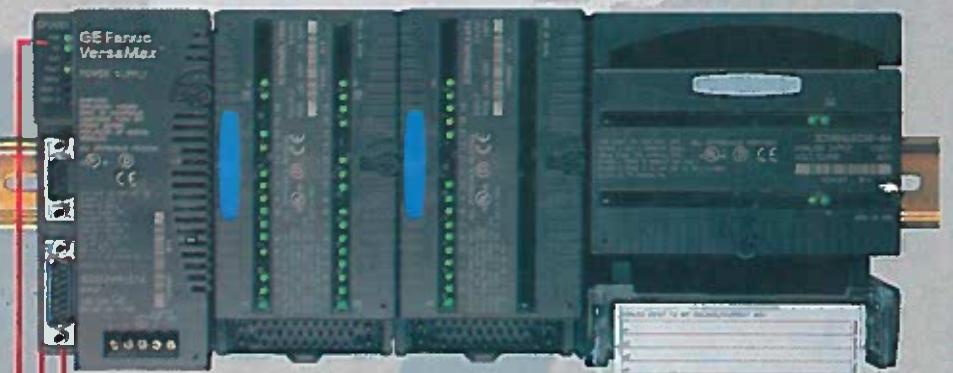




GE Fanuc Automation

Teljeskörű automatizálás
a felhasználók hatékonyságának növeléséért

Discover a Powerful PLC.



Diagnostics

- Fault LED
- Force LED
- Internal Fault Table

Flexible Ports

- (1) RS-232 and (1) RS-485
- Series 90™ Protocol
- Modbus RTU Slave
- ASCII Read/Write

Powerful Processor

- 12K of Memory
- Up to 256 I/O Supported
- Floating Point Math
- Real-Time Clock
- Subroutines
- PID
- Flash Memory
- Bumpless Run/Store

Network Interfaces & Specialty Modules

- DeviceNet Master
- Profibus-DP Slave
- IPWM & Pulse Train Outputs

A GE Fanuc termékeiről felvilágosítás és műszaki tanácsadás a magyarországi kizárolagos képviselettől kapható.



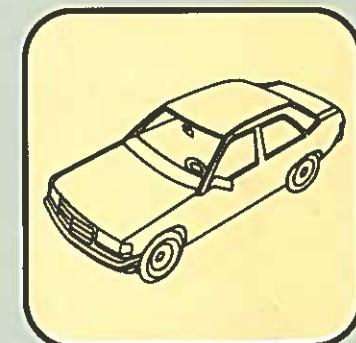
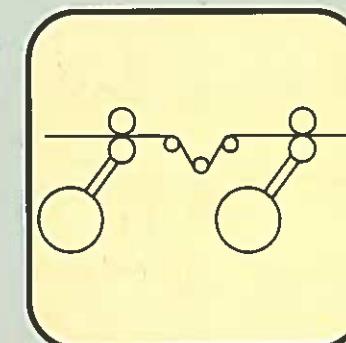
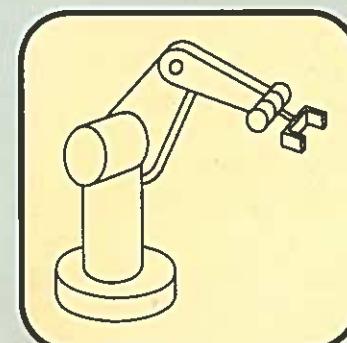
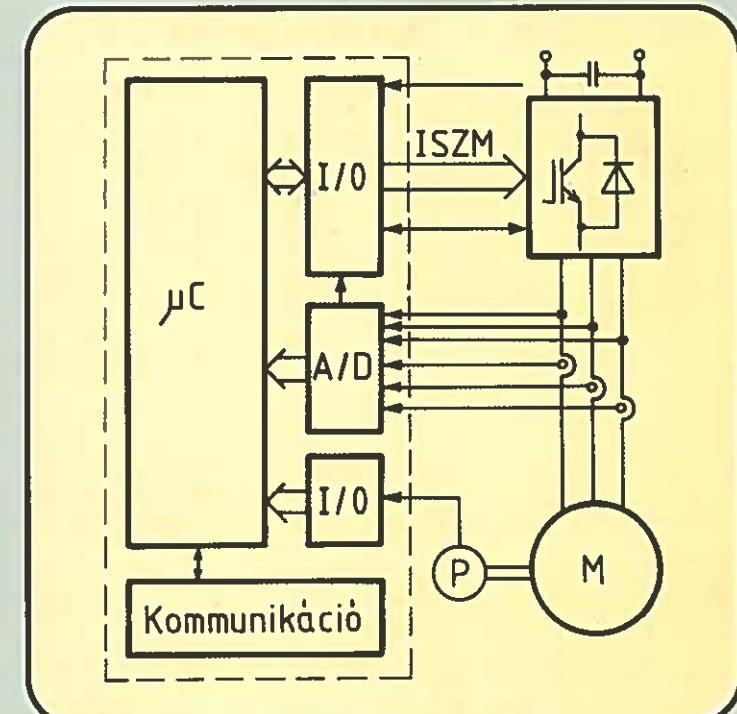
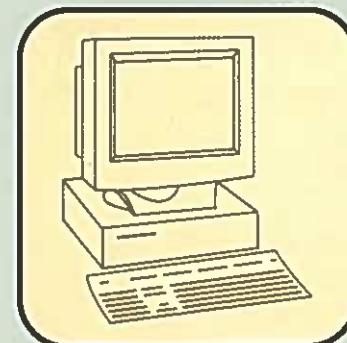
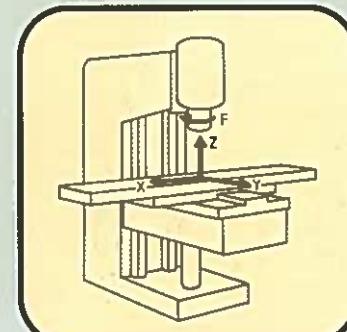
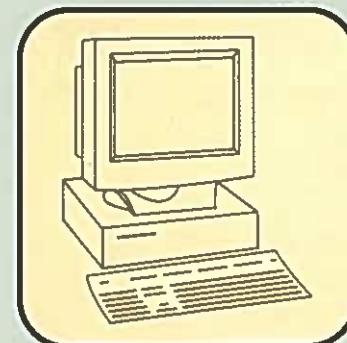
BDI Europe

Hungary

BDI Hungary Kft.,
1325 Budapest, Pl.: 106.
Telefon: 231-1010; 231-1011
Fax: 231-1030
E-mail: bdi-hun@elender.hu

SCHMIDT ISTVÁN
VINCZE GYULÁNÉ
VESZPRÉMI KÁROLY

VILLAMOS SZERVO- ÉS ROBOTHAJTÁSOK



MŰEGYETEMI KIADÓ

1.) Estimation of stator flux-linkage space vector

$\bar{\psi}_{se} = \int (\bar{u}_s - R_s \bar{i}_s) dt$	$\psi_{se,x} = \int (u_{sx} - R_s i_{sx}) dt$ $\psi_{se,y} = \int (u_{sy} - R_s i_{sy}) dt$
---	--

2.) Estimation of stator currents

$\bar{\psi}_s = L_s \bar{i}_{s1} + \psi_F e^{j\theta_r}$	$\psi_{s,x} = L_s i_{s,x} + \psi_F \cos \theta_r$ $\psi_{s,y} = L_s i_{s,y} + \psi_F \sin \theta_r$
$\bar{i}_{se1} = \frac{\bar{\psi}_{se} - \psi_F e^{j\theta_{r0}}}{L_s}$	$i_{se1,x} = \frac{\psi_{se,x} - \psi_F \cos \theta_{r0}}{L_s}$ $i_{se1,y} = \frac{\psi_{se,y} - \psi_F \sin \theta_{r0}}{L_s}$

3.) Stator current error estimation #1

$\Delta \bar{i}_{s1} = \bar{i}_s - \bar{i}_{se1}$	$\Delta i_{s1,x} = i_{s,x} - i_{se1,x}$ $\Delta i_{s1,y} = i_{s,y} - i_{se1,y}$
---	--

4.) Rotor position error estimation

$\Delta \bar{\psi}_s = \frac{\partial \bar{\psi}_s}{\partial \bar{i}_s} \Delta \bar{i}_s + \frac{\partial \bar{\psi}_s}{\partial \theta_r} \Delta \theta_r$ assume: $\Delta \bar{\psi}_s = 0$: $\Delta \theta_r = - \frac{\frac{\partial \bar{\psi}_s}{\partial \bar{i}_s} \Delta \bar{i}_s}{\frac{\partial \bar{\psi}_s}{\partial \theta_r}}$	$\Delta \psi_{s,x} = \frac{\partial \psi_{s,x}}{\partial i_{s,x}} \Delta i_{s,x} + \frac{\partial \psi_{s,x}}{\partial \theta_r} \Delta \theta_r$ $\Delta \psi_{s,y} = \frac{\partial \psi_{s,y}}{\partial i_{s,y}} \Delta i_{s,y} + \frac{\partial \psi_{s,y}}{\partial \theta_r} \Delta \theta_r$ assume: $\Delta \psi_{s,x} = 0$ and $\Delta \psi_{s,y} = 0$ $\Delta \theta_{r,x} = - \frac{\frac{\partial \psi_{s,x}}{\partial i_{s,x}} \Delta i_{s,x}}{\frac{\partial \psi_{s,x}}{\partial \theta_r}}$ $\Delta \theta_{r,y} = - \frac{\frac{\partial \psi_{s,y}}{\partial i_{s,y}} \Delta i_{s,y}}{\frac{\partial \psi_{s,y}}{\partial \theta_r}}$
$\frac{\partial \bar{\psi}_s}{\partial \bar{i}_s} = L_s$	$\frac{\partial \psi_{s,x}}{\partial i_{s,x}} = L_s$

$\frac{\partial \bar{\psi}_s}{\partial \theta_r} = j\psi_F e^{j\theta_r}$	$\frac{\partial \psi_{s,x}}{\partial \theta_r} = -\psi_F \sin \theta_r$ $\frac{\partial \psi_{s,y}}{\partial i_{s,y}} = L_s$ $\frac{\partial \psi_{s,y}}{\partial \theta_r} = \psi_F \cos \theta_r$
$\Delta \theta_r = -\frac{L_s \Delta \bar{\psi}_s}{j\psi_F e^{j\theta_r}} = j \frac{L_s}{\psi_F} \Delta \bar{\psi}_s e^{-j\theta_r}$ questions: is $\Delta \theta_r$ real? how to derive complex?	$\Delta \theta_{r,x} = \frac{L_s \Delta i_{s,x}}{\psi_F \sin \theta_r}$ $\Delta \theta_{r,y} = -\frac{L_s \Delta i_{s,y}}{\psi_F \cos \theta_r}$ $\Delta \theta_r = \frac{\Delta \theta_{r,x} + \Delta \theta_{r,y}}{2}$

5.) Rotor position estimation correction

$$\theta_r = \theta_{r0} + \Delta \theta_r$$

6.) Stator line current estimation

$\bar{i}_{se2} = \frac{\bar{\psi}_{se} - \psi_F e^{j\theta_r}}{L_s}$	$i_{se2,x} = \frac{\psi_{se,x} - \psi_F \cos \theta_r}{L_s}$ $i_{se2,y} = \frac{\psi_{se,y} - \psi_F \sin \theta_r}{L_s}$
--	--

7.) Stator current error estimation #2

$\Delta \bar{i}_{s2} = \bar{i}_s - \bar{i}_{se2}$	$\Delta i_{s2,x} = i_{s,x} - i_{se2,x}$ $\Delta i_{s2,y} = i_{s,y} - i_{se2,y}$
---	--

8.) Flux-linkage error estimation

$\Delta \bar{\psi}_{se} = L_s \Delta \bar{i}_{s2}$	$\Delta \psi_{se,x} = L_s \Delta i_{s2,x}$ $\Delta \psi_{se,y} = L_s \Delta i_{s2,y}$
--	--

9.) Flux-linkage space vector estimation correction

$\bar{\psi}_s = \bar{\psi}_{se} + \Delta \bar{\psi}_{se}$	$\psi_{s,x} = \psi_{se,x} + \Delta \psi_{se,x}$ $\psi_{s,y} = \psi_{se,y} + \Delta \psi_{se,y}$
---	--

TARTALOMJEGYZÉK

Szerzők:	Előszó	7
dr. Schmidt István műszaki tudomány kandidátusa egyetemi docens	1. Bevezetés.....	9
dr. Vincze Gyuláné műszaki doktor egyetemi adjunktus	2. Villamos szervohajtások osztályozása, követelmények (Vincze Gyné)....	15
dr. Vesprémi Károly műszaki tudomány kandidátusa egyetemi docens	2.1. Villamos szervohajtások alapvető típusai.....	15
Szerkesztő:	2.2. Általános célú villamos szervohajtások.....	16
dr. Schmidt István	2.3. Speciális célú villamos szervohajtások.....	17
Lektorok:	3. Szervohajtások felépítése és kapcsolata a környezettel (Vincze Gyné) ...	19
dr. Borka József műszaki tudomány kandidátusa	3.1. Szervohajtások kapcsolata a mechanikai rendszerrel	20
Dr. Retter Gyula Professzor Emeritus	3.1.1. Szervomotorok mechanikai felépítése.....	20
© Schmidt István, Vincze Gyuláné, Vesprémi Károly, 1999.	3.1.2. Szervomotorok beépítése robotokba, robot mechanizmusok.....	21
ISBN 963 420 642 5	3.1.3. Mechanikai áttetelek szervohajtásokban.....	23
Azonosító: s2437	3.2. Szervohajtások tápenergia ellátása.....	26
Megjelent a Műegyetemi Kiadó gondozásában Felelős vezető: Veress János Terjedelem: 38,9 (A/5) ív Nyomtatta és kötötte: Műegyetemi Nyomda Felelős vezető: Frigy Ottó Munkaszám: 144/00	3.3. Szervohajtások szabályozó körei.....	31
	3.4. Szervohajtások belső védelme.....	31
	3.5. Szervorendserek érzékelői.....	32
	3.6. Szervohajtások és a központi irányító egység kapcsolata.....	33
	4. Egyenáramú kommutátoros szervohajtás (Schmidt I).....	37
	4.1. Állandómágneses gerjesztés.....	37
	4.2. Állandómágneses egyenáramú szervomotor terhelhetőségi határai.....	41
	4.3. Egyenáramú szervohajtás	46
	4.3.1. Egyenáramú szervohajtások kapcsolásai.....	46
	4.3.2. ISZM modulátoros vezérlés és áramszabályozás.....	48
	4.3.3. Állásos hiszterézises ISZM áramszabályozás.....	59
	4.3.4. Az áramszabályozás feladatai.....	66
	4.3.5. Szabályozott hajtás gyakorlati megvalósítása.....	67
	5. Szinkronmotoros szervohajtások (Schmidt I).....	69
	5.1. Szinkron szervomotorok általános tulajdonságai, illesztett táplálás.....	69
	5.1.1. A pólusfeszültség és a nyomaték számítása állandómágneses gépnél.....	70
	5.1.2. $\beta = 180^\circ$ -os négyszögmezős motor.....	77
	5.1.3. $\beta = 120^\circ$ -os négyszögmezős motor.....	83
	5.1.4. $\beta = 60^\circ$ -os négyszögmezős motor.....	85
	5.1.5. Négyszögmezős gépek analógiája az egyenáramú géppel	85
	5.1.6. Négyszögmezős gépek terhelhetőségi határai	88
	5.1.7. Szinuszmezős motor.....	89
	5.1.8. $\beta = 150^\circ$ -os kvázi szinuszmezős motor.....	89
	5.1.9. Különböző mezőalakú gépek összehasonlítása	91
	5.2. Négyszögmezős szinkron szervohajtás	92
	5.2.1. Szabályozott hajtás gyakorlati megvalósítása	94
	5.3. Négyszögmezős szinkron szervohajtás tranzisz viselkedése	99
	5.3.1. ISZM áramszabályozás vizsgálata	100

5.3.2.	Kommunikációs folyamat vizsgálata	105
5.3.3.	Analógia az egyenáramú gépes hajtással	110
5.4.	Kismotoros szinkron szervohajtások	110
5.4.1.	Háromfázisú kapcsolások	114
5.4.2.	Négyfázisú kapcsolások	117
5.5.	Szinuszmezős kiállópólusú szinkrongép frekvenciaváltós üzeme	118
5.5.1.	Feszültséggenerátoros táplálás	121
5.5.2.	Fluxusgenerátoros táplálás	123
5.5.3.	Áramgenerátoros táplálás	127
5.5.4.	Reluktancia motoros üzem	129
5.6.	Szinuszmezős szinkron szervohajtás	130
5.6.1.	Normál és mezőgyengítéses üzem, terhelhetőségi határok	139
5.6.2.	Az áramvektor szabályozás megvalósítási lehetőségei	143
5.6.3.	Szabályozott hajtás gyakorlati megvalósítása	146
5.6.4.	Háromfázisú ISZM feszültséginverter	148
5.6.5.	Vektoros ISZM áramszabályozás	149
5.6.5.1.	Vektoros hiszterézises közvetlen ISZM áramszabályozás	149
5.6.5.2.	Egyszerűsített vektoros hisztrézises közvetlen ISZM áramszabályozás	152
5.6.5.3.	Fázisonkénti hiszterézises közvetlen ISZM áramszabályozás	154
5.6.5.4.	ISZM modulátoros áramszabályozás	155
5.6.5.5.	Áramszabályozás vektoros ISZM vezérlővel	159
5.6.5.6.	Előreiszámított vektoros áramszabályozás	161
6.	Auszinkron motoros szervohajtás (Schmidt I)	163
6.1.	Auszinkron gép frekvenciaváltós üzeme	163
6.1.1.	Feszültséggenerátoros táplálás	164
6.1.2.	Állandó állórészfluxusú táplálás	166
6.1.3.	Állandó forgórészfluxusú táplálás	167
6.1.4.	Áramgenerátoros táplálás	170
6.2.	Mezőgyengítéses üzem, terhelhetőségi határok	172
6.3.	Mezőorientált szabályozás	174
6.3.1.	Mezőorientált szabályozás alapjai	174
6.3.2.	Mezőorientált szabályozás megvalósítási módjai	179
6.3.3.	Szabályozott hajtás gyakorlati megvalósítása	183
6.4.	Vektoros ISZM áramszabályozás	185
6.5.	Közvetlen nyomatékszabályozás	187
7.	Különleges szervohajtások	191
7.1.	Kapcsolt reluktancia motoros szervohajtás (Schmidt I)	191
7.2.	Léptetőmotoros hajtás (Vincze Gyné)	202
7.2.1.	Alapfogalmak	202
7.2.2.	Léptetőmotor típusok	209
7.2.3.	Négyfázisú hibrid léptetőmotor nyomaték viszonyai	212
8.	Egygépes hajtásszabályozások (Vincze Gyné)	219
8.1.	Szervohajtások egyenletei	219
8.1.1.	Egygépes szervohajtások mechanikai egyenletei	219
8.1.2.	Egyenáramú szervohajtás differenciálegenletei, korlátozásai	225
8.2.	Erő- és nyomatékszabályozás	226
8.2.1.	Előreszámolt elektromágneses nyomaték módszere	228
8.2.2.	Nyomatékszabályozás beépített érzékelővel	229
8.2.3.	Közvetett nyomatékszabályozási módok	230
8.2.4.	Általános célú alarendelt nyomatékszabályozás	230
8.3.	Fordulatszámszabályozás	233
8.3.1.	Fordulatszámszabályozás alarendelt áramszabályozással	233
8.3.2.	Fordulatszám alapjel módosítás, interpoláció	238
8.3.3.	Fordulatszámszabályozás csúszómódon	240
8.3.3.1.	A csúszómódszabályozás alapjai	240
8.3.3.2.	Egyenáramú szervohajtás fordulatszám szabályozása csúszómódon	244
8.3.3.3.	Szinuszmezős szinkron szervohajtás csúszómód fordulatszámszabályozása	250
8.4.	Pozíciószabályozás	254
8.4.1.	Alarendelt fordulatszám-, és áramszabályozó hurokkal rendelkező pozíciószabályozás	255
8.4.2.	Nemlineáris, változó erősítési tényezőjű pozíciószabályozás	260
8.4.3.	Pozíciószabályozás csúszómódon	263
8.4.4.	Pozíció alapjel megadása, módosítása, interpolációs módszerek	268
8.4.5.	Pozíciószabályozás előrekesztő kompenzációval	272
8.4.6.	Modellreferenciás pozíciószabályozás	274
8.4.6.1.	Előrevezető ágba épített modell szerinti szabályozás	274
8.4.6.2.	Modellreferenciás adaptív szabályozás	276
8.4.6.3.	Modellkövető állapotváltozó-szabályozás	277
8.4.7.	Önbeállító pozíciószabályozás	278
9.	Intelligens szabályozások (Schmidt I)	279
9.1.	Fuzzy szabályozás	280
9.2.	Neurális szabályozás	285
10.	Cél integrált áramkörös és mikroszámítógépes hajtásirányítás	289
10.1.	Hajtások cél integrált áramkörökkel (Vincze Gyné)	289
10.1.1.	Áramkori modulok villamos szervohajtásokhoz	289
10.1.2.	Komplett hajtásvezérlő áramkörök	295
10.2.	Mikroszámítógépes hajtásirányítás (Veszprémi K)	300
10.2.1.	A digitális hajtásirányítás elemei	301
10.2.2.	A digitális hajtásirányítás eszközei	306
10.2.2.1.	Hardver eszközök	306
10.2.2.2.	Szoftver eszközök	312
10.2.3.	Távlatok, jövőbeni irányzatok	314
10.2.4.	Alkalmazási példák	315

Előszó

A Villamos- szervo és robothajtásokat felhasználó mechatronika napjaink dinamikusan fejlődő területe. A mechatronika magába foglalja a precíz mozgatási feladatokat végző mechanikai egységet, valamint a hozzá jól illeszkedő szabályozott vagy vezérelt villamos hajtást. E könyv a mechatronikai berendezések elektronikus irányítású, intelligens villamos hajtásaival foglalkozik.

A könyvben feltételezzük, hogy az olvasó a villamos gépek, az elektronika és a villamos hajtások alapvető fogalmait, összefüggéseit ismeri.

A könyv az elterjedt megoldások mellett ismerteti a villamos szervo- és robothajtások területén elérte legújabb elméleti és gyakorlati eredményeket is.

A könyv egyik fő célja a villamos szervomotorok és az optimális üzemelési tulajdonságokat biztosító elektronikus hajtásszabályozások korszerű típusainak részletes vizsgálata.

A könyv másik fő célja a mozgásszabályozások, a modern nyomaték-, fordulatszám-, és pozíciós szabályozási módok bemutatása valamint alkalmazása egy-, illetve többgépes rendszerekben.

A Villamos szervo- és robothajtások könyv egyszerre tankönyv és szakkönyv.

Tankönyvként szolgál a villamosmérnöki és a műszaki informatikus hallgatók számára. Anyaga sokéves oktatási-kutatási tapasztalat alapján gyült össze és fejlődött ki. A kézirat egyes részei több éven keresztül oktatási segédlet formájában álltak a hallgatók rendelkezésére.

Szakkönyvként azoknak ajánljuk, akik a villamosmérnöki ismeretekben jártasak és a villamos szervo- és robothajtások külső és belső tulajdonságaival, szabályozási módjaival akarnak megismerkedni. Kézi könyve lehet a modern szervohajtást készítő, vagy alkalmazó szakembereknek.

A könyv ismeretanyaga széleskörűen alkalmazható az irányított precíz mozgásokat igénylő mechatronikai berendezések mozgató hajtásainak tervezésekor és üzemeltetésekor. Főbb alkalmazási területek: számítástechnikai eszközök, hiradástechnikai berendezések, irodagépek, háztartási készülékek, finommechanikai készülékek és autók speciális villamos mozgató hajtásai, illetve szerszámgépek valamint robotok nagydinamikájú és nagypontosságú villamos szervohajtásai.

A szerzők, a Budapesti Műszaki Egyetem Villamos Gépek és Hajtások Tanszék oktatói, több évtizede foglalkoznak a szabályozott villamos hajtások, illetve ezen belül a villamos szervo- és robothajtások kutatásával és oktatásával.

A könyv rendszerezése és felépítése az alábbiakkal jellemezhető.

Az 1.-3. fejezet a szevhajtásokkal kapcsolatos általános ismereteket foglalja össze.

A 4.-7. fejezet azokat a motor-specifikus elektronikus kapcsolásokat, vezérlési és áramszabályozási módokat tárgyalja részletesen, amelyekkel a különböző típusú motorok a legjobb hajtástechnikai tulajdonságokat érik el.

10.2.4.1. Állandómágneses szinkron szervohajtás digitális irányítása.....	315
10.2.4.2. Váltakozóáramú hajtások univerzális irányító egysége.....	318
10.2.4.3. Nagy integráltságú frekvenciaáltó.....	320
11. Többgépes rendszerek hajtásszabályozása (Vincze Gyné).....	321
11.1. Sorrendi vezérléssel kapcsolódó hajtások	321
11.2. Master-slave kapcsolatban álló hajtások	321
11.2.1. Követő együttfutás szabályozás	321
11.2.2. Együttfutás szabályozás különbségi jel szerint	322
11.3. Közös egyidejű feladatokat ellátó hajtások	324
11.3.1. Síkbeli, két szabadsági fokú pozicionálás	325
11.3.2. CNC szerszámgép vezérlés	328
11.3.3. A robotirányítás, robot modellek	330
11.3.3.1. A robotok geometriai leírása	332
11.3.3.2. Robotok kisjelű, differenciális mozgásának leírása	335
11.3.3.3. Szerszám támádó erők átszámítása a csuklókra	336
11.3.3.4. Robotok dinamikai modellje, csuklóerők számítása	337
11.3.4. Robotok hajtásainak szabályozása	338
11.3.4.1. A hajtások nyomaték igénybevétele	339
11.3.4.2. Decentralizált pozíciós szabályozás	340
11.3.4.3. Pozíciós szabályozás decentralizált fordulatszám szabályozással	341
11.3.4.4. Pozíciós szabályozás decentralizált nyomaték szabályozással	342
11.3.4.5. Időoptimalizált robot szabályozás	345
11.3.4.6. Kombinált pozíció és erő szabályozás	348
Függelék	349
A. Szervohajtásokban alkalmazott érzékelők (Vincze Gyné)	349
A.1. Áramérzékelők	349
A.2. Feszültségérzékelők	350
A.3. Fordulatszámérzékelők	351
A.4. Forgórész helyzetérzékelők	353
A.5. Nagyfelbontású szöghelyzetmérők	354
A.6. Nagyfelbontású elmozdulásmérők	359
A.7. Végállásjelzők	359
B. Szervohajtásokban alkalmazott szabályozók (Vincze Gyné)	360
B.1. Analóg szabályozók	360
B.2. Digitális szabályozók	361
B.3. Frekvencia- és fázisanalógiai szabályozók	366
C. Szabályozók nemlineáris üzeme (Vincze Gyné)	370
D. Négyszögmezős szinkrongép háromfázisú illesztése (Schmidt I)	375
D.1. Háromfázisú illesztés	375
D.2. Egyfázisú, kétfázisú és háromfázisú illesztett üzem összehasonlítása	376
Irodalomjegyzék	379

A 8.-11. fejezet a motor és a hajtás típusától független egy- és többgépes hajtásszabályozási módokat, módszereket, a mikroprocesszoros irányítás általános elveit ismerteti.

A Függelékben azokat az érzékelőket és szabályozókat ismertetjük, amelyek az összes hajtástípusra alkalmazhatók (A.-C. fejezet), valamint a könyv írása közben keletkezett legújabb kutatási eredményünk került ide (D. fejezet).

A könyv végén mellékletként színes szakmai bemutatkozó anyagok találhatók olyan cégektől, amelyeknek a tevékenysége a könyv témajához kapcsolódik, és akik a könyv kiadását támogatták.

A Szerzők köszönetet mondanak Dr. Retter Gyula professzornak emeritusnak és dr.Borka József tudományos osztályvezetőnek a lektorálási munkáért és az értékes tanácsokért, Wibling Ilonának az ábrák elkészítéséért, Écsi Antalnénak és Varga Krisztinának a könyv szövegszerkesztéséért, Imre Miklósnak a kiadás megszervezéséért.

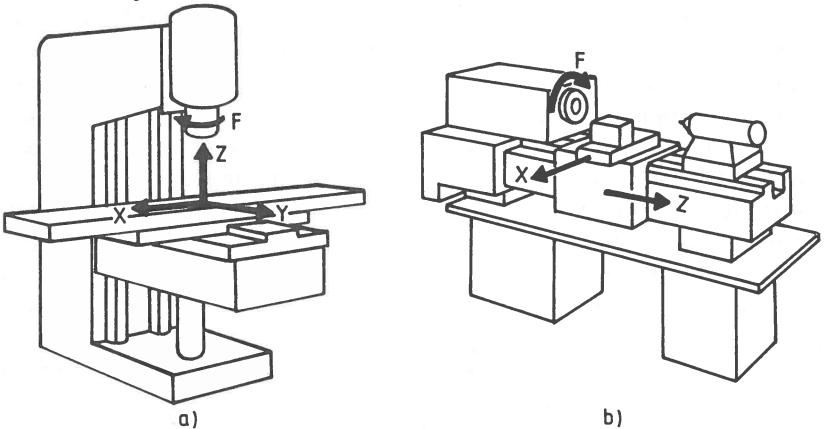
A Szerzők köszönetet mondanak az Országos Tudományos Kutatási Alprogramok (OTKA), a Felsőoktatási Kutatási és Fejlesztési (FKFP) és a Felsőoktatási Programfinanszírozási (PFP) pályázatok keretében kapott támogatásokért, amelyek hozzájárultak a könyvben ismertetett új eredmények eléréséhez. Köszönetet mondunk a könyvben szakmai anyagot elhelyező vállalatok támogatásáért. Külön köszönet illeti a könyv előkészítő munkálatait és kiadását támogató alapítványokat. Ezek az ALAPÍTVÁNY A MAGYAR FELSŐ-OKTATÁSÉRT ÉS KUTATÁSÉRT, a GANZ ANSALDO ALAPÍTVÁNY és az ELEKTROTECHNIKAI ALAPÍTVÁNY.

Szerzők

1. Bevezetés

A szervohajtás, az ember által irányított gépi munka hatékonyságának megsokszorozására, minőségének javítására szolgál. A szervohajtások precíz mozgatási, pozicionálási feladatokat látnak el. Egyre gyakoribbak az olyan ipari alkalmazások, ahol szükség van többtengelyű mozgások szabályozott összehangolására. Az egészen kis teljesítményeket leszámítva leggyakrabban szerszámegépek és robotok hajtásai kérnek alkalmazást. Emiatt röviden összefoglaljuk e mechanikai berendezések tipikus hajtási igényeit.

Az 1.1.a. ábra **marógép**, az 1.1.b. ábra **esztergapad** egyszerű vázlatát és a különböző mozgásokat mutatja. Az F jelű főmozgást (a fölös forgását) mind a két esetben az un. főhajtás biztosítja. A főhajtás marógépnél a szerszámot, esztergapadnál a munkadarabot forgatja. A főhajtás alapvető funkciója a fordulatszám folyamatos változtatása, szabályozása, forgásirány váltás.



1.1. ábra. Főmozgás és mellékmozgások.
a. Marógép, b. Esztergapad.

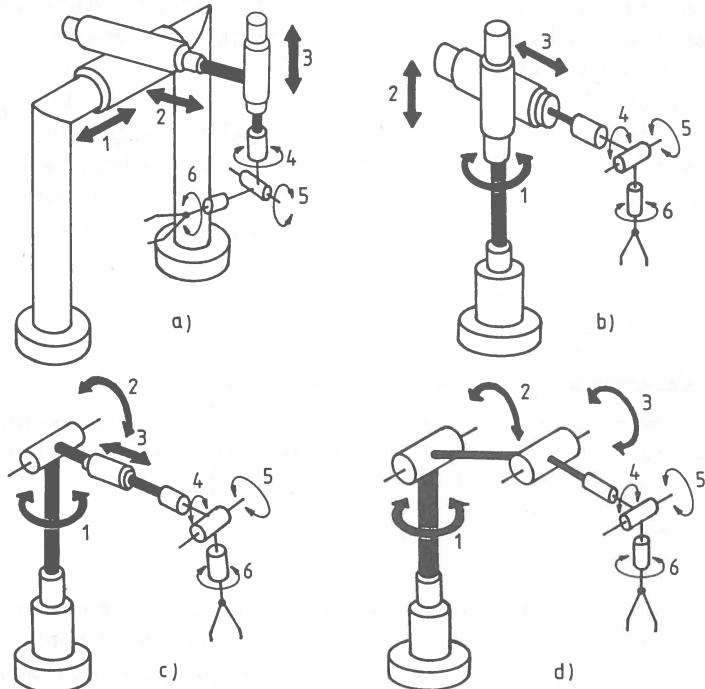
Az x, y és z irányú mellékmozgásokat **szervohajtások** biztosítják. Ezek alapvetően pozicionálási feladatot látnak el, amelynek speciális esete a főhajtáshoz szinkronozott többtengelyes pozicionálás, együttfutás, ill. követő szabályozás. Az ábrának megfelelően a mellékmozgások z tengelyét a főmozgás forgástengelyével párhuzamosan szokás felvenni. Az esztergapadnál a szerszám mozgatás síkbeli pozicionálási feladatát kéttengelyes (x, z) szervorendszer, a marógépnél a munkadarab mozgatás térbeli pozicionálási feladatát háromtengelyes (x, y, z) szervorendszer képes megoldani. Bonyolultabb esetekben (pl. egy megmunkáló központnál) háromnál több is lehet a szervo tengelyek száma. A pozicionálás pontossága szerszámegéknél μm -ben adható meg. Az NC és CNC irányítású szerszámegépek normál változatai $\pm(1-10)\mu\text{m}$ pontosságra, a szubmikronos változatok $\pm 1\mu\text{m}$ alatti pontosságra képesek.

A szerszámgép szervorendszerek irányítását tekintve időrendi sorrendben az alábbiak terjedtek el:

- **Másoló rendszer:** A valóságos mintadarabot (az un. mesterdarabot) a másoló szerszámép mechanikusan letapogatja és lemásolja. Ahány féle munkadarabot gyártunk,annyiféle mesterdarabra van szükség.
- **NC (Numerical Control, számjegyes vezérlés) rendszer:** Ekkor a mintadarab csak elképzelt, megtérvezett formában, pl. x, y, z koordinátarendszerben numerikusan létezik. A munkadarab elkészítéséhez szükséges műveletek, részfeladatok összes geometriai és technológiai (pl.: pozíció, sebesség, hűtés,...) adatát adathordozóra viszik fel numerikus formában. Az NC vezérlésű gép az így tárolt műveletek sorát lépésről lépésre végrehajtja. Az adathordozó lyukszalag, mágnesszalag vagy mágneslemez. Ahány féle munkadarabot gyárt az NC,annyiféle pl. lyukszalag szükséges.
- **CNC (Computerized Numerical Control, számítógépes számjegyes vezérlés) rendszer:** Ebben beépített számítógép van, amelyik valós idejű (real time) irányítást végez. A saját nyelvén programozható CNC a feladatok nagyrészét szoftverrel oldja meg. A CNC programozáshoz nemzetközileg elfogadott alapszoftvert használnak, amellyel szabályozási, pl. pozíciiszabályozási feladatok, program ellenőrzések, grafikus rajzoló és diagnosztikai funkciók oldhatók meg. A CNC vezérlésű szerszámép a beírt programtól függően igen sokféle feladat megoldására képes. Ahány féle munkadarabot gyártanak, annyiféle programot kell beírni. A CNC vezérlésű szerszámépnél lehetséges a mechanikai hibák (pl. kotypogás, szerszám kopás,...) kompenzáása is.
- **DNC (Direct Numerical Control, közvetlen számjegyes vezérlés) rendszer:** Ekkor központi számítógép van, amelyik közvetlenül irányít több a gyártásnak megfelelően egymásra épülő NC vezérlésű szerszámépet. A munkadarabok gyártási fázisainak megfelelő számjegyes adatsorok a központi számítógépben vannak program formájában.
- **Robottal kapcsolt NC rendszer:** Ekkor össze kell kapcsolni és össze kell hangolni a szerszámép NC vezérlését és a robot vezérlését. Az összehangolt vezérlést számítógép végzi. A robot általában rakodó, kiszolgáló, mérő funkciókat lát el. Az így kialakított egységet szokás automatikus gyártó cellának nevezni.
- **Robotokkal kiegészített DNC rendszer:** Ekkor minden a robotokat, minden az NC vezérlésű szerszámépeket a központi számítógép irányítja. Ezáltal komplett automatikus gyártó sorok hozhatók létre. Az ilyen gyártó cellákra és gyártó sorokra épül a CAM (Computer Aided Manufacturing, számítógéppel segített gyártás).

Az 1.2.a.-d. ábrák a szokásos felépítésű ipari robotok egyszerűsített vázlatát és a különböző mozgásokat mutatják (az ipari jelző az alkalmazás területére utal). Azt az automatikus mozgató berendezést, amelyik csak mozgások rögzített sorozatát képes végrehajtani manipulátoroknak nevezik. A manipulátor mozgásán változtatás csak hardver jellegű beavatkozással (pl. vezérlő PROM)

cserével) végezhető. Az olyan automatikus mozgató berendezést, amelyiknek a mozgása programozható, **robotnak** nevezik. A robot a megfogó szerkezetében rögzített munkadarab, alkatrész, ill. szerszám térbeli irányított pozicionálású mozgatására szolgál. A robotban a CNC-hez hasonlóan mindenig van egy real time irányítást végző számítógép, amelyik rendelkezik a robotra jellemző alapszoftverrel. A robotok újabb generációja az intelligens és autonom robot nem csak előre megírt programot hajt végre, hanem érzékelve a környezet változásait a mozgását annak megfelelően módosítja. Ez a robot "lát", "hall", "erőz", ... stb.



1.2. ábra. Ipari robot egyszerűsített vázatai.

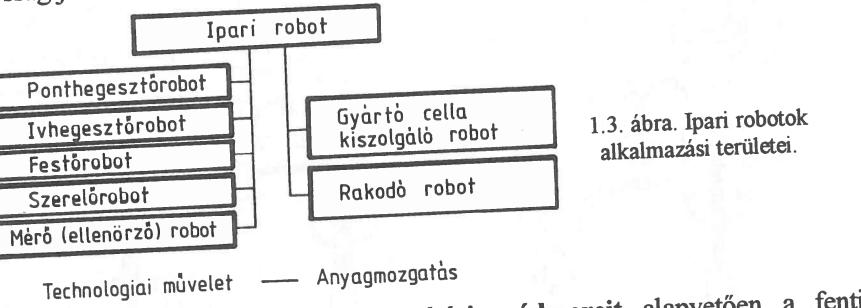
a. Derékszögű koordinátás főmozgás: $TTTRRR = T^3 R^3$, b. Henger koordinátás főmozgás: $RTTRRR = RT^2 R^3$, c. Gömb koordinátás főmozgás: $RRTRRR = R^2 TR^3$, d. Többcuklós (humanoid) főmozgás: $RRRRRR = R^6$.

A tér tetszőleges pontjának eléréséhez legalább három független irányú mozgás (szabadságfok) szükséges, és újabb legalább három független mozgás kell a robot megfogó szerkezete által tartott tárgy (pl. szerszám) térbeli irányításához. Így a robot munkaterén belüli tetszőleges szerszám helyzet minimum N=6 szabadságfok esetén állítható be (a robot munkaterére a geometriai adatok korlátozzák). A szabadságfok megegyezik a beépített hajtások (motorok) számával. Ha N<6, akkor nem képes mindenre a robot, ha N>6, akkor redundáns

a robot. Pl. az N=5 szabadságfokú robot nem képes egy zárat kulccsal kinyitni, de képes szórófejes festésre. Az N szabadságfokú robotot - szerszámgép analógia alapján - szokás N tengelyes (ill. N csuklós) robotnak is nevezni.

Az 1.2. ábra négyféle N=6 szabadságfokú robotot szemléltet. Az 1, 2, 3 jelű mozgásokat főmozgásoknak, a 4, 5, 6 jelű mozgásokat mellékmozgásoknak nevezzük. A főmozgások lehetnek egyenesvonalú (transzlációs, T), vagy forgó (rotációs, R) mozgások. A mellékmozgások általában rotációs mozgások, az emberi csuklót leutánozva. Az 1.2. árában megadjuk az egyes megoldások elnevezését és csuklóképletét is. Robotoknál minden a főmozgásokat, minden a mellékmozgásokat szervohajtások biztosítják, mivel valamennyi hajtás alapvetően pozícionálási feladatot lát el (a hajtások tekintetében nincs lényeges különbség egy robothajtás és egy manipulátor hajtás között).

Az ipari robotokat az 1.3. ábrának megfelelően technológiai műveletek (pl.: festékszórás, ponthegesztés, ívhegesztés, szerelés) végzésére, másrészről anyagmozgatási feladatokra (pl. szerszámép kiszolgálásra) alkalmazzák. Pontosságot tekintve a robotok igénytelenebbek mint a szerszámépek. Pl. egy festő robotra $\pm 5\text{mm}$ pontosság, finommechanikai szerelő robotra $\pm 0,1\text{mm}$ pontosság jellemző.



A **robot szervorendszer** irányítási módszereit alapvetően a fenti felhasználási területek szabják meg. Pl. a ponthegesztő robotot pontvezérléssel, az ívhegesztő robotot pályavezérléssel látják el. A **programozási módon**kat is az általában a felhasználásnak megfelelően alakítják ki. Pl. egy festő robot programozása többnyire úgy történik, hogy programozási üzemmódban a teknikus fejet a pályán kézzel végigvezetik és adott idejű mintavételel tárolják ennek a kézi irányítású festésnek valamennyi paraméterét. Automatikus festéskor a robot megismétli a betanított mozgást és a technológiai funkciókat. A precíziós munkát végző szerelő robotokat ezzel szemben számítógépszerűen programozzák a robotra jellemző speciális nyelven, a robot manuális mozgatása nélkül. E két szélsőséges programozási mód (manuális és számítógépszerű) különböző szintű kombinációi is előfordulnak a gyakorlatban.

A szerszámépek és a robotok minden tengelyének külön hajtása van. A mozgató szerkezet (actuator) fajtájától függően beszélünk pneumatikus, hidraulikus és villamos hajtásról. Mai gyártmányokban már a villamos hajtások

vannak túlsúlyban, és rendkívül dinamikus a fejlődésük. Mind a villamos gépek, mind az érzékelők, minden a méréstechnika, minden a teljesítményelektronika, minden az információelektronika csúcseredményei jelennek itt meg. Kialakultak tipikusan villamos szervohajtásokban alkalmazott villamos motorok, vezérlési és szabályozási módok.

Szerszámép vagy robot villamos szervohajtás rendszerének a megtervezése és megépítése komplex (preciz és bonyolult mechanikai, villamos és informatikai) un. mechatronikai feladat, amikor együtt kell tervezni a mechanikát, a villamos hajtást és az irányítást.

A könyvben alapvetően szerszámépek és robotok villamos gépeivel és villamos szervohajtásával foglalkozunk. Ismertetjük az áram, a nyomaték, a fordulatszám és a pozíció szabályozott egyedi villamos szervohajtások elméleti problémáit és gyakorlati megvalósítását. A hajtásspecifikus áramszabályozásokat hajtástípusonként a többieket hajtások típusától függetlenül vizsgáljuk.

Röviden foglalkozunk a szórakoztató elektronika, a számítástechnika és a műszertechnika villamos gépeivel és hajtásával.

Tipikus többgépes pozicionálási példaként a robot villamos szervohajtásokat vizsgáljuk. Elvégezzük a robotok hajtástechnikai vizsgálatát figyelembe véve az egyes tengelyek kölcsönhatásait is. Ismertetjük a robot villamos szervohajtások pályamegadási, szabályozási és vezérléstechnikai kérdéseit és módszereit. Foglalkozunk a villamos szervohajtás által megszabott korlátok robotmozgásra gyakorolt hatásával, a robot villamos szervohajtások és a központi irányítási rendszer kapcsolatával.

2. Villamos szervohajtások osztályozása, követelmények

A villamos szervohajtás épülhet hagyományos forgó szervomotorral, vagy lineáris szervomotorral. A lineáris szervomotoros hajtás nagyon ritkán (pl. egyes sornymotatókban) fordul elő. A következőkben csak a forgó szervomotoros hajtásokkal foglalkozunk.

A villamos szervohajtásokból általában nagy gyártmány választék áll rendelkezésre. Így a mechanika által igényelt M_{max} nyomatékú és n_{max} fordulatszámú szervohajtás sokféle megoldásból és építési alakból választható ki. Alkalmazás szempontjából alapvetően két fő csoport különböztethető meg:

- az általános célú szervohajtások és
- a speciális célú szervohajtások.

