\bar{u}_r = \bar{i}_r R_r + \frac{d\bar{\psi}}{dt} . \quad (M4)$$

Itt  $R_r$  a forgórész egy fázisának az ellenállása, míg  $\bar{u}_r$  a csúszógyűrűkhöz kapcsolt feszültségek vektora (rövidrezárt forgórészű gépre  $\bar{u}_r = 0$ ).

Az (M3) és (M4) egyenleteket célszerű azonos koordináta-rendszerben felírni. Legyen a közös koordináta-rendszer szöghelyzete az állórész koordináta-rendszeréhez képest  $x_k$ , míg a sztatóhoz és a rotorhoz rögzített koordináta-rendszerek között  $x$  (M3. ábra). Az M3. ábrából látható, hogy az új koordináta-rendszerben az áramvektor a következő lesz:

$$\bar{i}^* = \bar{i} e^{-jx_k}, \quad \text{ill.} \quad \bar{i} = \bar{i}^* e^{jx_k} . \quad (M5)$$

Hasonló összefüggés felírható a rotorköri mennyiségekre is, pl. a az új feszültségvektor a következő lesz:

$$\bar{u}_r^* = \bar{u}_r e^{-j(x-x_k)}, \quad \text{ill.} \quad \bar{u}_r = \bar{u}_r^* e^{j(x-x_k)} . \quad (M6)$$

Beszorozva az (M3) egyenletet  $e^{-jx_k}$ -val, míg az (M4)-est  $e^{j(x-x_k)}$ -el megkapjuk a közös koordináta-rendszerben felírt feszültség-egyenleteket:

$$\begin{aligned} \bar{u}^* &= \bar{i}^* R + \frac{d\bar{\psi}^*}{dt} + jW_k \bar{\psi}^*, \\ \bar{u}_r^* &= \bar{i}_r^* R_r + \frac{d\bar{\psi}_r^*}{dt} + j(W_k - W_r) \bar{\psi}_r^*. \end{aligned} \quad (M7)$$

Ezekben:  $W = \frac{dx}{dt}$  - a forgórész szögsebessége,

$W_k = \frac{dx_k}{dt}$  - a koordináta-rendszer szögsebessége  
az állórészhez képest.

Fontos kihangsúlyozni, hogy a levezetésünk semmiféle kikötés nem tett a feszültségek, áramok és fluxusok időbeli változására, ill. ezeknek a fázisok közötti szimmetriájára. Ugyancsak nincs megkötés a  $W$  és  $W_k$  szögsebességek időbeli változására.

A közös koordináta-rendszerben felírt gerjesztések összeadhatók, ennek megfelelően az állórész  $\bar{\psi}^*$  és a forgórész  $\bar{\psi}_r^*$  fluxusaira a következő gerjesztési egyenletek írhatók fel:

$$\begin{aligned}\bar{\psi}^* &= L \bar{i}^* + L_m \bar{i}_r^*, \\ \bar{\psi}_r^* &= L_m \bar{i}^* + L_r \bar{i}_r^*,\end{aligned}\quad (M8)$$

ahol:  $L = L_s + L_m$  - az állórész teljes induktivitása, amely az  $L_s$  szórásra és az  $L_m$  mágnesező induktivitásból áll,

$L_r = L_{rs} + L_m$  - a forgórész teljes induktivitása, amely az  $L_{rs}$  szórási és az  $L_m$  mágnesező induktivitásból áll.

A fenti képletekben a forgórész menetszámát az állórész menetszáma redukáltuk.

Most térjünk vissza az állórészhez rögzített koordináta-rendszerben felírt, pl. (M2) egyenlethez hasonlóan meghatározott feszültségvektorhoz és határozzuk meg a vektor vetületét az "a", "b" és "c" tengelyekre:

$$\begin{aligned}\text{Re}\{\bar{u}\} &= u_a - u_0, \\ \text{Re}\{\bar{a}^2 u\} &= u_b - u_0, \\ \text{Re}\{\bar{a} u\} &= u_c - u_0,\end{aligned}\quad (M9)$$

ahol:

$$u_0 = \frac{u_a + u_b + u_c}{3} \quad (M10)$$

az u.n. zérus sorrendű feszültséget határoz meg. Általában  $u_0 = 0$ , ezért a természetes koordináta-rendszerben a vektor vetületei a fázisok feszültségeire megadják a fázis mennyiségek pillanat-értékeit (M1. ábra).