2.1. Villamos szervohajtások alapvető típusai

Sokfajta villamos szervohajtás létezik, ezek közül a mai gyakorlatban az alábbi változatokat alkalmazzák:

a./ Állandómágneses kommutátoros egyenáramú szervomotor 4/4-es tranzisztoros egyenáramú szaggatóval. Előnyei: nincs gerjesztőkörű veszeség, a motor állórészében olcsó ferrit mágnes is használható, 10-20kHz kapcsolási frekvenciával az áram és a nyomaték sima, az áram arányos a nyomatékkal. Hátránya: a kommutátor.

b./ Állandómágneses elektronikus kommutációjú egyenáramú szervohajtás. Kis teljesítményeken használják. Előnyei: nincs kommutátor, egyszerű a motor, az elektronika és a szabályozó. Hátránya: lükktet a nyomaték.

c./ Állandómágneses szinkron szervomotor forgórész helyzetről vezérelt, áramvektor szabályozású, impulzusszélesség modulációs (ISZM), tranzisztoros feszültséginverterrel. Négyszögmezős és szinuszmmezős változatok vannak. Előnyei: a motor kefenélküli kivitelű, nincs forgórészveszteség. Hátránya: a forgórészen drága ritkaföldfém mágnes kell alkalmazni, ha kis θ_m tehetetlenségi nyomatéket akarunk elérni.

d./ Hárromfázisú kalickás aszinkron motor mezőorientált, áramvektor szabályozású ISZM feszültséginverterrel. Előnyei: a kalickás motor kefenélküli, egyszerű, kis tehetetlenségi nyomatékú és olcsó. Hátránya: a mezőorientált szabályozás erős paraméterérzékenysége.

e./ Kapcsolt reluktancia motor forgórész helyzetről vezérelt áramszabályozott, tranzisztoros ISZM átalakítóval. Előnyei: kefenélküli kivitel, nagyon alacsony és nagyon magas fordulatszámú lehet a motor, elhagyható a mechanikai áttétel, nem szükséges állandómágnes. Hátránya: mind az állórész, mind a forgórész megmunkálása precíz gyártást igényel.

f./ Léptetőmotoros hajtás. Kis teljesítményeken használják. Előnyei: kefenélküli kivitel, pozíció visszacsatolás nélkül is képes pozíció követésre. Hátránya: a nagy lüktező nyomaték, a lépéshiba, a gyártás nagy precizitása.

2.2. Általános célú villamos szervo hajtások

Ezekkel szemben egyidejűleg sokoldalú és magasfokú követelményeket támasztanak. Ezek közül az alapvető követelmények az alábbiak:

- a./ Négynegyedes, szabályozott üzem, folytonos üzemmód váltással (mindkét forgásirányú motoros és féküzem).
- b./ Egyenletes járás, lüktektesmentes nyomaték.
- c./ Kis és nagy fordulatszámú üzem (kb. 1:10000 fordulatszámfogási tartomány) és szabályozható álló állapotú nyomaték.
- d./ Jó szabályozási dinamika érdekében
 - nagy rövid idejű nyomaték (ill. áram) túlterhelhetőség, $M_{max}/M_n \approx 5$ a maximális és a névleges nyomaték viszonya,
 - nagy maximális nyomaték/tehetetlenségi nyomaték (M_{max}/θ_m) viszony,
 - lehető leggyorsabba beállított lengésmentes szabályozó körök.
- e./ Egyszerűen megvalósítható nyomaték szabályozás.
- f./ Megbízható, csekély karbantartást igénylő üzemeltetési tulajdonság.
- g./ Kompakt kivitel, komplett kiépítés elektronikával, érzékelőkkel, mechanikai áttételel, esetleg mechanikai fékberendezéssel.
- h./ Nagy teljesítménysűrűség (kis méretek) és jó hatásfok mind a motorban, mind az elektronikában.
- i./ Könnyű beilleszthetőség számítógépes vezérlő, ill. adatfeldolgozó rendszerbe szabványos buszvonalakon keresztül.
- j./ Megfelelő elektromágneses összeférhetőség, zavarvédelem (Electro Magnetic Compatibility, EMC).

Az általános célú szervohajtások teljesítmény tartománya 0,1-10kW. Leggyakrabban szerszámgépek mellékhajtásaként és robotok hajtásainaként nyernek alkalmazást.

Az általános célú szervohajtásokat a határadataikkal (pl. M_{max} , n_{max} , stb.) jellemzik. A határadatokhoz a maximálisan megengedhető igénybevételek tartoznak, ezért túllépésük tilos. A határadatok betartásáról általában belső elektronikus védelmek (korlátozások) gondoskodnak. A szabályozó körök tervezésekor is figyelembe kell venni a határadatok szabta korlátozatokat.

A fenti követelményeket a legegyszerűbb kommutátoros egyenáramú szervohajtással teljesíteni. Váltakozóáramú (kefenélküli) megoldásoknál csak a motorhoz illesztett elektronikus kapcsolással és vezérléssel teljesíthetők maradéktalanul ezek a követelmények. A régebben általánosan használt kommutátoros egyenáramú szervohajtásokat egyre jobban kiszorítják a váltakozóáramú szervohajtások. Ugyanis a modern váltakozóáramú szervomotorokkal és a korszerű elektronikai elemek, kapcsolások és vezérlési

módszerek segítségével ma már az egyenáramú szervohajtásokhoz hasonló, vagy még jobb tulajdonságú kefe- és kommutátornélküli, váltakozóáramú szervohajtásokat tudnak építeni. Ezzel legfőbb előnyként elmaradnak a kefeszírázás miatt fellépő korlátozások, valamint a zaj és karbantartási problémák.

2.3. Speciális célú villamos szervohajtások

Ezeket a hajtásokat azért különböztetjük meg az általános célú szervohajtásoktól, mert valamelyik tulajdonságuk a szokásostól eltérő, szélsőséges. Emellett az egyéb tulajdonságaiakra általában nincsenek szigorú előírások. A következőkben felsorolunk néhány példát az alkalmazási terület megjölésével.

a./ Megmunkáló központok szervoigényű főhajtásai.

Ezek a precíziós szerszámgép főrendszeri hajtások 10-50kW teljesítményük lehetnek. Statikusan és dinamikusan egyaránt kitűnő fordulatszámtartó tulajdonsággal, szigorúan rezgés és lüktektesmentes nyomatékkal kell rendelkezniük. Korábban e feladatra egyenáramú szervohajtásokat alkalmaztak $n_{max} \approx 3000$ / min fordulatszámmal, új irányzat az aszinkron szervohajtások alkalmazása $n_{max} \approx 6000(10000)$ / min fordulatszámmal (a zárójeles érték könnyűfém megmunkálásához tartozik).

b./ Direkt szervohajtások.

A direkt szervohajtásokat (DSD, Direct Servo Drives) elsősorban robotokban alkalmazzák közvetlen, mechanikai áttétel nélküli hajtásoként. Ekkor a motoroknak egészen kis fordulatszámon kell üzemelniük viszonylag nagy nyomatékkal.

Erre a feladatra szinte kizárolag a kapcsolt reluktancia motoros szervohajtásokat alkalmazzák nagy fogszámú motorral.

c./ Különlegesen nagy fordulatszámú szervo jellegű hajtások.

Centrifuga, köszörű és fonójáratok hajtásaiiban a fordulatszám megközelítheti az $n_{max} \approx 100000$ / min értéket is. Ekkora fordulatszámról csak kefenélküli, váltakozóáramú hajtások alkalmazhatók. Az ilyen hajtások különleges igényeket támasztanak a motorokkal és az elektronikával szemben. Csak különösen kis vas, súrlódási és ventilációs veszeségű motorok (pl. speciális csapágyazás, külső szellőzés) használhatók. Az elektronika a nagy működési frekvencia miatt különleges.

Erre a célra többféle hajtás alkalmazható:

- Aszinkron motoros szervohajtás tömör forgórészű motorral.
- Kapcsolt reluktancia motoros szervohajtás kis (pl. 2) fogszámú, speciális forgórészű motorral.
- Speciális forgórészű homopoláris szinkronmotor frekvenciaváltóval.

d./ Kis teljesítményű, igényes szervohajtások.

Ide tartoznak a számítógép perifériák (floppy, printer, plotter, stb.) és a szórakoztató elektronikai ipar (lemezjátszó, magnetofon, video, CD, stb.) kis hajtásai. Az ezekkel szemben támasztott igen változatos igények közül az alapvetők a következők:

- Beépítési környezetbe illeszkedő konstrukció, egyszerű, motorba épített érzékelőkkel.
- Szigorú fordulatszámtartó tulajdonság, egyenletes járás.
- Környezethez illeszkedő vezérelhetőség speciális interface megoldásokkal, berendezés-orientált céláramkörökkel.
- Nagy megbízhatóság és teljesítménysűrűség, zajmentes üzem.

Különleges követelmény lehet pl. plotter, printer, vonalíró hajtásánál a különösen jó szabályozástechnikai tulajdonság. A kis teljesítményű igényes szervohajtások területén egyre elterjedtebb alkalmazzák az elektronikus kommutációjú egyenáramú szervohajtásokat (a szinkron szervohajtások egyszerűsített változatát).

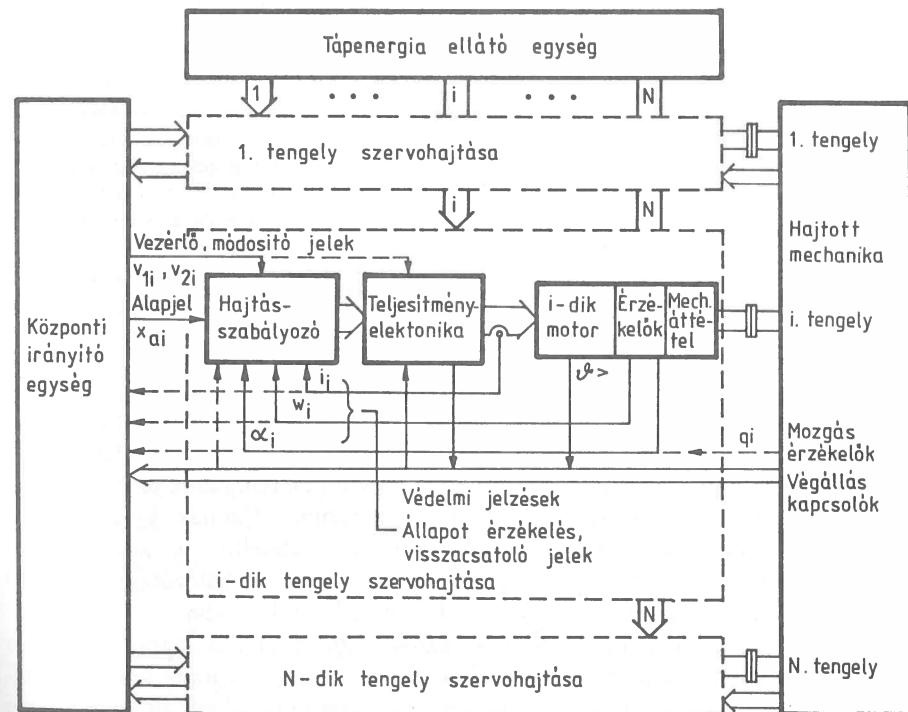
Egyes területeken gyakori még a léptetőmotoros hajtások alkalmazása: pl. floppyban adatfej mozgató hajtásként, egyes nyomtatófej mozgató hajtásként.

3. Szervohajtások felépítése és kapcsolata a környezettel

N tengelyes villamos szervohajtás rendszer tipikus felépítését és kapcsolatát a környezettel a 3.1. ábrán szemléltetjük. Ebben a központi irányító és a tápenergia ellátó egységből egy-egy db, a szervohajtásokból és a hajtott mechanika N db van. Az i-edik villamos szervohajtás az irányító egységgel, a tápenergia ellátó egységgel és a hajtott mechanika i-edik tengelyével van közvetlen kapcsolatban (α_i és q_i a szögelfordulás, w_i a szögsebesség, i_i az áram ellenőrzője, ϑ_i a motor hőmérséklet). Eszerint a villamos szervohajtások környezetükhez mechanikai, villamos energetikai és villamos információtechnikai úton kapcsolódnak, és így háromfélé közvetlenül kapcsolódó környezeti elem különböztethető meg:

- a szervohajtás által mozgatott mechanikai rendszer a beépített mozgás érzékelőkkel együtt,
- a tápenergia ellátó egység,
- a központi irányító egység.

A valóságban (egy szerszámgépben, vagy egy robotban) a szervohajtások és a fenti közvetlenül kapcsolódó környezeti elemek szerves egységet, komplex mechatronikai rendszert képeznek.



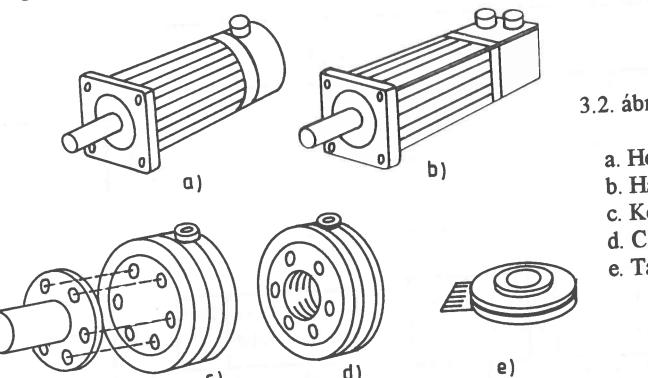
3.1. ábra. N tengelyes villamos szervohajtás rendszer.

3.1. Szervohajtások kapcsolata a mechanikai rendszerrel

Ha van mechanikai áttétel a motor és a hajtott mechanika között, akkor közvetett (indirekt), ha nincs, akkor közvetlen (direkt) szervohajtásról beszélünk.

1.1 Szervomotorok mechanikai felépítése

Az általános célú villamos szervomotorok építési alakja általában hosszúkás az ℓ/D forgórész hossz/átmérő viszony nagy 5-6 körül) az azonos M_{max} nyomatékhöz tartozó kisebb θ_m tehetetlenségi nyomaték elérése végett. Külalakra már a hasáb alakú motor a gyakoribb, de létezik a hagyományos hengeres kivitel is (3.2.a. és b. ábra). Hűtés, ill. hővezetés szempontjából az állandó-mágneses szinkron szervomotorok a legkedvezőbbek, mivel ezeknek a forgórészében állandósult állapotban nem keletkezik veszeség, és így a tengelyen keresztül a legkisebb mértékben melegítik a hajtott mechanikát. Az egyenáramú, az aszinkron és a kapcsolt reluktancia szervomotorok forgórészében jelentős veszeség keletkezik, ami a tengelyen keresztül közvetlenül melegíti a hajtott mechanikát (ez precíziós szerszámgépnél kellemetlen lehet, mert befolyásolhatja a megmunkálás pontosságát).

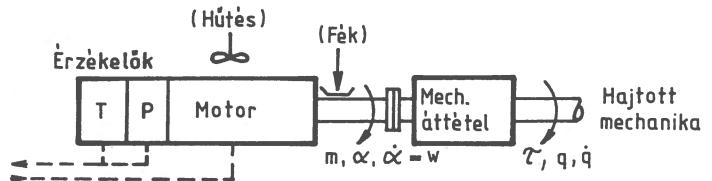


2. ábra. Villamos szervomotor építési alakjai.

- a. Hengeres alakú motor,
- b. Hasáb alakú motor,
- c. Korong alakú motor,
- d. Csőmotor,
- e. Tárcsa alakú motor.

Az általános célú villamos szervomotort a T szögsebesség (tacho) mérővel s/vagy a P szöghelyzet (pozíció) érzékelővel közös házban, összeépítve zállítják (3.3. ábra). A villamos kivezetések egyszerűen bonthatók és zavarvédegett ivitelük. Külső szellőzést csak ritkán alkalmaznak. Vannak gyártók, aikik zervomotorjaikat fékberendezéssel, ill. beépített áttétellel is szállítják. A ékberendezés többnyire elektromágneses működtetésű és hálózatkiesés esetén vékez. A fékmágnes táplálásáról általában külön kell gondoskodni.

A szervo mechanizmusok, pl. robot karok külön mechanikus lekezésekkel zökkenőmentesek. A szervo mechanizmusok, pl. robot karok külön mechanikus lekezésekkel zökkenőmentesek. A szervo mechanizmusok, pl. robot karok külön mechanikus lekezésekkel zökkenőmentesek.



3.3. ábra. Villamos szervomotor felépítése és mechanikai kapcsolata.

A robotokban és a szerszámgépekben alkalmazott általános célú villamos szervomotorok általában mechanikai áttételek keresztül mozgatják a mechanikai elemeket. A 3.3.árában m és τ a nyomaték, α és q a szögelfordulás, w és \dot{q} a szögsebesség az áttétel két oldalán.

Megmunkáló központok szervo igényű főhajtásaiban rezgésszegény kivitelű és általában hagyományos építési alakú motorokat alkalmaznak.

Az áttétel nélküli direkt szervohajtások motorjának a konstrukciójára a nagy átmérő, a korong alak, a kis ℓ / D viszony a jellemző. Gyakori a tengely nélküli és a csömotor kivitel a forgórész homlok felületén kiképzett mechanikai csatlakozási lehetőséggel (3.2.c. és d. ábra). A csömotor előnye robotnál pl. az, hogy belső kábel átvezetéseket lehet vele megoldani.

A kis teljesítményű, de igényes szervohajtások motorjai, a hagyományos építési alak mellett, gyakran készülnek tárcsa kivitelben (3.2.e. ábra), ill. légrés tekercseléssel.

3.1.2. Szervomotorok beépítése robotokba, robot mechanizmusok

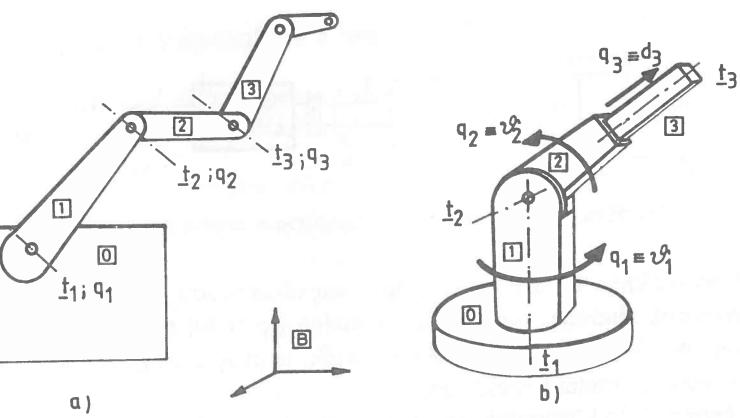
Sokféle robot létezik. Ezek közül csak az ipari célú robotokkal foglalkozunk. Az ipari robot mechanizmusának fő jellemzői:

- helyhez kötött,
 - merev,
 - nyílt láncú,
 - elágazás nélküli.

A helyhez kötött jelzővel kizártuk pl. a jármű célokra, vagy játékként használt guruló, ill. lépegető robotokat.

A robot mechanizmus karokból és csuklóból áll. A kar elnevezése lehet még szegmens, íz, kartag (angolul link, arm), a csuklóké izület (angolul joint, wrist). A robot mechanizmus merevségének a feltételezése idealizálás, a karok rugalmasságának, a csuklók kotonyságának az elhanyagolását jelenti. Ez megkönyíti a robot mozgásának a matematikai tárgyalását, mivel merev robot esetén a karok bármely pontjának a koordinátája megadható, ha az egyes karokhoz rendelt koordinátarendszer helyzete és irányítása ismert.

Ha a robotba beépített csuklók egy szabadságfokúak, akkor minden csuklóhoz egy motor tartozik. Ilyenkor a robotmozgás N szabadságfoka megegyezik a csuklók számával.

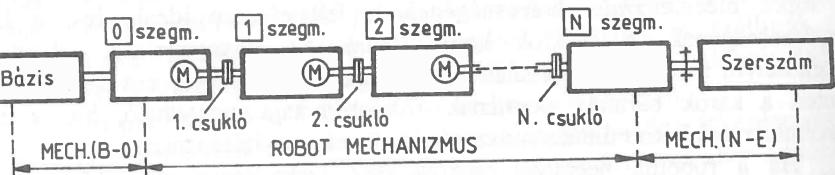


3.4. ábra. a. Nyilt láncú, elágazás nélküli robot mechanikai vázlat, b. RRT mozgású robot mechanizmus.

A nyilt láncú, elágazás nélküli robot mechanizmus esetén az N csukló N+1 robotkart kapcsol össze úgy, hogy az N+1 robotkar egymáshoz láncszerűen kapcsolódik elágazás és hurok mentesen, mint ezt a 3.4.a. ábra mutatja. Az i-dik szegmens az (i-1)-dikhez az i-edik csuklóval úgy kapcsolódik, hogy ez a mechanikai kapcsolat csak egy szabadságfokú lehet, de kétféle mozgás jöhet létre. Az i-edik szegmens az (i-1)-edikhez képest

- vagy elfordul az i-dik csukló t_i tengelye körül, ez a rotációs csukló és a csukló változó a $q_i = \vartheta_i$ elfordulási szög,
- vagy elmozdul az i-dik csukló t_i tengelye mentén, ekkor ez a csukló transzlációs és a csukló változó a $q_i = d_i$ elmozdulás.

A 3.4.b. árában az 1-es és a 2-es csukló rotációs, a 3-as transzlációs. Az i-dik kart mozgató motor általában az (i-1)-dik karon (szegmensen) van elhelyezve. A robot mechanizmus vázlatos működési láncát a 3.5. ábra mutatja. A MECH.(B-O) rész jelképezi a robot beépítésétől függő állandó mechanikai kapcsolatot a bázis koordinátarendszerhez viszonyítva, a MECH.(N-E) rész pedig az éppen befogott munkavégző eszköztől függő mechanikai kapcsolatot jelenti az N-dik szegmenshez képest. Itt kell megjegyezni, hogy a robotokban, ahol több motor dolgozik egy mechanikai rendszerben számolni kell a motorok egymásra hatásával, kölcsönhatásával.



3.5. ábra. Robot mechanizmus működési lánca.

3.1.3 Mechanikai áttételek szervohajtásokban

Általános célú villamos szervohajtásoknál a nagy teljesítmény/súly arány miatt nagy fordulatszámú motort alkalmaznak, ezért általában lassító mechanikai áttételeket kell használni. Az áttétel a szervomotor tengelyének a forgó mozgását a lassúbb forgó mozgásra alakítja át (rotációs/rotációs, R/R fajta áttétel), ha a hajtott tengely rotációs, ill. haladó mozgásra (rotációs/transzlációs, R/T fajta áttétel), ha a hajtott tengely transzlációs. Az áttétel feladata ezek szerint a motor mozgásának átalakítása és illesztése a mechanikához.

A mechanikai áttétel jele: v. Ideális, azaz kotonogás és rugalmas alakváltozás nélküli és veszteségmentes esetben az áttétel két oldalán (3.3. ábra) a Δt idő alatt végzett munka megegyezik: $m\Delta\alpha = \tau\Delta q$. Ebből az áttétel

$$v = \Delta\alpha / \Delta q = \dot{\alpha} / \dot{q} = \tau / m \quad (3.1)$$

szerint számítható. Itt α , $\dot{\alpha} = w$ és m a motoroldali szögelfordulás, szögsebesség és nyomaték. R/R típusú áttétnél $q = \vartheta$, $\dot{q} = \dot{\vartheta}$, $\tau = m_t$ a mechanikai (terhelési) oldal szögelfordulása, szögsebessége és nyomatéka. Ekkor a $v > 1$ dimenzió nélküli szám a fordulatszám csökkenés mértékét fejezi ki (az áttétel nélküli direkt hajtás $v = 1$ -nek fogható fel). R/T típusú áttétnél $q = d$, $\dot{q} = v$, $\tau = F$ a mechanikai oldalon mérhető elmozdulás, sebesség és erő. Ekkor a $v = 1/r_{red}$ alaknak megfelelően (r_{red} az un. redukált sugár) az áttétel dimenziója [1/m]. Ha az áttétel veszteséges és hatásfoka η , akkor a Δt alatt végzett munka a motor hajtásakor $\eta m\Delta\alpha = \tau\Delta q$, a motor fékezésekor $m\Delta\alpha = \eta\tau\Delta q$. Ebből és (3.1)-ből

$$\Delta q = \Delta\alpha / v, \quad \dot{q} = \dot{\alpha} / v, \quad (3.2.a)$$

$$\tau = \eta v m, \quad \text{ha } mw > 0, \quad (3.2.b)$$

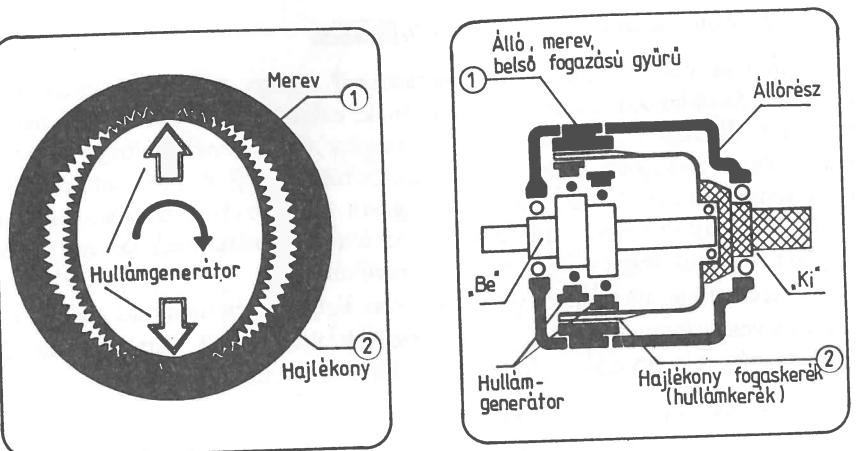
$$\tau = v m / \eta, \quad \text{ha } mw < 0. \quad (3.2.c)$$

Üzemmódtól függetlenek a (3.2.a) mozgás redukálások, de függ tőle a nyomatékátvitel, hajtáskor a (3.2.b), fékezéskor a (3.2.c) érvényes.

Szervohajtásokhoz, az igényes pozicionálási feladatok miatt különleges mechanikai áttételeket fejlesztettek ki. Ezek közös jellemzője, hogy a súrlódás csökkentése végett gördülő elemeken keresztül viszik át a nyomatéket, a kotonogást pedig rugós előfeszítéssel csökkentik.

Az R/R típusú áttétel hagyományos megoldása a fogaskerék áttétel, a csiga hajtás és a bolygókeres hajtómű (az utóbbit egy tengelyű be- és kimenet valósítható meg). Az R/R típusú áttétel különleges változata a hullámhajtómű ($v = 50 - 500$) és a cikló ($v = 10 - 100$).

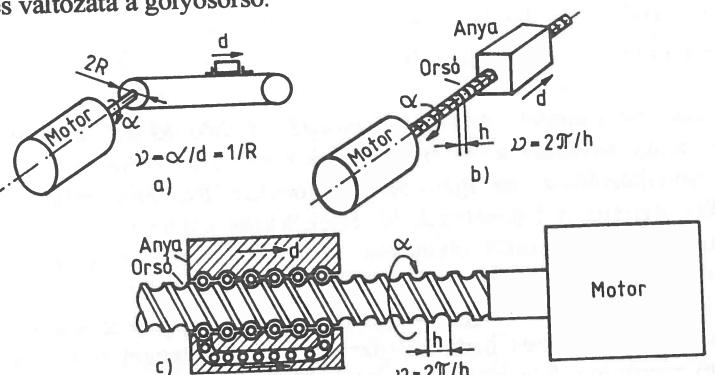
A hullámhajtómű elvi rajza a 3.6. ábrán látható. A bemeneti tengely forgatja a hullámgenerátort és a hajlékony fogaskerékkel (az un. hullámkerékkel) együtt forog a kimeneti tengely. A belső fogazású, merev, álló gyűrű Z_1 és a külső



3.6. ábra. Hullámhajtómű elvi rajza.

fogazású hullámkerék Z_2 fogszáma eltérő ($Z_1 = Z_2 + 2k$, $k = 1, 2, \dots$). A hullámhajtómű áttételét a $v = Z_2 / (Z_1 - Z_2)$ hánnyados adja. A bemeneti és a kimeneti oldal forgásiranya ellenkező. Az egyidejűleg kapcsolódó fogak száma eléri a hullámkerék fogszámának 20-30%-át. Emiatt a hullámhajtóművek pontosságot rontó hatások átlagolódnak. A fogazátkapcsolás jellege holtjátékmentes hajtás megvalósítását is lehetővé teszi.

Az R/T típusú áttétel hagyományos megoldása a bowdenes hajtás, a szíjhajtás, a fogazott szíjhajtás, a fogaskerék-fogasléc áttétel és a menetorsó, különleges változata a golyósorsó.



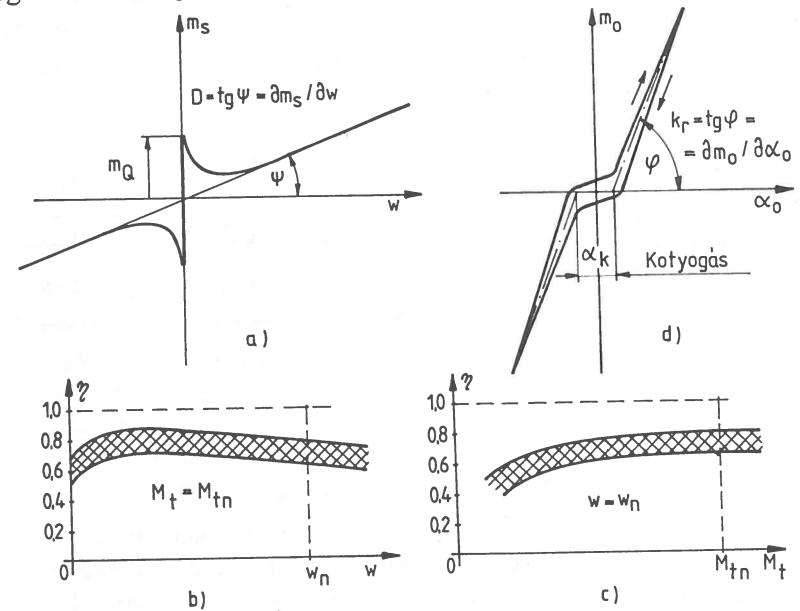
3.7. ábra. R/T típusú áttételek.
a. Szíjhajtás, b. Menetorsó, c. Golyósorsó.

A 3.7.a. ábra a szíjhajtást, a 3.7.b. ábra menetorsót, a 3.7.c. ábra a golyósorsót szemlélte. Látható, hogy a golyósorsó lényegében egy olyan "menetes" orsó, amiben a súrlódó menetek szerepét gördülő golyók veszik át. A

golyósorsók játékmentessé tehetők két ellenélesen előfeszített anya alkalmazásával.

A mechanikai áttételek főbb műszaki jellemzői:

- A v áttétel.
- Az átvihető M_{tn} névleges és M_{tmax} maximális nyomaték, ill. F_n névleges és F_{max} maximális erő (a terhelési oldalon mérve).
- Az n_n névleges és az n_{max} maximális fordulatszám (a motor oldalon mérve).
- Az m_Q álló (Coulomb) súrlódási nyomaték és a D viszkózus súrlódási tényező (a motor oldalon mérve). Az áttétel súrlódási vesztesége üzemi hőmérsékleten közelítőleg csak a fordulatszámtól függ. A súrlódásra jellemző $m_s(w)$ karakteristikát a 3.8.a. ábra mutatja (ez üresen futó, terhelés nélküli kimenet mellett vehető fel). Ebből a nemlineáris jelleggörbéről közelítéssel meghatározható m_Q és D értéke ($[D] = [Nm / rad / s]$).
- Az η hatásfok. R/R típusú fogaskerék áttételre a 3.8.b. és c. ábrák szemléltetik a hatásfokot, a b. ábra névleges nyomatéka, a c. névleges szögsebességre vonatkozik. Jellegre hasonlóan viselkednek az egyéb fajta áttételek is.
- A $k_r [Nm / rad]$ merevségi tényező, amely az áttételbeli elcsavarodásra jellemző. Ehelyett néha megadják az $m_o(\alpha_o)$ jelleggörbét (3.8.d. ábra), amit álló állapotban, lefogott kimeneti oldal mellett vesznek fel. A hiszterézis $m_o(\alpha_o)$ jelleggörbét a pontvonál egyenes szakaszokkal közelítve meghatározható k_r értéke és az α_k ketylég (holtjáték).



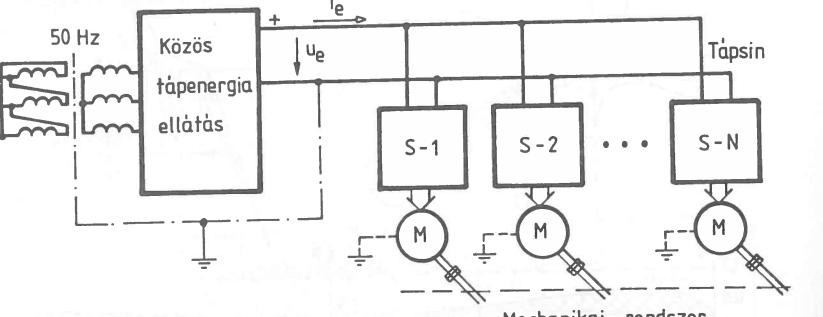
3.8. ábra. Valóságos áttétel jellemzõi.
a. Súrlódás, b., c. Hatásfok, d. Elcsavarodás.

A következőkben a mechanikai átteteleket általában ideálisnak vesszük ($m_Q = 0$, $\tau_Q = 0$, $n = 1$, $k_r = \infty$, $\alpha_k = 0$), ahol ettől eltérünk ott felhívjuk rá a figyelmet.

3.2. Szervohajtások tápenergia ellátása

Elsősorban villamos szervohajtások villamos energia ellátásával foglalkozunk. Léteznek olyan technológiák, amelyekhez gondoskodni kell külön türitett levegő ellátásról is pl. a megfogó szerkezethez, vagy külön speciális ápegyeségről pl. hegesztő berendezéshez, de ezeket nem tárgyaljuk.

A ma használatos villamos szervohajtásokat, függetlenül attól milyen ipuszúak, egyenfeszültségű tápforrásról (tápegységről) táplálják. Többtengelyes rendszerben a körülbelül azonos teljesítményű szervo elektronikákat egy közös egyenfeszültségű tápegységről működtetik. A tápegység általában potenciálleválasztó és illesztő transzformátoron keresztül csatlakozik az 50Hz-es pari hálózatra és zavarvédelmi okokból az egyenáramú oldalon gyakran földelt. Tipikus megoldás látható a 3.9. ábrán, ahol az S-1-től S-N-ig terjedő szervohajtások közös tápsínre csatlakoznak. A közös tápegység nagy teljesítményű, áramigénybevétele a rákapcsolt hajtások egyidejű maximális áramának az összege. A tápegységet úgy kell tervezni, hogy az eredő motoros- és az eredő fék-áramra alkalmas legyen. A méretezés alapjául szolgáló, legnagyobb áramigénybevétel akkor adódik, amikor valamennyi hajtás a motoros, ill. amikor valamennyi hajtás a generátoros (fék) üzemű áramkorláton működik. A motoros és a generátoros üzem $I_{m\max}$ és $I_{g\max}$ áramkorlátja az egyes hajtások áramszabályozóiban egymástól függetlenül állítható. A gyakorlatban $|I_{m\max}| \geq |I_{g\max}|$ beállítással üzemelnek a szervohajtások.



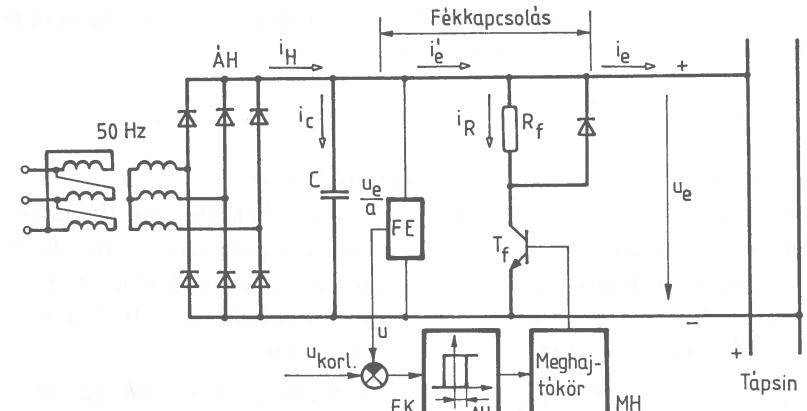
9. ábra. Szervohajtások közös tápegysége.

Tápegységek általánosított modellje az AC/DC váltakozóáram/egyenáram átalakító alkalmazható, amelyik az egyenáramú oldalról nézve kétnegyedes üzemet tud, $u_e > 0$ negyepolaritású közel állandó, sima feszültséggel és $i_{ek} \geq 0$ kétpolaritású áram középpétkkel. A feladatnak megfelelnének a szűrőkkel, kiegészített négynegyedes hálózati kommutációs áramirányítók, de tekintettel a kis teljesítményre

ezeket nem használják. A következőkben néhány a gyakorlatban alkalmazott megoldást ismertetünk.

a./ A legegyszerűbb tápegységben az ÁH hálózati áramirányító diódás híd, amihez kondenzátoros vagy L-C körös szűrőkör csatlakozik. Az utóbbival a hálózatoldali áram alakja és a bekapsolási tranzienek szempontjából kedvezőbb tulajdonságok érhetők el. A szervohajtások számára előállított u_e egyenfeszültség hullámossága alapvetően minden esetben a C kondenzátor értékétől függ. A diódás egyenirányítóval az u_e feszültség nem szabályozható, ingadozását a hajtások szabályozó köreinek a tervezésekor zavaró jelként kell figyelembevenni.

Külön problémát jelent a szervomotorok generátoros fékezésekor létrejövő fordított energia áramlásnál az u_e feszültség korlátozása. A feszültségek korlát a hajtásokba épített elektronikai egységek által megengedett $U_{e\max}$ érték. A feszültségek korlátozó feladatot ellátó kört fékkapcsolásnak nevezik, utalva az u_e feszültség üzemszerű megemelkedésének az okára.



3.10. ábra. Diódás tápegység ellenállásos fékkapcsolással.

A 3.10. ábra veszteséges, ellenállásos fékkapcsolással kiegészített diódás tápegységet mutat. Az i_e kimenő áram i_{ek} középértéke pozitív, ha a hajtások eredőben energiát vesznek fel (ekkor a motoros üzem a meghatározó, $i_{ek} = I_{em} > 0$), ill. negatív, ha a hajtások eredőben energiát táplálnak vissza (ekkor a generátoros féküzem a meghatározó, $i_{ek} = I_{eg} < 0$). Pozitív $i_{ek} > 0$ áramirányánál $i_R = 0$ és $i_{ek} = i_{Hk}$ (i_{Hk} az i_H áram középértéke), így ekkor a kondenzátorban folyó $i_c = i_{Hk} - i_e$ áram csak lüktető összetevőkből áll, kondenzátor áram középértéke $i_{ck} = 0$. A továbbiakban elhanyagoljuk az $i_H - i_{Hk}$ és az $i_e - i_{ek}$ áramlüktetések által okozott kondenzátor feszültséglüktetést. Ha nem volna fékkapcsolás, akkor a fordított irányú $i_{ek} < 0$ áram a diódák szeléphatása miatt csak a kondenzátorba folyhatna, és emiatt a C kondenzátor u_e feszültsége károsan megemelkedhetne. Ezt akadályozza meg a fékkapcsolás azáltal, hogy az FK jelű

eszületség kétpontszabályozó (korlátozó) az $u_e = U_{ekorl} + \Delta U_e$ feszültség érésekor a T_f tranzisztorral bekapcsolja az R_f fékellenállást (az ábrában $= u_e / a$, $U_{korl} = U_{ekorl} / a$, $\Delta U = \Delta U_e / a$, ahol a az FE feszültség érzékelő tűtele). A fékellenálláson $i_R = u_e / R_f$ áram jön létre, és ha ez nagyobb mint a motorok által visszatáplált $|I_{eg}|$ áram, akkor az

$$i_k = C \frac{du_e}{dt} \approx -i_{ek} - i_R = |I_{eg}| - i_R < 0 \quad (3.3)$$

Egyenlet szerint a kondenzátor kisül (itt feltételeztük, hogy a fékkapcsolás működése alatt, az u_e feszültség megnövekedése következtében, a diódás híd nem vezet: $i_H = 0$). Amikor az u_e feszültség az $U_{ekorl} - \Delta U_e$ alá csökken, akkor az FK kikapcsolja az R_f ellenállást. A fékezés alatt az FK kétpontszabályozó az R_f ellenállás ki-be kapcsolatával $U_{ekorl} + \Delta U_e$ és $U_{ekorl} - \Delta U_e$ értékek közé korlátozza az u_e feszültséget ($U_{ekorl} + \Delta U_e \leq U_{emax}$ kell, hogy legyen). A fékkör működése addig szükséges, amíg a visszataplált áram $i_e < I_{ev}$, ahol $0 > I_{ev} \approx 0$ az egyenkiői veszeségeknek megfelelő negatív egyenáram. A (3.3) összefüggésből az R_f fékellenállásra az alábbi korlát adódik:

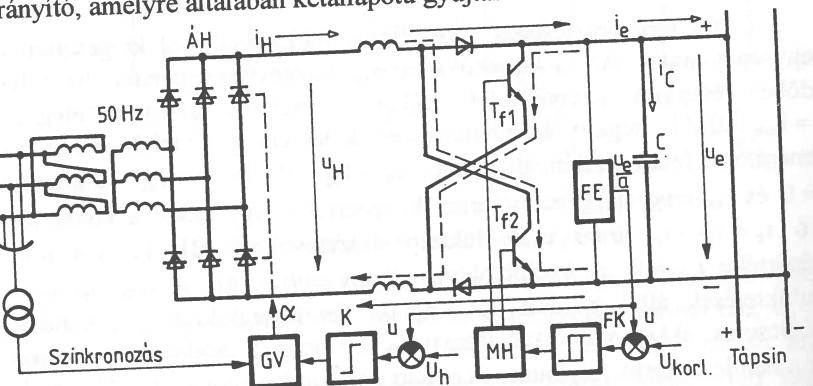
$$e \leq (U_{ekorl} - \Delta U_e) / I_{eg\max}, \quad (3.4)$$

itt Leggyű a maximálisan visszatáplálható áram középértéke.

Az R_f fékellenálláson fékezéskor veszteség keletkezik. Az R_f ellenállás

AZ R_f lekellenállásról kérhető teljesítményét általában az $I_{eg\max}$ árammal megszabottnál jóval kisebbre választják, mivel a fékkapcsolás csak tranziszterek alatt működik. A fékezési veszeségi hő elvezetéséről a tápegységben külön gondoskodni kell. A jobb hűtés miatt az R_f fékkellenállást gyakran különválasztva szerelik.

b./ Veszteségmentes, visszatápláló fékezést biztosító tápfeszültség ellátásra mutat példát a 3.11. ábra. Ebben a kapcsolásban az ÁH **tirisztoros** hídkapcsolású áramirányító, amelyre általában kétállapotú gyűjtásvezérlést alkalmaznak.



11. ábra. Tírisztoros, kétállapotú áramirányítós tágegység.

A szervohajtások szempontjából motoros $i_{ek} > 0$ áramiránynál a T_{f1} , T_{f2} tranzisztorok kikapcsolt állapotban vannak és a tirisztoros hídon $\alpha \approx 0^\circ$ gyűjtásszögű egyenirányító üzemet állítanak be ($u_{HK} > 0$, $0 < i_{HK} = i_{ek}$). Ez az állapot lényegében megfelel a 3.10. ábra szerinti diódás egyenirányításnak.

A fékezés úgy kezdődik, hogy az i_{ek} áram iránya megfordul ($i_{ek} < 0$ lesz) és az $i_{HK} - i_{ek}$ áram tölteni kezdi a C kondenzátort (egy idő után az u_e feszültség növekedése miatt $i_H = 0$ lesz). Amikor az u_e feszültség elér egy U_{eh} határértéket a K komparátor átbillen ($U_h = U_{eh} / a$) és ennek hatására a tirisztoros hidat $\alpha \approx 150^\circ$ -os inverter határra vezérlik (az átvezérlés pillanatszerű, mivel $i_H = 0$ áramnál történik). Az $u_e = U_{ekorl} + \Delta U_e$ feszültség elérésekor az FK feszültség kétpontkorlátozó bekapcsolja a T_{f1} , T_{f2} tranzisztorokat és ezeken keresztül az áramot az inverter üzemben működő ÁH áramirányítóval a hálózatba visszataplálja ($u_{HK} < 0$, $0 < i_{HK} = -(i_{ek} + i_{ck})$). Ezalatt a kondenzátor is kisül a hálózat felé. Amikor az u_e feszültség $U_{ekorl} - \Delta U_e$ alá csökken, akkor az FK kikapcsolja a T_{f1} , T_{f2} tranzisztorokat, ami C feszültségének a növekedését eredményezi. A fékezés alatt az FK kétpontszabályoz a T_{f1} , T_{f2} tranzisztorok ki-be kapcsolatával $U_{ekorl} + \Delta U_e$ és $U_{ekorl} - \Delta U_e$ értékek közé korlátozza az u_e feszültséget. A fékezési állapotra jellemző $\alpha \approx 150^\circ$ -os gyújtásszög mind addig fennmarad, amíg $u_e > U_{eh}$ ($U_{eh} < U_{ekorl}$).

Ezt a kapcsolást nagyobb teljesítmény esetén alkalmazzák, amikor energetikailag lényeges szempont az, hogy nem keletkezik fékezési veszteség.

c.) A szervohajtások tápegység generációjának új tagja az, amelyik az 50Hz-es táphálózatra GTO-s vagy tranzisztoros feszültséggenerátoros impulzus szélesség modulációs (ISZM) vezérlésű ÁH áramirányítón keresztül csatlakozik (3.12.ábra). A feszültséggenerátoros ISZM vezérlésű hálózati áramirányító felépítése olyan mint egy feszültséginverteré. Ez az áramirányító az egyenáramú kapcsokról nézve pontosan az igényelt kétnegyedes üzemre alkalmas ($u_e > 0$, $i_{HK} \geq 0$). A feszültséggenerátoros ISZM vezérlésű ÁH a szervohajtásoknak mind a motoros ($i_{ek} > 0$), mind a generátoros ($i_{ek} < 0$) üzemében képes olyan szabályozott üzemre, hogy $u_e \approx \text{const.}$ egyenfeszültséggel és közel szinuszos alakú, 3 fázisúan szimmetrikus hálózati árammal működjön.

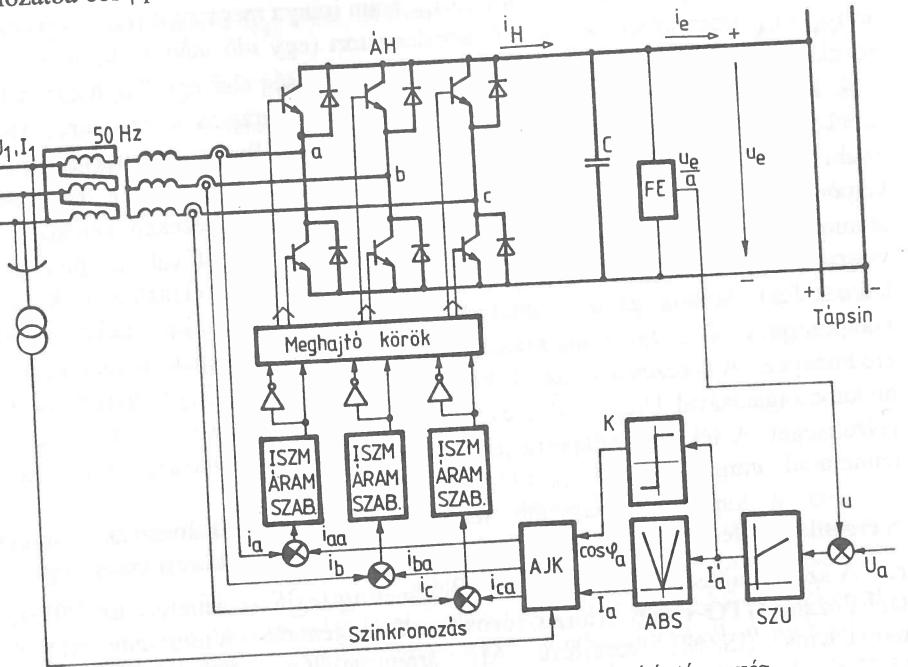
A fő szabályzott jellemző az u_e egyenfeszültség. Ideális SZU feszültség szabályozót feltételezve $u_e = U_{ea} = \text{const.}$ marad függetlenül a hálózati feszültségtől, a motoros-generátoros üzemmódktól és a terheléstől ($U_a = U_{ea} / a$).

Állandósult állapotot és veszteségmentes üzemet feltételezve az átlag teljesítményekre a

$$3U_1 I_1 \cos\varphi_1 = u_e i_{Hk} = u_e i_{ek} \quad (3.5)$$

egyenlet írható fel (U_1 a hálózati fázisfeszültség, I_1 a hálózati fázisáram alapharmonikusának effektívértéke, φ_1 a kettő közötti fázisszög). Ebből látható,

hogy $U_1 \approx \text{const.}$ és $u_e = U_{ea} = \text{const.}$ mellett i_{ek} megszabja az $I_1 \cos \varphi_1$ szorzatot. Ahhoz, hogy a legkisebb I_1 hálózati árammal tudjunk egy adott i_{ek} ellenőrzését vételelni a hálózatból, vagy visszatáplálni a egyenáramot ($u_e i_{ek}$ teljesítményt) felvenni a hálózatból, vagy visszatáplálni a hálózatba $\cos \varphi_1 = \pm 1$ beállítás szükséges.



3.12. ábra. Tranzistoros, ISZM vezérlésű áramirányítós tápegeység.

A szinuszos, szimmetrikus háromfázisú hálózati áramokat a 3.12. ábrában az SZU feszültség szabályozónak alárendelt belső áramszabályozó körök biztosítják. Az SZU szabályozó I'_a kimenőjelének abszolútértéke az ABS biztosítják. Az SZU szabályozó I'_a kimenőjelének abszolútértéke az ABS abszolútértékképzőn keresztül megszabja a fázisáram alapjelek $I_a = |I'_a|$ amplitúdóját, előjele pedig a K komparátoron keresztül a φ_a fázisszöget. A legkedvezőbb hálózati áramhoz a szervohajtások motoros üzemében ($i_{ek} > 0$ áramiránynál) $\varphi_a = 0^\circ$ ($\cos \varphi_a = 1$), generátoros üzemében ($i_{ek} < 0$ áramiránynál) $\varphi_a = 180^\circ$ ($\cos \varphi_a = -1$) fázisszög alapjel tartozik. A fázis áramok i_{aa}, i_{ba}, i_{ca} $\varphi_a = 180^\circ$ ($\cos \varphi_a = -1$) fázisszög alapjel tartozik. A fázis áramok i_{aa}, i_{ba}, i_{ca} szinuszos alakú alapjeleit az AJK alapjelképző állítja elő az I_a és $\cos \varphi_a$ jelekből, szinuszos alakú alapjeleit az AJK alapjelképző állítja elő az I_a és $\cos \varphi_a$ jelekből, hozzászinkronozva a hálózathoz. A három db hiszterézises ISZM áramszabályozó (részletek az 5.6.5.3. fejezetben) olyan vezérlést ad az ÁH tranzisztoraira, hogy az i_a, i_b és i_c áramok jól követik a szinuszos, szimmetrikus alapjeleket.

Az állandó és sima egyenfeszültség valamint a szinuszos alakú, $\cos \varphi_1 = \pm 1$ fázistényezőjű hálózati áramok miatt ez a tápegeység minden szervohajtásnak, minden hálózat szempontjából ideális. Hártránya, hogy drága.

3.3. A szervohajtások szabályozó körei

Minden szervohajtás rendelkezik valamilyen szinten önálló, a központi irányításhoz képest decentralizált szabályozással, ill. az összes szükséges védőkkel. A decentralizálás szintje attól függ, hogy a központi irányítás milyen mélységi dolgozza fel a többtengelyes szabályozási feladatot, és ennek eredményeként milyen x_{ai} alapjeleket, ill. v_{1i}, v_{2i} vezérlő jeleket ad ki az egyes szervohajtások számára (3.1. ábra). A szabályozás decentralizáltságából következik, hogy az x_{ai} alapjelekre nézve a szervohajtások már egymástól független szabályozó körökkel bírnak.

A decentralizált szervohajtás nyomatékszabályozott, ha nyomaték az alapjel ($x_{ai} = m_{ai}$), fordulatszám szabályozott, ha fordulatszám az alapjel ($x_{ai} = w_{ai}$), pozíciószabályozott, ha pozíció az alapjel ($x_{ai} = \alpha_{ai}$). A nyomaték szabályozását általában áramszabályozással oldják meg. Így a szervohajtás szabályozója a legegyszerűbb kiépítésben áramszabályozó (nyomatékszabályozó), a legbonyolultabb kiépítésben pozíciószabályozó. A decentralizált pozíció és fordulatszám szabályozás ma már általában digitális, az áramszabályozás ma még gyakran analóg megvalósítású. A gyártók a szervohajtásokat gyakran úgy alakítják ki, hogy a szabályozás decentralizálási szintje kiválasztható legyen.

Ha az egyes tengelyek mozgása következtében a tengelyek között kölcsönhatások lépnek fel, akkor általában a pozíció és a fordulatszám szabályozási feladatokat centralizáltan a központi irányító rendszer végzi. Decentralizált áramszabályozással azonban szinte mindenki szervohajtás rendelkezik. Ennek oka az, hogy ezzel oldják meg a motor és az elektronikus kapcsolás túlerhelésből adódó túlaram védelmét. Ezeken túlmenően váltakozóáramú szervohajtásokban az áramszabályozásnak, a táplálási mód és a motor típus összehangolása (illesztése) révén, alapvető jelentősége van a hajtás működése szempontjából. Az illesztés jóságától függően a hajtás tulajdonságai alapvetően meg változnak. minden esetben a központi irányító egység látja el a komplex berendezés felügyeletét, védelmi és segédfeladatait.

Nagyon ritka esetben közvetlenül a teljesítményelektronikai egység bemenő vezérlő jelét (pl. egyenáramú szervohajtásban a szaggató kitöltési tényezőjét) írja elő a központi irányító egység.

3.4. A szervohajtások belső védelme

Jó szervohajtás un. totális védelemmel rendelkezik. Ez lehetővé teszi, hogy elhárítson minden olyan meghibásodást, amit külső hiba, vagy hibás működtetés okoz, belső hiba esetén pedig az ebből eredő további meghibásodásokat megakadályozza.

Külső hiba lehet pl.:

- kapocszálat,

- hálózat kimeradás, fázis kimeradás,
- szabályozási visszacsatoló jel leszakadás,
- végállás kapcsolóra futás, ütközés,
- elektromágneses zavar, stb.

Belső hiba lehet pl.:

- biztosító kiolvadás,
- üzemi túláram,
- túlmelegedés,
- segédüzemi tápfeszültség kiesés, stb.

A szervohajtások védelmi feladatainak egy része, pl. a túláram védelem, igen gyors észlelést és beavatkozást kíván meg. Általános, hogy ilyen feladatokra analóg áramkörök, ill. hardver megoldásokat alkalmaznak még akkor is, ha a teljes szabályozókör digitális.

3.5. Szervorendszerek érzékelői

Szervorendszer mozgásának szabályozhatósága nagymértékben függ attól, milyen pontosan tudjuk érzékelni a mechanikai rendszer pillanatnyi állapotát: pozícióját, sebességét, gyorsulását, stb. A decentralizált szabályozók jósága saját visszacsatolójeleinek a pontosságától is függ. Az érzékelőkkel szemben támasztott általános és alapvető követelmények a következők:

- Az érzékelő jellemzővel arányos villamos jelet állítson elő, linearitási és nullpont eltolódási hiba nélkül. Az arányos villamos jel lehet analóg feszültség vagy áramjel, frekvencia analógiás impulzus frekvencia jel, vagy digitális jel.
- Az érzékelő jele lehetőleg potenciálfüggetlen legyen. Digitális jelfeldolgozásnál gyakran potenciálleválasztott, jelfeldolgozó interface egységet alkalmaznak az érzékelő jelek fogadására.

Az érzékelők egy része a szervohajtásban, más része a hajtott mechanikában található. A decentralizált szervohajtás által igényelt érzékelők minden a szervohajtásban vannak, a központi irányítás által igényelt érzékelők lehetnek a szervohajtásban, de lehetnek a hajtott mechanikában is (3.1. ábra).

A szervohajtások érzékelő elemei (Függelék.B. pont):

- a./ A motor tengelyére szerelt szögfordulás mérők:
 - optoelektronikai elven működő inkrementális, ill. abszolút szöghelyzet adók (angolul encoder-ek), vagy
 - indukciós elven működő reszolverek.
- b./ A motor tengelyére szerelt szögsebesség mérők:
 - egyenáramú tachométer dinamók, vagy
 - elektronikus kommutációjú, un. kefenélküli tachométer generátorok.

c./ A motor nyomatékának mérése a forgás miatt nehézségekbe ütközik. Ezért csak olyan hajtásokat alkalmaznak, amelyekben a motor árama és nyomatéka között lineáris, vagy egyszerűen kiszámítható kapcsolat van. Ha ez teljesül, akkor a nyomaték mérést áram mérésre (a nyomatékszabályozást áramszabályozásra) vissza lehet vezetni.

Az árammérés egyenáramra és váltakozóáramra egyaránt alkalmas eszköze a Hall elemes, kompenzációs elven működő árammérő.

A felsorolt érzékelőkkel a motor tengely jelei mérhetők. Ezektől, pl. az ideális $q = \omega \cdot t$ -tól a mechanikai rendszer jelei eltérhetnek a mechanikai áttétel nemlineáris viselkedése, pl. konyogása, rugalmassága következtében. Emiatt nagypontosságú technológiákhoz alkalmazott szerszámgépekben és robotokban közvetlen mechanikai mozgásérzékelőket is alkalmaznak.

A mechanikai mozgás érzékelő elemei:

- a./ Szerszámgépekben egyenesvonalú mozgás (pl. előtolás) mérésére szolgál az optikai és a lézeres mérőléc (Pontosság az optikainál $\pm 1\mu\text{m}$, a lézeresnél $\pm 1\text{nm}$), körálló mozgás (pl. körasztal elfordulás) mérésére szolgál pl. a velodines szögmérő (Pontosság: $\pm 10^{-3}$ fok).

b./ Robotok különleges helyzetérzékelői:

- akusztikus, ill. tapintó érzékelők adott pozíciók, ill. tárgyak elérésének érzékelésére,
- képi információ feldolgozással működő látó robotok kamerái,
- lézeres, térbeli pozíció meghatározók.

c./ Robotok különleges erő-nyomaték méri:

- hat szabadsági fokú erőmérő cella pl. megfogó szerkezetekhez, szerelő robotokhoz.

3.6. A szervohajtások és a központi irányító egység kapcsolata

A központi irányító egységre (3.1. ábra), akkor van szükség, ha egy berendezésben több hajtásnak kell koordinált mozgást végeznie. A központi irányító egység mikroprocesszoros, vagy mikroszámitógépes alapú digitális rendszer, de lehet egy kompletta digitális számítógép (pl. PC) is. A beépített szervohajtások és az irányító rendszer képességeit csak akkor lehet jól kihasználni, ha megfelelő a kommunikációs kapcsolat a hajtások és a központi irányító között. Egyre inkább növekszik az igény arra, hogy a hajtások a központi irányítóval minél szélesebb körű **információ cserére** legyenek képesek. Az információ csere kiterjedhet pl. az alapjelekre, a vezérlőjelkre és a visszacsatolójelkre. Azokat a szervohajtásokat, amelyek erre képesek **intelligens** szervohajtásoknak nevezik.

A szervohajtások digitális irányítására többféle kommunikációs rendszert dolgoztak ki. Ezek közül a legfontosabbak a Profibus, a Drivecom-bus, a Sercos-

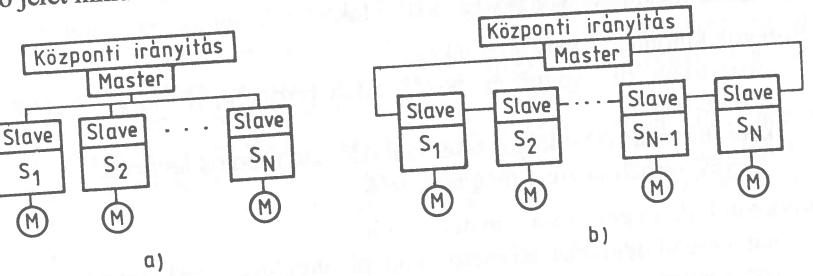
interface és az Interbus. Általánosan azt lehet mondani, hogy az információ csere csak akkor lehetséges, ha egységesítve (szabványosítva) van:

- az átviteli rendszer: a topológia, az átvitt jel típusa és jelszintje, a csatlakozási technika,
- az átvitel módja: az adattávirat felépítés, a visszajelentkezés, a hibafelismerés, a szinkronizáció,
- a szemantika: a cserélhető adatok ábrázolása és jelentése.

A kommunikációs rendszerrel szemben fontos követelmény az egyértelműség, a nagy felbontóképességű és nagy sebességű adatátvitel és a zavarérzéketlenség.

A hajtásbuszok a központi irányításhoz tartozó hajtásokat Master-Slave (Mester-Szolga) kapcsolattal rendelik egymáshoz. Általában egy Master van, ez lehet az un. főhajtás, vagy maga az irányító egység. Az N számú Slave egyedi hajtás egymással nem kommunikál, csak a Masterrel cserél információt.

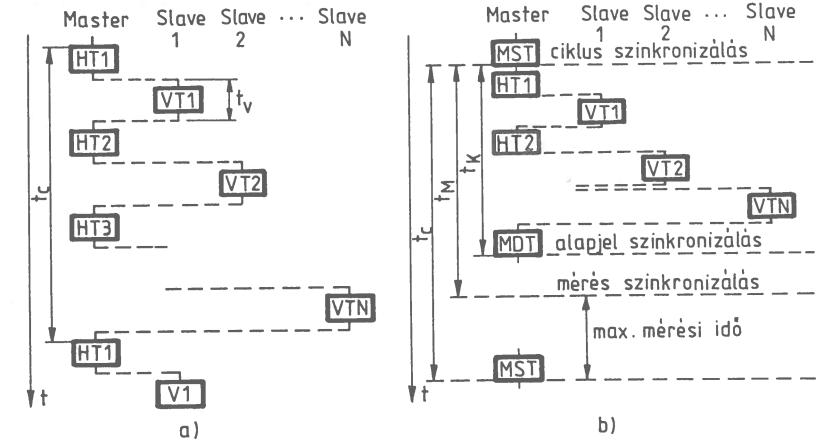
A **topológia** szempontjából kétféle tipikus átviteli rendszer terjedt el: az elágazásos (3.13.a. ábra, ilyen pl. a Profibus) és a hurkos vagy láncolt (3.13.b. ábra, ilyen pl. a Sercos-Interface és a Drivecom-bus). A láncolt rendszernél az érkező jelet minden Slave regenerálva, erősítve adja tovább.



3.13. ábra. Master-Slave információs kapcsolat módjai.
a. Elágazásos rendszer, b. Hurkos, láncolt rendszer.

A jelátvitel eszköze a Profibusnál és a Drivecom-busnál RS 485 vonal, a Sercos-Interfacenél egyeres száloptika. Az utóbbi zavarérzéketlenebb.

Az **időbeli jelátvitelnek** két jellegzetes módja van. A 3.14.a. árában, a Profibusra jellemzően, a Master a Slave hajtásokhoz időben egymás után fordul adatot küldő vagy kérő HT hajtás távirattal. Ezekre a Slave hajtások egy maximalizált t_v időn belül VT válasszal reagálnak. A t_c ciklusidő változó. A 3.14.b. árában, a Sercos-Interfacenél, a Master az MST gyorsan körbefutó távirattal szinkronizálja a Slaveket. A Master és Slavek közti információcserére t_K időintervallum szolgál. Ezalatt egymás után minden Slave buszhozzáférési időt kap, hogy elküldje az előző ciklusban mért visszacsatolójeleit és megkapja az új alapjel értékét. Az új alapjel minden Slave a t_K intervallum végén egyszerre, az MDT jelre érvényesíti. Az MDT után rövid idővel, az MST szinkronizáló jelhez képest t_M időzítéssel indul a visszacsatolójelek mérése. A t_c ciklusidő és a $t_c - t_M$ mérési idő előre meghatározott, állandó értékű.

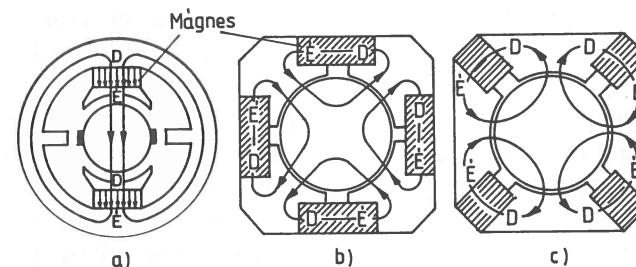


3.14. ábra. Időbeli jelátvitel módjai.
a. Profibus, b. Sercos-Interface.

Általánosságban érvényes, hogy minden hajtásbusz rendszernél szigorú távirat felépítés, ellenőrzés, időzítés van.

4. Egyenáramú kommutátoros szervohajtás

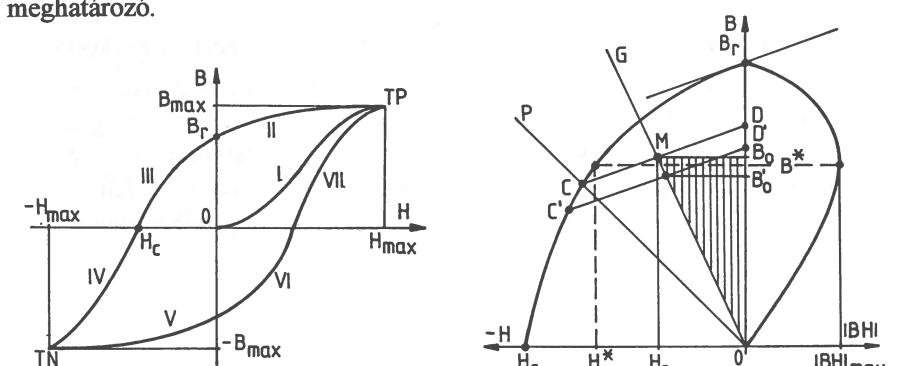
Egyenáramú szervohajtásokban általában állandómágneses gerjesztésű motorokat használnak. Az állandómágneses egyenáramú motor elvi felépítését a 4.1.a. ábra, a szokásos gyakorlati konstrukciót a 4.1.b. és c. ábra mutatja. A konstrukció alapvetően függ az alkalmazott állandómágnetstől.



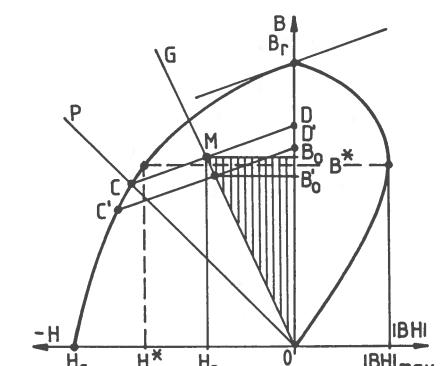
4.1. ábra. Állandómágneses egyenáramú motor.
a. Elvi felépítés, b., c. Gyakorlati konstrukciók.

4.1. Állandómágneses gerjesztés

A ferromágneses anyagokat lágymágneses és keménymágneses csoportra osztják. A lágymágneses anyagokra keskeny hiszterézishurok és kis hiszterézisveszteség, a keménymágneses anyagokra széles hiszterézishurok (4.2. ábra) jellemző. Az állandómágneseket keménymágneses anyagból készítik. A 4.2. ábrában az I szakasz az első mágnesezési görbe, a II-VII szakaszokkal határolt zárt hiszterézishurok a TP és TN telítési pontok közötti átmágnesezésre jellemző. Villamosgépes alkalmazás szempontjából a B_r remanens indukció és a H_c koercitív térerősség közé eső III szakasz, az un. lemágnesezési görbe a meghatározó.

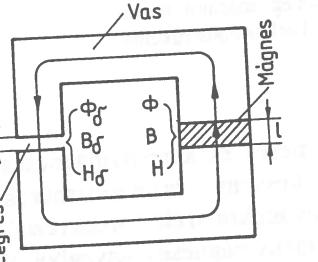


4.2. ábra. Mágnesezési görbe.



4.3. ábra. Állandómágnes üzemviszonyai a B-H síkon.

A 4.3. ábra az egyenáramú gépbe épített állandómágnes egyszerűsített
szemelkedését szemlélteti. Feltételezzük, hogy a mágnet a beépítés előtt
elmágnesezték a B_r - H_c közötti görbék megfelelően. A P görbe a tárolás alatt a
mágnet körülvevő tér legkisebb mágneses vezetésének megfelelő B(H) görbe, a
G görbe pedig a zérus armatúra áramú egyenáramú gép mágnesen kívüli
mágneses körének a B(H) görbéje. A tárolás során a mágnes a lemágnesezési
görbén a C pontig lemágneseződik. A gépbe szerelés után a mágnes M
munkapontja a CD jelű un. visszatérő egyenes (Pontosabban reverzibilis hurok)
és a G görbe metszéspontjában B_o indukcionál és H_o térrerősségnél alakul ki. A
visszatérő egyenes a mágnes B(H) görbüjének a B_r pontbeli érintőjével
párhuzamos, iránytangense az un. μ_v visszatérő permeabilitás. Minél lineárisabb
a mágnes lemágnesezési B(H) görbéje a visszatérő egyenes annál kevésbé tér el
ettől. Az M munkapontban a mágnes H_c koercitív térrerősségének $H_c - H_o$ része
biztosítja a $\phi_o = B_o A$ fluxust a mágnesben (A a mágnes keresztmetszete), a H_o
térrerősség pedig a gép mágneses körén hajtja át a mágnesből kilépő ϕ_o fluxust.



4. ábra. Mágneses kör modellje.

A 4.4. ábra szerinti modellel közelítve az egyenáramú gép mágneses körét z alábbi mágneses feszültségegyenlet írható fel:

$$\ell + \int H_v d\ell_v + H_\delta \delta \approx H\ell + H_\delta \delta = 0. \quad (4.1)$$

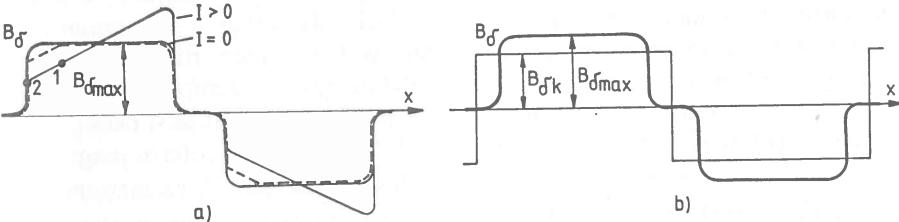
A mágneses körben a vasra eső $\int H_v dl$, mágneses feszültséget, a gyakorlatnak megfelelően, elhanyagoljuk a légrésre jutó $H_0\delta$ mágneses feszültség mellett. Átható, hogy a mágneses kört a mágnes gerjeszti a mágnes ℓ vastagságával arányos $\theta = H\ell$ gerjesztéssel. A szórási fluxustól eltekintve és az A_δ keresztmetszetű légrésben B_δ homogén indukciót feltételezve $\phi = BA = \phi_\delta = B_\delta A_\delta$. Ezt, (4.1)-t és a $B_\delta = \mu_0 H_\delta$ összefüggést felhasználva

$$\mathbf{B} = -\mu_0 \frac{\ell}{\delta} \frac{\mathbf{A}_\delta}{\mathbf{A}} \mathbf{H}. \quad (4.2)$$

ez a mágnesen kívüli rész mágnesre redukált, a mágnes B és H adataival felírt $B(H)$ görbéje. A fenti módszerrel bármely motorra kiszámítható a 4.3. ábrán elvett G görbe egyenlete, ami ilyen közelítésekkel egy origón átmenő egyenes,

az un. légrésvonal egyenlete. A fenti közelítésekkel a légrésben $W_\delta = (B_\delta H_\delta / 2) V_\delta$ mágneses energia van ($V_\delta = A_\delta \delta$ a légrés térfogata), ami $W_\delta = (|BH| / 2)V$ alakban a mágnes $|BH|$ szorzatával is kifejezhető ($V = Al$ a mágnes térfogata). E szerint az M pontbeli $|B_o H_o| / 2$ szorzat (a 4.3. árában bevonalkázott terület) a légrésben felhalmozott mágneses energiát adja egységnyi mágnes térfogatra vonatkoztatva.

Ha a modellben az állandómágnesen kívül egy N_g menetszámú gerjesztőtekercset is alkalmaznánk, akkor az általa létrehozott $N_g I_g$ gerjesztés megváltoztatná a 4.3. ábrán kialakuló $H_o - B_o$ munkapontot a CD egyenes mentén. Amíg ez a változás a lemágnesezés irányában el nem érné a C pontot, addig a mágnes megtartaná reverzibilis tulajdonságát, azaz amint az I_g gerjesztőáram megszünne a B_o indukció visszaállna. Ha a lemágnesező hatás a C pontot meghaladná - pl. a C' pontnak megfelelően - akkor a mágnes a C'D' visszatérő egyenesre térne át, és a gerjesztés megszüntetése után már csak $B'_o < B_o$ indukciójú állapotra tudna visszaállni, azaz a változás irreverzibilissé válna (a CD és C'D' visszatérő egyenesek párhuzamosak). Ilyen gerjesztőtekercs az állandómágnesű gépben nincs. Azonban az armatúra tekercselésben folyó áramok a kerület mentén helyileg tudnak az előbbihez hasonló hatást létrehozni. Helyileg képesek megváltoztatni a mágnes H_o téterősséget \pm irányban, azaz meg tudják változtatni a mágnesben és légrésben eredetileg homogén B_o és B_S indukció eloszlást. A mágnesben a helyi munkapontok a CD egyenes mentén alakulnak ki. A C pontot meghaladó téterősség változás helyi lemágnesződést okozhat: Egy ilyen irreverzibilis helyi változásnak a B_S légrésindukcióra kifejtett hatását szemlélteti a 4.5.a. ábra. Az 1-2 jelű szakaszon maradandó változás állt elő, ezért az armatúráram megszüntetésével itt nem áll vissza a $B_S = B_{S\max}$ indukció. A légrésindukciótól akkor jelentkezik ennyire karakterisztikusan ez a jelenség ha a mágnes közel van a légréshez. A fenti jelenség lineáris mágnesezési görbe, ill. kompenzált gép esetén nem lép fel. A gyakorlatban a szervomotorokat kompenzálgó tekercseléssel készítik.

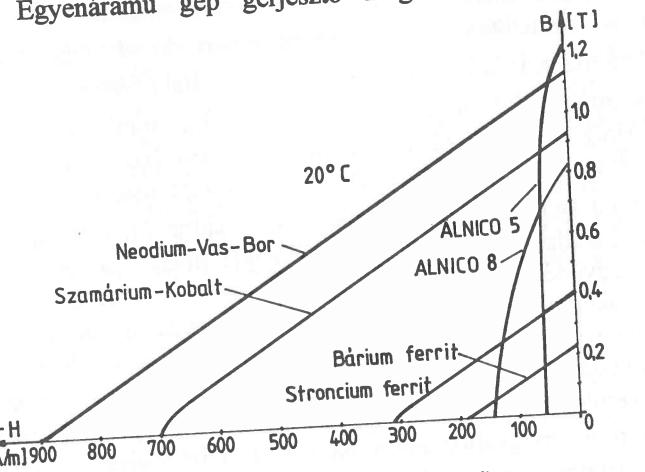


4.5. Légrésindukció kerületmenti eloszlása. Maradandó helyi változás, b. Ideális légrésindukció.

Az állandómágneses anyag térfogategységéből produkálható maximális mágneses energiára a lemágnesezési görbe mentén számított BH energia szorozat

jellemző. Ez zérus a B_r és H_c pontban, maximális értéke a 4.3. ábra szerint kijelölhető. A $|BH|_{\max} = |B^*H^*|$ lényeges adat a különböző mágnesek megítélése szempontjából.

Az állandómágnes tulajdonságát alapvetően befolyásolja a felmágnesezés. A felmágnesezés történhet a géphez való beépítés előtt, ill. magában a gépben a beépítés után. Egyenáramú gép gerjesztő mágnesénél minden módszer használják.



4.6. ábra. Állandómágnesek B(H) görbék.

Az egyenáramú gépben alkalmazott állandómágnes anyaga lehet öntött mágnes, kerámia mágnes és ritkaföldfém mágnes. Az öntött mágnesek közül az ALNICO (Alumínium-Nikkel-Kobalt) és a TICONAL (Titán-Kobalt-Alumínium) mágnesek, a kerámia (ferrit) mágnesek közül a Bárium ferrit és a Stroncium ferrit mágnesek, a ritkaföldfém mágnesek közül a Szamárium-Kobalt és a Neodium-Vas-Bor ötvözötű mágnesek terjedtek el. A 4.6. ábra a gyakorlatban használt állandómágnesek B(H) jelleggörbét mutatja. Ezekből látható, hogy az ALNICO mágnesek a kis H_c koercitív erejük miatt könnyen lemágneseződhetnek, a ferrit mágnesek pedig gyengék, mivel kicsi a B_r remanens indukciójuk. A modern szervomotorok ritkaföldfém mágnessel készülnek. Elsősorban a szamárium alapú mágneseket alkalmazzák, a neodium alapúkat ma még ritkán használják. Lényeges jellemzője a mágneseknek a hőfokfüggés. E szempontból az öntött mágnesek a legjobbak (+100°C hőfokváltozás -1% fluxus változást okoz), emiatt pl. műszerekben és tachogenerátorokban ezek használatosak, a ferrit mágnesek a legrosszabbak (+100°C változás → -20% fluxus változás). A szamárium alapú mágneseknek jó (100°C változás → -4% fluxus változás), a neodium alapúknak közepe (100°C változás → -8% fluxus változás) a hőfoktényezője. A neodium alapú mágnesek 150-200°C-on elveszítik a mágneses tulajdonságukat. A 4.6. ábrából látható, hogy ferrit és ritkaföldfém mágneseknél a lemágnesezési görbe gyakorlatilag egyenes. Emiatt a visszatérő egyenesek és a lemágnesezési görbe

egybeesnek és ezek meredeksége $\mu_v \approx \mu_o$. Ez azt jelenti, hogy ezek a mágnesek akár a $H_c \approx B_r / \mu_o$ pontig lemágnesezve is reverzibilisek maradnak. Így a ritkaföldfém mágneseknél a 4.3. ábra szerinti M munkapont a lemágnesezési görbén van és a mágnes kihasználása akkor optimális, ha egybeesik a $|BH|_{\max}$ ponttal. Ebben a pontban $B^* \approx B_r / 2$, $H^* \approx H_c / 2 \approx -B_r / \mu_o / 2$, így ekkor a mágnes térfogategységenként $|BH|_{\max} / 2 \approx B_r^2 / (8\mu_o)$ maximális energiát ad a légrésbe (ritkaföldfém mágnesekre $|BH|_{\max} / 2 \approx 100 \text{ kJ/m}^3$ a jellemző érték). Ez a (4.2) összefüggés szerint akkor áll fenn, ha a B_r paraméterű mágnes ℓ és A méreteit

$$\ell = -\frac{\delta B_\delta}{\mu_o H^*} \approx \frac{B_\delta}{B_r} 2\delta, \quad A = \frac{B_\delta A_\delta}{B^*} \approx \frac{B_\delta}{B_r} 2A_\delta \quad (4.3.a,b)$$

szerint választjuk meg. Ebből látható, hogy a mágnes V és a légrés V_δ térfogatának az aránya $V / V_\delta = 4(B_\delta / B_r)^2$. Mivel a BH szorzat maximuma elég lapos, így kismértékben el lehet tértí a fenti B^* és H^* értékű munkaponttól anélkül, hogy a $|BH|$ szorzat érdemben megváltozna. A gyakorlatban $B > B^*$ indukciójú munkapontot választanak, hogy nagyobb legyen a gép légrésindukciója és a fluxusa.

4.2. Állandómágneses egyenáramú szervomotor terhelhetőségi határai

A 4.1.a. elvi ábrának megfelelően az állandómágneses egyenáramú szervomotor mindig rendelkezik segédpólussal és általában van kompenzáló tekercselése is. A kompenzáló tekercs az állandómágneses gerjesztéssel együtt biztosítja, hogy a légrésbeli mágneses mező alakja nem torzul és nagysága nem változik a terhelés (az i armatúráram) hatására. Ebből következik, hogy a B_δ légrésindukció a 4.5.a. ábra szerinti eloszlású az x légrés kerület mentén. Ha ideális kompenzálást tételezünk fel, akkor az u_b belsőfeszültség és az m nyomaték arányos a w szögsebességgel, ill. az i árammal:

$$u_b = k\phi w = Kw, \quad m = k\phi i = Ki. \quad (4.4.a,b)$$

Itt k gépállandó, $\phi = \text{const.}$ a légrésfluxus és $K = k\phi = \text{const.}$, (K az egyenáramú szervomotor feszültség-, ill. nyomatéktényezője, $[K] = Vs = Nm/A$). A kompenzáló tekercs az ellengerjesztésével jelentősen csökkenti az armatúrakör L induktivitását és ezáltal a $T_v = L/R$ villamos időállandót (R az armatúrakör ellenállás). Relatív egységekben $L' \approx 0.2$, $R' = 0.03$, $T_v = L'/R'/\omega_n = 0.2/0.03/314 \approx 0.02 \text{ s}$, ha $\omega_n = 2\pi f_n = 2\pi 50 \approx 314/\text{s}$ a rotorköri névleges körfrekvencia. Irreverzibilis tulajdonságú (pl. AlNiCo) mágnes alkalmazva a lemágnesezés ellen is védelmet nyújt a kompenzáló tekercs.

A következőkben feltételezzük, hogy állandó a ϕ légrésfluxus, ill. a K ényező, mert vagy van kompenzált tekercselés, vagy lineáris a mágneses kör azaz lineáris az állandómágnes lemágnesezési görbéje és a vasban nincs elítődés). Állandósult állapotban az M nyomaték és az $U = U_b + RI = KW + RI$ feszültségegyenletből kifejezett W szögsebesség az alábbiak szerint számítható

$$M = KI \quad , \quad W = U/K - (R/K^2)M, \quad (4.5.a,b)$$

hol U a kapocsfeszültség. Relatív egységekben $K=1$.

A motor elektromechanikai tranziseiben lényeges szerepe van a motor nyomatéka), értéke néhány század másodperc. Szervomotornál minden a T_{mm} , minden T_v időllandót, azaz a $T_{mm}T_v = (\theta_m R / K^2)(L / R) = \theta_m L / K^2$ szorzatot kis értéken célszerű tartani a jó dinamika érdekében. Ennek megfelelően a konstrukciónál a kis θ_m tehetetlenségi nyomatékra (nagy ℓ / D forgóréssz hossz/átmérő viszonyra), kis L armatúraköri induktivitásra és nagy $K = K\phi$ nyomatéktényezőre törekszenek.

A (4.5.a) összefüggésből következik, hogy a motor nyomaték terhelhetőségét az áram szabja meg. A szervomotor I_n névleges árámmal ($M_n = KI_n$ névleges nyomatékkal), káros túlmelegedés nélkül tetszőleges ideig üzemelhető a W_n névleges szögsebességen. A állandó üzem terhelhetőségi határa külsőszellőzésű gépnél $I_o = I_n$ ($M_o = M_n$), önszellőzésű gépnél $I_o \leq I_n$ függ a fordulatszámtól, pl. a 4.7. ábra $M_o = KI_o$ görbéjének szaggatott része szerint. A szervomotor rövid ideig I_{max} maximális áramra ($M_{max} = KI_{max}$ maximális nyomatékra) képes károsodás nélkül. A maximális és a névleges áram I_{max}/I_n viszonysszámát (egyben az M_{max}/M_n nyomaték viszonyt) a gép méretezése, konstrukciója dönti el. Szervomotornál $M_{max}/M_n = I_{max}/I_n \approx 5$ túlterhetőségre van igény (normál gépnél $I_{max}/I_n = 1,5$). Vegyük sorra minden szempontok határozzák meg I_{max} értékét.

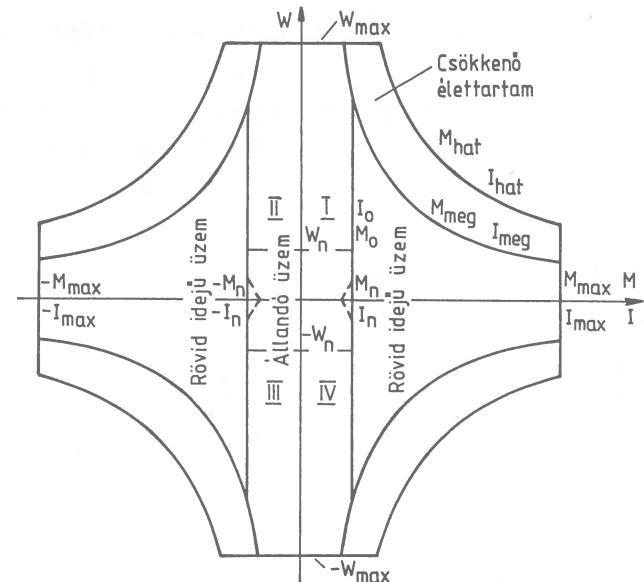
a./ Egyenáramú gép kommutációja alapvetően a segédpólus viselkedésétől függ. Szervomotor segédpólusának a mágneses körét telítődés szempontjából a szokásosnál jóval nagyobbra méretezik, mivel $I_{max} \approx 5I_n$ áramnál sem szabad telítődni. Az I_{max} -t túllépve a segédpólus betelítődik, és így ekkor már nem vékonytartományban működik a kommutátor.

b./ A keféket úgy kell megválasztani, hogy I_{max} -nál se lépje túl az áramszűrűség adott ($\sim 20A/cm^2$) értékét.

c./ A forrasztásoknál nagy áramok mellett helyi túlmelegedések keletkezhetnek, amelyek a forrasztást kiolvaszthatják. Emiatt a szervomotor tekercseit és

amelyek a forrasztást kiszolgálják. Ezáltal kommutátor kötéseit keményen forrasztják.

d./ Az erőhatások általában I^2 -tel arányosak. A gép meretezésénél.



4.7. ábra. Terhelhetőségi határ a W-M síkon.

e./ Nagy fordulatszámokon nagy áramértékekkel erős kefeszírázás lép fel. Ennek oka az un. reaktancia feszültség, amelyik a kefék által rövidrezárt menetekben önindukcióval keletkezik az áram irányváltása miatt. A reaktancia feszültség

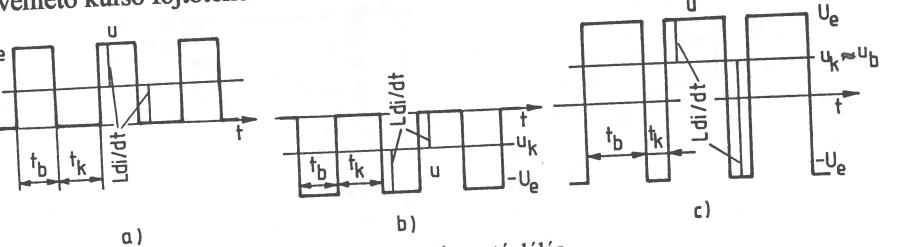
$$U_L = L_I di / dt \approx C_I IW \quad (4.6)$$

alakban számítható (L_r a rövidrezárt menetek öninduktivitása). Ha lineáris kommutációt tételezünk fel, akkor di/dt arányos az árammal és a fordulatszámmal, és a C_r tényező állandó. Az a-d. pontok alapján kiadódó I_{max} áramerősség addig a W_r szögsebesséig tartható, amíg U_r el nem éri az U_{rmeg} megengedhető értéket. Ennél nagyobb szögsebességen $U_r = U_{rmeg}$ tartandó és így (4.6) szerint mind a megengedhető áram, mind a megengedhető nyomaték (4.7. ábra) W_r / W arányában csökken:

$$I_{\text{meg}} = I_{\max}(W_r / W) , \quad M_{\text{meg}} = M_{\max}(W_r / W). \quad (4.7)$$

f./ Az armatúráram nagyságán túlmenően, annak változási sebességét is korlátozni kell. Ennek oka, hogy a segédpólus ϕ_s fluxusának változása örvényáramokat létesítene (pl. az állórész koszorújában) és ezért ϕ_s késne az i áramhoz képest. A gép kommutációja addig lehet jó, amíg ϕ_s adott hibán belül követi az i áramot. Az örvényáramok csökkentésére szervomotorban a teljes állóréssz vastest lemezelt. Az áram és a nyomaték változási sebességére (di/dt)_{meg} $\approx 100I_n/s$, ill. (dm/dt)_{meg} $\approx 100M_n/s$ engedhető meg (normál gépnél

$(di/dt)_{\text{meg}} \approx 10I_n/\text{s}$. Hullámossápláláskor állandósult állapotban is nagy lehet a di/dt . Pl. a 4.8. ábra szerinti u kapocsfeszültség időfüggvényt feltételezve az di/dt , a. és b. esetben $u = R_i + L \frac{di}{dt} + u_b$ feszültségegyenlet alapján az a. és b. esetben $|di/dt|_{\text{max}} \approx U_e/L$, a c. esetben $|di/dt|_{\text{max}} \approx 2U_e/L$ lehet ($R_i \approx 0$ és $u_b \approx u_k$ közelítésekkel éltünk, u_k a kapocsfeszültség középértéke). Eszerint a megengedhető $(di/dt)_{\text{meg}}$ korlátozza a motorra kapcsolható U_e feszültséget. Ez növelhető különböző feszültségek beiktatásával.