A három fázis pillanatnyi teljesítménye:

$$p = u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c, \quad (M11)$$

ami a vektoros mennyiségekkel a következőképpen fejezhető ki:

$$p = \frac{3}{2} \bar{u} \cdot \bar{i} + 3 u_0 i_0. \quad (M12)$$

Itt  $\bar{u} \cdot \bar{i}$  a vektorok skaláris szorzatát jelenti.  
Mivel x-y koordináta-rendszerben:

$$\begin{aligned}\bar{u} &= u_x + j u_y, \\ \bar{i} &= i_x + j i_y,\end{aligned}\quad (M13)$$

ezért a pillanatnyi teljesítmény x-y összetevőkkel is kifejezhető:

$$p = \frac{3}{2} \cdot (u_x i_x + u_y i_y) + 3 u_0 i_0. \quad (M14)$$

Célszerű bevezetni a három fázis meddőteljesítményének pillanatér-tékét is:

$$q = \frac{3}{2} \bar{u} \bar{i}. \quad (M15)$$

A koordináta-rendszer összetevőivel:

$$q = \frac{3}{2} (u_x i_y - u_y i_x). \quad (M16)$$

Könnyű belátni, hogy szinuszos szimmetrikus üzem esetén az (M15) vagy az (M16) a háromfázisú rendszer állandó meddőteljesítményét határozza meg:

$$q = \frac{3}{2} UI \sin\varphi. \quad (M17)$$

A meddőteljesítmény pozitív, ha az áram siet a feszültséghez képest.

A háromfázisú vektorokat először Park (USA) vezette be 1922-ben a szinkron gépek vizsgálatára.

Később a háromfázisú vektorok elméletét alkalmazták az aszinkron gépek vizsgálatára is. Jelenleg ezt az elméletet - elsősorban Kovács K. Pál és Rácz István munkája alapján - kiterjesztették általában a háromfázisú rendszerekre, pl. a módszert eredményesen használják a félvezetős háromfázisú rendszerek statikus és dinamikus üzemének vizsgálatára. Természetesen a háromfázisú vektorok jól értelmezhető fizikai képe csak villamos gépek vizsgálatakor érvényes.

### 1. Példa

Szinuszos pozitív sorrendű táplálás:  $u_a = U \cos \omega_1 t$ ,  $u_b = U \cos(\omega_1 t - 120^\circ)$ ,  $u_c = U \cos(\omega_1 t - 240^\circ)$ . Az (M2)-nek megfelelő átalakítással:

$$\bar{u} = \frac{2}{3} U [\cos \omega_1 t + \bar{a} \cos(\omega_1 t - 120^\circ) + \bar{a}^2 \cos(\omega_1 t - 240^\circ)]. \quad (\text{M18})$$

Behelyettesítve az (M1) kifejezésekét és kifejezve a koszinuszos függvényeket, exponenciális alakban a következő végeredményre jutunk:

$$\bar{u} = U e^{j\omega_1 t}, \quad (\text{M19})$$

vagyis a síkban a vektor  $\omega_1$  egyenletes szögsebességgel forog és a vektor nagysága U. Ez a vektor pontosan megegyezik az "a" fázis komplex vektorával (de csak szinuszos pozitív sorrendű üzemre).

### 2. Példa

Szinuszos negatív sorrendű táplálás:  $u_a = U \cos \omega_1 t$ ,  $u_b = U \cos(\omega_1 t - 240^\circ)$  és  $u_c = U \cos(\omega_1 t - 120^\circ)$ .