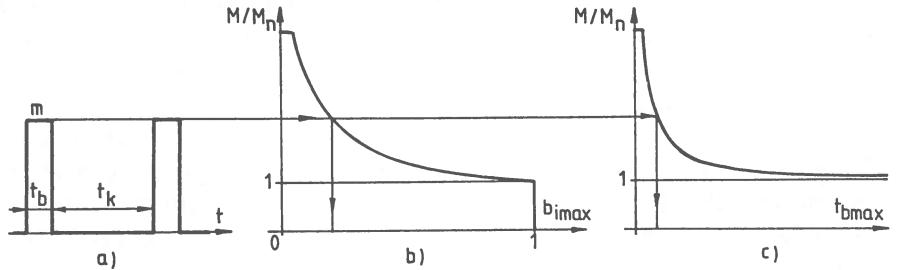


4.8. ábra. Hullámossáplálás.
a., b. Unipoláris feszültség, c. Bipoláris feszültség.

Az utóbbi időben kidolgoztak olyan állandómágneses egyenáramú szervomotorokat, amelyek rövid ideig $I_{\text{max}} = 10I_n$ áramot is elbírnak. Ezekben a motorokban a forgórész tekercselését nem hornyokban, hanem a sima forgórész felületén a légrésben helyezik el. Ez jelentősen csökkenti az armatúra L öninduktivitását (és a komutáló menetek L_r öninduktivitását is), ami lehetővé teszi a megengedhető áram és a megengedhető di/dt értékek nagymértékű növelését.

g./ A 4.7. árában az M_o tartós terhelhetőségi határ és az M_{max} , M_{meg} rövid idejű túlterhelhetőségi határ közé eső pontokban a gép terhelhetőségét a melegedés korlátozza. Mivel a szervomotorok általában szakaszos üzemben dolgoznak, így szokás periódikusan ismétlődő szakaszos üzemet feltételezve is megadni a terhelhetőséget (4.9. ábra). Ekkor a szervomotor a t_b bekapcsolási idő alatt állandó (pl. névleges) fordulatszámmal forog és állandó nyomatékkal van terhelve, a t_k kikapcsolási idő alatt áll és terheletlen. A b. és c. ábrából leolvasható, hogy $1 \leq M/M_n \leq M_{\text{max}}/M_n$ nyomaték mekkora maximális t_b $b_i = t_b / (t_b + t_k)$ relatív bekapcsolási idővel és mekkora maximális t_b $b_i = t_b / (t_b + t_k)$ relatív bekapcsolási idővel engedhető meg (pl. $3M_n$ -nél szokásos értékek: $b_{i\text{max}} \approx 0,1$, $t_{b\text{max}} \approx 60\text{s}$, $t_{k\text{min}} = t_{b\text{max}} / b_{i\text{max}} - t_{b\text{max}} \approx 540\text{s}$). Az így kapott eredmények, akkor használhatók közvetlenül motor kiválasztásra, ha az indítás és a félezés ideje alatt keletkező veszteségi energia elhanyagolható a t_b alattihoz képest. A 4.9. ábra jelleggörbéi fordulatszámtól függetlenek különszellőzésű gépnél, és függnek tőle önszellőzésű gépnél. Ugyanebben a nyomaték tartományban a gyakorlatban használják azt a módszert is, hogy az Ri^2 tekercseszesztéséget

figyelembe vevő veszteségi energiára az $\int (i^2 - I_0^2) dt$ integrálra szabnak meg egy korlátot és ezt elérve I_0 -ra visszaveszik az áramot. Ez az egyszerű módszer nem veszi pontosan figyelembe az előterhelés hatását (a kiindulási hőmérsékletet), ehhez egy i^2 -ről működtetett hőmásra lenne szükség.



4.9. ábra. Terhelhetőség periódikus szakaszos üzemben ($W = W_n$).

h./ Szervomotoroknál szokás a (4.7) összefüggésből kiadódó szikramentes tartományt kibővíteni szíkrázó, de üzembiztonság szempontjából még megengedhető tartománnyal. Ebben az $I_{\text{meg}} < I \leq I_{\text{hat}}$, ill. $M_{\text{meg}} < M \leq M_{\text{hat}}$ tartományban a kefe és a komutátor élettartama csökken a szíkrázás miatt (4.7. ábra).

A (4.5.b) összefüggésből következik, hogy a motor szögsebesség tartományát a feszültség korlátozza. A szervomotor U_n névleges feszültsége a W_n névleges szögsebességű és M_n névleges nyomatékú (I_n névleges áramú) munkaponthoz tartozik (hullámossápláláskor U_n középértéket jelent). A szervomotor U_{max} maximális feszültsége az, amelyet a motor körtűz veszélye nélkül elbír. Az U_{max} értékét az U_{szmax} maximális szeletfeszültség korlátozza. A komutátor két szelete közötti feszültség az ellenállást elhanyagolva

$$U_{\text{sz}} = C_{\text{sz}} WB_{\delta} + [L/(k_{\text{sz}}/2p)] di/dt \quad (4.8)$$

szerint számítható. Az első tag a vezetők helyén lévő légrésindukcióval arányos induált feszültség, a második tag az $L di/dt$ feszültség egyenletesen leosztott része (C_{sz} gépállandó, $k_{\text{sz}}/2p$ a két kefe közötti szeletek száma). Az U_{sz} szeletfeszültség átlagértéke a kapocsfeszültségnak a szeletekre egyenletesen elosztott része, ami a 4.8. ábra szerint a t_b bekapcsolás alatt $U_{\text{szk}} = \pm U_e / (k_{\text{sz}}/2p)$, a t_k kikapcsolás alatt az a. és b. esetben $U_{\text{szk}} = 0$, a c. esetben $U_{\text{szk}} = -U_e / (k_{\text{sz}}/2p)$. Bekapcsolás alatt nagy (U_e / K -hoz közel) fordulatszámon a (4.8) képletben az első tag dominál és ilyenkor a maximális szeletfeszültség

$$U_{\text{szmax}} \approx U_{\text{szk}} \frac{B_{\delta\text{max}}}{B_{\delta k}} = \frac{U_e 2p B_{\delta\text{max}}}{k_{\text{sz}} B_{\delta k}}. \quad (4.9)$$

Kompenzált állandómágnesű gépre (4.5.b. ábra) $B_{\delta \max} / B_{\delta k} \approx 1,5$, kompenzálatlanra ennél nagyobb. A szeletfeszültség megengedhető legnagyobb értéke $|U_{sz \max}| = 35V$. A fenti összefüggés megszabja a motorra kapcsolható legnagyobb U_e feszültséget, U_{\max} -t. Ez pedig a (4.5.b) összefüggéssel megszabja a szeletfeszültséget, U_{\max} -t. Ezpedig a (4.5.b) összefüggéssel megszabja a szeletfeszültség szempontjából megengedhető $W_{\max sz}$ szögsebességet. Állandósult állapotban sima feszültségű tápláláskor (4.8)-ban a második tag zérus és hullámosságnál is elhanyagolható az első tag mellett nagy induktivitású $L_F \gg L$ feszítőkeres alkalmazásakor.

A mechanikai szempontból megengedhető $W_{\max m}$ szögsebességet a centrifugális erő miatti igénybevételek szabják meg. A legkényesebb elem a kommutátor. A szervomotorok 60 m/s kommutátor kerületi sebességre méretezhetők. A W(M) síkon a terhelhetőségi tartományt a maximálisan megengedhető $W_{\max sz} \geq W_{\max} \leq W_{\max m}$ szögsebesség határolja (4.7. ábra).

Az eddigiekben pozitív nyomatékot (áramot) és szögsebességet tételeztünk fel, de az elmondottak a 4.7. ábrának megfelelően minden a négy negyedre vontakoznak.

4.3. Egyenáramú szervohajtás

Az egyenáramú szervohajtás állandómágneses egyenáramú szervomotorból, teljesítményelektronikai és információelektronikai egységből áll. A teljesítményelektronika 4/4-es és a motor 4.7. ábrabeli terhelhetőségi határát figyelembe véve elektronika 4/4-es és a motor 4.7. ábrabeli terhelhetőségi határát figyelembe véve tervezik. Mivel az állandómágneses gerjesztés miatt mezőgyengítés nem alkalmazható, így a (4.5) egyenlettel számított működési tartomány az $U-I$ (hullámossági tápláláskor az $U_k - I_k$) síkon ugyanolyan jellegű (4.10. ábra), mint a 4.7. ábrán a W-M síkon. A működési tartományhoz képest a tápfeszültséget túlméretezik a szükséges forrászás arányában. A jól kiválasztott teljesítményelektronika a motorok teljes kihasználását lehetővé teszi. Az információelektronikát a szabályozás decentralizálási szintjének megfelelően építik fel.

4.3.1. Egyenáramú szervohajtások kapcsolásai

Csak azokat a 4/4-es megoldásokat használják, amelyek folyamatos átmenetet biztosítanak a motoros-hajtó és a generátoros-félező üzem között. A gyakorlatban alapvetően kétféle megoldással találkozunk:

a./ 4/4-es hálózati komutációs köráramos kapcsolások tranzistorokkal az alábbi változatokban:

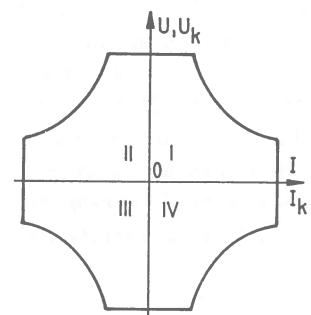
$$1 \text{ fázisú hidkapcsolás}, \quad f_k = 2f_H = 100\text{Hz},$$

$$3 \text{ fázisú csillagpontos kapcsolás}, \quad f_k = 3f_H = 150\text{Hz},$$

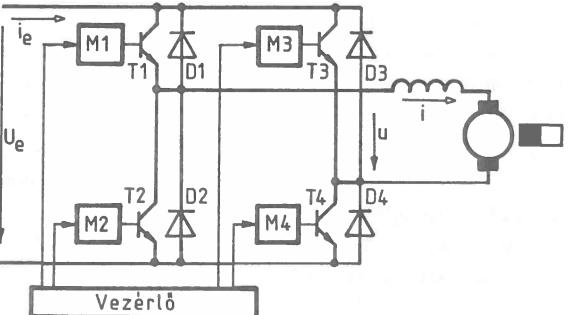
$$3 \text{ fázisú hidkapcsolás}, \quad f_k = 6f_H = 300\text{Hz}.$$

A kis teljesítményre való tekintettel szervohajtásban nemcsak a 3 fázisú hidkapcsolást alkalmazzák. A tranzistorok kapcsolásának a frekvenciája $f_k = p^* f_H$ szerint csolást alkalmazzák.

az $f_H = 50\text{Hz}$ hálózati frekvenciához kötött (p^* az ütemszám). Az $f_u = f_k$ frekvenciával tüketet a feszültség, az áram és a nyomaték és $T_{h \max} = 1/f_k$ holtidő léphet fel a beavatkozásban. A hatátemű 3 fázisú hidkapcsolással $\omega_{c \max} = 2\pi f_{c \max} \approx 100\pi$ vágási körfrekvencia érhető el a zárt áramszabályozók korre. Új szervohajtásokban már nem alkalmazzák ezeket a kapcsolásokat.



4.10. ábra Teljesítményelektronika $U_k(I_k)$ tartománya.



4.11. ábra 4/4-es egyenáramú szaggatós hajtás.

b./ 4/4-es egyenáramú szaggató kapcsolás tranzisztorokkal (4.11. ábra). A teljesítmény tranzisztor lehet BIPOLÁRIS, MOSFET vagy IGBT. A tranzisztorok kapcsolási frekvenciája $f_k = 5 - 50\text{kHz}$ között van a tranzisztor fajtájától függően. A motort tápláló 4/4-es szaggató (kapcsolóüzemű teljesítményerősítő) egy nemlineáris állásos elem, amelyik három diszkrét feszültség $u = +U_e, -U_e$ és 0 kiadására képes. Ezek közötti nagyfrekvenciás kapcsolgatással lehet impulzusszélesség modulációt (ISZM-t, angolul pulse width modulation, PWM) alkalmazni. A 4.8.a. és b. ábra unipoláris, a c. ábra bipoláris üzemet mutat. A háromféle u kapocsfeszültség 4 féle vezetési konfigurációt jelent a szaggató T1-T4 tranzisztorainál, mivel az $u=0$ kétféleképpen hozható létre. A feszültség ISZM változtatásával megvalósított áramszabályozást ISZM áramszabályozásnak nevezik. Az áramszabályozások közül egyesek feltételezik, hogy a szaggató rendelkezik egy ISZM vezérlővel (egy feszültségvezérelt ISZM modulátorral). Az ISZM vezérlő állandó f_k frekvenciával kapcsolja a félvezetőket. Ilyenkor az áramszabályozó hagyományos. Az ISZM vezérlő nélküli megoldásoknál közvetlenül az áramszabályozó vezérli a szaggatót. Ilyen pl. a hiszterézises áramszabályozó, amelyik általában állandó ΔI áramhibásavot eredményez, de az f_k kapcsolási frekvencia változó. A szervohajtások gyakorlatában a 4/4-es egyenáramú szaggató vezérlésére mind az ISZM modulátoros vezérlés, mind a hiszterézises áram képpontszabályozás vezérlés elterjedt. A következőkben először megvizsgáljuk az ISZM modulátoros vezérlésű 4/4-es egyenáramú szaggatós hajtás működését és áramszabályozását, majd az áram képpontszabályozással foglalkozunk.

4.3.2 ISZM modulátoros vezérlés és áramszabályozás

Ez a megoldás feltételezi, hogy a 4/4-es szaggató tranzisztorait ISZM modulátor vezérli. Az ISZM modulátor egység a folytonos vagy mintavételes u_v vezérlőjelből a jel előjelétől és nagyságától függő kitöltési tényezőjű $f_\Delta \approx \text{const.}$ frekvenciájú egy, vagy több logikai impulzus sorozatot állít elő. Ezt a logikai jelsorozatot használjuk fel a szaggató tranzisztorainak a vezérlésére. Az ISZM modulátorok többféle analóg és digitális változata létezik. Tipikus analóg ISZM modulátor kapcsolásokat mutatnak a 4.13. és 4.16. ábrák. A 4.13. ábrán lévő modulátorral ellenütemű, a 4.16. ábrán lévővel alternatív vezérlés valósítható meg. Mind a két működtetésre jellemző, hogy az egy hídában lévő tranzisztorok (T1, T2 és T3, T4) meghajtóköréit negált jelekkel ellenfázisban vezérlik. A hídágak tranzisztorainak az összegyűjtését a meghajtókörök akadályozzák meg azáltal, hogy a tranzistorok bekapcsolást ΔT -vel késleltetik a szembenlévő tranzisztor kikapcsolásához képest.

a./ *Ellenütemű vezérlés.*

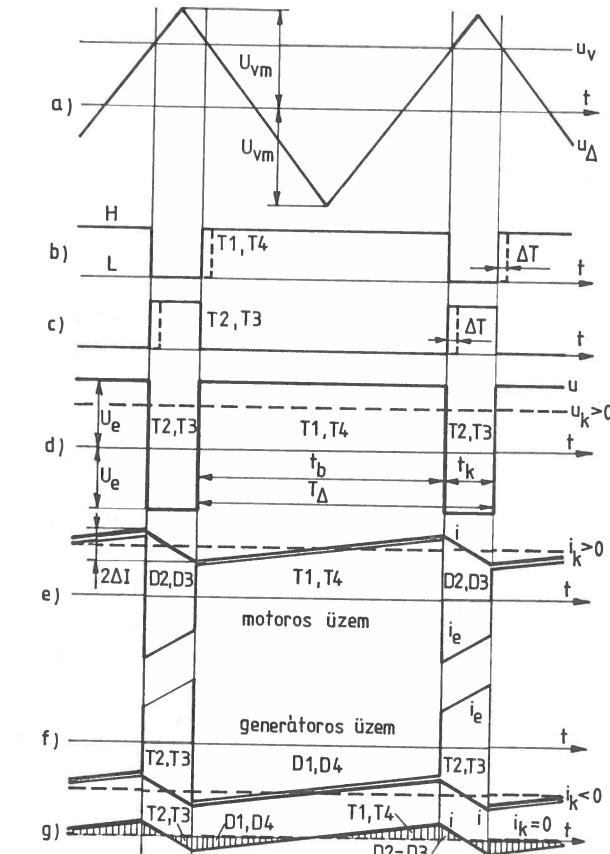
Az ellenütemű vezérléskor a T1, T4 és a T2, T3 tranzisztor párokat (4.11. ábra) együtt egyidejűleg vezérik, páronként egymáshoz képest negált, ellenütemű jellet (ebből származik az ellenütemű elnevezés). A kimenő u feszültség bipoláris jellegű, azaz pillanatértéke $\pm U_e$ között ugrál. Az ellenütemű vezérlés idődiagramjait - állandósult állapotot feltételezve - a 4.12. ábra, az analóg megvalósítás blokkvázlatát a 4.13. ábra mutatja.

Egy lehetséges megoldás az, hogy a 4.12.a. ábrának megfelelően egy állandó T_Δ periódusidejű ($f_\Delta = 1/T_\Delta$ frekvenciájú) és U_{vm} állandó amplitúdójú u_Δ háromszögjel és az u_v vezérlőjel metszéspontjai (komparálási pillanatai) szabják meg a kapcsolások időpontjait (a háromszögjel helyett fűrészjel is használható). A tranzisztor párok vezérlőjeleit a b. és c. ábrák mutatják, a bekapsolásnak H szint, a kikapsolásnak L szint felel meg. A vezérlőjelekben szaggatottan jelöltük a ΔT bekapsolási késleltetést is, de a következőkben ezt a késleltetést (ami pl. IGBT-knél $1-2\mu s$) elhanyagoljuk. Az u kimenő feszültséget (a motor kapocsfeszültségét) idealizált viszonyokra a d. ábra mutatja. Az idealizálás az alábbi feltételezésekkel jelenti:

- a./ a szaggató félvezetői ideális kapcsolok,
 b./ az U_e -t előállító tápegységnak zérus a belső impedanciája és $U_e = \text{const.}$
 Ilyen közelítésekkel az u feszültség független a terheléstől (az i áramtól). A kimenő feszültség f_u lük tetési (szaggatási) frekvenciája megegyezik a tranzisztorok f_k kapcsolási frekvenciájával: $f_u = f_k = f_\Delta$. Látható, hogy az u feszültség T_Δ -ra vett u_k középértéke a $b = t_b / T_\Delta$ kitöltési tényezővel változtatható:

$$u_k = \frac{t_b U_e + t_k(-U_e)}{t_b + t_k} = (2b - 1)U_e. \quad (4.10)$$

0 4. 12. ábra. Ellenütemű ISZM
modulátoros vezérlés.
a., b., c. Vezérlő jelek,
d. Feszültségek, e.-g. Aramok.



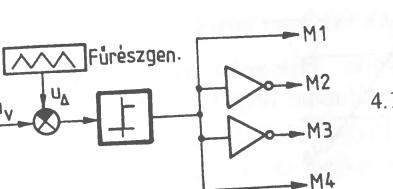
A kitöltési tényezőt a hasonló háromszögek (4.12.a. ábra) alapján felírható vezérlési egyenlet szabja meg:

$$(U_{vm} + u_v) / (2U_{vm}) = t_b / T_\Delta = b , \quad (2b - 1) = u_v / U_{vm}. \quad (4.11.a,b)$$

Ha $u_v = U_{vm}$, akkor $2b - 1 = 1$ és $u_k = +U_e$, ha $u_v = -U_{vm}$, akkor $2b - 1 = -1$ és $u_k = -U_e$. Az u_v feszültséget $+U_{vm}$ és $-U_{vm}$ között változtatva az u_k feszültség $+U_e$ és $-U_e$ között fog változni. Kis változásokra átírva (4.10, 4.11)-et:

$$\Delta U_k = 2U_e \Delta b + (2b - 1) \Delta U_e = (U_e / U_{vm}) \Delta U_v + (2b - 1) \Delta U_u. \quad (4.12)$$

A beavatkozás az első taggal történik, a második tag csak zavarást jelent, ami $U_e = \text{const.}$ mellett zérus. Így $U_e = \text{const.}$ esetben a Δu_v vezérlő és a Δu_k kimenő feszültségváltozás között lineáris a kapcsolat, azaz az ellenüteműen vezérelt szaggató állandó átviteli tényezőjű arányos taggal vehető figyelembe:



4.13. ábra Ellenütemű analóg ISZM modulátor.

$$u_k = A_{CH} u_v \quad , \quad A_{CH} = U_e / U_{vm} = \text{const.}$$

4.13.a,b)

Belátható, hogy fűrész alakú u_{Δ} -nál is ugyanezeket az eredményeket kapjuk. A 4.12.e.-g. ábrákban a szaggató kimeneti és bementi áramát, az i motoráramot és az i_e egyenköri áramot adjuk meg. Az e. árában $i_k > 0$, az f.-ben $i_k < 0$, a g.-ben $i_k = 0$ (i_k a motoráram középertéke). A feszültségeknél a gyújtott tranzisztorok, az áramoknál a vezető félvezetők jeleit is felírtuk az árában. Az áram $2\Delta I$ nagyságú lüktetése a berajzoltánál általában jóval kisebb a nagy kapcsolási frekvencia miatt. Ideális félvezetőket feltételezve a 4/4-es szaggató bemenő és kimenő teljesítménye minden pillanatban megegyezik: $p_e = U_{e1}i_e = p = ui$. Pozitív az i_e egyenköri áram és a pillanatnyi teljesítmény, ha tranzisztor-tranzisztor (TT), negatív ha dióda-dióda (DD) vezetés van. A bemenő köri $p_{ek} = U_{e1}i_{ek}$ átlag teljesítmény megegyezik a motor által felvett $p_k = u_k i_k$ átlag teljesítménnyel (i_{ek} a bemenő áram középertéke). Ebből a (4.10) összefüggést felhasználva meghatározható az áramok középertéke közötti kapcsolat:

4.14)

$i_{ek} = (2b - 1)i_k$.

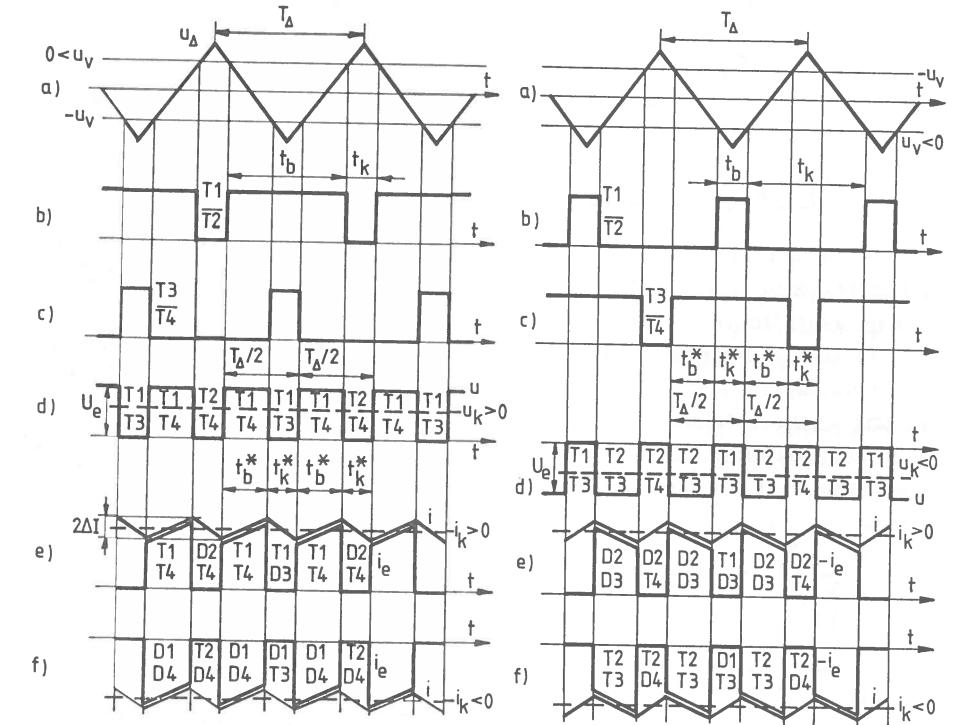
Motoros üzemben az I negyedben (4.10. ábra) $u_k > 0$ ($b > 0,5$), $i_k > 0$, $i_{ek} > 0$, a II negyedben $u_k < 0$ ($b < 0,5$), $i_k < 0$, $i_{ek} > 0$, generátoros üzemben a II negyedben $u_k > 0$, $i_k < 0$, $i_{ek} < 0$, a IV negyedben $u_k < 0$, $i_k > 0$, $i_{ek} < 0$ és $U_e \approx \text{const.} > 0$ minden a négy negyedben. Az e. ábra az I negyedre, az f. ábra a II negyedre vonatkozik. A szaggató $U_e \approx \text{const.}$ feszültségű és 0 i_{ek} tetszőleges áramirányú bemenőköré a 3.2. fejezetben tárgyalt AC/DC tápegységekkel biztosítható.

b.) Alternatív vezérlés.

b.) Alternatív vezérlés.

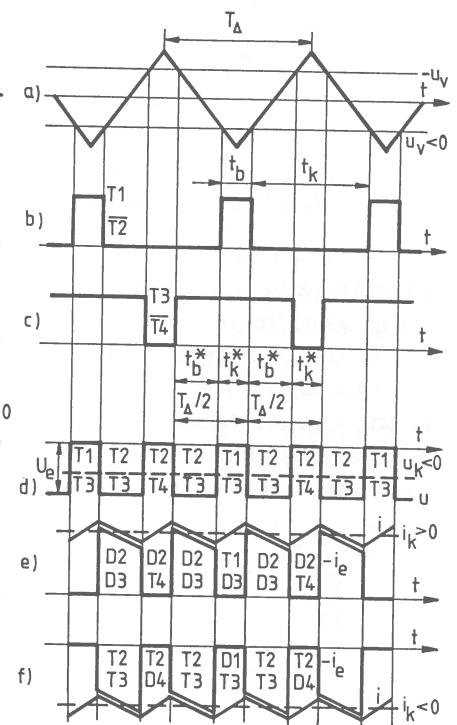
Az alternatív vezérléskor a T1, T4 és a T2, T3 tranzisztorokat váltakozva félperiódusnyi eltolással kapcsolják (erre utal az alternatív elnevezés). A kimenő u feszültség unipoláris jellegű, vagy $+U_e$ és 0 vagy $-U_e$ és 0 között ugrál aszerint, hogy milyen előjelű feszültség középértéket akarunk előállítani. Az alternatív vezérlés idődiagramjait - állandósult állapotot feltételezve - a 4.14. és 4.15. ábra, az analóg megvalósítás blokkvázlatát a 4.16. ábra mutatja.

A 4.14. ábrában $u_v > 0$ és $u_k > 0$, a 4.15. árában $u_v < 0$ és $u_k < 0$. Az a. ábrák az u_\wedge háromszögejét és a $\pm u_v$ vezérlőjeleket, a b. és c. ábrák a T1 és T3



4.14. ábra Alternatív ISZM modulátoros vezérlés, $u_k > 0$.

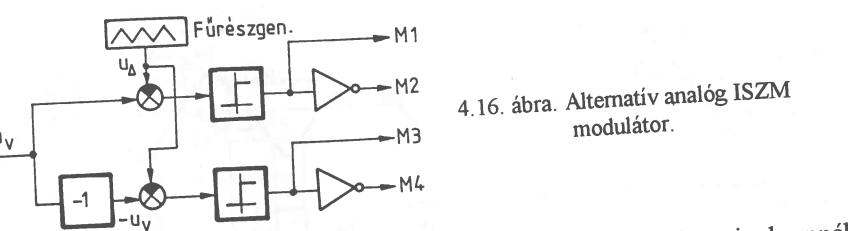
a., b., c. Vezérlő jelek, d. Feszültségek,
e., f. Áramok.



4.15. ábra Alternatív ISZM modulátoros vezérlés, $m_1 < 0$

a., b., c. Vezérlő jelek, d. Feszültségek,
e, f Áramok

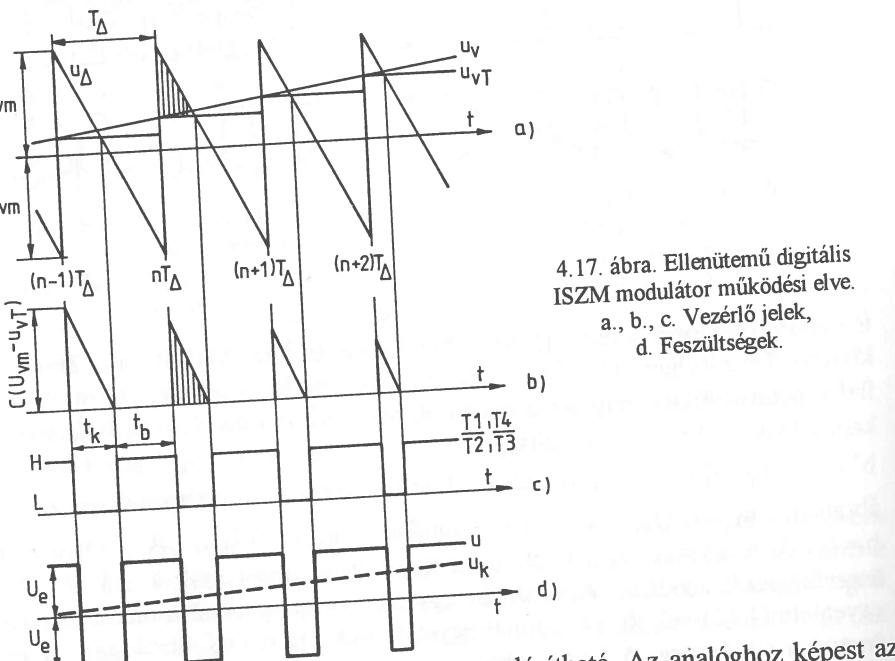
tranzisztorok vezérlőjeleit (egyben T2 és T4 negált vezérlőjeleit), a d. ábrák az u kimenő feszültséget mutatják. Látható, hogy az u feszültség most $f_u = 2f_\Delta$ frekvenciával lükter, míg a tranzisztorok továbbra is csak $f_k = f_\Delta$ frekvenciával kapcsolnak. Az u feszültség $T_u = T_\Delta / 2$ -re vett u_k középtéréke a $b^* = t_b^* / (t_b^* + t_k^*) = t_b^* / T_u$ feszültség kitöltési tényezővel változtatható. A 4.14. ábrában $u_k = b^* U_e$, a 4.15. ábrában $u_k = -b^* U_e$. A tranzisztorok $b = t_b / (t_b + t_k) = t_b / T_\Delta$ kitöltési tényezőjével most is a (4.10, 4.14) összefüggések adódnak. A vezérlési egyenlet (4.11)-gyel, a kimenő feszültség egyenlete (4.12)-vel, ill. (4.13)-mal egyezik meg. Az e. és f. ábrák az i, i_k és i_e áramokat adják meg. A 4.14.e. ábra az I, az f. ábra a II, 4.15.e. ábra a III, az f. ábra a IV negyedre vonatkozik. Az i_e egyenkorú áram és a $p_e = p$ pillanatnyi teljesítmény TT vezetés alatt pozitív, DD vezetés alatt negatív, TD (tranzisztor-dióda) vezetés alatt zérus. A $p_{ek} = p_k > 0$ motoros üzemben TT és TD vezetések, a $p_{ek} = p_k < 0$ generátoros üzemben DD és TD vezetések váltogatják egymást.



4.16. ábra. Alternatív analóg ISZM modulátor.

A gyakorlatban inkább az alternatív vezérlést alkalmazzák, mivel ennél ugyanakkora u_k feszültséghez kisebb hullámosság tartozik, mint az ugyanakkora f_k kapcsolási frekvenciával működő ellenüteműnél.

Összefoglalva megállapítható, hogy mind az ellenütemű, mind az alternatív ISZM modulátoros vezérlésű 4/4-es szaggatóval állandó kapcsolási frekvencia, lineáris vezérlési tulajdonság, $\pm U_e$ között folyamatosan változtatható feszültség egyenáramú motor folyamatos nyomatékirányváltásra és forgásirányváltásra képes.



4.17. ábra. Ellenütemű digitális ISZM modulátor működési elve.
a., b., c. Vezérőjelek,
d. Feszültségek.

Az ISZM modulátor digitálisan is megvalósítható. Az analóghoz képest az alapvető különbség az, hogy a 4.17.a. ábrának megfelelően az u_v folytonos vezérlőjelet helyett a T_Δ időnként mintavételezett és zérusrendű tartószervvel tartott vezérlőjelet használunk. A vezérlőjelet komparálattuk az u_Δ fűrészjellel. A mintavétel a u_{vt} lépcsős vezérlőjelet komparálattuk az u_Δ fűrészjellel. A mintavétel a fűrészjellel szinkronban, az ugrás pillanatában történik. A komparálást a

raffozott háromszögeknek megfelelően a b. ábra szerinti idődiagrammal működő számlálóval (digitális komparátorral) oldják meg. A számtartalom változását a diszkrét értékek feltüntetése nélkül ábrázoljuk. A számlálót a mintavétele pillanatokban ($U_{vm} - u_{vt}$)-vel arányos értékre töltik fel ($u_{vt} = u_v(nT_\Delta)$), ha $nT_\Delta \leq t < (n+1)T_\Delta$. A számláló állandó frekvenciájú órajellel lefelé számol, számtartalma az idővel arányosan csökken, amíg zérus nem lesz. Ellenütemű vezérléskor a 4.13. ábra egy komparátorának megfelelően egy számláló szükséges. Ilyenkor a számlálás időtartama a t_k időt, a maradék $T_\Delta - t_k$ időtartam a t_b idő határozza meg. A tranzisztorok ellenütemű vezérlőjelét a 4.17.c. ábra, a feszültségeket a d. mutatja, a többi jel a 4.12.e.-f. ábrák szerint alakul. Alternatív vezérlés a 4.16.ábra két komparátorából következően két számlálóval valósítható meg. Ha a két számlálót egymástól $T_\Delta / 2$ idővel eltolva töltik fel a fenti értékre, akkor a 4.14., 4.15. ábrák szerinti működést kapjuk.

Az ISZM modulátor részére az u_v vezérlőjelet általában az áramszabályozó adja. Ha az áramszabályozó analóg, akkor analóg ISZM modulátor, ha digitális (mikroprocesszoros), akkor digitális ISZM modulátor célszerű alkalmazni, mivel különben A/D, ill. D/A átalakítás szükséges. Mikroprocesszoros áramszabályozásnál a processzor számjegyes formában közvetlenül az adatbuszon keresztül beirja a digitális ISZM modulátor számlálójába az ($U_{vm} - u_{vt}$)-vel arányos értéket. Ahhoz, hogy ilyenkor $f_\Delta \approx 10\text{kHz}$ ($T_\Delta \approx 100\mu\text{s}$) elérhető legyen gyors 16 vagy 32 bites processzort kell alkalmazni.

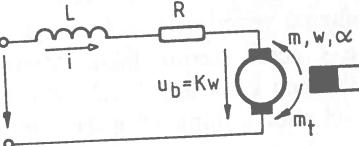
c./ ISZM modulátoros áramszabályozás.

Az áramszabályozókör vizsgálatához először az ISZM modulátorral vezérelt 4/4-es szaggató átvitel tulajdonságát kell meghatározni. A kapcsolóüzemű ISZM modulátoros szaggató mintavételeles működésű, mivel csak az ISZM modulátorról függő diszkrét időpontokban, $f_u \approx \text{const.}$ frekvenciával dolgozza fel az u_v vezérlőjelet. Ennek ellenére közelítőleg folytonos-folyamatos működésű elemek tekinthetők, ha az f_u szaggatási frekvencia jóval nagyobb mint az u_v vezérlőjel változásának a frekvenciája. A vezérlőjel maximális frekvenciáját az áramszabályozókör f_{ci} vágási frekvenciájával vehetjük azonosnak. Szabályozástechnikai vizsgálatokkal belátható, hogy ha $6 < (f_u / f_{ci})$ a frekvenciaviszony, akkor az áramszabályozókör szabályozástechnikai méretezésekor az ISZM modulátoros szaggatóra nézve jó közelítés a folytonos-folyamatos működés, a (4.13.b) összefüggés szerinti $A_{CH} = U_e / U_{vm}$ erősítési tényezővel és $T_h = T_u / 2$ holtidővel ($T_u = 1 / f_u$). Az így kapott

$$Y(j\omega) = u_k(j\omega) / u_v(j\omega) = A_{CH} e^{-j\omega T_u/2} = A_{CH} e^{-j\pi f/f_u} \quad (4.15)$$

frekvenciafüggvényből látható, hogy ha $36 < (f_u / f_{ci})$, akkor az f_{ci} vágási frekvencián a holtidő miatti fáziskésés kisebb mint $180^\circ / 36 = 5^\circ$, azaz ilyenkor közelítőleg a holtidő is elhanyagolható ($\omega = 2\pi f$ a lengetési körfrekvencia).

Szaggatós egyenáramú szervohajtásban az áramszabályozókör f_{ci} vágási frekvenciája néhányszor 100Hz, a szaggató kapcsolási frekvenciája pedig $k > 10\text{kHz}$, mivel az alkalmazott kapcsolóelem IGBT vagy MOSFET. A feszültség és az áram szaggatási frekvenciája ellenütemű vezérlésnél $f_u = f_k$, alternatív vezérlésnél $f_u = 2f_k$. Ezért $(f_u / f_{ci}) > 36$, így a következőben az ISZM modulátoros szaggatót időkésés nélküli arányos tagnak tekintjük az u_v vezérlőjel és a kapocsfeszültség u_k középrtéke között ($Y(j\omega) = A_{CH}$).



4.18. ábra. Egyenáramú szervomotor helyettesítő vázlatá.

Ebből a közelítésből következik, hogy az ISZM modulátoros szaggatóról áplált motornál a hajtás tranzisztors egyenleteit az u_k , i_k , m_k , w_k és α_k középpértékekkel írhatjuk fel. A szervomotor egyszerűsített helyettesítő képet mutatja a 4.18. ábra (R és L az armatúraköri ellenállás és induktivitás). Az egyenáramú szervohajtás differenciálegyenlet rendszere a következő:

$$= \text{Ri} + L \frac{du}{dt} + u_b , \quad u_b = Kw , \quad (4.16.a,b)$$

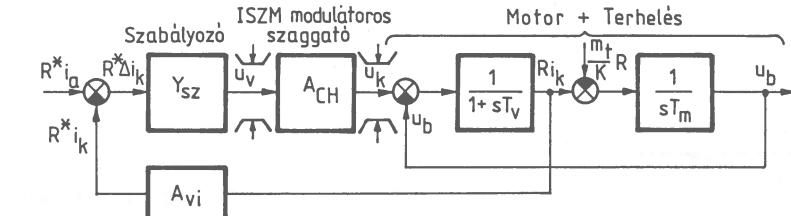
$$\frac{d\mu_{ij}}{dt} = m \equiv K_i , \quad (4.16.c,d)$$

$$n - m_t = \theta d\omega / dt, \quad \text{III} \quad (4.16.e)$$

$w = d\alpha / dt$.
 t m_t a motor tengelyére redukált terhelőnyomaték, θ a motor tengelyére redukált állandónak feltételezett eredő tehetetlenségi nyomaték. Ez a pillanatértékekre felírt differenciálegyenlet rendszer k indexekkel középértékekre is érvényes, ha a paraméterek (R , L , K , θ) állandók. Az áramszabályozás vizsgálatakor ezzel a középértékekre felírt - differenciálegyenlet rendszerrel dolgozunk. A következőkben feltételezzük, hogy a nyomatéklüktetés, a mozgásegyenletek (4.16.c,e) integráló hatása miatt, mérhető fordulatszám- és szöglüktetést nem okoz és, így $w = w_k$, $u_b = u_{bk}$ és $\alpha = \alpha_k$. Minél nagyobb a szaggatási frekvencia annál kisebb az áram és a nyomaték lüktetése és $f_u \geq 10\text{kHz}$ -nél már az áraban és a nyomatékból is elhanyagolható a lüktetés, azaz $i = i_k$ és $m = m_k$ vehető.

A középértékekkel felírt (4.16) egyenletek állando együtthatós, mérés differenciálegyenlet rendszert adnak. Laplace transzformáció után a 4.19. ábrán látható feszültségedimenziós hatásvázlatot kapjuk az áramszabályozott hajtásra. Itt $A_{vi} = R^* / R$, R^* az áramérzékelő $[\Omega]$ dimenziójú átviteli tényezője, $T_v = L / R$ a motor villamos időállandója, $T_m = \theta R / K^2$ a hajtás elektromechanikai időállandója. Egyszerű eredményt kapunk, ha az áramszabályozókor számításakor feltételezzük, hogy az áram tranziensei olyan gyorsak, hogy ezalatt az $u_b = Kw$ belsőfeszültség nem változik meg. Ez azt jelenti, hogy kis

változásokra az u_b visszacsatolást elhanyagoljuk és, így passzív R-L körrel számolunk az áramszabályozás szempontjából. Ez a közelítés annál jobb, minél nagyobb a motor $\xi = (1/2)\sqrt{T_m / T_v}$ csillapítási tényezője (T_m minél nagyobb T_v -hez képest), mivel a $w = u_b / K$ szögsebesség annál lassabban változik az áramhoz képest.



4.19. ábra. Áramszabályozókör hatásvázlata.

Az analóg és digitális áramszabályozók szokásos megoldásai a Függelék A. pontban találhatók. Ha az analóg áramszabályozót, a gyakorlatnak megfelelően, PI típusúra választjuk, akkor a lineáris (nem telítődő) tartományban

$$Y_{sz} = K_{sz} + \frac{1}{s T_{sz}} = \frac{1 + s K_{sz} T_{sz}}{s T_{sz}} \quad (4.17)$$

az átviteli függvénye. A zárt áramszabályozókör Y_i átviteli függvényéből kiehető a T_v villamos időállandó, ha $1 + sK_{sz}T_{sz} = 1 + sT_v$. Ekkor

$$Y_i = \frac{i_k(s)}{i_a(s)} = \frac{Y_{sz} A_{CH} [1/(1+sT_v)] A_{vi}}{1 + Y_{sz} A_{CH} [1/(1+sT_v)] A_{vi}} = \frac{1}{1+sT_i} \quad (4.18)$$

egytárolós tagot kapunk a lineáris zárt áramszabályozókörre, ahol a $T_i = 1 / \omega_{ci} = T_{sz} / (A_{vi} A_{CH})$ követési időállandó elvileg tetszőlegesen beállítható. Az egytárolós tagnak megfelelően a szabályozott áram aperiódikus beállású:

$$i_s(t) = i_k(t) + T_i \frac{di_k(t)}{dt}, \quad (4.19.a)$$

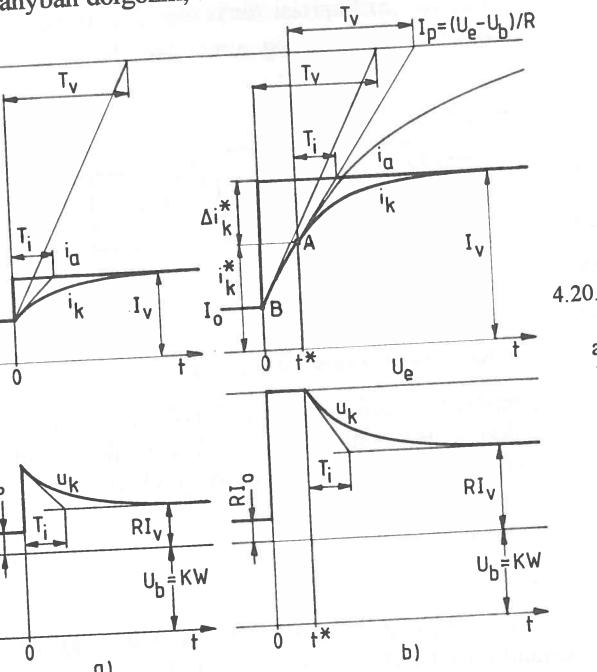
$$\Delta i_k \equiv i_s - i_k \equiv T_i di_k / dt. \quad (4.19.b)$$

Szervohajtásokban általában $T_i \leq 1\text{ms}$ és $\omega_{ci} = 1/T_i \geq 1000/\text{s}$. A PI áramszabályozó beállítására az elmondottakból az alábbi szabályok adódnak:

$$T_{sz} = (A_{CH} R^*/R) T_i \quad , \quad K_{sz} = T_v / T_{sz}. \quad (4.20.a,b)$$

A 4.20. ábra a szabályozott i_k áramközépérték és a hozzá tartozó u_k feszültségek középérték időfüggvényét szemlélteti I_a -ról I_b -re való alapielugratásra

$(i_a = I_o + (I_v - I_o)i(t))$. A 4.20.a. ábrában az áramszabályozókör lineáris tartományban dolgozik, a 4.20.b. ábrában kezdetben betítődik.



4.20. ábra. Áramalapjel ugrás követése.
a. Lineáris tartomány,
b. Telített tartomány.

A lineáris működéskor a vezérlőfeszültség a $-U_{vm} < u_v < U_{vm}$, a kapocsfeszültség a $-U_e < u_k < U_e$ tartományban van ($u_k = A_{CH}u_v$, $A_{CH} = U_e / U_{vm}$). Az áram középértéke $t > 0$ -ra $i_k = I_o + (I_v - I_o)(1 - e^{-t/T_i})$ és ebből a (4.16.a) egyenlet alapján a feszültség középértéke:

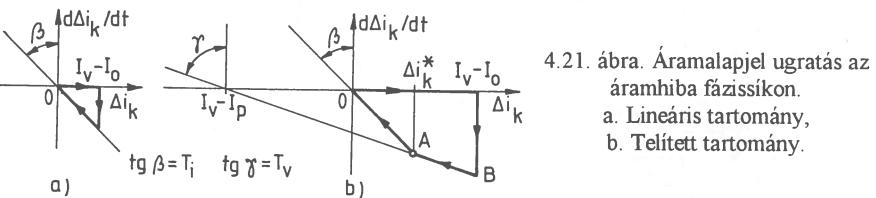
$$u_k = R(I_v - I_o)[1 + (T_v / T_i - 1)e^{-t/T_i}] + RI_o + U_b = u_{ko} + U_b.$$

Álló motornál $u_k = u_{ko} = R i_k + L di_k / dt$, forgó motornál $u_k = u_{ko} + U_b$ feszültség szükséges az áram 4.20.a. ábra szerinti T_i időállandójú exponenciális beállásához. Szervohajtásokban $T_v / T_i \gg 1$ és emiatt az áram változása alatt U_b mellett u_{ko} is jelentős. A $t=+0$ pillanathoz tartozik a legnagyobb u_{ko} feszültség:

$$u_{ko}(+0) = L(I_v - I_o) / T_i + RI_o = R[(I_v - I_o)T_v / T_i + I_o].$$

Ha pl. $I_o = 0$, $I_v = 5$, $R = 0,04$ és $T_v / T_i = 10$, akkor $u_{ko}(+0) = 2$. Az $U_b = KW$ belsőfeszültség a fordulatszámtól függ, ha pl. névleges fordulaton akarunk a 4.20.a. ábra szerint gyorsítani, akkor az első pillanatban, az előbbi adatokkal, $u_k(+0) = u_{ko}(+0) + U_b = 2 + 1 = 3$ nagyságú feszültség kell relativ egységekben. Eszerint az U_b és az $u_{ko}(+0)$ feszültség együtt szabja meg a feszültségigényt, a szükséges forszírozás (U_e / U_n) mértékét. Látható, hogy az $u_{ko}(+0)$ feszültség akkor lesz a legnagyobb, amikor az áram $I_o = -I_{korl}$ -ról $I_v = +I_{korl}$ -ra változik,

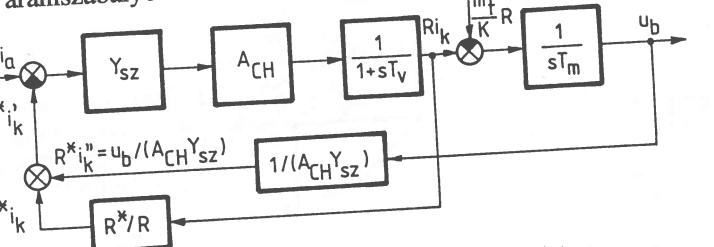
ekkor $u_{ko}(+0) = RI_{korl}(2T_v / T_i - 1)$. A 4.20.a. ábra szerinti áramszabályozási folyamatot az áramhiba fázissíkon a 4.21.a. ábra mutatja. Az alapjelugratás pillanatában az áramalapjel $i_a = I_v$ -re, az áramhiba $\Delta i_k = I_v - I_o$ -ra ugrik. Állandó alapjelre ugratásnál $i_a = I_a = \text{const.}$, $di_k / dt = -d\Delta i_k / dt$ és (4.19.b) alapján $\Delta i_k = -T_i d\Delta i_k / dt$, így ekkor a T_i -vel megszabott iránytangensű egyenesen tart a Δi_k áramhiba zérushoz.



4.21. ábra. Áramalapjel ugratás az áramhiba fázissíkon.
a. Lineáris tartomány,
b. Telített tartomány.

Ha az áram T_i időállandójú exponenciális változásához szükséges $u_k = u_{ko} + U_b$ feszültség kilép a $-U_e \leq u_k \leq +U_e$ tartományból, akkor az elektronika (a szabályozó és a szaggató) betítődik és az áram nem T_i időállandóval fog változni. A telítődés alatt a vezérlőfeszültség $u_v = \pm U_{vm}$ értékre, a kapocsfeszültség $u_k = \pm U_e$ értékre korlátozódik. A 4.20.b. ábrában a telítés $0 < t \leq t^*$ időintervallumában $u_v = U_{vm}$, $u_k = U_e$ és az i_k áram a (4.16.a) feszültségegyenletnek megfelelően az $I_p = (U_e - U_b) / R$ áramhoz tart exponenciálisan a T_v villamos időállandóval. Az átmenet a telített tartományból a lineárisba a korlátozás megoldásától (Függelék.C. fejezet) függ. A két tartomány határán a feszültség folytonos $u_k(t_-) = u_k(t_+) = U_e$, és így az A pontban törésmentes az átérés a telített üzem T_v időállandójú $i_k(t)$ exponenciális görbüjéről a lineáris üzem T_i időállandójú $i_k(t)$ exponenciális görbüjére. Az A pontban $i_k = i_k^*$ és a kétféléképpen számítható érintő: $di_k / dt|_{t=t^*} = (I_p - i_k^*) / T_v = (I_v - i_k^*) / T_i$, amiből $\Delta i_k^* = I_v - i_k^* = (I_p - I_v) / (T_v / T_i - 1)$. A telítést követő $t > t^*$ lineáris tartományban a tűllendülésmentes, leggyorsabb beállást akkor kapjuk, ha az áram $i_k = i_k^* + \Delta i_k^*(1 - e^{-(t-t^*)/T_i})$ szerint T_i időállandóval tart $I_v = i_k^* + \Delta i_k^*$ -hoz. Ehhez (4.16.a) szerint $u_k = R\Delta i_k^*[1 + (T_v / T_i - 1)e^{-(t-t^*)/T_i}] + R i_k^* + U_b$ feszültség szükséges. Akkor alakul így az $u_k = A_{CH}u_v$ feszültség, ha a telítés alatt a PI szabályozó integrátorát úgy működtetjük, hogy $U_b + R i_k$ feszültséget - a $t = t^*$ pillanatban $U_b + R i_k^*$ feszültséget - írjon elő. Ha az integrátor az A pontban ennél nagyobb feszültséget ír elő, akkor i_k tűllendüléssel áll rá I_v -re, ha kisebbet, akkor lassul i_k beállása (Függelék.C. pont). A beállás minősége eszerint az integrátor telítés alatti viselkedésétől függ. A 4.20.b. ábra szerinti folyamatot az áramhiba fázissíkon a 4.21.b. ábra szemlélteti. A Δi_k áramhiba a telítés alatt $I_v - I_p$ -hez tart a T_v irány-

tangensű egyenes B-A szakaszán. A lineáris tartomány a T_i iránytangensű egyenes A-0 szakaszára esik. Ha az A és B pont egybeesik, akkor $\Delta i_k^* = I_v - I_o$ és $(I_v - I_o) / T_i = (I_p - I_o) / T_v$, amiből $I_v = I_{v\max} = (T_i / T_v)(I_p - I_o) + I_o$ azt a legnagyobb I_v alapjelet jelenti, amelyre I_o -ról ugratva végig a lineáris tartományban működik az áramszabályozókör.



4.22. ábra. Áramszabályozókör átalakított hatásvázlata.

A szervomotorok általában lengő tagok ($\xi < 1$, $T_m < 4T_v$) és emiatt a tranziensek alatt az u_b belsőfeszültség jelentősen befolyásolja az áramszabályozókört. Ezért megvizsgáljuk az u_b belső visszacsatolás hatását a lineáris tartományban. Ehhez a 4.19. ábra blokkvázlatát átalakítjuk a 4.22. ábra szerint. Az u_b belső visszacsatolás következtében i_k helyett i_k'' -re szabályozunk. Megtartva a PI szabályozót és a beállítását (4.17, 4.20) az i_k'' eltérés számítható:

$$i_k''(s) = \frac{u_b(s)}{R^* A_{CH} Y_{sz}} = \frac{u_b(s)}{R} \frac{sT_i}{1+sT_v}, \quad i_k'(s) = i_k(s) + i_k''(s). \quad (4.21.a,b)$$

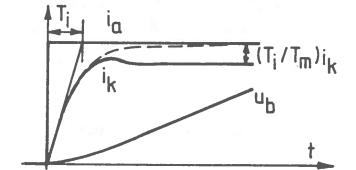
Eszerint i_k és i_k' akkor tér el, ha $du_b / dt \neq 0$, azaz pl. a gyorsítások és a lassítások alatt. A 4.23. ábrában $T_m / T_i \approx 5$, $T_v / T_i \approx 2$, ($\xi \approx 0,8$), $I_{korl} \approx 2$ és $m_t = 0$ adatú áramkorlátozott indításra szemléltetjük folytonos vonallal a viszonyokat. Ha a motor állva maradna, akkor i_k a szaggatott vonalnak megfelelően alakulna. A folytonos és a szaggatott vonalú i_k csak a motor elindulása után tér el észrevehetően. A (4.21.a) egyenletet az időtartományba vissza transzformálva és a (4.16.c,d) összefüggéseket felhasználva

$$i_k''(t) + T_v \frac{di_k''(t)}{dt} = \frac{T_i}{R} \frac{du_b(t)}{dt} = \frac{T_i}{T_m} (i_k(t) - i_t(t)) \quad (4.21.b)$$

alakot kapjuk. Ha az áramalapjel $i_a = \text{const.}$ és a terhelésnek megfelelő áram $i_t = m_t / K = \text{const.}$, akkor $t > 3T_i$ -re $i_k \approx i_a$, $i_k \approx \text{const.}$ és $i_k'' \approx \text{const.}$ értékű lesz és, ha $m_t = 0$ tiszta tömeggyorsítást tételezünk fel akkor

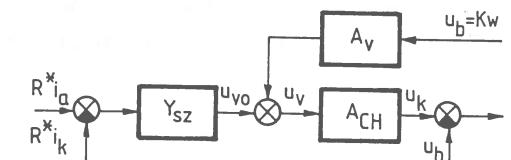
$$i_a \approx i_k = i_k + i_k'' \approx (1 + T_i / T_m) i_k \quad (4.22)$$

$(T_i / T_m = (T_i / T_v) / (4\xi^2))$. Az előbbi adatokkal $i_a \approx 1,2i_k$ és $i_k'' \approx 0,2i_k$, azaz az $i_a = I_{korl}$ statikus áramkorlátnak csak kb. 83%-ával ($1/1,2 \approx 0,83$) gyorsítunk. Erre a szabályozók tervezésekor tekintettel kell lenni.



4.23. ábra. Belsőfeszültség hatása az áramszabályozásra.

E probléma a szögsebességről vett kompenzáció visszacsatolással megoldható. Ha a 4.24. ábra szerint az áramszabályozó kimenetéhez visszacsatolunk w -ről (az $u_b = K_w$ belsőfeszültségről), akkor ezzel megszüntethető u_b visszahatása az áramszabályozókörre. A visszacsatolást $A_v = K / A_{CH}$ -ra beállítva az áramszabályozó u_{vo} kimenő feszültsége a passzív R-L kör $u_{ko} = R_{ik} + L di_k / dt$ feszültségének felel meg. Igényes esetben a gyakorlatban is alkalmazzák ezt a megoldást.



4.24. ábra. Kompenzáció visszacsatolás a szögsebességről.

Egyszerű és jó dinamikájú digitális, ISZM modulátoros áramszabályozási módszer alkalmazható, ha az n. mintavételkor már ismerjük az $(n+1)$. áramalapjelét. Ekkor a (4.16.a,b) feszültségegyenleteken alapuló gépmodell

$$u_k(n) = R_i(n) + (L / T_\Delta)[i_a(n+1) - i(n)] + K_w(n) \quad (4.23)$$

szerint kiszámolja azt a feszültséget, amelyet a motorra kapcsolva az n. mintavételi ciklus végén az $i(n+1)$ áram megegyezik az $i_a(n+1)$ alapjellel. A gépmodell az R, L és K gépparaméterekkel és az $i(n)$ és $w(n)$ mért jelekkel dolgozik. Állandósult állapotban $i_a(n+1) = i(n)$. Az áramalapjel egy különböző, pl. fordulatszám szabályozó írja elő. T_Δ időnként kell elvégezni ezt a számítást és beállítani az $u_v(n) = [u_k(n) / U_e]U_{vm}$ vezérlőfeszültséget.

4.3.3. Állandós hiszterézises ISZM áramszabályozás

Az állandós hiszterézises áramszabályozás az áram pillanatértékére szabályoz, az áramhiba pillanatértékének előjele és nagysága alapján állandósan, közvetlenül a szaggatónál avatkozik be. Az eddig ismertetett áramszabályozás középértékre történt, a szabályozó kimenője analóg megoldásnál folytonos volt és a folytonos/állandós jelátalakítást az ISZM modulátor végezte. Az i_a áramalapjel mindenkorán a szükséges áram középértékét írja elő.

Az állásos hiszterézises ISZM áramszabályozó érzékeli a komparálási illanatot, amikor a $\Delta i = i_a - i$ áramhiba eléri a $\pm \Delta I$ sávot. Ezt követően végrehajt gy kiértékelési eljárást, amelyben kiválasztja a szaggatóval megvalósítható 3 fele szkrét u kapocsfeszültségből a beavatkozásra legmegfelelőbbet. Vezérli a kiválasztott u-nak megfelelő kapcsolás végrehajtását. E beavatkozás hatására az u cszültségen olyan változás következik be, ami a Δi áramhibát vissza viszi a $\pm \Delta I$ sáv belsőjébe.

(4.16.a) feszültségegyenletbe az $I = I_a - \Delta I$ osszegges (4.24.a.b)

$$= e - L d\Delta i / dt \quad , \quad e = R i + L di_a / dt + u_b .$$

z áramszabályozott hajtás állapotára jellemző e feszültség az 1. áramjelről, az z amalapjelből és az $u_b = Kw$ belsőfeszültségből számítható a gépparaméterek meretében. A (4.24.a)-ból kapott

$$i = d\Delta i / dt = (e - u) / L \quad (4.25)$$

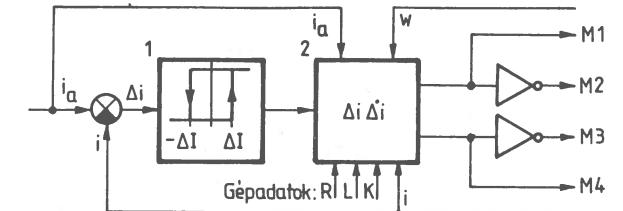
Gyengenletből következtethetünk arra, hogy melyik u-t válasszuk. A $|\Delta i| \leq \Delta I$ feltételt (a hiba abszolútértékének a csökkenését) az az u kapocsfeszültség kiszámítása, amelyikkel

(4.26)

$\Delta i \Delta i < 0$.
 Ha minden egyes kapcsolás után teljesül ez az un. áramkonvergencia feltétel, akkor Δi nem lép ki a $\pm \Delta I$ sávból. Ha több ilyen u van, akkor választani kell. Ha azt az u-t választjuk, amelyik a legnegatívabb $\Delta i \Delta i$ szorzatot adja, akkor az u feszültség változva $+U_e$ és $-U_e$ lesz. Ez a választás a bipoláris üzemű hiszterézis áram kétpontszabályozást eredményezi. Ha azt az u-t választjuk,

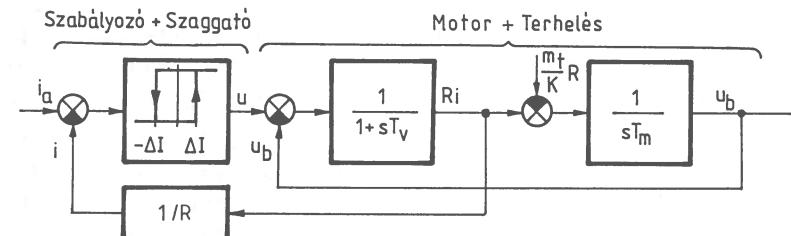
amelyiknél a $\Delta i \Delta i$ a legkevésbé negatív (amelyikkel a leghosszabb ideig tartózkodik Δi a $\pm \Delta i$ szávon belül), akkor az u feszültség $+U_e$ és 0 között, vagy $-U_e$ és 0 között ugrál. Ezzel a választással az unipoláris üzemű hiszterézis áram kétpontszabályozást kapjuk. Ha az utóbbi esetben $\Delta i \Delta i < -\epsilon$ szerint felül korlátozzuk a tartományt (ϵ kis pozitív érték), akkor olyan hiszterézis áram kétpontszabályzását kapunk, amelyik általában unipoláris üzemű, de a kis fordulatszámok (kis belsőfeszültségek) tartományában bipoláris üzemmre tér át. Az áram kétpontszabályozás bipoláris üzemmel jobb dinamikát, unipoláris üzemmel kisebb kapcsolási frekvenciát biztosít.

kisebb kapcsolási frekvenciát biztosít. A fenti állapotfigyelésen alapuló áramszabályozás blokkvázlata a 4.25. ábrán látható. Ebben az 1 jelű blokk a komparálás pillanatát határozza meg, ami idealizált esetben a kiértékelés pillanata is. A 2 jelű blokk a (4.25, 4.26) szerinti állapotfigyelést és kiértékelést valósítja meg. Ez a viszonylag bonyolult érzékeléseket és számításokat igénylő áramszabályozási módszer ma még nem terjedt el széles körben.



4.25. ábra. Hiszterézises áramszabályozó blokkvázlata.

Az egyszerű hiszterézises áram kétpontszabályozások esetében a motort tápláló 4/4-es szaggató kétállású elemnek tekinthető. A két állásnak megfelelően az u kapocsfeszültség bipoláris üzemnél $+U_e$ és $-U_e$, unipoláris üzemnél $+U_e$ és 0 vagy $-U_e$ és 0 értékű lehet. E két állású beavatkozás az áramszabályozókörben a 4.26. ábra szerinti $2\Delta I$ hiszteréziával relékarakterisztikával vehető figyelembe. A hiszterézises áram kétpontszabályozást az teszi működőképessé, hogy a kétállású ellenére az i áram, $u_b = \text{const.}$ közelítéssel, exponenciális szakaszok szerint folytonosan változik. A motor kapocsfeszültsége a $\Delta i = i_a - i$ áramhiba előjelétől és nagyságától függ. Az átkapcsolás a két állás között a $|\Delta i| = \Delta I$ pontokban történik. Ilyenkor állandósult állapotban statikus egyensúlyi állapot helyett egy konvergens határciklus alakul ki, amelyben az u és az i jelek az u_k és i_k középpértékek körül lükteknek (u ugrásszerűen, i folytonosan).



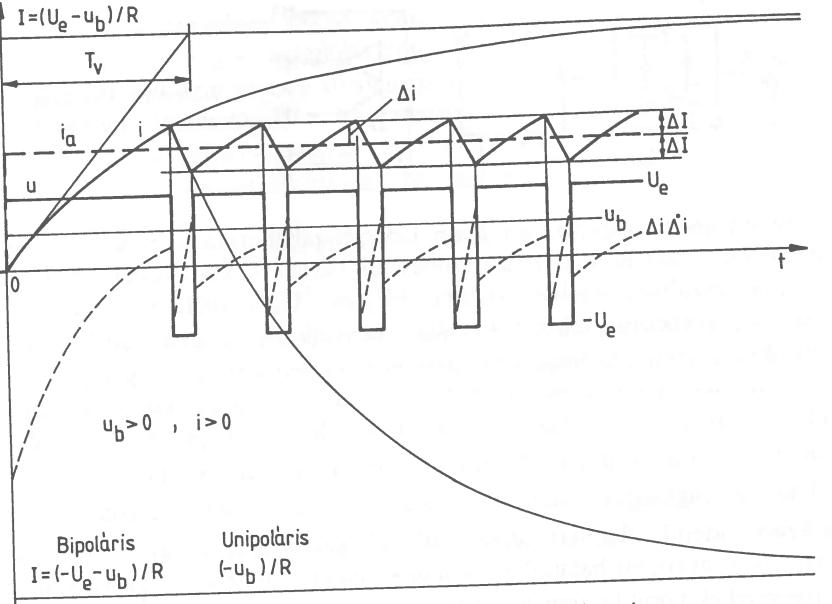
4.26. ábra. Hiszterézises áramszabályozókör hatásvázlata.

A 4.27. ábra alapjelugratásra szemlélteti az idő függvényében a hiszterézises áram kétpontszabályozó működését (az ábrákban a ΔI -t a szemléletesség kedvéért a valóságosnál jóval nagyobbra rajzoljuk). Az u feszültséget bipoláris működést feltételezve rajzoltuk be. Az árában megadjuk a $\Delta i \Delta I$ szorzatot is. Ha feltételezzük, hogy az u_b belsőfeszültség állandó, akkor az áram az időben exponenciálisan változik T_u időállandójával.

$$i = I + (I_a - I)e^{-(t-t_0)/T_v}, \quad (4.27a)$$

$$\frac{di}{dt} = (-1/T_v)(I_0 - I)e^{-(t-t_0)/T_v} = (I - i)/T_v, \quad (4.27.b)$$

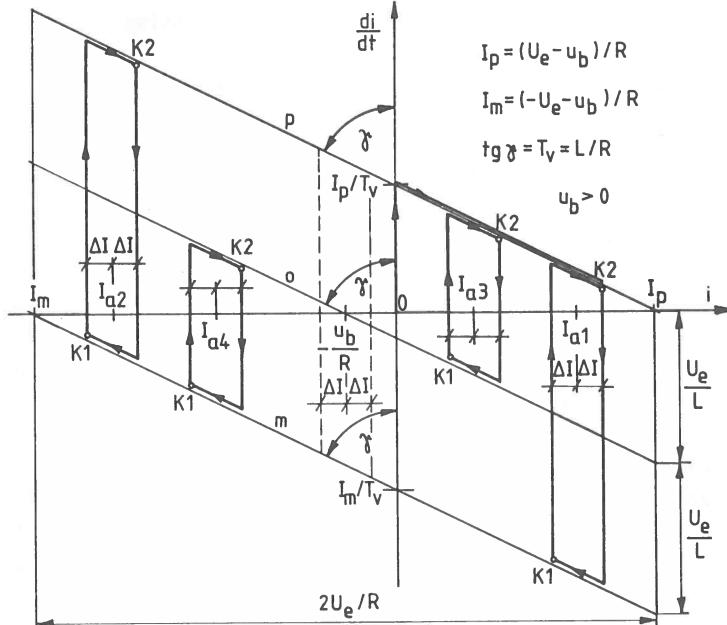
ahol $I = (u - u_b) / R$ a kapocsfeszültségtől függő végérték és $I_o = i(t_o)$ a kezdőérték. A (4.27.b) összefüggésből látható, hogy az áram fázissíkon



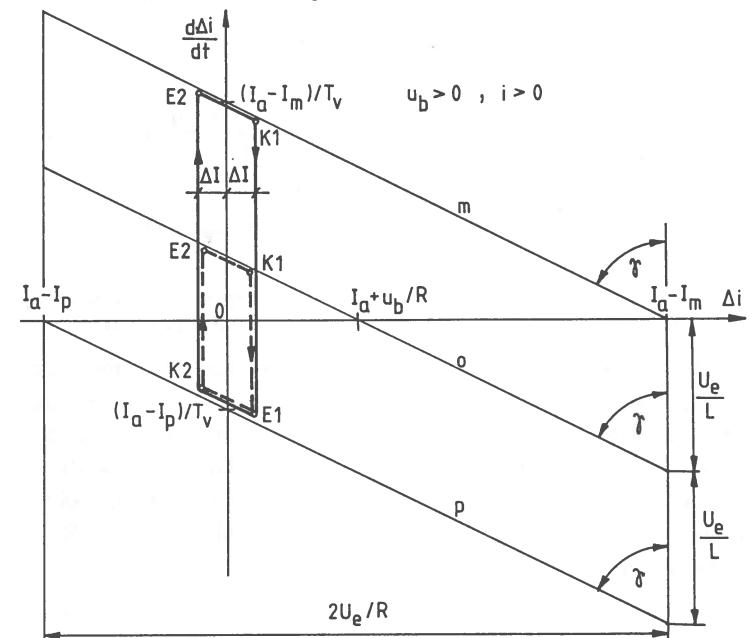
4.27. ábra. Hiszterézises áram kétpontszabályozás.

(4.28.ábra) u -tól függő egyenesek felelnek meg az egyes állásoknak. A p jelű egyenes $u = +U_e$ -hez, az m jelű $u = -U_e$ -hez, az o jelű $u=0$ -hoz tartozik. A p jelű egyenes mentén nő, az m jelű mentén csökken az áram az $I_p = (U_e - u_b) / R$, ill. az $I_m = (-U_e - u_b) / R$ végértékre. Bipoláris üzemmál a p és m egyenesek között kapcsolatunk, unipoláris üzemmál a p és o , vagy az m és o között. A 4.28. ábrát ($w > 0$ -ra) rajzoltuk fel. Az $i_a = I_{a1} > 0$ (4.27. ábrának megfelelő) és az $u_b > 0$ -ra ($w > 0$ -ra) rajzoltuk fel. Az $i_a = I_{a1} > 0$ és $i_a = I_{a4} < 0$ alapján bipoláris működést, az $i_a = I_{a3} > 0$ és $i_a = I_{a4} < 0$ alapján unipoláris működést tételeztünk fel. A K1 és K2 pontok a kiértékelések (a kapcsolások) pillanatát jelzik. Az áram kétpontszabályozás mindenkorban csak az $I_m + \Delta I < i_a < I_p - \Delta I$ tartományban lehetséges. Unipoláris üzemmál határ jelent a $-u_b / R$ áram, ha $(-u_b / R) < i_a - \Delta I$, akkor $p - o$, ha $i_a + \Delta I < (-u_b / R)$, akkor $m - o$ között kell kapcsolatot. Ennek megfelelően a szaggatottan bejelölt $(-u_b / R) - \Delta I < i_a < (-u_b / R) + \Delta I$ tartományban bizonytalan az unipoláris üzemmű áram kétpontszabályozás működése. Kis fordulatszámon (kis u_b -nél) bekerülhetünk ebbe a kellemetlen tartományba. Ennek elkerülésére unipoláris megoldásnál előfordul, hogy kis fordulatszámon bipoláris vezérlésre térnek át.

Az $u_b = \text{const.}$ melletti tranzisztoros üzemben, pl. változó alapjel esetén az áramszabályozási hurok a p , o , m egyenesen eltolódik. Ha u_b -t megváltoztatjuk, akkor a tartomány határok (az I_p , I_m értékek és a p , o , m egyenesek) $-u_b / R$ változásának megfelelően vízszintesen eltolódnak. Mivel a szervohajtásokban a



4.28. ábra. Áram kétpontszabályozás az áram fázissíkon.



4.29. ábra. Áram kétpontszabályozás az áramhiba fázissíkon.

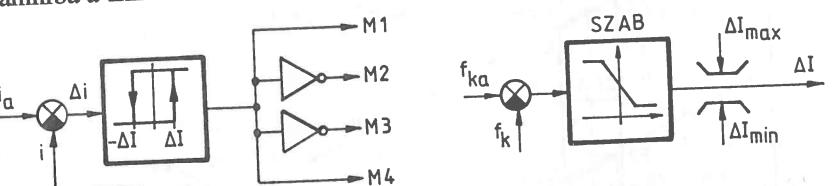
forszírozhatóság miatt $U_e >> u_{b\max}$, így u_b viszonylag kis mértékben befolyásolja a viszonyokat.

Ha az alapjel $i_a = I_a = \text{const.}$, akkor $\Delta i = I_a - i$ es $d\Delta i / dt = -di / dt$. Ez a (4.24.b)-t felhasználva

$$\frac{d\Delta i}{dt} = (I_a - I - \Delta i) / T_v. \quad (4.28)$$

Az áramhiba fázissíkon a viszonyokat a 4.29. ábra mutatja. A folytonos vonalú pályát bipoláris, a szaggatott unipoláris üzennél futjuk be (a 4.29. ábra kb. a 4.28. ábra $i_a = I_{a3}$ alapjelű pontjához tartozik). Látható, hogy a fent kijelölt tartományokban mind a bipoláris, mind az unipoláris üzemű áram képpontszabályozásra teljesül - a K1 és K2 kapcsolási pillanatokat követő E1 és E2 pontokban - a (4.26) áramkonvergencia feltétel.

A gyakorlatban egyszerűsége és üzembiztonsága miatt a bipola hiszterézis áram kétpontszabályozást alkalmazzák. Az analóg megvalósítás blokkvázlatát a 4.30. ábra mutatja. Amikor $\Delta i > \Delta I$, akkor a motorra (4.11. ábra) $+U_e$, amikor $\Delta i < -\Delta I$, akkor $-U_e$ feszültséget kapcsolunk. E kapcsolhatások eredményeként az i áram állandósult állapotban a $\pm \Delta I$ sávon belül követi az i_a alapjelet. Tranziensek alatt is az adott hibán belül marad az áram, ha a (4.27.b) alapján $(I_m - I_o) / T_v < di_a / dt < (I_p - I_o) / T_v$, ill. ha közelítőleg $(-U_e - u_b) / L < di_a / dt < (U_e - u_b) / L$. Ennél nagyobb meredekségű alapjel változásoknál (pl. a 4.27. ábrabeli alapjelugratásnál) átmenetileg kilép az áramhiba a $\pm \Delta I$ sávból.



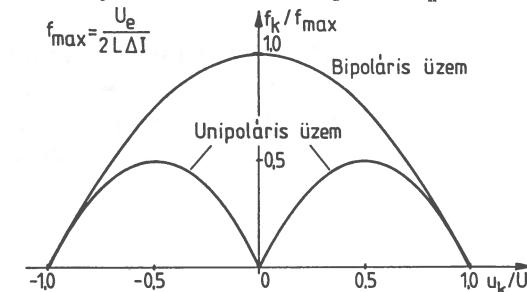
4.30. ábra. Bipoláris áram képpontszabályozás blokkvázlata.

4.31. ábra. Kapcsolási frekvencia szabályozása.

A hiszterézises áram képpontszabályozásos módszer hátránya, hogy az f_k kapcsolási frekvencia változik, és emiatt a kapcsoló elemek nem használhatók ki minden munkapontban. Ez elkerülhető az áram képpontszabályozás fólé rendelt kapcsolási frekvencia szabályozással (4.31. ábra). Ekkor I vagy PI szabályozó esetén átlagban $f_k = f_{ka} = \text{const.}$, de $\Delta I \neq \text{const.}$. A t_b idejű bekapsolásra és a t_k idejű kikapsolásra felírt (4.16.a) feszültségegyenletből, az R ellenállást elhanyagolva, a kapcsolási frekvencia:

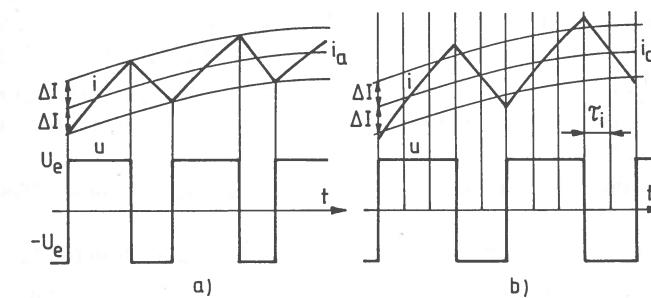
$$f_k = \frac{1}{t_b + t_k} = \frac{U^*}{L\Delta I} [b^*(1 - b^*)]. \quad (4.29)$$

Itt bipoláris üzemben $U^* = 2U_e$, $u_b \approx u_k = (2b^* - 1)U_e$, unipoláris üzemben $U^* = U_e$, $u_b \approx u_k = \pm b^*U_e$. A maximális kapcsolási frekvencia $b^* = 0,5$ -nél, bipoláris üzemben $u_k = 0$ -nál (álló állapotban), unipoláris üzemben $u_k = \pm U_e / 2$ -nél lép fel. A 4.32. ábrában minden a kétféle üzemre megadjuk az f_k / f_{\max} relatív kapcsolási frekvenciát ($f_{\max} = U_e / (2L\Delta I)$). Látható, hogy bipoláris üzemben $f_{k\max} = f_{\max}$, unipoláris üzemben $f_{k\max} = f_{\max} / 2$. Megállapítható az is, hogy bipoláris üzemben nem számottevő f_k változása, ha pl. $U_e / u_{b\max} = 2 / 1$ -es förszírozást tételezünk fel. Ekkor az üzemi $-0,5U_e < u_k \approx u_b < 0,5U_e$ tartományban állandósult állapotban $f_k = (0,75 - 1)f_{\max}$ között változik.



4.32. ábra. Kapcsolási frekvencia a feszültség függvényében.

A hiszterézes áram kétpontszabályozás előnye, hogy egyedül ΔI értékét kell beállítani. A Δm_{\max} nyomatéklüktetés szempontjából megengedhető ΔI áramlüktetés ΔI_m értéket, a megengedhető $f_{k\max}$ kapcsolási frekvencia ΔI_f értéket szab meg. Az áramhiszterézis a $\Delta I_f < \Delta I < \Delta I_m$ tartományban állítható. Ha $\Delta I_f > \Delta I_m$, akkor külső fojtókeres beiktatásával ΔI_f -t le kell csökkenteni ΔI_m -re. Analóg megvalósításkor tűllendülésmentes beállást biztosít.

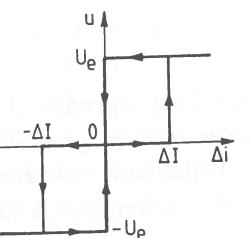


4.33. ábra. Bipoláris áram kétpontszabályozás. a. Analóg, b. Digitális.

A hiszterézises áram kétpontszabályozás analóg megvalósításakor (4.30. ábra) a komparátor érzékeli a $|\Delta i| = \Delta I$ komparálás pillanatát és ezt követően kapcsolási parancsot ad ki. A kapcsolás hatására Δi nem lép ki a $\pm \Delta I$ sávból

(4.33.a. ábra). Digitális megvalósításkor τ_i mintavételi időnként megvizsgáljuk a $|\Delta i| < \Delta I$ egyenlőtlenséget és amikor $|\Delta i| > \Delta I$ lett kapcsolás történik. Ennek megfelelően Δi ilyenkor minden kilép a $\pm \Delta I$ sávból (4.33.b. ábra). A τ_i mintavételi időt a ΔI sávval és az f_k kapcsolási frekvenciával (4.29) összhangban kell megválasztani. Az analógot közelítő működéshez a $T_{k\min} = 1/f_{k\max}$ minimális ütemidőnél legalább egy nagyságrenddel kisebb τ_i kell. A digitális áram kétpontszabályozás szubharmonikus lengésekre hajlamos, mivel a t_b és t_k idők csak τ_i egészszámú többszörösei lehetnek. A digitális megoldás $\Delta I = 0$ -val is működik. A kapcsolási idők ekkor sem lehetnek kisebbek mint τ_i , így $f_{k\max} \leq 1/(2\tau_i)$ szerint ekkor is véges.

Digitális kivitelezéskor egyszerűen megvalósítható az unipoláris üzemet eredményező háromállású hiszterézises áramszabályozó is. Ekkor az áramszabályozott szaggató a 4.34. ábra szerinti $u(\Delta i)$ hiszterézises relé karakteristikának megfelelően $\Delta i \geq 0$ -nál U_e és 0, $\Delta i \leq 0$ -nál $-U_e$ és 0 szintű unipoláris feszültségeket ad ki.

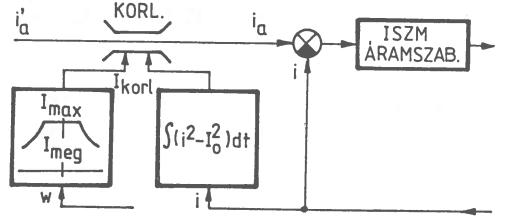


4.34. ábra. Háromállású hiszterézises áramszabályozóval ellátott szaggató karakteristikája.

4.3.4. Az áramszabályozás feladatai

Az ISZM áramszabályozás alapvető feladata annak biztosítása, hogy a motor árama megfeleljen a külső, pl. fordulatszám vagy nyomaték szabályozókör által előírt i_a alapjelnek. Ezen túlmenően védelmi célú, korlátozó feladatokat is ellát az áramszabályozó. Ezt a 4.35. ábrának megfelelően úgy biztosítjuk, hogy a különböző i_a' alapejlet a korlátozóval i_a -ra módosítjuk. A korlátozó az alábbi funkciókat látja el:

- A szervomotor által rövid időre megengedett I_{\max} áramra korlátozza az áramot.
- A szervomotor kommutációja szempontjából megengedhető I_{meg} áramra korlátozza az áramot. Az I_{meg} áram a szögsebességtől függ a (4.7) összefüggés szerint.
- A szervomotor $I_o \approx I_n$ tartós terhelhetőségi határánál nagyobb terhelések nél az $R \int (i^2 - I_o^2) dt$ veszteségi teljesítmény integrált (a veszteségi energiát) korlátozza. A határt elérve az áramalapejlet I_o -ra visszaveszi, meggyárolva ezzel a motor káros túlmelegedését.

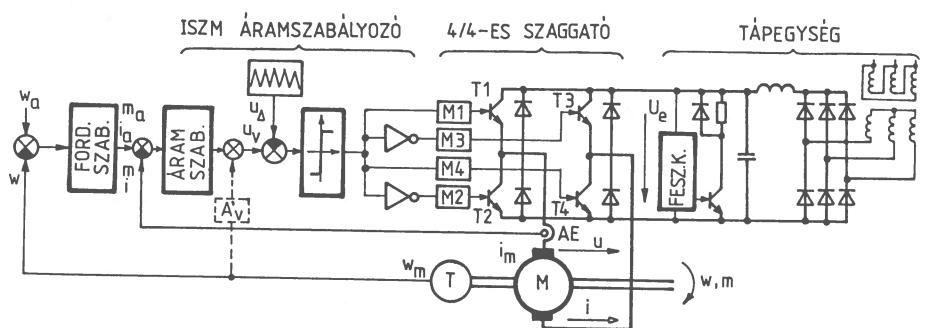


4.35. ábra. Áramalapejel korlátozása.

Mint látható a fenti korlátozásokat a szervomotor terhelhetősége (4.2. fejezet) alapján kell beállítani. Az I_{\max} és az $\int (i^2 - I_o^2) dt$ beállítások egyben a teljesítményelektronikát is védi a túlerhelések ellen. Ha nem lépnek működésbe a fenti korlátok, akkor $i_a = i_a'$.

4.3.5. Szabályozott hajtás gyakorlati megvalósítása

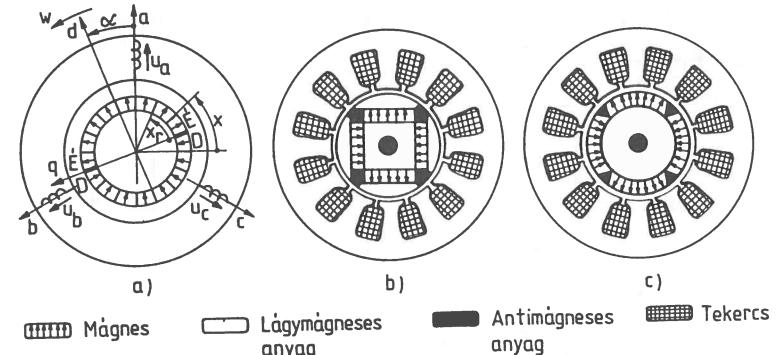
A 4.36. ábra egy fordulatszám szabályozott egyenáramú szervohajtás részletes blokkvázlatát mutatja (w_m a w -vel, i_m az i -vel arányos mért visszacsatolójel). A kéthurkos szabályozókör alarendelt struktúrájú. A fordulatszám szabályozónak alarendelt áramszabályozó ISZM modulátoros, ellenütemű vezérléssel (4.3.2. fejezet, 4.13. ábra). A mai gyakorlatban az ISZM modulátoros áramszabályozást széleskörűen alkalmazzák mind ellenütemű, mind alternatív vezérléssel. A tápegység diódás egyenirányító, feszültségkorlátozóval, szabályozott fékellenállással (3.2. fejezet, 3.10. ábra). Az egyenáramú kommutátoros szervohajtásban a T fordulatszámmérő általában állandómágneses kommutátoros tachométer dinamó, az AE árammérő általában Hall elemes. A szögsebességről vett - szaggatottan bejelölt - kompenzált visszacsatolással kiküszöböltető a belsőfeszültség visszahatása az áramszabályozásra (4.24. ábra).



4.36. ábra. Fordulatszám szabályozott egyenáramú szervohajtás.

5. Szinkronmotoros szervohajtások

Szinkronmotoros szervohajtások legfőbb előnye a kefenélküli kivitel, ezért ezekben kizárolag állandómágneses forgórészű motorokat használnak. Az állandómágneses szinkronmotor elvi felépítését az 5.1.a. ábra, a gyakorlati konstrukciót az 5.1.b. és c. ábra mutatja. Az a. ábrában bejelöltük a háromfázisú állórész tekercs a, b, c tengelyeit és az állandómágneses forgórész d-q tengelyeit. A b. ábra un. belső mágneses konstrukció, a c. ábra un. külső héjmágneses (ragasztott) konstrukció. A modern szinkron szervomotorok ritkaföldfém ötvözettel mágnessel (4.1. fejezet) készülnek, mert csak ezekkel biztosítható megfelelően nagy fluxus és kis tehetetlenségi nyomaték.



5.1. Állandómágneses szinkronmotor.
a. Elvi felépítés, b. Belső mágneses konstrukció, c. Külső héjmágneses konstrukció.

A következőkben a vizsgált szinkron szervomotorról feltételezzük, hogy $2p = 2$ pólusú és állórészé háromfázisú szimmetrikus tekercselésű és elhanyagoljuk a vasveszteséget.

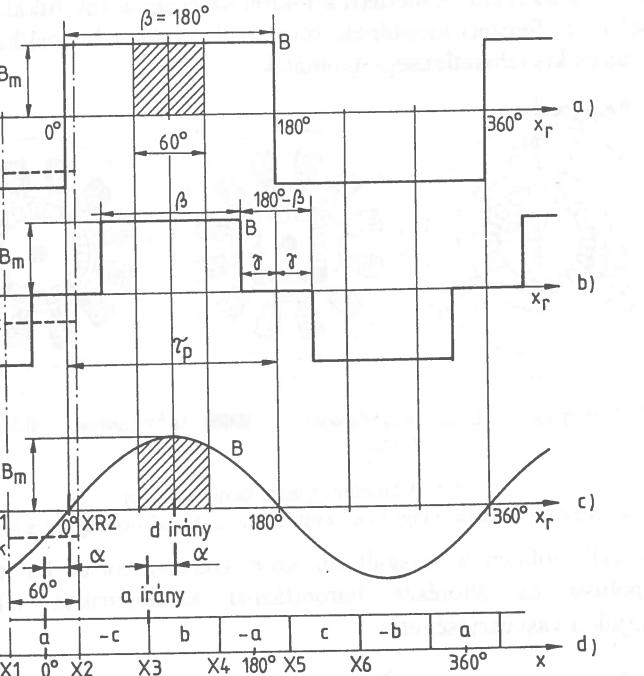
5.1. Szinkron szervomotorok általános tulajdonságai, illesztett táplálás

Az állandómágneses forgórész által létrehozott indukciómező térbeli eloszlásának az alakjától függően megkülönböztetünk négyzet- és szinuszmézes motorokat. Általában a négyzetmézes gépek külső héjmágnes konstrukciójuk, a szinuszmézes gépek pedig belső mágnes konstrukciójuk. A mező alakja meghatározó abból a szempontból, hogy milyen áramszabályozási móddal - áramgörbe alakkal - biztosítható lüktetésmenet nyomaték. A táplálás és mező lüktetésmenet nyomatéket eredményező összehangolását **illesztésnek** nevezzük. Illesztett tápláláskor az állórész fázisok áramának alakját a mező alakjától függően kell megválasztani és fázishelyzetét a forgórész szögéhez kell szinkronozni.