Az (M2) definíció alapján:

$$\bar{u} = \frac{2}{3} U [\cos \omega_1 t + \bar{a} \cos(\omega_1 t - 240^\circ) + \bar{a}^2 \cos(\omega_1 t - 120^\circ)].$$

Az eredmény a negatív irányban a  $-\omega_1$  szögsebességgel forgó állandó U amplitudójú vektor:

$$\bar{u} = U e^{-j\omega_1 t}. \quad (\text{M20})$$

A vektor forgásiranya híven tükrözi azt a fizikai képet, hogy a negatív sorrendű táplálás a negatív irányban forgó gerjesztésekkel hoz létre.

## IRODALOM

1. Rácz I., Csörgits F., Halász S., Hunyár M., Lázár J., Schmidt I.: Villamos Hajtások. Tankönyvkiadó 1971, Budapest.
2. Halász S.: Villamos gépek üzemeltetése. Tankönyvkiadó 1979, Budapest (egyetemi jegyzet).
3. Kovács K.P., Rácz I.: Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen. Verlag der ungarischen Akademie der Wissenschaft 1959, Budapest.
4. Retter Gy.: Villamosenergia-átalakítók I.-II. Műszaki Könyvkiadó, 1986-1987, Budapest.
5. Halász S., Csörgits F., Hunyár M., Kádár I., Lázár J., Vincze Gyuláné: Automatizált villamos hajtások I. Tankönyvkiadó, 1989, Budapest.
6. Csáki F., Ganszky K., Ipsits I., Marti I.: Teljesítményelektronika. Műszaki Könyvkiadó, 1971, Budapest.
7. Csáki F., Hermann I., Ipsits I., Kárpáti A., Magyar P.: Teljesítményelektronika példatár. Műszaki Könyvkiadó, 1983, Budapest.
8. Csáki F., Hermann I.: Automatika. Tankönyvkiadó 1986, Budapest.
9. Tuschák R.: Szabályozástechnika 1-5 füzet. Tankönyvkiadó, 1980-1982, Budapest (egyetemi jegyzet).
10. Schönenfeld R. szerk.: Villamos hajtások kézikönyve. Műszaki Könyvkiadó, 1977, Budapest.
11. Zimin E., Kacevics V., Kozirjev S.: Áramirányítós egyenáramú hajtások. Műszaki Könyvkiadó, 1984, Budapest.
12. Leonhard W.: Control of Electrical Drives. Springer-Verlag, 1985, Berlin.
13. Bose B.K.: Power Electronics and AC Drives. Prentice Hall, New Jersey, 1986.
14. Murphy J.M.D., Turnbull F.G.: Power Electronic Controll of AC Motors. Pergamon Press, Oxford, 1988.
15. Finney D.: Variable Frequency AC Motor Drive Systems. IEE Power Engineering Series 8. Peter Peregrinus Ltd., 1988, London.
16. Mohan N., Underland T.M., Robbins W.P.: Power Electronics: Converters, Applications and Design. John Wiley and Sons, 1989, New York.
17. Kleinrath, H.: Stromrichtergespeiste Drehfeldmaschinen. Springer-Verlag, Wien, 1980.
18. Say M.G.: Alternating Current Machines. 5.Ed. Pitman, 1983, London.
19. Sen P.C.: Thyristor DC Drives. John Wiley and Sons, 1981, New York.
20. Kümmel F.: Elektrische Antriebstechnik I-II. VDE-Verlag GMBH, 1986, Berlin.
21. Соколов М.М., Петров Л.П., Масандилов Л.Б., Ладензон В.А.: Электромагнитные переходные процессы в асинхронном электроприводе. Энергия, 1967, Москва.
22. Чиликин М.Г., Сандлер А.С.: Общий курс электропривода. Энергоиздат, 1981, Москва.
23. Ключев В.И.: Теория электропривода. Энергоатомиздат, 1985, Москва.
24. Москаленко В.В.: Электрический привод. Высшая школа, 1991, Москва.
25. Борцов Ю.А., Соколовский Г.Г.: Автоматизированный электропривод с упругими связями. Энергоатомиздат, 1992, Санкт-Петербург.