5.1.1. A pólusfeszültség és a nyomaték számítása állandómágneses gépnél

Jellegzetes négyzetes és szinuszmező B légrésindukciójának idealizált kerületmenti eloszlását az 5.2.a.-c. ábrák mutatják (x_r a rotor kerülete mentén mérhető szög). Négyzetmegmérő gépnél a $\beta \leq 180^\circ$ szögű indukciómező középvonalá, szinuszmezőnél az indukciómező maximuma jelöli ki a forgórész d tengelyét, a q tengely erre merőleges (5.1.a. ábra). Szinuszmezőeloszlás esetén (5.2.c. ábra) az indukció kerületmenti eloszlása:

$$B(x_r) = B_m \sin x_r. \quad (5.1)$$



5.2. Idealizált kerületmenti eloszlás.

a., b. Négyzetmegmérő gépen a $+B_m$, 0, $-B_m$ értékeket felvevő és $B(x_r) = -B(x_r + \pi)$ szimmetriájú indukciómező (5.2.b. ábra) Fourier sora végtelen számú, páratlan rendszámú térbeli harmonikust tartalmaz:

$$B(x_r) = \sum_v B_v \sin(vx_r + \phi_{bv}), \quad v = 1, 3, 5, 7, 9, \dots \quad (5.2.a,b)$$

($\phi_{bv}=0$, ha $x_r=0$ -t az ábra szerint vesszük fel). Az indukció harmonikusok amplitúdója a mágnes β szélességtől, a $\gamma = (\pi - \beta)/2$ szögtől függ:

$$B_v = (1/v)(4/\pi)B_m \cos(v\gamma). \quad (5.3)$$

Az indukciómező tengelyirányú eloszlásáról feltételezzük, hogy a vastest mentén végig $B(x_r)$ az indukció, a vason kívül pedig zérus. Feltételezzük még, hogy az állandómágnes ideális, azaz az általa létrehozott légrésindukciót nem befolyásolja az állórészgerjesztés (e szerint az állórész áramok csak állórész szórtfluxust hoznak létre).

A háromfázisú, átmérős, 60° sávszélességű állórésztekercselés kiterített tekercsoldalait mutatja az 5.2.d. ábra. A következőkben a tekercsek rövidítéseket használva írunk le a meneteket.

A forgórész mágnessel létrehozott mező w szögsebességgel forog és az állórész háromfázisú tekercseiben u_{pa} , u_{pb} , u_{pc} pólusfeszültséget indukál. Egy vezetőben, pl. az a fázis j-edik vezetőjében indukálódó pólusfeszültség $u_{aj} = B_{aj}\ell v$, ahol B_{aj} a légrésindukció értéke az a fázis j-edik vezetője helyén, ℓ a vezető hatásos hossza és $v = (D/2)w$. A B_{aj} indukció a forgórész α elfordulási szögétől függ. Két átlósan elhelyezett vezető egy menetet alkot. Mivel pólusosztásokonként azonos az indukció abszolútértéke, így a j-edik menetben $2u_{aj}$ a pólusfeszültség. Az a fázistekercs pólusfeszültsége az N sorbakapcsolt menet feszültségének az összege:

$$u_{pa} = \sum_{j=1}^N 2u_{aj} = \ell D w \sum_{j=1}^N B_{aj} = k B_{ak}(\alpha) w = K_a(\alpha) w. \quad (5.4.a)$$

Itt bevezettük a $k = \ell DN$, a $B_{ak} = (1/N) \sum_{j=1}^N B_{aj}$ és a $K_a = k B_{ak}$ jelöléseket. A B_{ak} jól közelíthető az indukció görbe fázistekercsoldal alatti középpétkével a $B_{ak}(\alpha) = (3/\pi) \int_{X1}^{X2} B dx = (3/\pi) \int_{XR1}^{XR2} B dx_r$ integrálával, ha elég nagy a menetszám. Az integrálási határok az a fázisra $X1 = -\pi/6$, $X2 = \pi/6$, ill. $XR1 = X1 - \alpha$, $XR2 = X2 - \alpha$, amint az 5.2.c., d. ábrákból leolvasható. Mind a B_{ak} , mind a K_a az α rotorszögötől függ. Az 5.2.a.-c. ábrákba szaggatott vonallal berajzoltuk az a fázisra vontakozó, a bejelölt α szögforduláshoz tartozó B_{ak} közepes indukció értékét minden a háromféle mezőeloszlásra. A b és c fázis pólusfeszültsége:

$$u_{pb} = k B_{bk}(\alpha) w = K_b(\alpha) w, \quad u_{pc} = k B_{ck}(\alpha) w = K_c(\alpha) w. \quad (5.4.b,c)$$

Itt $B_{bk}(\alpha) = (3/\pi) \int_{X3}^{X4} B dx = B_{ak}(\alpha - 120^\circ)$, $B_{ck}(\alpha) = (3/\pi) \int_{X5}^{X6} B dx = B_{ak}(\alpha - 240^\circ)$, $K_b = k B_{bk}$, $K_c = k B_{ck}$. Eszerint a fázis pólusfeszültségek arányosak a w

szögsebességgel és az α szögfordulástól függő B_{ak} , B_{bk} , B_{ck} indukciókkal (az indukciótörbe adott fázistekercsoldal alatti területével), ill. a K_a , K_b , K_c feszültségtényezőkkel.

Az (5.4.a, b, c) fázis pólusfeszültségekből meghatározható a pólusfeszültség \bar{u}_p Park-vektora és u_{po} zérussorrendű összetevője:

$$\bar{u}_p = (2/3)(u_{pa} + \bar{a}u_{pb} + \bar{a}^2u_{pc}) = (2/3)(K_a + \bar{a}K_b + \bar{a}^2K_c)w = \bar{K}w, \quad (5.4.d)$$

$$u_{po} = (1/3)(u_{pa} + u_{pb} + u_{pc}) = (1/3)(K_a + K_b + K_c)w = K_0w \quad (5.4.e)$$

($\bar{a} = e^{j2\pi/3}$, $\bar{a}^2 = e^{j4\pi/3}$). Itt bevezettük a \bar{K} feszültségtényező vektort és a K_0 zérussorrendű feszültségtényezőt. Mind a \bar{K} vektor, mind a K_0 skalár mennyisége fluxus dimenziójú és egy adott gépnél csak az α szögfordulás függvénye, az \bar{u}_p és u_{po} pólusfeszültségek ezen túlmenően még a w szögsebességtől is függnek.

Ha az állórész fázistekercsekben i_a , i_b , i_c áram folyik, akkor a forgórézsz mágnessel létrehozott mező az a , b , c fázisokkal m_a , m_b , m_c nyomatékot képez. A nyomaték egyszerűen számítható, ha az ideális állandómágnesnek megfelelően a légrésindukció független az állórész áramuktól. Ekkor az a fázistekercs j-edik vezetőjére a helyi B_{aj} légrésindukcióval és a vezetőn átfolyó i_a árammal arányos $f_{aj} = B_{aj}i_a$ erő hat. Egy menet két vezetőjére ható erő erőpárt alkot, így az i_a árammal átvált j-edik menet $m_{aj} = f_{aj}D$ nyomatékot fejt ki. Mivel egy fázis valamennyi menetében ugyanakkora áram folyik, ezért az a fázis által létrehozott nyomaték az alábbi összegzéssel adódik:

$$m_a = \sum_{j=1}^N m_{aj} = \ell Di_a \sum_{j=1}^N B_{aj} = kB_{ak}(\alpha)i_a = K_a(\alpha)i_a. \quad (5.5.a)$$

A b és c fázisra hasonló összefüggés írható:

$$m_b = kB_{bk}(\alpha)i_b = K_b(\alpha)i_b, \quad m_c = kB_{ck}(\alpha)i_c = K_c(\alpha)i_c. \quad (5.5.b)$$

Az eredő nyomaték a három fázis nyomatékának az összege:

$$m = m_a + m_b + m_c = K_a i_a + K_b i_b + K_c i_c. \quad (5.6)$$

Az (5.4., 5.5.) összefüggésekben látható, hogy a fázisokra vonatkozó nyomaték- és feszültségtényezők megegyeznek egymással. Ezek a $V_s = Nm/A$ dimenziójú K_a , K_b , K_c tényezők azonban nem állandók, hanem α szögfüggők. A K_a tényező $K_a(\alpha) = kB_{ak}(\alpha) = (6/\pi)N \int_{x_1}^{x_2} B\ell(D/2)dx = (6/\pi)N\phi_a(\alpha)$ alakban is

felírható, azaz kifejezhető az a fázistekercsoldal íve alatt átmenő, α -tól függő ϕ_a fluxussal. Ehhez hasonlóan $K_b(\alpha) = (6/\pi)N\phi_b(\alpha)$ és $K_c(\alpha) = (6/\pi)N\phi_c(\alpha)$. Megjegyezzük, hogy a fluxusoknak ez az értelmezése eltér a szokásostól.

Az (5.4., 5.5.) összefüggések akkor is igazak, ha a vezetők nem a légrésben, hanem az állórész vastestben (hornyokban) vannak egy D átmérőn egyenletesen elosztva. Ekkor az állórészszórás miatt a fázisok indukáltfeszültsége eltér az (5.4)-gyel számolt pólusfeszültségtől, de ilyenkor is érvényesek az (5.5) nyomaték képletek, mivel az állórész szórtfluxusok az állórészarámokkal nem képeznek nyomatéket.

A fázis pólusfeszültségek és a fázis nyomatékok összehozásából látható, hogy fázisonként fennáll az $u_{pa}i_a = m_a w$, $u_{pb}i_b = m_b w$, $u_{pc}i_c = m_c w$ egyenlőség. Ebből következően a mechanikai teljesítmény

$$p_m = mw = (m_a + m_b + m_c)w = u_{pa}i_a + u_{pb}i_b + u_{pc}i_c \quad (5.7.a)$$

alakban írható fel. Ugyanez Park-vektorosan az alábbi képlettel számítható:

$$p_m = mw = (3/2)\bar{u}_p \cdot \bar{i} + 3u_{po}i_o. \quad (5.7.b)$$

Itt $\bar{i} = (2/3)(i_a + \bar{a}i_b + \bar{a}^2i_c)$ az áram Park-vektora, $i_o = (1/3)(i_a + i_b + i_c)$ a zérussorrendű összetevője, az $\bar{u}_p \cdot \bar{i}$ skaláris szorzat jelöl. Az (5.7.b)-ből, (5.4.d,e) figyelembevételével, kiszámítható a nyomaték:

$$m = p_m / w = (3/2)(\bar{u}_p / w) \cdot \bar{i} + 3(u_{po} / w)i_o = (3/2)\bar{K} \cdot \bar{i} + 3K_0i_o. \quad (5.8)$$

Ez a Park-vektoros nyomaték képlet közvetlenül (5.6)-ból is felírható. (Ha a póluspárszám $p > 1$, akkor a fenti számításokban figyelembe kell venni, hogy a villamos és a geometriai szögek és szögsebességek eltérőek.)

A mező és a táplálás lüktetésmentes nyomaték eredményező illesztése fázisonként az (5.6), vektorosan az (5.8) képlet alapján végezhető el. A vektoros illesztési feladat egyszerűsödik azáltal, hogy az (5.8) képletben elhagyható a $3(u_{po} / w)i_o = 3K_0i_o$ zérussorrendű nyomaték. Ugyanis ha az állórész csillagkapcsolású, akkor a kivezetetlen csillagpont miatt $i_o = 0$, míg deltába - a köráramok elkerülése végett - csak az a gép köthető, amelyiknél $u_{po} = K_0w = 0$. Eszerint a vektoros illesztés alapja az

$$m = (3/2)\bar{K}(\alpha) \cdot \bar{i}(\alpha) \quad (5.9)$$

egyszerű nyomaték összefüggés. Az illesztés menete a következő: 1. lépésben meg kell határozni a mezőre jellemző $\bar{K}(\alpha) = \bar{u}_p(\alpha) / w$ feszültségtényező

vektort, 2. lépésben meg kell határozni az illesztett táplálásra jellemző $\bar{i}(\alpha)$ áramvektort úgy, hogy a nyomatékkal arányos $\bar{K}(\alpha) \cdot \bar{i}(\alpha)$ skaláris szorzat állandó legyen. Ha a szögsebesség, $w = W = \text{const.}$ akkor az $\bar{u}_p(\alpha) = \bar{K}(\alpha)W$ pólusfeszültség vektor csak léptékben tér el a $\bar{K}(\alpha)$ vektortól. Ennek megfelelően a vektoros illesztés elvégezhető a mechanikai teljesítmény (5.7.b) összefüggésből - $w = W$ és $3u_{po}i_o = 0$ figyelembevételével - kiadódó

$$p_m = mW = (3/2)\bar{u}_p(\alpha) \cdot \bar{i}(\alpha) \quad (5.10)$$

képlet alapján is. Ekkor 1. lépésben meg kell határozni a mezőre jellemző $u_p(\alpha) = \bar{K}(\alpha)W$ pólusfeszültség vektor, majd 2. lépésben az állandó $\bar{u}_p(\alpha) \cdot \bar{i}(\alpha)$ skaláris szorzatot eredményező illesztett $\bar{i}(\alpha)$ áramvektort. Az (5.9) képletből látható, hogy illesztett $\bar{i}(\alpha)$ áramvektort eredményező áramgenerátoros tápláláskor az m nyomaték, még a tranziensek (pl. w változása) alatt is, időben állandó (síma), és az (5.10)-ből látható, hogy ha ugyanekkor $w = W = \text{const.}$, akkor a p_m mechanikai teljesítmény is állandó.

A konkré特 illesztéseket (5.10) alapján végezzük, ezért először meg kell határozni a $w = W = \text{const.}$ szögsebességhoz, ill. az $\alpha = Wt + \alpha_0$ szögforduláshoz tartozó pólusfeszültségeket. Vezessük be az

$$U_{pm} = kB_m W \quad (5.11)$$

pólusfeszültséget, ami akkor indukálódna pl. az **a** fázisban, amikor annak összes vezetője az egyik tekercsoldalon $+B_m$, a másikon $-B_m$ indukciójú erővonalakat metszene, azaz amikor $B_{ak} = B_m$ lenne.

Szinuszmezős gépnél a $W = \text{const.}$ szögsebességgel forgó $B_1 = B_m$ amplitúdójú mező a fázisokban W körfrekenciájú szinuszos (alapharmonikus) és szimmetrikus pólusfeszültségeket indukál. Pl. az **a** fázis pólusfeszültsége:

$$u_{pa}(t) = U_{pl} \sin(Wt + \pi), \quad (5.12)$$

ha az állórész **a** fázistengelye és a forgórész **d** tengelye a $t=0$ pillanatban egyirányú (akkor $\alpha_0 = 0$ és $\alpha = Wt$). Ugyanekkora amplitúdójú a pólusfeszültség a **b** és **c** fázisban is. Az u_{pb} , u_{pc} és u_{po} alapharmonikus pólusfeszültségek fázissorrendje a $W > 0$ (az 5.1. ábrán óramutatóval ellentétes) forgásiránynál **a-b-c** (pozitív sorrend), a $W < 0$ forgásiránynál **a-c-b** (negatív sorrend). A pólusfeszültség Park-vektora körforgó, a zérussorrendű összetevője pedig zérus:

$$\bar{u}_p = \bar{U}_{pl} e^{jWt}, \quad \bar{U}_{pl} = jU_{pl}, \quad u_{po} = 0 \quad (5.13.a, b, c)$$

A pólusfeszültségek csúcsértéke (az \bar{u}_p Park-vektor amplitúdója) az (5.4.a) összefüggés alapján $U_{pl} = kB_{ak\max}W$. Az 5.2.a. és c. ábrák bevonalkázott területeinek arányából következik, hogy $B_{ak\max}/B_m = 3/\pi$, ami egyben a 60 sávszélességű tekercs $\xi_1 = \text{húr} / \text{ív} = \sin(\pi/6) / (\pi/6) = 3/\pi$ elosztási tekercselési tényezője. Ezeket figyelembe véve szinuszmezős gépnél:

$$U_{pl} = \xi_1 k B_1 W, \quad U_{pl} = (3/\pi) U_{pm}. \quad (5.14.a,b)$$

Szinuszmezős gépnél a feszültség és az áram Park-vektorok mellett fluxus (valójában tekercsfluxus) Park-vektorokat is használunk. Ekkor az állandómágnessel létrehozott mezőt a forgóréssel együttforgó, a **d** tengely irányába mutató állandó amplitúdójú $\bar{\psi}_p$ pólusfluxus vektorral, ill. az általa indukált \bar{u}_p pólusfeszültség vektorral vesszük figyelembe. Álló koordinátarendszerben

$$\bar{\psi}_p = \Psi_{pl} e^{j\alpha}, \quad \bar{u}_p = d\bar{\psi}_p / dt = jw\bar{\psi}_p. \quad (5.15.a,b)$$

Ezek az összefüggések $w = da/dt \neq \text{const.}$ esetben is érvényesek. Az (5.4.d) és (5.15.b) képleteket összevetve megállapítható, hogy szinuszmezős gépnél $\bar{K} = j\bar{\psi}_p$. Állandó szögsebességen ($\alpha = Wt$ mellett) minden Park-vektor körforgó: $\bar{\psi}_p = \Psi_{pl} e^{jWt}$, $\bar{u}_p = \bar{U}_{pl} e^{jWt}$, az amplitúdók közötti kapcsolat: $U_{pl} = W\Psi_{pl}$. Az (5.14.a) összefüggést figyelembe véve $\Psi_{pl} = U_{pl} / W = \xi_1 k B_1$.

Négyzetközönséges gépnél a pólusfeszültségek meghatározására két út kínálkozik: a harmonikus analízises módszer, és az analitikus módszer.

- **Pólusfeszültségek számítása harmonikus analízis alapján:** A β szélességű mágnes (5.3)-ból kapott

$$B_1 = (4/\pi) B_m \sin(\beta/2) \quad (5.16)$$

amplitúdójú alapharmonikus indukciója az előbbiektől szerint W körfrekenciájú és (5.14.a)-nak megfelelő amplitúdójú alapharmonikus pólusfeszültségeket indukál az állórész fázisaiban. Ezekhez még hozzáadónak a B_v felharmonikus indukciók által keltett vW körfrekenciájú és

$$U_{pv} = \xi_v k B_v W = (\xi_v / \xi_1)(B_v / B_1) U_{pl} \quad (5.17)$$

amplitúdójú felharmonikus pólusfeszültségek. A térfelüli indukció felharmonikusokra vonatkozó elosztási tekercselési tényező $\xi_v = \text{húr} / \text{ív} = |\sin(v\pi/6)| / (v\pi/6)$. Ez a $v = 6k \pm 1$ rendszámú felharmonikusokra $\xi_v = (1/v)\xi_1$ ($k = 1, 2, 3, \dots$), a 3-mal osztható rendszámúakra $\xi_v = (2/v)\xi_1$. A

komponensekből a fázis pólusfeszültségek végtelen szummával kaphatók, pl. az a fázis pólusfeszültsége:

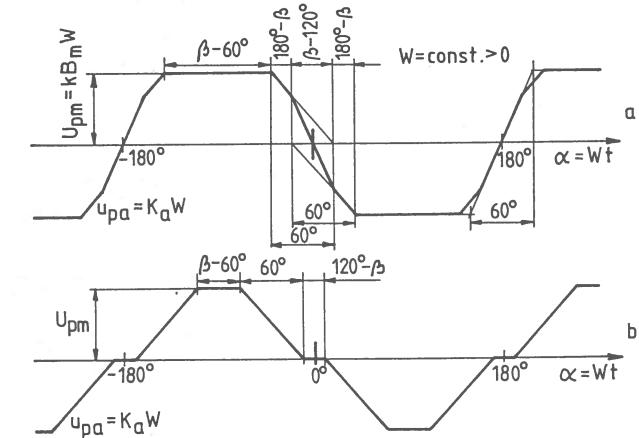
$$u_{pa} = \sum_v U_{pv} \sin[v(Wt + \pi) + \phi_v] \quad (5.18)$$

($v = 1, 3, 5, 7, \dots$, $\phi_v = 0$). Hasonló alakú az u_{pb} és az u_{pc} pólusfeszültség, de a b fázisban $Wt + 2\pi/3$, a c fázisban $Wt + 4\pi/3$ szerepel. Az egyes harmonikusok háromfázisú szimmetrikus rendszert alkotnak. A $v = 1$ rendszámú alapharmonikusok a forgásiránynak megfelelően pozitív vagy negatív sorrendűek. A $v = 6k+1 = 7, 13, \dots$ rendszámú felharmonikusok fázissorendje az alapharmonikuséval megegyező, a $v = 6k-1 = 5, 11, \dots$ rendszámúaké pedig vele ellentétes, mert pl. $7 \cdot 120 = +120$ és $5 \cdot 120 = -120$. A 3-mal osztható $v = 3, 9, 15, \dots$ rendszámú felharmonikusok a három fázistekercsben azonos fázisúak (zérussorrendűek). Az (5.4.d) szerinti \bar{u}_p Park-vektor alapharmonikusból és a $6k \pm 1$ rendszámú felharmonikusból, az (5.4.e) szerinti u_{po} zérussorrendű összetevő pedig a 3-mal osztható rendszámú felharmonikusból áll.

Ha az állórésztekercs csillag kapcsolású, akkor a fázis pólusfeszültségek felharmonikusai közül a zérussorrendűek nem vesznek részt a teljesítmény (nyomaték) képzésben, mivel az áramokban a kivezetetlen csillagpont miatt nem lehetnek ilyen összetevők. Ennek megfelelően a $v = 3, 9, 15, \dots$ rendszámú felharmonikusok a pólusfeszültségben és az indukcióban figyelmen kívül hagyhatók. A következőkben az így kapott pólusfeszültségeket **hasznos pólusfeszültségeknek**, az induciót **hasznos indukcióknak** nevezünk. Itt jegyezzük meg, hogy a csillag kapcsolású gép vonali pólusfeszültségeiben eleve kiejtik egymást a zérussorrendű felharmonikusok. Delta kapcsolású motorban a $v = 3, 9, 15, \dots$ rendszámú felharmonikus pólusfeszültségek köráramot okoznának, emiatt csak azok a gépek köthetők deltába, amelyek pólusfeszültségei nem tartalmaznak ilyen összetevőket.

- **Pólusfeszültségek számítása analitikus módszerrel:** Egyszerű alakú indukciómező esetén könnyen kiszámíthatók a fázis pólusfeszültségek. Pl. az a fázis pólusfeszültségének $u_{pa}(t)$ időfüggvénye az (5.4.a) összefüggésből határozható meg. Látható, hogy $w = W = \text{const.}$ mellett u_{pa} arányos a B_{ak} indukcióval, azaz az indukcióörbe tekercsoldal alatti területével. Ez a terület változik a forgórészmező $\alpha = Wt$ szögfordulásától függően. Az 5.2.b. ábrán felrajzolt indukcióeloszlású négyzetmezős gépre - a képletszerű felírást mellőzve - az 5.3. árában grafikusan adjuk meg az eredményeket. Az 5.3.a. ábra $120^\circ \leq \beta \leq 180^\circ$, az 5.3.b. ábra $60^\circ \leq \beta \leq 120^\circ$ mágnesszélesség tartományra mutatja be az $u_{pa}(\alpha) = K_a(\alpha)W$ pólusfeszültség jellegzetes alakját $W > 0$ szögsebességre. Az u_{pa} pólusfeszültség pozitív nullámenete $\alpha = -\pi$ -nél van. Az (5.11) szerinti $|u_{pa}| = U_{pm}$ állandó és maximális értékű szakaszok

felfordulatonként csak a forgórész $\beta = 60^\circ$ szögű elfordulása alatt lépnek fel, mivel csak ekkor metsz az a fázis összes vezetője az egyik tekercsoldalon $+B_m$, a másikon $-B_m$ indukción, azaz csak ezalatt lesz $B_{ak} = \pm B_m$. Az átmenetek $+U_{pm}$ -ről $-U_{pm}$ -re és fordítva $du_{pa}/dWt = \pm U_{pm}/(\pi/6)$ és $\pm U_m/(\pi/3)$ meredekségű lineáris szakaszokból állnak. A b és c fázis pólusfeszültségei eltolással ugyanilyen alakúak: $u_{pb}(Wt) = u_{pa}(Wt - 2\pi/3)$, $u_{pc}(Wt) = u_{pa}(Wt - 4\pi/3)$. Az (5.4.a, b, c) összefüggésekkel látható, hogy a $W = \text{const.} > 0$ szögsebességű u_{pa} , u_{pb} , u_{pc} pólusfeszültségek - más léptékben - a K_a , K_b , K_c feszültségtényezőket is megadják. Forgásirányt váltva ($W < 0$ -nál) a K_a , K_b , K_c feszültségtényezők változatlanok, az $u_{pa} = K_a W$, $u_{pb} = K_b W$, $u_{pc} = K_c W$ pólusfeszültségek előjelet váltanak ($W < 0$ esetén az $\alpha = Wt$ szög ellentétes előjelű).



5.3. A pólusfeszültség jellegzetes időfüggvényei.
a. $180^\circ \geq \beta \geq 120^\circ$, b. $120^\circ \geq \beta \geq 60^\circ$

A négyzetmezős gépeket szokás trapéz indukált feszültségű gépeknek is nevezni a fázis pólusfeszültségek 5.3. ábrabeli alakja miatt. E gépek tárgyalásakor feszültség, áram és feszültségtényező Park-vektorokat alkalmazunk, a pólusfeszültségeket analitikus módszerrel számoljuk. A fluxus Park-vektort a mezőben lévő végtelen sok térbeli harmonikus nehézkes kezelése miatt itt nem vezetjük be.

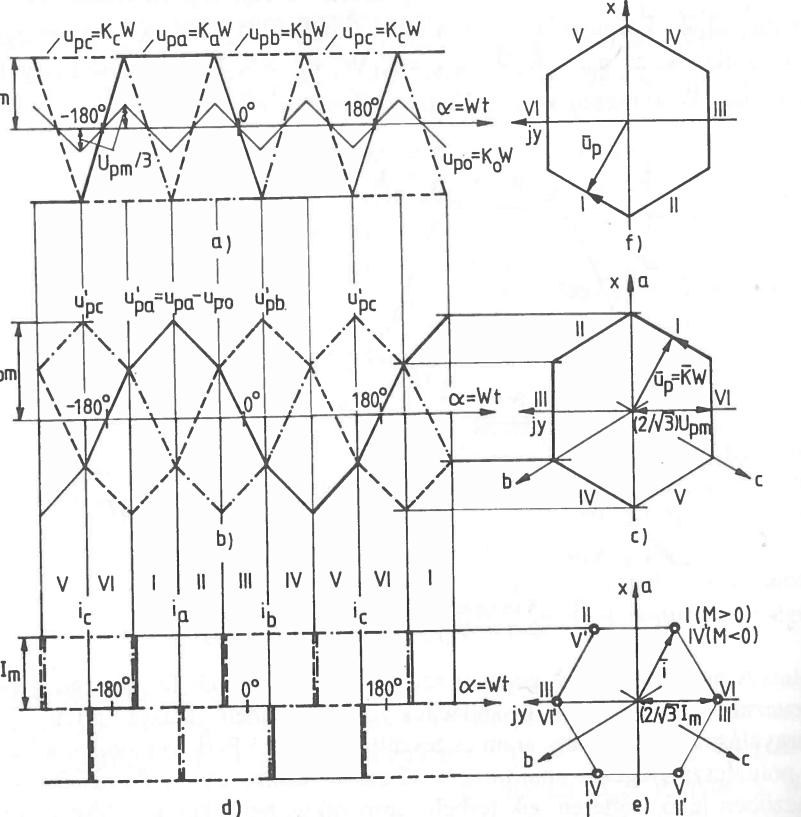
A gyakorlatban a $\beta = 180^\circ$ -os, 120° -os és 60° -os négyzetmezős, a $\beta = 150^\circ$ -os kvázi szinuszos és a tiszta szinuszmező motorok fordulnak elő.

5.1.2. $\beta = 180^\circ$ -os négyzetmező motor

A fázisokban $W = \text{const.} > 0$ esetén indukálódó trapéz alakú feszültségeket mutatja az 5.4.a. ábra az 5.3.a. ábra alapján. Látható, hogy ezeknek a

feszültségeknek $u_{po} = (u_{pa} + u_{pb} + u_{pc})/3$ zérussorrendű összetevője van, ami $\pm U_{pm}/3$ értékek között lineárisan változik. A zérussorrendű feszültségek miatt a $\beta = 180^\circ$ -os motor fázistekercsei csak csillag kapcsolásúak lehetnek, mivel delta kapcsolásban köráram alakulna ki. A zérussorrendet nem tartalmazó $u'_{pa} = u_{pa} - u_{po}$, $u'_{pb} = u_{pb} - u_{po}$, $u'_{pc} = u_{pc} - u_{po}$ un. hasznos pólusfeszültségeket mutatja az 5.4.b. ábra. A pólusfeszültségek Park-vektora

$$\bar{u}'_p = (2/3)(u'_{pa} + \bar{a}u'_{pb} + \bar{a}^2u'_{pc}) = (2/3)(u_{pa} + \bar{a}u_{pb} + \bar{a}^2u_{pc}) = \bar{u}_p \quad (5.19)$$



5.4. ábra. $\beta = 180^\circ$ -os négyiszögmezős motor jellemzői.
a., b. Fázis pólusfeszültségek, c. Pólusfeszültség vektor, d. Illesztett fázisáramok,
e. Illesztett áramvektor, f. Pólusfeszültség vektor ($W < 0$).

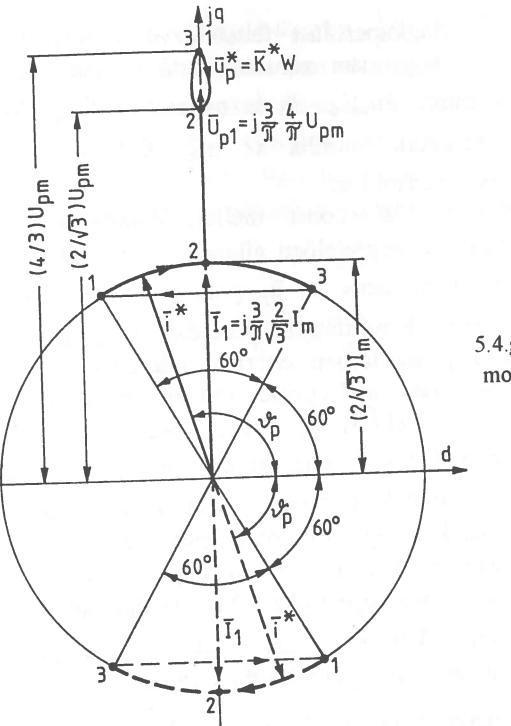
a c. ábrán látható. Park-vektor képzéskor kiesik a zérussorrendű komponens, így $\bar{u}'_p = \bar{u}_p$, és az \bar{u}_p vektorból csak a zérussorrend nélküli mennyiségek kaphatók vissza, pl. $u'_{pa} = \text{Re}(\bar{u}_p)$. Az $\bar{u}_p = KW$ feszültségevektor egyenletesen futja be a szabályos hatszög oldalait, mint egyszerű feszültséginverternél az $\int \vec{u} dt$ vektor.

Kivezetetlen csillagpontú csillagkapcsolást feltételezve a zérussorrendű áram $i_o = 0$, így annak ellenére, hogy van zérussorrendű pólusfeszültség a zérussorrendű mechanikai teljesítmény $3u_{po}i_o = 0$ és nyomaték $3(u_{po}/W)i_o = 3K_o i_o = 0$. A motor úgy viselkedik, mintha az u'_{pa} , u'_{pb} , u'_{pc} hasznos pólusfeszültségek indukálódnak a fázisokban.

Időben állandó nyomatékkal, $w = W = \text{const.}$ mellett állandó mechanikai teljesítményt az (5.10) egyenleteknek megfelelően állandó \bar{i} skalár szorzat esetén tudunk létrehozni. Ez a követelmény az \bar{u}_p pólusfeszültség vektorhoz illeszkedő kétfázisú vezetésű vagy háromfázisú vezetésű \bar{i} áramvektorral teljesíthető. E fejezetben csak a gyakorlatban elterjedt kétfázisú illesztéssel foglalkozunk, a háromfázisú illesztést a Függelék D-ben szemléltetjük. A kétfázisú vezetésű illesztett \bar{i} áramvektort az 5.4.e. ábra, az $i_a = \text{Re}(\bar{i})$, $i_b = \text{Re}(\bar{a}\bar{i})$, $i_c = \text{Re}(\bar{a}^2\bar{i})$ fázisáramokat a d. ábra mutatja. Az I, II, ... jelű \bar{u}_p feszültség oldalához $m = M > 0$ nyomatéknál (motoros üzemben) az I, II, ... jelű álló \bar{i} áramvektorok, $M < 0$ nyomatéknál (generátoros üzemben) az I', II', ... jelű \bar{i} áramvektorok illeszkednek. Azaz az illesztett \bar{i} áramvektor irányára motoros és generátoros üzemben ellentétes az \bar{u}_p -hez képest. Az 5.4.d. árárból látható, hogy az így illesztett ideális fázisáramok kétfázisú vezetésűek, az α rotorszögről szinkronozott kommutáció pillanatszerű, az I_m amplitúdó állandó.

Az 5.4.a.-e. ábrák $W > 0$ forgásirányra vonatkoznak. Ha $W < 0$, akkor (5.4)-képletek megfelelően a pólusfeszültségek előjelet váltanak, fordított irányban változik az $\alpha = Wt$ szög és fordított körüljárással mozog az $\bar{u}_p = KW$ Park-vektor (f. ábra). Az illesztett \bar{i} áramvektort ekkor is az e. ábra adja, de $W < 0$ -nál $M < 0$ jelenti a motoros, $M > 0$ a generátoros üzemet. A $\bar{K} = \bar{u}_p/W$ feszültségtényező vektor független a forgásiránytól.

Nézzük meg a viszonyokat d-q koordinátarendszerben is. A d-q koordinátarendszerbeli $\bar{i}^* = \bar{i}e^{-j\alpha}$ áramvektor szerint kapható meg az álló koordinátarendszerbeli \bar{i} áramvektorból. Az illesztett táplálásra - az 5.4.e. ábra alapján - az 5.4.g. ábra mutatja az \bar{i}^* áramvektort. A folytonos vonalú \bar{i}^* vektorpálya $M > 0$, a szaggatott $M < 0$ nyomatékhöz tartozik. Az \bar{i}^* görbe Wt -ben mérve 60° -onként (taktusonként) záródik, a taktusok az 1 jelű pontban kezdődnek és a 3-ban végződnek. Az \bar{i}^* áramvektor a pillanatszerű kommutációk alatt 3-ból 1-be ugrik, majd a kétfázisú vezetések alatt 1-ből 3-ba fordul a d tengelyre merőleges 60° -os körcikk mentén, a taktus közepén a 2 jelű pontban van. Egy periódus 6 taktusból áll. A d tengely és az \bar{i}^* közötti θ_p un. nyomatékszög $M > 0$ esetben taktusonként 120° -ról 60° -ra csökken, átlagban $\theta_p = 90^\circ$, $M < 0$ esetben taktusonként -60° -ról -120° -ra csökken, átlagban $\theta_p = -90^\circ$. Az \bar{i}^* áramvektor idővel súlyozott átlaga (az \bar{I}_1 alapharmonikus) $M > 0$ -nál q irányba,



5.4.g. ábra. $\beta = 180^\circ$ -os négyszögmezős motor pólusfeszültség és áram vektorai d-q koordinátarendszerben.

$M < 0$ -nál -q irányba mutat. Az 5.4.g. ábrában - az 5.4.c. ábra alapján - berjazoltuk a d-q koordinátarendszerbeli $\bar{u}_p^* = \bar{u}_p e^{-j\alpha}$ pólusfeszültséget is $W > 0$ szögsebességet feltételezve. Az \bar{u}_p^* pólusfeszültség vektor idővel súlyozott átlaga (az \bar{U}_{p1} alapharmonikus) a q tengelyre esik. Levezethető, hogy az $M > 0$ esetben $\bar{I}_1 = j(3/\pi)(2/\sqrt{3})I_m$ és a $W > 0$ esetben $\bar{U}_{p1} = j(3/\pi)(4/\pi)U_{pm}$. Mivel $\bar{u}_p = \bar{K}W$ és $\bar{u}_p^* = \bar{K}^*W$, így \bar{u}_p^* - más léptékben - egyben a d-q koordinátarendszerbeli $\bar{K}^* = \bar{K}e^{-j\alpha}$ feszültségtényező vektort is megadja. A nyomaték az (5.9) és a mechanikai teljesítmény az (5.10) képlettel d-q koordinátarendszerben g. ábrából megállapítható, hogy az illesztés álló koordinátarendszerben egyszerűbb mint d-q-ban.

Az 5.4.c., e. ábrák alapján az (5.10) összefüggéssel kiszámítható az illesztett üzemű, $W > 0$ forgásirányú motoros mechanikai teljesítmény:

$$p_m = P_m = \frac{3}{2} \frac{2}{\sqrt{3}} U_{pm} \frac{2}{\sqrt{3}} I_m = 2 U_{pm} I_m, \quad (5.20.a)$$

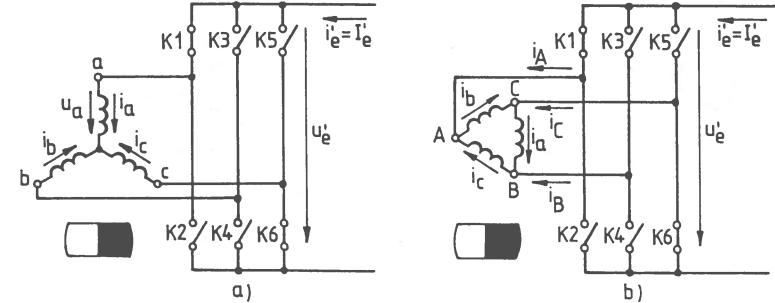
ill. (5.10, 5.11) felhasználásával a nyomaték ($C = 2kB_m$ a nyomatéktényező):

$$m = M = P_m / W = 2kB_m I_m = CI_m. \quad (5.20.b)$$

Ugyanerre az eredményre jutunk, ha a mechanikai teljesítményt a fázis mennyiségekkel számoljuk:

$$p_m = u_{pa} i_a + u_{pb} i_b + u_{pc} i_c = 2 U_{pm} I_m = P_m = MW.$$

Ugyanis pl. az I szakaszban $u_{pa} i_a = U_{pm} I_m$, $u_{pb} i_b = (-U_{pm})(-I_m)$, $u_{pc} i_c = 0$ (l. az 5.4.a. és d. ábrát).



5.5. ábra. Áramszabályozott inverteres táplálás elvi megoldása.

a) Csillag kapcsolás, b) Delta kapcsolás.

Az \bar{u}_p -hez illeszkedő \bar{i} áram szabályozott áramú inverteres táplálással biztosítható. Az elvi megoldást az 5.5.a. ábra mutatja. A kapcsolást először úgy vizsgáljuk, mintha a táplálás az egyenáramú oldalról nézve sima (folytonos üzemű) áramgenerátoros lenne. Erre utalunk az egyenáramú mennyiségek felső ' indexével. A valóságban kapcsolóüzemű áramszabályozást alkalmaznak $U_e = \text{const.}$ tápfeszültsgről, amint ezt később részletesen bemutatjuk. Ekkor a most következő egyenletek csak középértékekre lesznek érvényesek. Most az áramgenerátoros táplálásnál feltesszük, hogy szabályozott, sima $i'_e = I'_e = I_m$ egyenáram folyik az egyenáramú körben, és az ezt létrehozó sima egyenfeszültség $u'_e = U_e$. A K1, K2, ..., K6 kapcsolókat a forgórész α szöghelyzetről úgy vezérlük, hogy az $i'_e = I_m$ áramot az 5.4.d., e. ábráknak megfelelően kapcsolják a motorra. A K1-K6 kapcsolók ezzel egyidejűleg az egyenáramú kapcsokra nézve a motor vonali feszültségeit egyenirányítják úgy, hogy az I szakaszban $u'_e = u_a - u_b = u_{ab}$, a II-ben $u'_e = u_a - u_c = -u_{ca}$, ... stb. Az állórésztekercsek szórását elhanyagolva $u_a = u_{pa} + R_i a$, $u_b = u_{pb} + R_i b$, $u_c = u_{pc} + R_i c$ (R a fázisellenállás). Behelyettesítések után az egyenfeszültség

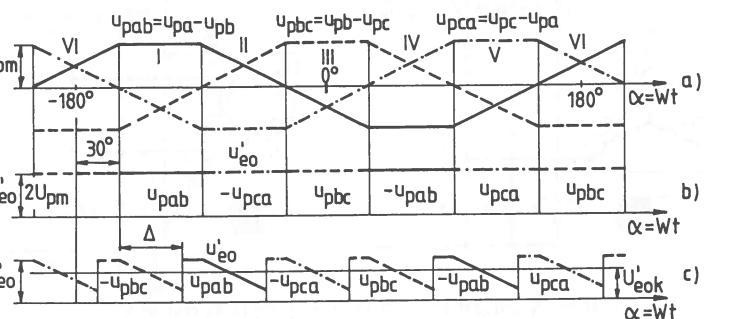
$$u'_e = U'_e = 2 U_{pm} + 2 R I_m = CW + 2 R I_m \quad (5.21.a)$$

($C = 2kB_m$ a feszültségtényező). Az egyenáramú körből felvett teljesítmény:

$$p'_e = u'_e i'_e = U'_e I'_e = CWI_m + 2RI_m^2. \quad (5.21.b)$$

Az (5.20, 5.21) képletekben nyomatékirányváltáskor I_m helyett ($-I_m$)-mel, forgásirányváltás esetén pedig C helyett ($-C$)-vel kell számolni.

Az 5.6.a. és b. ábrából látható, hogy a K1-K6 kapcsolók olyankor kapuzzák ki az egyensínre az u_{pab} , u_{pbc} , u_{pca} vonali pólusfeszültségeket, amikor azok $2U_{pm}$ állandó abszolútértékük. Ebből az következik, hogy illesztett tápláláskor az u'_e egyenfeszültséggel egyensúlyt tartó egyenirányított üresjárási feszültség $u'_{eo} = U'_{eo} = 2U_{pm} = CW$.



5.6. ábra. Feszültség időfüggvények.

- a. Vonalai pólusfeszültségek, b. Üresjárási egyenfeszültség illesztett üzemben,
- c. Üresjárási egyenfeszültség illesztetlen üzemben.

Nézzük meg mi történik, ha az illesztett táplálás szabályától eltérünk, azaz az 5.4.d. ábra szerinti illesztett áramgörbe rendszert (a K1-K6 kapcsolók vezérlését) Δ szöggel akármelyik irányban eltöljük.

- Az egyik következmény az, hogy az (5.10)-zel számított mechanikai teljesítmény és nyomaték lükterei fog (az $\bar{u}_p \cdot \bar{i}$ skalár szorzat nem állandó) és a nyomaték középértéke azonos I_m mellett csökken. Szélső esetben $\Delta = \pm 90^\circ$ -os eltolásnál a nyomaték középértéke zérus.
- A másik következmény $\Delta \approx 45^\circ$ szögű eltolásra az 5.6.c. ábrából látható. Az illesztetlenség miatt a K1-K6 kapcsolók kapuzása eltolódik, emiatt az u'_{eo} üresjárási egyenfeszültség lükterei és U'_{eok} középértéke azonos W mellett csökken ($U'_{eok} < U'_{eo}$). Ez azt jelenti, hogy ugyanakkora közepes egyenfeszültséghez illesztetlen tápláláskor nagyobb fordulatszám tartozik mint illesztett tápláláskor. A $|\Delta|$ -t a $0-90^\circ$ tartományban növelve egyre nő a szögsebesség és szélső esetben $\Delta = \pm 90^\circ$ -nál $W = \infty$.

Ezt a $\Delta \neq 0$ üzemet szinuszmézos szervohajtásnál, mint mezőgyengítéses tartományt használják, de négyzetközmezős gépnél az illesztetlenségből adódó

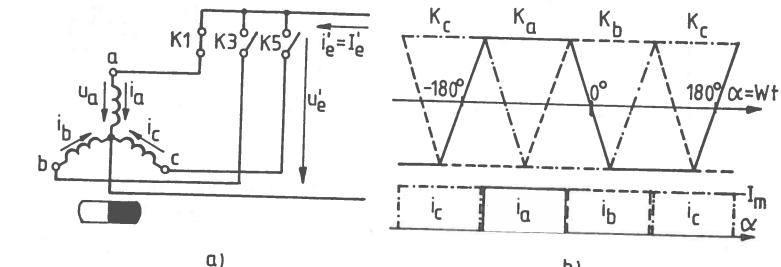
nyomatéklükötés miatt nem alkalmazzák. A következőben négyzetközmezős szinkron szervohajtásoknál csak a $\Delta=0$ illesztett táplálású üzemmel foglalkozunk.

A lükötésmentes nyomatékhöz tartozó illesztett árammalak fázisonként is meghatározható az (5.6) összefüggés alapján. Az 5.4.a. ábrában lévő K_a , K_b , K_c nyomatéktényezőket figyelembevéve állandó eredő nyomatékhöz az 5.4.d. ábrán látható, az α rotorszögtől függő helyzetű 120-os kétfázisú vezetésű, állandó áramok szükségesek.

Állandó (sima) nyomatéket egyutas táplálással (5.7.a. ábra) is létre tudunk hozni. Az (5.6) egyenlet és az 5.4.a. ábra alapján felrajzolható az egyutas kapcsolás illesztését szemléltető 5.7.b. ábra. Ugyanakkor B_m indukciót, W szögsebességet és I'_e egyenáramot feltételezve az M nyomaték és az U'_e egyenfeszültség feleakkora lesz mint volt a kétutas kapcsolásnál:

$$M = (C/2)I_m, \quad U'_e = (C/2)W + RI_m, \quad p'_e = (C/2)I_m + RI_m^2. \quad (5.22.a,b,c)$$

A gyakorlatban ritkán, kis teljesítményen alkalmazzák, mert ugyanannyi mágnessel (ugyanolyan áru motorral) csak fele akkora nyomaték érhető el.



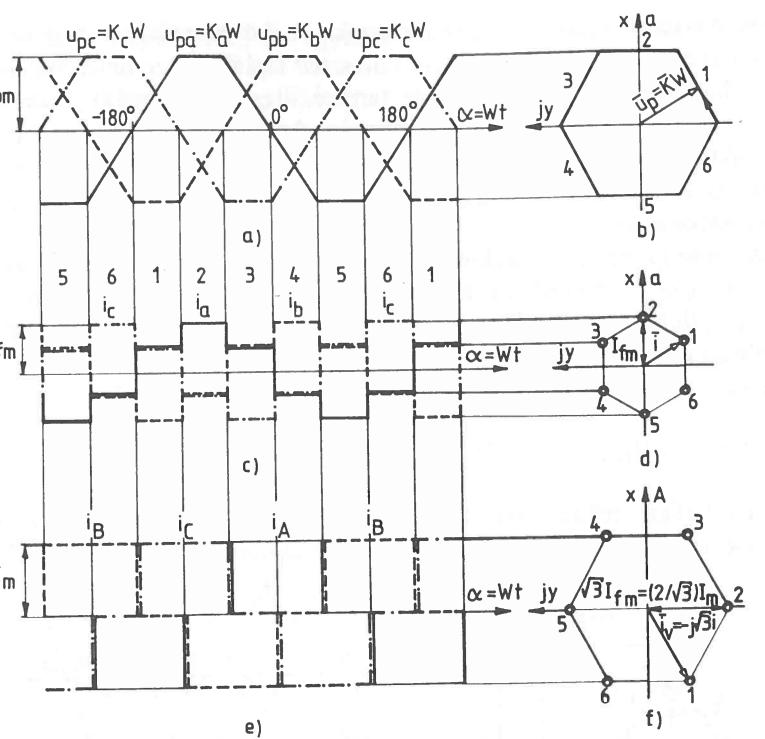
5.7. ábra. Egyutas kapcsolás $\beta = 180^\circ$ -os négyzetközmező motor.
 a) Áramszabályozott inverteres táplálás elvi megoldása, b) Illesztett táplálás.

A kétutas, $\beta = 180^\circ$ -os négyzetközmező szinkronmotoros szervohajtás kapcsolásával, vezérlésével és szabályozásával az 5.2. fejezetben részletesen foglalkozunk.

5.1.3. $\beta = 120^\circ$ -os négyzetközmező motor

A fázisokban indukálódó feszültségeket az 5.8. ábra mutatja az 5.3.b. ábra alapján. Látható, hogy most nincs zérussorendű feszültség: $u_{po} = 0$. Ezáltal a $\beta = 120^\circ$ -os motor delta kapcsolásban is üzemeltethető. Az \bar{u}_p pólusfeszültség vektort az 5.8.b., az \bar{u}_p -hez illeszkedő \bar{i} áramvektort a d., az i_a , i_b , i_c fázisáramokat a c. ábra mutatja. A b., d. ábrák alapján

$$P_m = (3/2)U_{pm}I_{fm} = U_{pm}I_m, \quad M = (3/2)kB_mI_{fm} = kB_mI_m = CI_m \quad (5.23.a,b)$$



5.8. ábra. $\beta = 120^\circ$ -os négysszögmezős motor jellemzői.

a. Fázis pólusfeszültségek, b. Pólusfeszültség vektor, c. Illesztett fázisáramok, d. Illesztett fázisáram vektor, e. Illesztett vonali áramok, f. Illesztett vonali áramvektor.

($I_m = (3/2)I_{fm}$, $C = kB_m$). A gyakorlatban az egyszerűbb vezérlés miatt a $\beta = 120^\circ$ -os motort delta kapcsolásban üzemeltetik (l. az 5.5.b. ábrát). Ekkor

$$\bar{i}_v = -j\sqrt{3} \bar{i}, \quad (5.24)$$

ahol $\bar{i}_v = (2/3)(i_A + \bar{a}i_B + \bar{a}^2i_C)$ a vonali áramvektor, $\bar{i} = (2/3)(i_a + \bar{a}i_b + \bar{a}^2i_c)$ a fázis áramvektor. Az \bar{i}_v vonali áramvektort az 5.8.f., az i_A, i_B, i_C vonali áramokat az 5.8.e. ábra mutatja. Az 5.8.e. és az 5.4.d. ábrából látható, hogy a vonali áramok a $\beta = 120^\circ$ -os delta és a $\beta = 180^\circ$ -os csillag kapcsolású gépnél ugyanolyan alakúak, de α -ban 90° eltolás van pl. i_A és i_a között.

A delta kapcsolású motor táplálásának elvi megoldását az 5.5.b. ábra szemlélteti. Sima áramgenerátoros táplálásnál az egyenfeszültség a 2 szakaszban $u'_e = u_a = u_{pa} + R_i a$, a 3-ban $u'_e = -u_c, \dots$, ill. a behelyettesítések után:

$$U'_e = U_{pm} + R I_{fm} = CW + (2/3)R I_m. \quad (5.25)$$

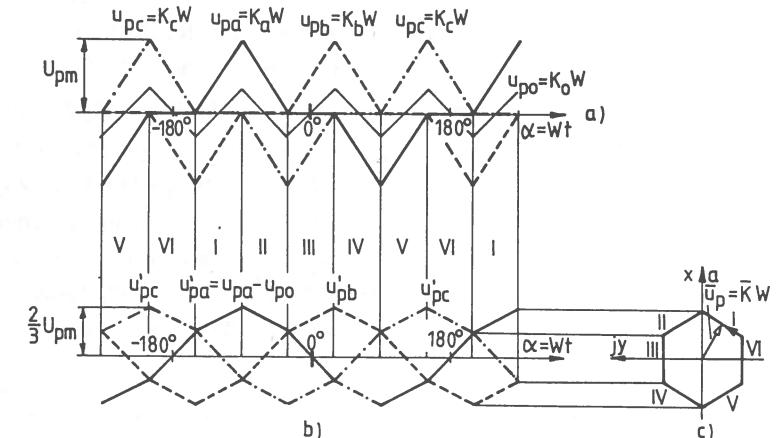
5.1.4. $\beta = 60^\circ$ -os négysszögmezős motor

A fázisokban indukálódó feszültségeket és a zérussorrendű feszültséget, az 5.3.b. ábra alapján, az 5.9.a. ábra mutatja (ez a gép is csak csillagba kapcsolható). Az \bar{u}_p pólusfeszültség vektor a c., az $u'_{pa}, u'_{pb}, u'_{pc}$ hasznos fázis pólusfeszültségek a b. ábrán láthatók. Az \bar{u}_p -hez illesztett \bar{i} áramvektor az 5.4.e., a fázisáramok az 5.4.d. ábrával megegyezők. Az 5.9.c. és az 5.4.e. ábrák alapján

$$P_m = \frac{3}{2} \frac{1}{\sqrt{3}} U_{pm} \frac{2}{\sqrt{3}} I_m = U_{pm} I_m, \quad M = kB_m I_m = CI_m \quad (5.26.a,b)$$

($C = kB_m$). A táplálás elvi megoldását most is az 5.5. ábra adja. Sima áramgenerátoros tápláláskor az egyenfeszültség

$$U'_e = U_{pm} + 2RI_m = CW + 2RI_m. \quad (5.27)$$



5.9. ábra. $\beta = 60^\circ$ -os négysszögmezős motor jellemzői.

a., b. Fázis pólusfeszültségek, c. Pólusfeszültség vektor.

5.1.5. Négysszögmezős gépek analógiája az egyenáramú géppel

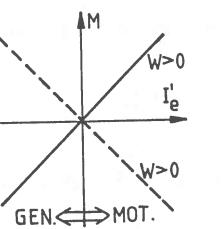
Mivel minden a három ($\beta = 180^\circ, 120^\circ, 60^\circ$) négysszögmezős változatban az egyenáram $i'_e = I'_e = \pm I_m$, így a nyomaték egyenletek (5.20.b, 5.23.b, 5.26.b) és az egyenfeszültség egyenletek (5.21.a, 5.25, 5.27) teljesen hasonlóak a kompenzált egyenáramú gépek megfelelő egyenleteihez. E hasonlóság alapján a négysszögmezős szinkrongépes inverteres hajtásokat kommutátor nélküli, ill. elektronikus kommutációjú egyenáramú gépeknek (angolul brushless DC motor, ill. electronic commutated DC motor) is szokás nevezni.

Bevezetve az R'_e egyenáramú kör felől mérhető ellenállást és figyelembevéve az $I'_e = \pm I_m$ egyenlőséget általánosságban is felírható

négyszögmezős gépekre az egyenfeszültség, az egyenáramú köri teljesítmény és a nyomaték:

$$U'_e = CW + R'_e I'_e, \quad P'_e = U'_e I'_e = CWI'_e + R'_e I'^2_e = P_m + \Delta P,$$

$$M = P_m / W = CI'_e. \quad (5.28.a,b,c)$$



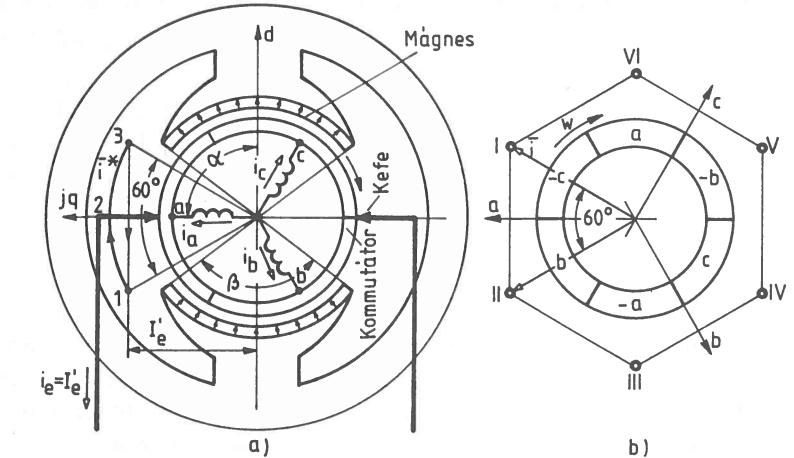
5.10. ábra Nyomaték-egyenáram jelleggörbe.

Az így kapott eredmények az eddigi képletekkel megegyezők. Az egyenfeszültség minden $U'_e > 0$, az egyenáram motoros üzemben $I'_e > 0$, generátorosban $I'_e < 0$, a feszültség- és nyomatéktényező pozitív forgásirányban $C > 0$, negatívban $C < 0$. Ennek megfelelően az $M(I'_e)$ jelleggörbe az 5.10. ábra szerint alakul. Ilyen $M(I'_e)$ jelleggörbével egy olyan különböző gerjesztésű egyenáramú gép rendelkezik, amelyikben a mezőirány (α fluxus előjele) a forgásiránytól függően megváltozik. Ugyanilyen az $M(i_{ek})$ jelleggörbéje a 4/4-es egyenáramú szaggatós hajtásnak $i_{ek} \rightarrow I'_e$ megfeleltetéssel (4.11. ábra, i_{ek} az i_e tápláram középpértéke). Ha U'_e , I'_e és R'_e megegyező, akkor a fenti képletekből és az 5.I. táblázatbeli C-ből következik, hogy a $\beta = 180^\circ$ -os gép nyomatéka kétszerese, fordulatszáma fele a $\beta = 120^\circ$ -os, ill. 60° -os gép nyomatékának és fordulatszámának.

5.I. táblázat

β	C	R'_e
180°	$2k B_m$	$2R$
120°	$k B_m$	$(2/3)R$
60°	$k B_m$	$2R$

A K1-K6 kapcsolóval idealizált inverterrel táplált négyszögmezős szinkrongép (5.5. ábra) az 5.11.a. ábrán látható háromszögletes kommutátorral és zérus szélességű kefékkal rendelkező egyenáramú géppel egyenértékű. Az egyenértékű egyenáramú gép olyan mint egy kifordított szinkrongép. A forgórészen az 5.11.b. ábra szerinti háromfázisú tekercselés van, amelyet az a.



5.11. ábra. Egyenértékű egyenáramú gép.

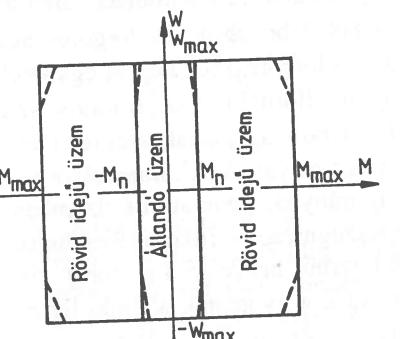
a. Elvi felépítés és az \bar{i}^* áramvektor, b. Forgórész tekercsoldalai és az \bar{i} áramvektor.

ábrán csillagba kapcsoltunk. Az állórészen állandómágneses gerjesztés van. A légréssindukció β szöge (5.2.b. ábra) a pólussarú ívszögének felel meg (feltételezzük, hogy a légrésben az indukció a pólussarú alatt B_m , azonkívül 0). A forgórész fázisáramok kapcsolgasát a kommutátor végzi. Ha a q irányban lévő kefekben keresztül $i_e = I'_e$ állandó árammal áramgenerátorosan tápláljuk a motort, akkor az i_a , i_b , i_c forgórészáramok az 5.4.d., az \bar{i} forgórész áramvektor - forgórészhez rögzített koordinátarendszerben - az 5.4.e., 5.11.b. ábrák szerint alakul. Álló koordinátarendszerből nézve a forgórész áramvektor (\bar{i}^*) a d tengelyre merőleges 60° -os körcikket fut be (5.11.a. ábra). Az ábrában a forgórész a b fázis \rightarrow c fázis kommutáció pillanatának megfelelő helyzetben van. A kommutációt megelőzően $i_a = I'_e$, $i_b = -I'_e$, $i_c = 0$ (I pont), a kommutációt követően $i_a = I'_e$, $i_b = 0$, $i_c = -I'_e$ (II pont). A pillanatszerű kommutáció alatt az \bar{i} áramvektor I-ből II-be, az \bar{i}^* áramvektor 3-ból 1-be ugrik. A forgórésznek a kommutációt követő 60° -os elfordulása alatt \bar{i} a forgórészhez képest egyhelyben áll, \bar{i}^* az állórészhez képest a forgóréssel együtt elfordul 60° -ot. A forgórész egy körülfordulás alatt, \bar{i} 60° -onként bekövetkező 6db ugrásának megfelelően, \bar{i}^* legyezőmozgást végezve 6-szor futja be ezt a zárt pályát. Az \bar{i}^* áramvektor idővel súlyozott átlaga $W > 0$ motoros üzemben q irányba, generátoros üzemben $-q$ irányba mutat. Ugyanezt az \bar{i}^* -ot kaptuk négyszögmezős szinkrongépes hajtásnál az állórész áramvektorra $d-q$ koordinátarendszerből nézve (5.4.g. ábra). Annak ellenére, hogy az \bar{i}^* áramvektor elfordul és ugrik a nyomaték állandó lehet. Az 5.3. ábra $K_a(\alpha)$ görbéje alapján belátható, hogy a fenti áramgenerátoros táplálással csillagkapcsolású forgórésznél $\beta = 180^\circ$ és 60° , deltakapcsolású

forgóresznél $\beta = 120^\circ$ esetén adódik állandó nyomaték. Ezekben az esetekben itt érvényesek az 5.4.a., 5.8.a. és 5.9.a. ábrákon felrajzolt $K_a(\alpha)$, $K_b(\alpha)$, $K_c(\alpha)$ nyomatéktényező függvények. Azaz e három esetben illesztett a táplálás és a mező. Ekkor is elromlik azonban az illesztés, ha a keféket a q irányhoz képest Δ szöggel elforgatjuk (ez a négyzetközös szinkrongépben a K1-K6 kapcsolók vezérlésének a Δ szögű megváltoztatását jelenti). A valóságos komutáció minden egyenáramú gépben, minden négyzetközös szinkrongépben hajtásban rontja az idealizált viszonyokat.

5.1.6. Négyzetközös gépek terhelhetőségi határai

A négyzetközös gépnél nincs kommutátor és kefe, emiatt a kefeszírásból adódó terhelhetőségi határok elmaradnak. Az (5.28.c) összefüggésből következik, hogy a négyzetközös szinkronmotor terhelhetőségét az egyenáramú motorhoz hasonlóan - az áram szabja meg. Külső szellőzést feltételezve az 5.12. ábra mutatja a terhelhetőségi határt. Az $M_n = Cl'_e$ névleges nyomaték tetszőleges ideig, az $M_{max} = Cl'_{emax}$ maximális nyomaték rövid ideig engedhető meg. A névleges nyomatékokat a melegedés határozza meg. A maximális nyomatéket az I^2 -tel arányos erőhatások és irreverzibilis mágneseknél a lemagasztódési határ korlátozza (az utóbbi helyileg lehet veszélyes, mivel a szinkrongépben nincs kompenzált tekercselés). A nyomaték helyett az $I'_e = M/C$ egyenáram (5.28.c), a szögsebesség helyett közelítőleg az $U'_e \approx CW$ egyenfeszültség (5.28.a) szerepetthető a tengelyeken ($C > 0$, ha $W > 0$ és $C < 0$, ha $W < 0$). A W_{max} maximális szögsebességet elsősorban mechanikai szempontok korlátozzák, de mivel nincs kommutátor így ez a határ jóval nagyobb lehet mint kommutátoros egyenáramú motornál. Másodsorban a gép szigetelése megengedhető feszültség korlátozza a szögsebességet. A W_n szempontjából megengedhető négyzetközös gépnél nem minden definiálják. Névleges szögsebességet négyzetközös gépnél nem alkalmaznak, mivel ez Mezőgyengítést négyzetközös szinkronépnen nem alkalmaznak, mivel ez illesztetlen üzemet eredményezne.



5.12. ábra. Négyzetközös gép terhelhetőségi határa.

Az áram nem ideális komutációja (5.3.2. fejezet) miatt a fordulatszámot növelte kismértékben itt is csökken a terhelhetőségi határ (szaggatott görbék az 5.12. ábrában).

5.1.7. Szinuszmotor

Szinuszmezős motor fázis pólusfeszültségei állandó W szögsebességen szinuszosak, a pólusfeszültség Park-vektor és a pólusfluxus Park-vektor körforgó az (5.13.a, 5.15.a) kifejezések szerint: $\bar{u}_p = \bar{U}_{p1}e^{jWt}$, $\bar{\psi}_p = \Psi_{p1}e^{jWt}$, $\bar{U}_{p1} = jW\Psi_{p1}$ ($Wt = \alpha$). A lüktetémentes mechanikai teljesítményhez és nyomatékhöz (5.10) alapján körforgó áram Park-vektor ($\bar{i} = \bar{I}_1e^{jWt}$), ill. háromfázisú szimmetrikus szinuszos áramrendszer szükséges. Eszerint szinuszmotor szinkronépnel a szinuszos áram jelenti az illesztett táplálást.

A fluxus és áram Park-vektorokat tartalmazó nyomatékképlet az (5.9) összefüggésből vezethető le az (5.4.d, 5.15.b)-ből kapott $\bar{K} = j\bar{\psi}_p$ felhasználásával

$$m = (3/2)\bar{K} \cdot \bar{i} = (3/2)(j\bar{\psi}_p) \cdot \bar{i} = (3/2)\bar{\psi}_p \times \bar{i} \quad (5.29)$$

(\times vektoriális szorzást jelöl). Ha a póluspárok száma $p > 1$, akkor (3/2) helyett $(3/2)p$ szerepel. A vektoriális szorzat eredménye szintén vektor, de itt csak a nagyságát és előjelét vizsgáljuk tudva, hogy m a forgórész tengelyének irányába mutató nyomatékvektor. A $\bar{\psi}_p \times \bar{i}$ vektoriális szorzat előjelhelyes értéke a $(j\bar{\psi}_p) \cdot \bar{i}$ skaláris szorzattal megegyező.

Optimális, minimális áramú nyomatékképzéskor $\bar{u}_p = jW\bar{\psi}_p$ és \bar{i} minden pillanatban egyirányú, vagy ellentétes irányú, $\bar{\psi}_p$ és \bar{i} minden pillanatban merőleges egymásra. Ebben az üzemmódban (5.10, 5.29) képletek alapján:

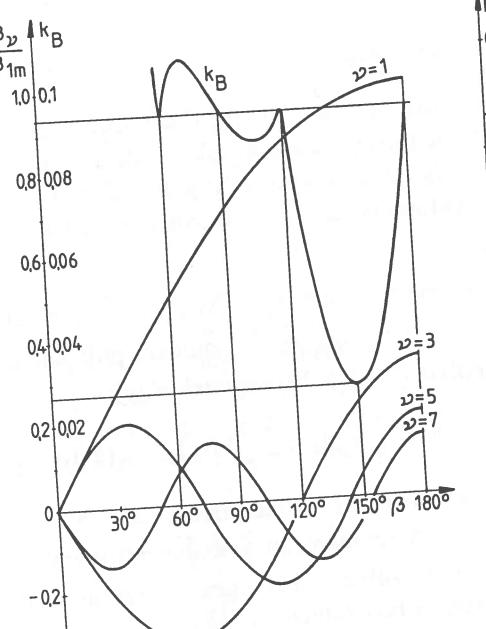
$$p_m = P_m = \frac{3}{2}U_{p1}I_1 = \frac{3}{2}\frac{3}{\pi}U_{pm}I_m, \quad m = M = \frac{3}{2}\Psi_{p1}I_1 = \frac{3}{2}\frac{3}{\pi}kB_mI_m \quad (5.30.a,b)$$

($I_1 = I_m$ a szinuszos fázisáram csúcsértéke). Itt felhasználtuk az (5.14.b) összefüggést, ami szerint $U_{p1} = (3/\pi)U_{pm}$. A szinuszosan szabályozott áramhoz fordulatszám függő amplitudójú szinuszos feszültség szükséges, ez szinuszosan modulált ISZM vezérlésű feszültséginverterrel biztosítható.

5.1.8. $\beta = 150^\circ$ -os kvázi szinuszmotor

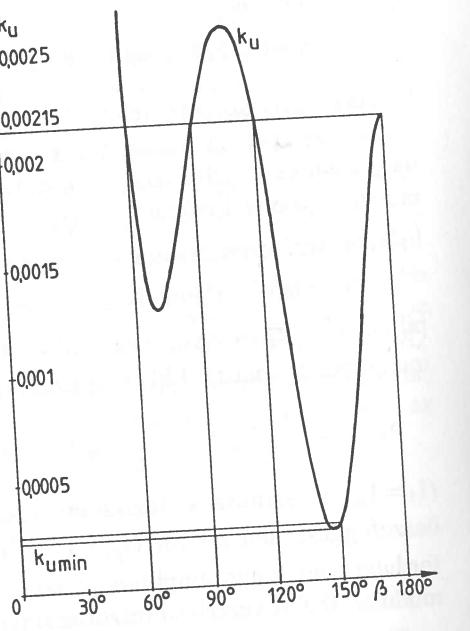
A négyzetközös gép indukciómezőjének Fourier sorát a β mágnes szélesség függvényében az (5.2, 5.3) összefüggésekben, a pólusfeszültség Fourier sorát az (5.17, 5.18) összefüggésekben felírtuk. Nézzük meg, hogy β -t folyamatosan változtatva melyik értéknél közelíti meg a hasznos mező legjobban a szinuszt. Ennek megállapítására az 5.13. ábrában β függvényében felrajzoltuk a

$v=1,3,5,7$ rendszámú harmonikusok B_v / B_{1m} amplitúdóit ($B_{1m} = B_1(\beta = 180^\circ) = (4/\pi)B_m$) és a $k_B = \sum_v (B_v / B_1)^2$ indukció torzításítényezőt. A négyzetes összegést a hasznos mező $v=5,7,11,13,\dots$ rendszámú felharmonikusaira végeztük el. Látható, hogy a k_B függvénynek $\beta = 150^\circ = (5/6)180^\circ$ -nál éles minimuma van. Ez annak a következménye, hogy a tekercselés 5/6-os lépésrövidítésének analógiájára az 5/6-os mezőrövidítéskor az 5. és 7. harmonikus igen kicsi. Az is látható, hogy indukciótorzítás szempontjából a $\beta = 180^\circ, 120^\circ, 90^\circ$ és 60° -os megoldások egyenértékűek. Az elmondottak a $k_u = \sum_v (U_{pv} / U_{p1})^2$ pólusfeszültségek ábrában a $k_{u\min} \approx 0,00023$ minimum $\beta \approx 147^\circ$ -nál van. Látható, hogy $k_{u\min}$ kb. egy nagyságrenddel kisebb a $\beta = 180^\circ$ -os gép $k_u(\beta = 180^\circ) = 0,00215$ -ös értékénél.



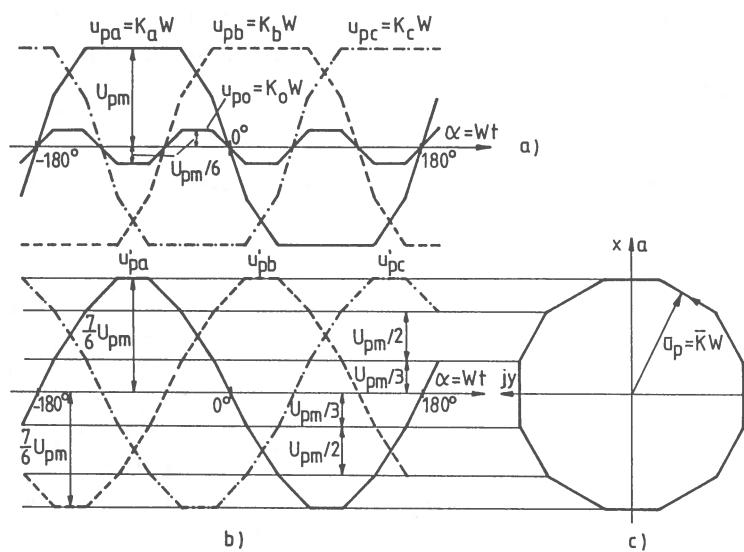
5.13. ábra. A B_v indukció harmonikusok és a k_B indukció torzításítényező.

A fentiekből következik, hogy a $\beta = 150^\circ$ -os héjmágnes a szinuszhöz nagyon közelesű un. kvázi szinuszmézos konstrukciót jelent. A $\beta = 150^\circ$ -os gépre az analitikus módszerrel kapott pólusfeszültségeket mutatja az 5.15. ábra. Az a. ábrában - az 5.3.a. ábra alapján felrajzolt - u_{pa} , u_{pb} és u_{pc} fázis pólusfeszül-



5.14. ábra. A k_u pólusfeszültség torzításítényező.

ségek, és az u_{po} zérussorrendű összetevő látható. A b. ábra a zérussorrendet nem tartalmazó u'_{pa} , u'_{pb} és u'_{pc} pólusfeszültségeket, a c. ábra az \bar{u}_p pólusfeszültség Park-vektort mutatja. Látható, hogy \bar{u}_p hatoldalú szimmetriát mutat, emiatt csak $v = 1 + 6k$ rendszámú harmonikusokat tartalmaz ($k=0, \pm 1, \pm 2, \dots$). Mivel a 6 oldalú szimmetrián túlmenően közelítőleg a 12 oldalú szimmetria is teljesül, így az 5. és 7. harmonikusok nagyon kicsik. A pólusfeszültség \bar{u}_p Park-vektora igen szemléletesen visszatükrözi a hasznos indukcionak megfelelő mezőeloszlást. A $\beta = 150^\circ$ -os kvázi szinuszmézos motor a szinuszmézőhöz olyan közel áll, hogy illesztett esetben szinuszos árammal célszerű táplálni, mert a nyomatéklükötés ekkor lesz kicsi.



5.15. ábra. $\beta = 150^\circ$ -os kvázi szinuszmézos motor feszültségei.
a. Fázis pólusfeszültségek, b. Pólusfeszültség vektor.

5.1.9. Különböző mezőalakú gépek összehasonlítása

Különböző mezőjű gépek fő jellemzőit az 5.II. táblázatban foglaljuk össze.

A τ_p rotor pólusosztásra számolt $B_k = \frac{1}{\tau_p} \int_0^{\tau_p} B dx_r$ közepes indukció közelítőleg a beépített állandómágnes mennyiségrére jellemző. Az R fázisellenállású, háromfázisú állórésztekercs vesztesége a fázisáram I_{eff} effektívértékével számítható:

$$\Delta P = 3I_{eff}^2 R. \quad (5.31)$$

Az 5. II. táblázat m^* , m^{**} és m^{***} jelű oszlopai adott állórészű géppel elérhető nyomatékok $\beta = 180^\circ$ négyszögmezős géphez való viszonyát szemléltetik

különböző feltételek mellett. A nyomatékviszony m^* , ha azonos B_m -t és I_m -t tételezünk fel minden négyfélre gépnél. Az azonos B_m -hez és I_{eff} -hez tartozó nyomatékok viszonyát az m^{**} oszlop szemlélteti. A nyomatékviszony m^{***} , ha az állandómágnesű forgórészek azonos nagyságú B_k közepes indukciót hoznak létre és az állórész fázisait ugyanakkora I_{eff} árammal terheljük. Látható, hogy m^{***} szempontból a $\beta = 120^\circ$ -os négyszögmezős és a szinuszmezős motor egyenértékű. Az m^{***} szerinti arányok azonban megtévesztők, ugyanis négyszögmezős gépnél a mágnes szélességének β szögét változtatva ahoz, hogy B_k állandó maradhasson B_m értékét kellene változtatni, ami viszont egyszerűen nem lehetséges. A gyakorlatban a minél nagyobb M_n/θ viszony érdekében és konstrukciós okok miatt a $\beta = 180^\circ$ -os négyszögmezős motor és a szinuszmezős motor terjedt el ($M_n/\theta \sim m^{**}$). A táblázat utolsó oszlopa a motorhoz illeszkedő inverter vezérlésére utal.

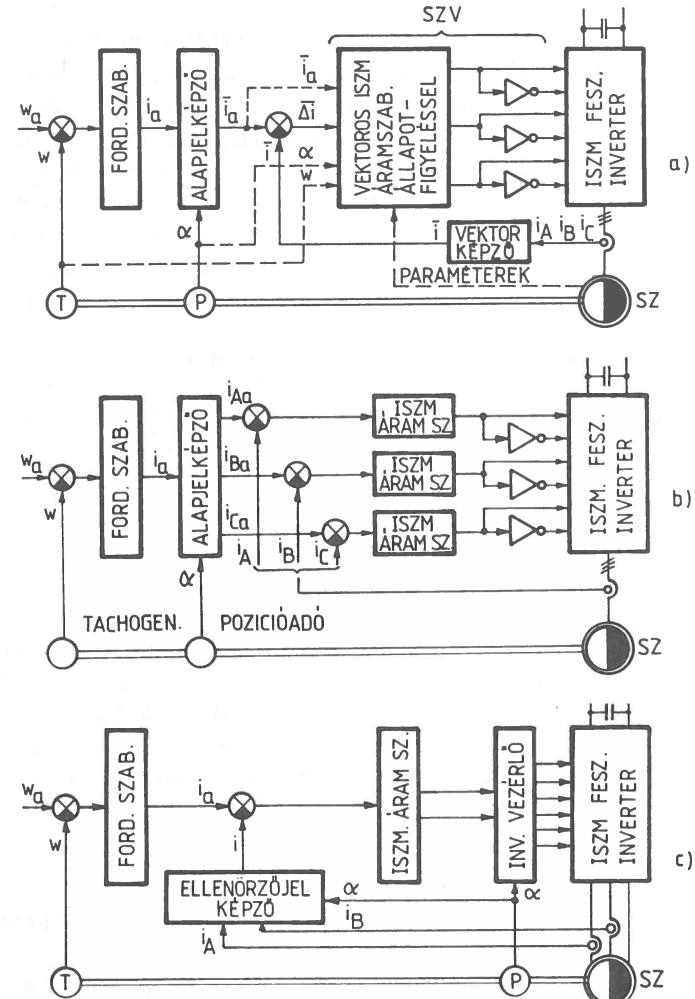
5.II. táblázat

Mezőalak	állórész kapcsolás	B_k	I_{eff} / I_m	m^*	m^{**}	m^{***}	Inverter vezérlés
négyszög $\beta = 180^\circ$	csillag	B_m	$\sqrt{\frac{2}{3}}$	1	1	1	120° négyszög
négyszög $\beta = 120^\circ$	delta	$\frac{2}{3}B_m$	$\frac{\sqrt{2}}{3}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\frac{3}{2} \frac{\sqrt{3}}{2}$	120° négyszög
négyszög $\beta = 60^\circ$	csillag	$\frac{1}{3}B_m$	$\sqrt{\frac{2}{3}}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{3}{2}$	120° négyszög
szinusz	csillag (delta)	$\frac{2}{\pi}B_m$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{9}{4\pi}$	$\frac{3}{\pi} \frac{\sqrt{3}}{2}$	$\frac{3}{2} \frac{\sqrt{3}}{2}$	szinusz

0.827 1.125

5.2. Négyszögmezős szinkron szervohajtás

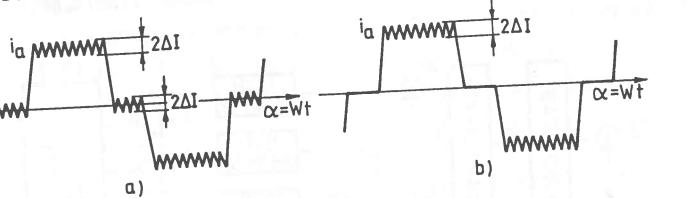
A gyakorlatban - az 5.1.2. fejezetbeli folytonos üzemű áramgenerátoros táplálás helyett - kapcsolóüzemű, háromfázisú, impulzusszélesség modulációs (ISZM), áramszabályozott feszültséginverteres táplálást alkalmaznak. Az ISZM (ISZM), áramszabályozott feszültséginverteres táplálást alkalmaznak. Az ISZM feszültséginverterek állandó nagyságú az U_e tápfeszültsége (3.2. fejezet). A legelső szabályozók áramszabályozás, amelyik illesztett táplálás esetén az összefüggés szerint nyomatékszabályozással egyenértékű. Az (5.28.c) összefüggés szerint nyomatéknak megfelelő I_m amplitúdójú és a mezőhöz áramszabályozás célja a nyomatéknak megfelelő I_m amplitúdójú és a mezőhöz illesztett alakú áramok biztosítása. Az áramszabályozás megvalósításának



5.16. ábra. Szabályozott négyszögmezős szinkronmotoros hajtások megoldásai.
a. Vektoros ISZM áramszabályozás, b. Fázisonkénti ISZM áramszabályozás,
c. Megoldás egy ISZM áramszabályozóval.

módjától függően alapvetően háromféle megoldás lehetséges (5.16.a., b., c. ábrák). Az a. árában vektoros ISZM áramszabályozó a Δi áramhiba és a rendszer állapota alapján közvetlenül vezérli az invertert (ez a 4.25. ábra vektoros megfelelője). A meghajtókat az inverter doboza tartalmazza. A b. árában három ISZM áramszabályozó a vonali áramokat szabályozza függetlenül attól, hogy a motor csillag vagy delta kapcsolású (5.5. ábra). Az ISZM áramszabályozók közvetlenül vezérik az invertert. Az áramalapjeleket minden esetben az alapjelképző képezi (az a. esetben vektorosan) a fölrendelt (pl. fordulatszám) szabályozók előjeles i_a kimenő jeléből és a pozícióadó által szolgáltatott α

rotorszögöből (i_a előjele a kívánt nyomaték előjelével megegyező). A c. árában csak egy ISZM áramszabályozó van, amelyik az invertervezérlőn keresztül vezéri az invertert. Az i_a előjeles alapjelet ugyancsak a fölérendelt szabályozókör adja, az i ellenőrzőjelet két vonali áramból és a rotorszögöből képezzük. Az invertervezérlő a rotorszögtől függően választja ki, hogy melyik két fázisban folyjon az áramszabályozó által előírt áram. Az ISZM áramszabályozó az a. változatban általában hiszterézises, a b. és c. változatban általában ISZM modulátoros vagy hiszterézises. Mind a háromfélé megoldásban az i_a áramalapjellel közvetlenül a nyomatéket írjuk elő, ha az illesztés teljesül.



5.17. ábra Négyszögmezős hajtás jellegzetes fázisárama.
a. Szabályozott zérus áram, b. Vezérelt zérus áram.

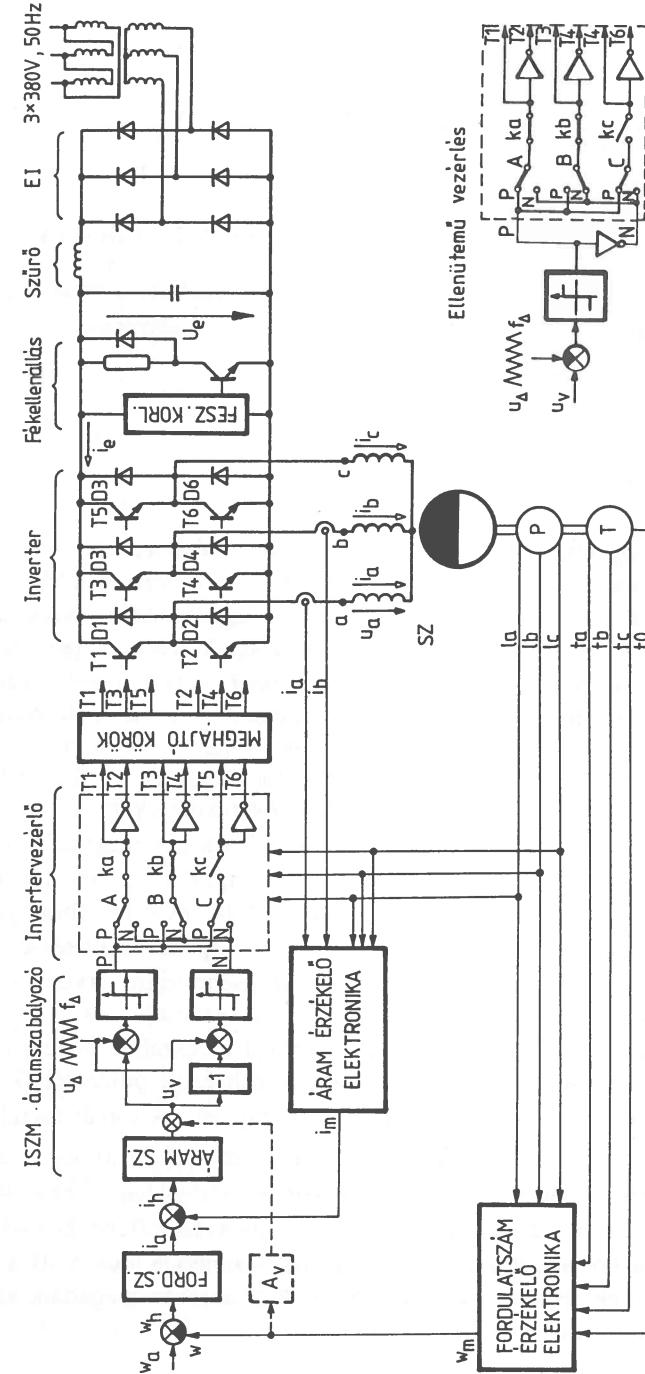
Az 5.16.a. és b. változathoz hasonló megoldások szinuszmézes hajtásnál is alkalmazhatók. Négyszögmezős hajtásnál minden a három megoldás szóba jöhet. A megoldások között alapvető különbség, hogy az a. és b. szabályozottan, a c. vezérelten biztosítja a zérus áramot. Az ebből adódó különbséget hiszterézises áram képontszabályozást feltételezve az 5.17.a. és b. ábrák mutatják az i_a áram fázisáramra. A gyakorlatban inkább az 5.16.c. változatot alkalmazzák, a következőkben erre mutatunk be egy példát.

5.2.1. Szabályozott hajtás gyakorlati megvalósítása

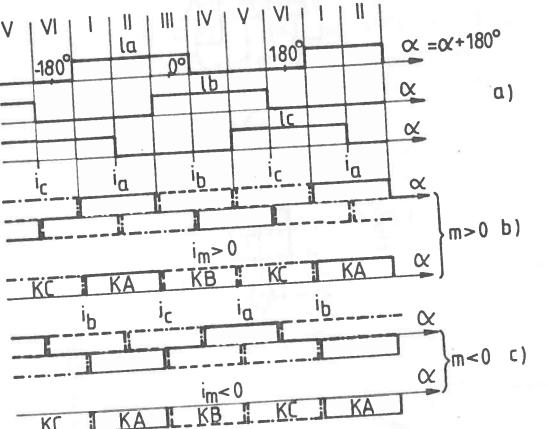
Az 5.18. ábra fordulatszám szabályozott, $\beta = 180^\circ$ -os négyszögmezős szinkron szervohajtás 5.16.c. ábra szerinti szabályozásának a részletes blokkvázlatát mutatja. A háromfázisú inverter készülhet bipoláris vagy térvízelésű tranzisztorokból, vagy IGBT elemekből.

A motorral egy tengelyen (általában egybeépítve) van a P pozícióadó és a T tachogenerátor. A legegyszerűbb pozícióadó 3db villamosan 120° -ra eltolt Hall elemből áll, amelynek la, lb, lc logikai jeleiből (5.19.a. ábra) meghatározható, hogy a forgóréz d tengelye melyik villamos 60° -os szektorban van. Az la, lb, lc jelekkel vezéreljük az invertervezérlőt, valamint az áramérzékelő és a fordulatszám érzékelő elektronikát.

Az ISZM áramszabályozás a gyakorlatnak megfelelően alternatív vezérlésű ISZM modulátoros áramszabályozás, ami a P és az N jelű kimenő pontokon alternatív vezérlőjeleket (4.16.ábra) ad ki. Ezek a vezérlőjelek két fázis 4db tranzisztorát képesek vezérelni. Az inverter 60° -onként változó 4db



5.18. ábra. Fordulatszám szabályozott, négyzetmegszínű szinkron szervohajtás.

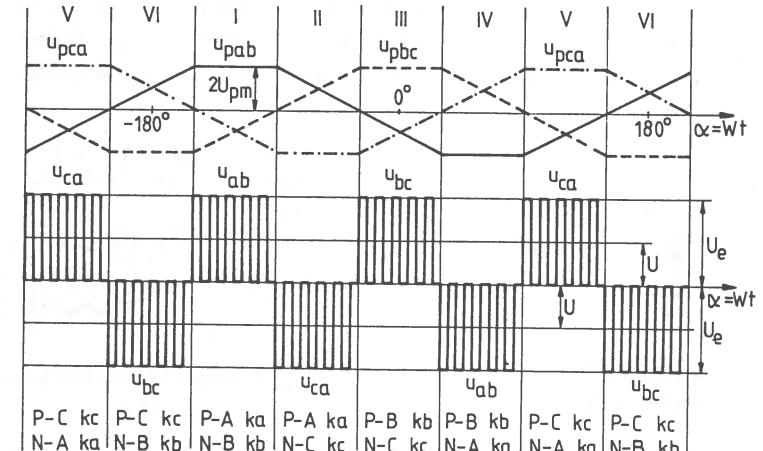


5.19. ábra. a. Pozícióadó logikai jelei.
b., c. Fázisáramok és az i_m áram ellenörzöjel.

transzistorával végezzük a fázisáramok ISZM szabályozását. Az ISZM áramszabályozó mindenig csak a kiválasztott két fázis tranzisztorait vezéri.

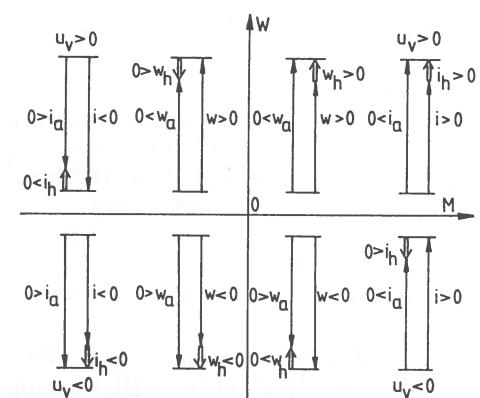
Az invertervezérlő fokozat választja ki az egyes 60° -os szektorokban vezérelendő fázisok tranzisztorait. A kiválasztás a k_a , k_b és k_c kapcsolókkal az invertervezérlő A és B kapcsolóinak állásától függően - kétféleképpen - ábrák alapján történik; az egyenáramot éppen vezető két fázis tranzisztorait kell vezérelni. Pl. az I, ill. IV szektorban az a és b fázisokhoz tartozó T1, T2, T3, T4 tranzisztorokat választjuk ki. Ezt a 4db tranzisztor - az invertervezérlő A és B kapcsolóinak állásától függően - kétféleképpen vezérelhetjük. Ha $u_v > 0$, akkor a P-A és N-B összekötésekkel az u_{ab} vonali vezérelhetjük. Ha $u_v < 0$, A és P-B összekötésekkel pedig $-U_e$ és 0 között ugrál ($u_{ab} \leq 0$). Ha $u_v < 0$, akkor fordított előjelű u_{ab} feszültséget kapunk. A 4.14. és 4.15. ábrák az I, IV szektorokra mutatják a működést $u \rightarrow u_{ab}$ és $i \rightarrow i_a = -i_b$ megfeleltetéssel.

Az 5.20. ábrában felrajzoltuk a $W > 0$ szögsebességre érvényes vonali pólusfeszültségeket (megismételtük az 5.6.a. ábrát) és a vonali kapocsfeszültségeknek a kiválasztott tranzisztorokkal megszabott középső 60° -os szakaszait. E szakaszok alatt a vonali kapocsfeszültségek pillanatértéke $\pm U_e$, vagy 0, középértéke $U = (2b-1)U_0$ (b a kitöltési tényező). A vonali feszültség és áram középértékével e szakaszok alatt az (5.21.a)-hoz hasonló feszültségegyenletek írhatók fel. Pl. az I szakaszban $U = 2U_{pm} + 2RI_m$, motoros üzemben $I_m < 0$ és $U < 2U_{pm}$. A vonali feszültségekből megállapíthatók az invertervezérlőben levő A, B, C és ka, kb, kc kapcsolók működtetésének szabályai (az 5.20. ábrában megadjuk az egyes szektorokban bekapcsolt kapcsolók jeleit).



5.20. ábra. Vonali pólusfeszültségek és kapocsfeszültségek.

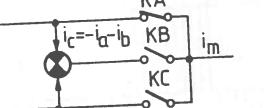
Forgásirányt váltva a vonali pólusfeszültségek előjelet váltanak, így a vonali kapocsfeszültségeknek is előjelet kell váltani az egyes szektorokban. Ez automatikusan bekövetkezik azáltal, hogy az u_v vezérlőfeszültség is előjelet vált: $w > 0$ -nál $u_v > 0$, $w < 0$ -nál $u_v < 0$. Arányos, előjelet nemforgató szabályozókat feltételezve az 5.21. ábra mutatja a különböző negyedekben érvényes szabályozók előjeleket (u_v ugyanolyan előjelű mint a Δ áramhiba).



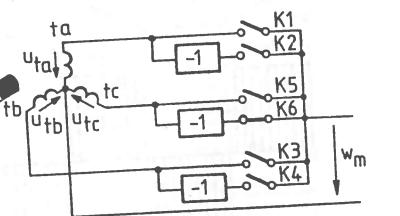
5.21. ábra. Arányos szabályozók előjelviszonyai a W-M síkon.

Ellenütemű vezérléskor az áramszabályozótól a meghajtó körökig terjedő részt az 5.18. ábra jobb alsó sarkában lévő vázlat szerint lehet kialakítani. A P és az N pontokon ellenütemű vezérlőjelek vannak, amelyeket az invertervezérlő a szektoruktól függően rákapcsol a tranzisztorok meghajtóköreire. Látható, hogy az invertervezérlő ugyanolyan mint alternatív vezérléskor. Most is a vezető két fázis a ka, kb, kc kapcsolókkal választható ki, a vonali feszültségek előjelei pedig az A, B, C kapcsolókkal állíthatók be. Pl. $u_v > 0$ vezérlőfeszültségnél az I és IV

szektorban az A kapcsoló P és a B kapcsoló N állásában pozitív, az A-N és a B-P állásában negatív az u_{ab} vonali feszültség középrtéke (u_{ab} pillanatértéke minden esetben $\pm U_e$ között ugrál). A kapcsolókat most is az 5.20. ábra szerint kell kapcsolatni.

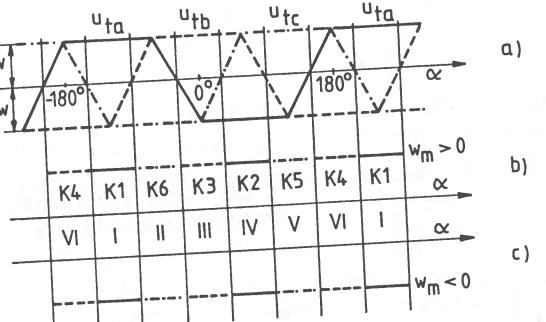


5.22. ábra. Az i_m áram visszacsatolójel előállításának elve.



5.23. ábra. Kefenélküli tachométer elvi kapcsolása.

A nyomatékkal arányos i_m áram visszacsatolójelet, az i_a , i_b , i_c fázisáramok előjeles burkolóból jelet, pl. két fázisáram jelből rakhattuk össze az 5.22. ábra szerint. A kapcsolásban felhasználtuk, hogy $i_a + i_b + i_c = 0$ miatt $i_c = -(i_a + i_b)$. A KA, KB, KC elektronikus kapcsolókat a helyzetadó logikai jelei vezéreljük az 5.19.b., c. ábráknak megfelelően. Pl. a KA kapcsoló akkor zárt, ha az $i_a \neq i_b$ logikai feltétel teljesül. A gyakorlatban nem áramváltókat, hanem Hall elemes árammérőket alkalmaznak azért, hogy kis frekvencián, ill. még álló állapotban is mérhető legyen az i_m jel.



5.24. ábra. a) A tachométer pólusfeszültségei.
b., c.) A w_m szögsebesség ellenörzöjei.

A kefenélküli szervohajtásokban általában a tachométer generátor is állandómágneses forgórészű, négyszögmezős ($\beta = 180^\circ$) váltakozóáramú generátor elektronikus kommutatóval. Az elvi kapcsolást az 5.23. ábra, a w_m generátor elektronikus kommutatóval. Az elvi kapcsolást az 5.23. ábra, a w_m szögsebesség visszacsatolójel képzését az 5.24. ábra szemlélteti (az u_{ta} , u_{tb} , u_{tc} feszültségek $w > 0$ forgásirányra vonatkoznak, fordított forgásirány nél előjelet feszültségek $w < 0$ váltanak). Ha a tachogenerátor terhelése elhanyagolható, akkor az u_{ta} , u_{tb} , u_{tc} feszültségek a tachogenerátor w szögsebességgel arányos $C_t w$ amplitudójú feszültségei ($C_t = \text{const.}$). A K1, K2, ... K6 szinkronozott elektronikus kapcsolókkal előállított fordulatszám jel előjelhelyes, és nagyon jó a linearitása.

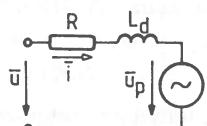
A K1-K6 kapcsolókat is vezérelhetjük az Ia, Ib, Ic jelekről, ha a tachogenerátor ugyanolyan pólusszámú mint a szervomotor és d tengelye megfelelő szöget zár be a motor d tengelyével. Úgy kell beállítani a tachométer d tengelyének az irányát, hogy a K1-K6 kapcsolók az u_{ta} , u_{tb} , u_{tc} feszültségek 120°-os egyenes szakaszairól a középső 60° alatt kapcsoljanak be.

A pólusfeszültség visszahatása az áramszabályozásra szögsebességről vett - az 5.18. ábrán szaggatottan berajzolt - kompenzált visszacsatolással kompenzátható, hasonlóan mint egyenáramú gépnél a belsőfeszültség hatása (4.36. ábra).

Az áramszabályozás, az invertervezérlés, és az áram és fordulatszám érzékelés másként is megvalósítható.

5.3. Négyszögmezős szinkron szervohajtás tranzisztoros viselkedése

A négyszögmezős szinkron szervohajtás az 5.4.d., e. ábrák szerinti négyzetes áramoknak megfelelő kapcsolatok miatt állandósult állapotban is tranzisztoros üzemben, un. állandósult tranzisztoros üzemben van.



5.25. ábra. Négyszögmezős gép közelítő Park-vektoros helyettesítő vázlat.

A tranzisztoros viselkedés vizsgálatára a lehető legegyszerűbb, 5.25. ábra szerinti Park-vektoros helyettesítő képet használjuk a motorra. Ez a helyettesítő kép nem veszi figyelembe a forgórész csillapító hatását, és csak szinuszos térbeli állórészvisszahatásra, hengerszimmetrikus $L_d = L_q$ szinkron induktivitású gépre érvényes. Mivel feltételeztük, hogy az állandómágnes által létrehozott légrésindukció független a terheléstől, így $L_d = L_q = L_s$ az állórész szórási induktivitása. Ennek megfelelően állórészvisszahatásként elegendő az állórész szórfluxusára feltételezni a térbeli szinuszos eloszlást. Ez a feltételezés még négyszögmezős géppen is jó közelítéssel igaz. Igaz négyszögmezős gépnél is minőségileg jó eredményekre vezet az 5.25. ábrabeli közelítő helyettesítő vázlat alkalmazása. E helyettesítő vázlat alapján az alábbi vektoros differenciálegyenlet irható fel:

$$\bar{u} = R\bar{i} + L_d \frac{d\bar{i}}{dt} + \bar{u}_p \quad (5.32)$$

A négyszögmező alakjával megszabott \bar{u}_p pólusfeszültség 5.4.c., f., 5.8.b. és 5.9.c. vektorpályái tranzisztorokra is érvényesek, ha U_{pm} (5.11) összefüggésében W helyett w-t írunk. Ennek megfelelően pl. $\beta = 180^\circ$ -os gépre - az 5.4.c. ábra alapján - a VI jelű, $-\pi/6 \leq \alpha + \pi \leq \pi/6$ rotorszöghöz tartozó szektorban az \bar{u}_p pólusfeszültség vektor tranzisztorokra az alábbi szerint számítható:

$$\bar{u}_p = u_{px} + ju_{py} = (4/\pi)u_{pm}(\alpha + \pi) - j(2/\sqrt{3})u_{pm}, \quad u_{pm} = kB_m w. \quad (5.33.a, b)$$

A többi szektorban a hatoldalú szimmetria miatt $K\pi/3$ szöggel elforgatva hasonló eredmény adódik ($K=1, 2, 3, \dots$). A w szögsebesség és az α szög a (4.16.c, e) mozgásengyenletekből határozható meg. A motor nyomatéka tranzisztorok alatt számolható az (5.9) egyenlet szerint:

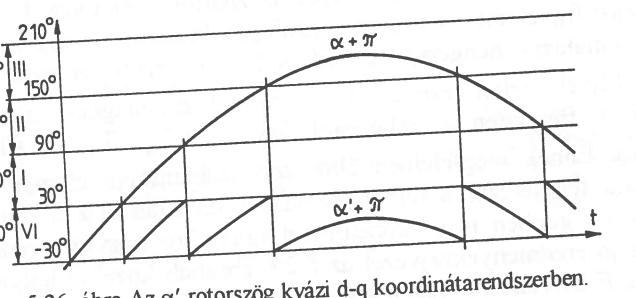
$$m = (3/2)\bar{K} \cdot \bar{i} = (3/2)(K_x i_x + K_y i_y). \quad (5.34)$$

A feszültségtényező vektor a VI szektorban az (5.33)-ból kiszámítható:

$$\bar{K} = \bar{u}_p / w = (4/\pi)kB_m(\alpha + \pi) - j(2/\sqrt{3})kB_m = K_x + jK_y. \quad (5.35)$$

A [Vs] dimenziójú $\bar{K}(\alpha)$ vektor minden forgásirányra érvényes. Az (5.33.a)-hoz és (5.35)-hoz hasonlók az eredmények a $\beta = 60^\circ$ -os és 120° -os gépekre is.

Szokás a tranzisztorok alatt un. kvázi d-q koordinátarendszerben számolni. E módszer egyszerűsége, hogy ekkor a hatoldalú szimmetriát kihasználva minden egy adott szektorra (pl. VI-ra) érvényes egyenletekkel dolgozunk. A számítás módja az, hogy α -ban szektorhatár elérve nem váltunk szektorra, hanem sign(w)-kal módosítjuk az α -t és a Park-vektorok szögeit, és így továbbra is az eredeti szektorban dolgozhatunk. Ez azt jelenti, hogy az α tényleges rotorszög helyett egy α' szöggel számolunk, amelyik pl. VI szektorban megfelelően $-\pi/6 \leq \alpha' + \pi \leq \pi/6$ tartományban változik (5.26. ábra).



5.26. ábra Az α' rotorszög kvázi d-q koordinátarendszerben.

5.3.1. ISZM áramszabályozás vizsgálata

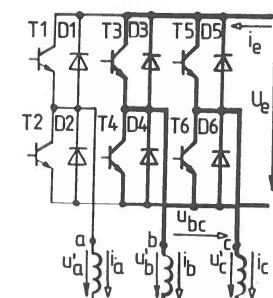
A tranzisztors vezetésében e fejezetben az ISZM áramszabályozást vizsgáljuk $w = W = \text{const.} > 0$ szögsebesség, $u_{pm} = U_{pm} = kB_m W = \text{const.}$ feszültség és ideális komutáció feltételezésével. Az utóbbi feltétel következtében csak a kétfázisú vezetés alatti áramszabályozással foglalkozunk. A fázisáram váltáskor létrejövő háromfázisú vezetésű komutációs folyamatot az 5.3.2. fejezetben tárgyaljuk.

Az ISZM modulátoros, alternatív vezérlésű (5.18. ábra szerinti) áramszabályozást vizsgáljuk meg. Állandósult állapotban nagy $f_\Delta/f_1 > 60$

viszony esetén a feszültség és áram Park-vektorok jó közelítéssel hatoldalú szimmetriát mutatnak. Ezáltal elegendő 1/6 periódust (egy szektort) vizsgálni. Megjegyezzük, hogy a szimmetria pontosan csak $f_1 = f_\Delta/(6K)$ diszkrét frekvenciákon lesz hatoldalú ($K=1, 2, 3, \dots$).

Az 5.4.c. és e. ábrákból látható, hogy x-y koodinátarendszerben a III vagy a VI szektorokat célszerű vizsgálni, mert ekkor $i_x = i_a = 0$ és így (5.32)-ben az u_x feszültségek komponensek nem lesz áramtól függő tagja, $u_x = u_{px} = u_{pa}$. Az ISZM áramszabályozás célja a III szektorban az $i_b = -i_c = I_m$, a VI szektorban az $i_c = -i_b = I_m$ áramot tartani ($I_m = M/C$ a nyomaték középértékkel arányos).

Az 5.27. árában az inverterek azt a 4db tranzisztorról és diódájáról megvastagítottuk, amelyek a III és VI szektorban vezethetnek. Ezek szabják meg az $u_{bc} = u_b - u_c$ vonali kapocsfeszültséget. A háromfázisú inverterből - a komutációt leszámítva - minden egyes szektorban csak egy, a ka, kb és kc kapcsolókkal (5.18. ábra) kiválasztott, 4/4-es egyenáramú szaggatónak megfelelő rész működik, és így csak két fázisban folyik áram.



5.27. ábra. Az inverter aktív félvezetői a III és a VI szektorban ($i_a = 0$ esetben).

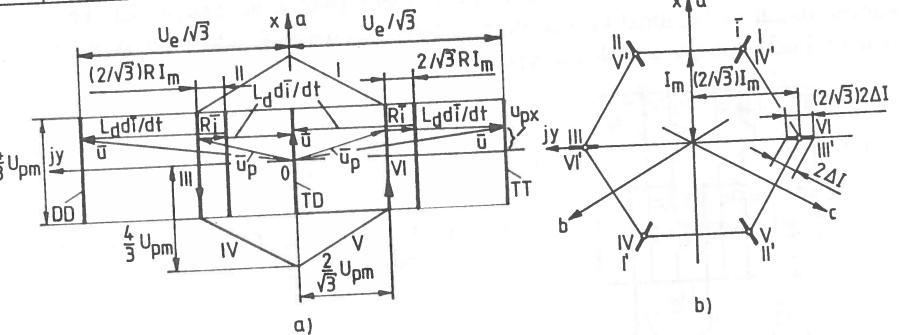
Az 5.3.1. táblázat a III és a VI szektorra mutatja az alternatív vezérlés szerinti egymásutáni vezetési konfigurációkat, valamint az ezekhez a kapcsolási állapotokhoz tartozó \bar{u} kapocsfeszültség vektor változtatható $u_y = u_{bc}/\sqrt{3}$ komponensét. Az $\bar{i} = j i_y = j(i_b - i_c)/\sqrt{3} = j(2/\sqrt{3})i_b$ áramot az (5.32) egyenlet y irányú komponense szabja meg:

$$u_y = R_i y + L_d dy/dt + u_{py}, \quad dy/dt = (u_y - u_{py} - R_i y)/L_d. \quad (5.36.a, b)$$

Motoros üzemen tranzisztor-tranzisztor (TT) és tranzisztor-dióda (TD), generátoros üzemen dióda-dióda (DD) és tranzisztor-dióda (TD) vezetési konfigurációk váltogatják egymást. Az 5.28. ábra vektorosan, az 5.29. ábra vonali feszültségekre és fázisáramokra szemlélteti az ISZM áramszabályozás működését a VI és III szektorban, $\beta = 180^\circ$ -os gépnek megfelelő pólusfeszültség feltételezésével. A VI szektorban motoros, a III-ban generátoros üzemet tételeztünk fel. Az \bar{u} feszültségek vektor a vezetési állapottól függően a TT, TD és DD jelű függőleges egyeneseken mozog.

5. III. táblázat

III szektor	MOT. ÜZEM	T3, T6	D4, T6	T3, T6	T3, D5
	GEN. ÜZEM	D3, D6	T4, D6	D3, D6	D3, T5
	$u_y = u_{bc} / \sqrt{3}$	$U_e / \sqrt{3}$	0	$U_e / \sqrt{3}$	0
VI szektor	MOT. ÜZEM	T4, T5	D3, T5	T4, T5	T4, D6
	GEN. ÜZEM	D4, D5	T3, D5	D4, D5	D4, T6
	$u_y = u_{bc} / \sqrt{3}$	$-U_e / \sqrt{3}$	0	$-U_e / \sqrt{3}$	0



.28. ábra. ISZM áramszabályozás vektoros szemléltetése.
a. Feszültségek vektorok, b. Áramvektor.

Az 5.28.a. ábrában az áramszabályozás alatt az \bar{u} kapocsfeszültség vektor $\bar{u}_u = 2f_\Delta$ frekvenciával ugrál, a motoros üzemű VI szektorban a TT és TD jelű, a generátoros üzemű III szektorban a DD és TD jelű egyenes szakaszok között. A függőleges elmozdulás e szakaszokon az $i_x = i_a = 0$ -ból adódó $u_x = u_{px}$ szabály szerint megy végbe. Az \bar{i} áramvektor ezalatt - az $i_x = 0$ feltételnek megfelelően - y irányban lük tet a VI szektorbeli motoros üzem alatt a VI jelű a III szektorbeli generátoros üzem alatt a III' jelű pont körül (b. ábra). Az állandómágneses szinkrongép kis értékű L_d induktivitása ellenére a nagy f_k kapcsolási frekvencia miatt a ΔI lük tetés kicsi. Emiatt az ábrában az R_i tagban elhanyagoltuk a lük tetést. Az áram növekedésének és csökkenésének az (5.36.b) szerinti sebessége az $u_{py} = \mp(2/\sqrt{3})U_{pm}$ tag miatt fordulatszám függő. Az áramszabályozó az \bar{i} áramvektort átlagban a VI ill. a III' pontban akarja tartani, ehhez olyan kitöltési tényezőt állít be, hogy $T_\Delta / 2$ -re átlagolva $di_y / dt = 0$ legyen.

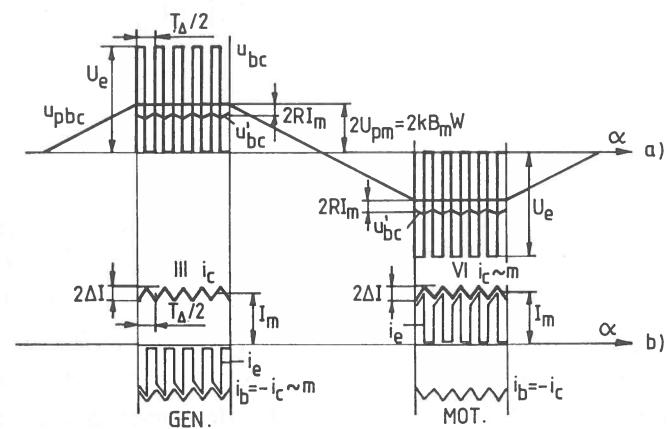
Az (5.34, 5.35) összefüggések alapján a VI szektorban

$$\mathbf{m} = (3/2) \mathbf{K}_y \mathbf{i}_y = -\sqrt{3} \mathbf{k} \mathbf{B}_m \mathbf{i}_y \quad (5.37)$$

szerint számítható a nyomaték pillanatértéke (a III szektorban ugyanezt kapjuk pozitív előjellel). A VI szektorban motoros üzemben $i_y < 0$, $m > 0$ a III szektorban generátoros üzemben $i_y < 0$, $m < 0$. E képlet és az 5.28.b. ábra alapján $\Delta M = (m_{\max} - m_{\min}) / 2 = 2k B_m \Delta I$ a nyomatéklüktetés amplitúdója és $\Delta M' = \Delta M / M = \Delta I / I_m$ a nyomatéklüktetés relatív amplitúdója. Minél kisebb a ΔI áramlüktetés, annál kisebb a nyomatéklüktetés.

Az 5.28.a. ábrából látható, hogy motoros üzemben helyes működés csak akkor lehetséges, ha a TT szakaszban $|u_y| = U_e / \sqrt{3} > 2 / \sqrt{3}(U_{pm} + RI_m)$.

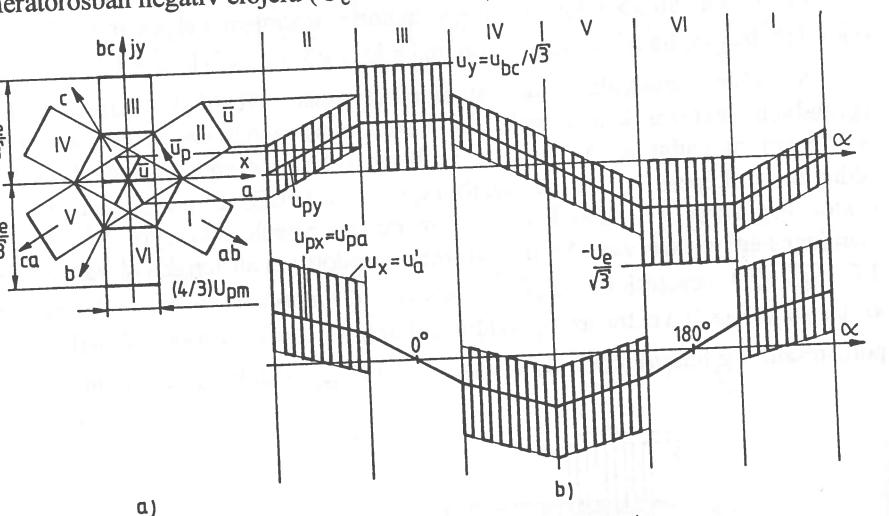
A többi szektorban az áramszabályozásra K 60° -os elforgatásokkal ugyanilyen vektoros kép adódik. Az 5.30.a. ábra a hat szektorból álló teljes periódusra megadja az \bar{u} kapocsfeszültség vektor pályáit (a tengelyeket az eddigiekhez képest 90° -kal visszaforgattuk). A kétfázisú vezetés miatt az \bar{u} vektor végpontja a vezető két fázishoz tartozó vonali tengelyre (ab, bc, ca) merőleges egyenesen van. Az \bar{u} vektornak az adott vonali tengelyre vett vetülete TT vagy DD vezetéskor $\pm U_e / \sqrt{3} = \text{const.}$, TD vezetéskor zérus. Az egyenes szakaszokon az \bar{u} vektor az \bar{u}_p vektor vetületével megegyezően változik. Az \bar{u}_p pólusfeszültség hatszögének oldalhossza $(4/3)U_{pm}$ szögebességgel arányos.



5.29. ábra. ISZM áramszabályozás szemléltetése. a. Feszültségek, b. Áramok.

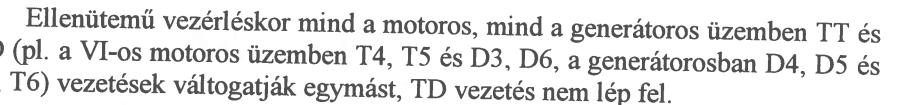
Az 5.29.a. ábrában a bc vonali feszültségeket ábrázoltuk. Itt u_{pbc} a pólusfeszültség, u_{bc} a kapocsfeszültség, $u_{bc} = u_{pbc} + 2R_i$, közelítőleg a vonali kapocsfeszültség adott szektorbeli u_{bck} középpértéke. A vezérlés alternatív jellegéből adódóan az inverter u_{bc} kimenő feszültsége unipoláris és $2f_A$

rekvenciával ($T_\Delta / 2$ periódusidővel) ismétlődik. Látható, hogy u_{bck} abszolútértéken motoros üzemben $2RI_m$ -mel nagyobb, generátorosban ugyanennyivel kisebb a $2U_{pm}$ vonali pólusfeszültségnél. A b. ábra az i_b , i_c és i_e áramokat mutatja (i_e az egyenkörből felvett áram) a VI szektorban motoros, a III-ban generátoros üzem feltételezéssel. Az (5.37) alapján a nyomaték pillanatértékelével a VI szektorban $-i_b = i_c = -(\sqrt{3}/2)i_y$, a III-ban pedig i_b arányos. Motoros üzemben az i_e egyenáram és a $p_e = U_e i_e$ egyenköri teljesítmény pozitív, generátorosban negatív előjelű ($U_e = \text{const.} > 0$).



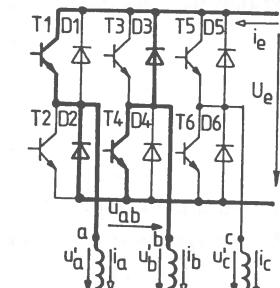
30. ábra. ISZM áramszabályozás szemléltetése.
a. Kapocsfeszültség és pólusfeszültség vektor,
Kapocsfeszültség és pólusfeszültség komponensek.

Az 5.30. ábra egy teljes periódusra mutatja a kapocsfeszültséget és a pólusfeszültséget. Az a. ábra az \bar{u} és az \bar{u}_p Park-vektorokat, a b. ábra az u_{px} , u_{py} és az u_x , u_y komponenseket mutatja. A komponenseket az $u_x = \operatorname{Re}(\bar{u})$ és $u_y = \operatorname{Im}(\bar{u})$ vetületszabályt alkalmazva rajzoltuk fel. Az $u_x = u'_a$ egyben az a fázisfeszültség az $u_y = u_{bc} / \sqrt{3}$ egyben a bc vonali feszültség $(1/\sqrt{3})$ -szorosa. Állítható, hogy a III és VI szektorban az $u'_a = u_x$ fázisfeszültség az $u'_{pa} = u_{px}$ pólus fázisfeszültséggel azonos, mivel $i_a = i_x = 0$. Ugyanezekben a szektorokban az $u_{bc} = \sqrt{3} u_y$ vonali feszültség az U_e egyenfeszültségtől és a kitöltési tényezőtől függ. A többi szektorban az u_x és u_y komponensek lényegesen bonyolultabbak, mivel minden a két komponens befolyásolja a pólusfeszültség és az egyenfeszültség. Emiatt volt célszerű az ISZM áramszabályozás Park-vektoros vizsgálatát a III vagy a VI szektorban végezni. Az 5.28.-5.30. ábrákban $W=\text{const}>0$ szögsebességet és $U_e=\text{const}$. feszültséget tételeztünk fel.

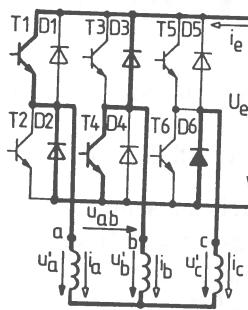


5.3.2. Kommutációs folyamat vizsgálata

Az eddigiekben pillanatszerű kommutációt tételeztünk fel. A valóságban a motor véges L_d induktivitása miatt az áram nem ugorhat. Az α rotorszögben 60° -onként következő kommutációk a hatoldalú szimmetria következtében vektorosan $K60^\circ$ -os elforgatással megegyeznek egymással. Emiatt elegendő azt az egy kommutációt vizsgálni, mialatt az \bar{i} áramvektor $W=\text{const.} > 0$ motoros ($M = Ci_m = \text{const.} > 0$) üzemben a VI jelű pontból az I-be megy át (l. az 5.4.e. ábrát). A VI-ból az I-be való átmenet (a $c \rightarrow a$ kommutáció) a c fázishoz tartozó T5 és T6 tranzisztorok kikapcsolásával és az a fázisbeli T1 tranzisztor bekapcsolásával (az 5.33.a. ábra szerinti TT0 vezetéssel) kezdődik, és addig tart, amíg a c fázisban $i_c > 0$ miatt a D6 dióda vezet.



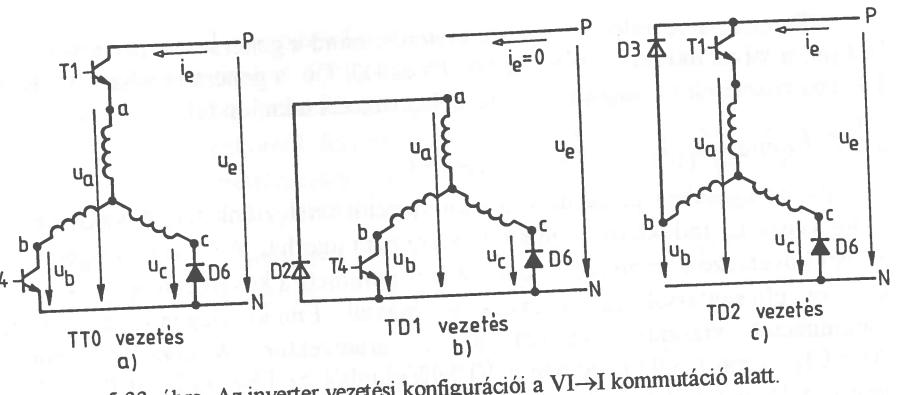
5.31. ábra. Az inverter aktív félvezető az I szektorban.



5.32. ábra. Az inverter aktív félvezetői a VI→I kommutáció alatt.

A kommutációt befolyásolja az ISZM áramszabályozás módja. A következőkben az 5.18.ábra szerinti ISZM modulátoros, alternatív vezérlésű áramszabályozást tételezünk fel. A VI szektorbeli (5.27. ábra) és az I szektorbeli (5.31. ábra) ISZM áramszabályozás alatt TT és TD típusú vezetések váltogatják egymást. Az I szektorban a VI-hoz hasonlóan működik az ISZM áramszabályozás, de itt $i_c = 0$ és a szabályozás célja $i_a = -i_b = I_m$ áramot tartani. A kommutáció alatt az I szektorhoz tartozó TT és TD vezetési állapotok a D6 dióda vezetésével kiegészülnek (5.32. ábra) és, így az 5.33. a., b. és c. ábrák szerinti TT0, TD1 és TD2 vezetési konfigurációk lehetségesek. A TT0 vezetési állapotban $u_a = U_e$, $u_b = u_c = 0$, így a feszültség Park-vektor:

$$\bar{u} = (2/3)(u_a + \bar{a}u_b + \bar{a}^2u_c) = (2/3)U_e = (2/3)(u'_a + \bar{a}u'_b + \bar{a}^2u'_c). \quad (5.38 \text{ a})$$



5.33. ábra. Az inverter vezetési konfigurációi a VI→I komutáció alatt.
a. TT0 vezetés, b. TD1 vezetés, c. TD2 vezetés.

Itt u_a , u_b , u_c rendre az a, b, c pontok feszültsége az N ponthoz képest, u'_a , u'_b , u'_c a motor csillagpontjához képest. Az előbbiek tartalmazhatnak zérussorendű komponenst, az utóbbiak nem. A TD1 vezetési állapotban $u_a = u_b = u_c = 0$, így

$$\bar{u} = 0.$$

A TD2 vezetési állapotban $u_a = u_b = U_e$, $u_c = 0$, így

$$\bar{u} = (2/3)(U_e + \bar{a}U_e) = (2/3)U_e e^{j\pi/3} \quad (5.38.c)$$

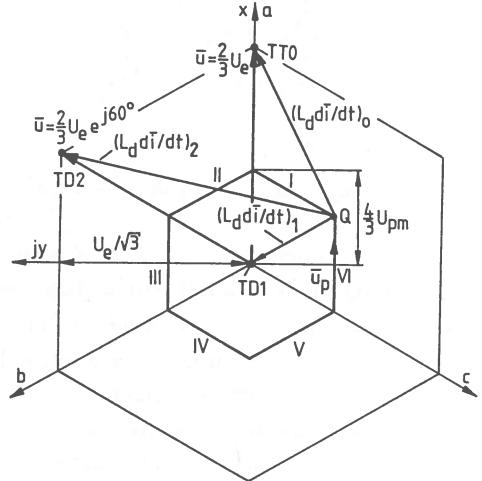
Az 5.IV. táblázat a motor kapocsfeszültségének jellemzőit foglalja össze a motoros VI és I szektorbeli kétfázisú vezetésű ISZM áramszabályozásra és a VI→I háromfázisú vezetésű kommutációra, az alternatív vezérlés egy periódusára a vezérlésből adódó sorrendben.

5.IV. táblázat

VI szektor	TT:T4, T5 $u_{bc} = -U_e$ $u'_a = u'_{pa}$	TD:D3, T5 $u_{bc} = 0$ $u'_a = u'_{pa}$	TT:T4, T5 $u_{bc} = -U_e$ $u'_a = u'_{pa}$	TD:T4, D6 $u_{bc} = 0$ $u'_a = u'_{pa}$
I szektor	TT:T1, T4 $u_{ab} = U_e$ $u'_c = u'_{pc}$	TD:D2, T4 $u_{ab} = 0$ $u'_c = u'_{pc}$	TT:T1, T4 $u_{ab} = U_e$ $u'_c = u'_{pc}$	TD:T1, D3 $u_{ab} = 0$ $u'_c = u'_{pc}$
VI→I kommutáció	TT0: T1, T4, D6 $\bar{u} = (2/3)U_e$	TD1: D2, T4, D6 $\bar{u} = 0$	TT0: T1, T4, D6 $\bar{u} = (2/3)U_e$	TD2: T1, D3, D6 $\bar{u} = (2/3)U_e e^{j\pi/3}$

Látható, hogy az U_e egyenfeszültség az ISZM áramszabályozás kétfázisú vezetése alatt az \bar{u} vektornak csak valamelyik vonali komponensét szabja meg, a

kommutáció háromfázisú vezetése alatt viszont a teljes \bar{u} vektort megszabja. Az 5.28. és 5.34. ábrából megállapítható, hogy az \bar{u} feszültségvektor a TT és DD jelű kétfázisú vezetések alatt a $(2/3)U_e$ oldalú szabályos hatszög oldalain van, a háromfázisú vezetések alatt pedig a hatszög csúcspontjaiban, ill. az origóban van. Az ISZM áramszabályozásnál minden, hogy a TD vezetés alatt a motor két fázisa a P vagy az N sinén keresztül van rövidzárva. A kommutáció folyamán a TD1 és TD2 állapot a vezető D6 dióda miatt eltérő.



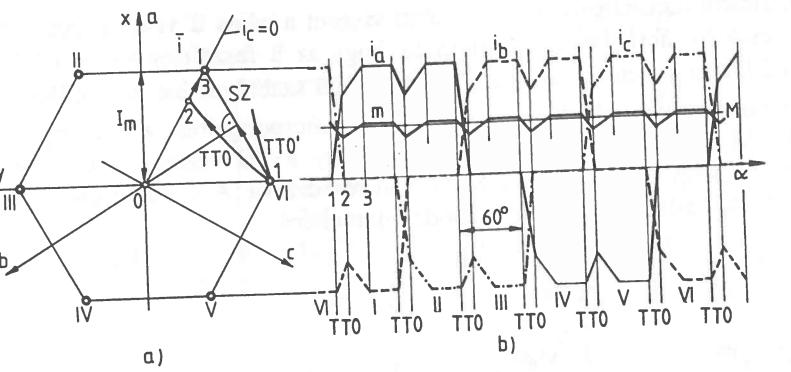
5.34. ábra. Feszültségvektorok a VI→I komutáció alatt.

A komutáció alatt az \bar{i} áramvektor az (5.32) egyenletből adódó

$$\bar{d}\bar{i}/dt = (\bar{u} - \bar{u}_p - R\bar{i}) / L_d \approx (\bar{u} - \bar{u}_p) / L_d \quad (5.39)$$

sebességgel megy át a VI pontból az I-be. Az $R\bar{i}$ jó közelítéssel elhanyagolható. A TT0, TD1 és TD2 vezetési állapotokhoz az eltérő \bar{u} miatt különböző $d\bar{i}/dt$ tartozik. Az 5.34. ábrába berajzoltuk a komutáció kezdőpillanatában érvényes háromféle $L_d d\bar{i}/dt$ vektort.

A komutáció az $\bar{u}_p = \bar{K}W$ pólusfeszültség vektor fordulatszámfüggése miatt a fordulatszámtól függően kétféle jelleggel lehet végbe. Az \bar{i} áramvektor kétféle átmenetét a VI pontból az I pontba minőségeleg az 5.35.a. ábra mutatja. A komutációra jellemző háromfázisú vezetés minden esetben az a fázis áramának beindulásával, azaz TT0 vezetési állappittal kezdődik és a c fázis áramának a megszűnéseig ($i_c = 0$ -ig) tart. A komutáció alatt az \bar{u}_p pólusfeszültség vektor az 5.34. ábrában közelítőleg a hatszög Q csúcspontjában van, és a TT0-beli $(L_d d\bar{i}/dt)_0$ mutatja az áramvektor meredekségét a komutáció kezdetekor. Ennek az irányá határozza meg a komutáció jellegét. Ha $(2/3)U_e = (8/3)U_{pm}$, azaz $U_{pm} = kB_m W = U_e/4$, akkor $(d\bar{i}/dt)_0$ a VI és I áramvektor pontokat



5. ábra. Kommutáció a VI → I átmenetkor.

sszekötő - a b tengelyre merőleges - SZ jelű egyenes irányába esik (5.35.a. ábra). A TD1 és TD2 állapotok a VI pontból indulva mindenkor a 0, I, VI egyenlőoldalú háromszög belsője felé viszik az \bar{i} áramvektort. A TTO állapot a pontok szerint a $W^* = U_e / (4kB_m)$ szögsebességig kifelé, e fölött befelé viszi \bar{i} -t. A kommutációt az áramérzékelés és a szabályozás módja is befolyásolja, a következőkben feltételezzük, hogy a $c \rightarrow a$ kommutáció alatt a nem kommutáló b áramát érzékeljük és ennek az állandóságára szabályozunk ideálisan.

Kis $W < W^*$ szögsebességen a TT0 vezetési állapotban i körépe a 0, 1, VI háromszögből a TT0'-vel jelölt irányban (5.35.a. ábra). Ezt viszont az áramszabályozó nem engedi meg. Így a kommutáció áramszabályozottan, $\Delta I = 0$ közelítéssel a VI és I pontokat összekötő SZ jelű egyenes mentén meg végbe. E szabályozott kommutáció alatt a kitöltési tényezőnek megfelelő arányban TT0, TD1, TT0, TD2 vezetési állapotok váltogatják egymást azzal a céllal, hogy $i_b = -I_m$ maradjon. Ehhez az ISZM áramszabályozónak olyan kitöltési tényezőt kell beállítania, amellyel az átlagos $d\bar{i} / dt$ sebesség merőleges a b tengelyre (i_b csak ekkor maradhat állandó). A 5.34. ábrába berajzolt $(L_d \bar{d}i / dt)_0$, $(L_d \bar{d}i / dt)_1$ és $(L_d \bar{d}i / dt)_2$ vektorokból időbeli súlyozással számítható $d\bar{i} / dt$ átlagértéke.

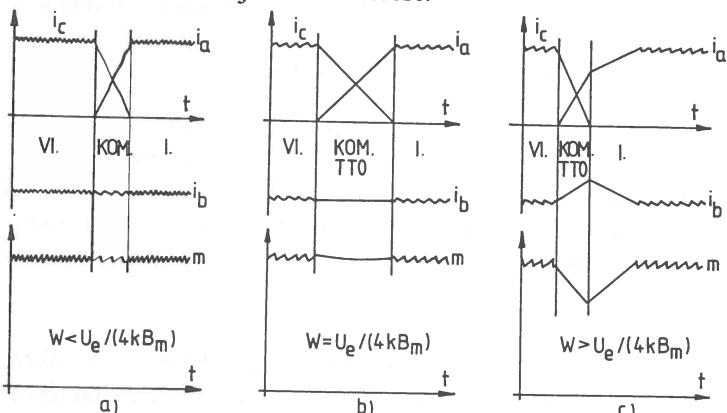
Ha $\bar{W} = W^*$, akkor állandó TT0 kommutációs állapot szükséges ahhoz, hogy az \bar{i} áramvektor az SZ jelű hatszögoldalon $i_b = \text{const.}$ mellett menjen át VI-ötől I-be. Erre az áramszabályozó úgy képes, hogy teljes kitöltéssel TT0 állapotot elő (ezzel a rendszer feszültség tartalékának határára, telítési állapotba kerül).

Nagy $W > W^*$ szögsebességen csak TT0 kommutációs állapot van, mivel a betelített áramszabályozó ezt írja elő. A három lehetséges állapot közül ez a legjobb, de ez sem tudja a megfelelő irányú \bar{d}/dt -t létrehozni. Ekkor az $i = (2/3)U_e$ feszültség hatására az (5.39) szerint kialakuló \bar{i} áram végig a 0, I, VI háromszögön belül marad (5.35.a. ábra). A TT0 jelű kommutációs szakasz (1-2) a 2. jelű pontban befejeződik az $i_c = 0$ feltétel teljesülésekor. Ezt a 2-3 szakasz

követi, amelyik már az I pontbeli ISZM áramszabályozott állapotnak felel meg. E szakaszban az $i_a = -i_b$ áram az $i_a = I_m$ feltétel teljesüléséig növekszik $b \approx 1$ kitöltéssel. Mind a két szakasz ideje a fordulatszám növelésével nő. Az 5.35.b. ábra a vetületszabály alapján kapott fázisáramokat mutatja egy teljes periódusra. Látható az a. és b. ábrákból, hogy ilyenkor az 1-3 szakaszban az áramszabályozó nem képes állandó értéken tartani az i_b áramot.

Mivel kis fordulatszámon a kommutációs idő nagyon rövid a periódusidőhöz képest, így ekkor gyakorlatilag az 5.4.d. ábra idealizált négyzet alakját kapjuk. Nagy fordulatszámon viszont a kommutáció ideje összemérhető az 1/6 periódusidővel, emiatt ekkor az áram alakja erősen torzul. A $W \leq W^*$ áramszabályozott kommutációjú tartományban a kommutáció nem okoz többlet lüktetést a nyomatékban. A $W > W^*$ tartományban az áram torzulása az (5.34) szerint számított m nyomaték pillanatértéknek a jelentős lüktetését és az M középtérteknek a csökkenését okozza (5.35.b. ábra), továbbá többlet tekercsveszteséget eredményez. E jelenség $W > W^*$ fordulatszámon a terhelhetőség csökkenését eredményezi (5.12. ábra szaggatott görbék) és korlátozza a maximális fordulatszámot.

Ellenütemű vezérléskor a kommutáció alatt is csak TT és DD vezetés van a D6 diódával kiegészítve (TT0 és DD0). A TT0 vezetés olyan mint előbb (5.33.a. ábra), a DD0 vezetéskor (D2, D3 és D6 vezet) $u_a = u_c = 0$, $u_b = U_e$ és $\bar{u} = (2/3)(\bar{a}U_e) = (2/3)U_e e^{j2\pi/3}$. A kommutáció- az elmondottakhoz hasonlóan - ilyenkor is kétféle jelleggel lehet végbe. Az 5.36. ábra hiszterézises áram kétpontszabályozást és ellenütemű vezérlést feltételezve mutatja a különböző fordulatszámkhoz tartozó jellegzetes kommutációkra a fázisáramokat és a nyomatékokat. Az a. ábrában jól látható a kommutáció alatti áramszabályozás, a b. ábrában i_b -nek a kommutáció alatti állandósága, a c. ábrában az i_b áram és az m nyomaték kommutáció alatti jelentős betörése.



5.36. ábra. Fázisáramok és a nyomaték a kommutáció alatt

5.3.3. Analógia az egyenáramú gépes hajtással

A kommutációt elhanyagolva az 5.16.c. ábra szerinti megoldásoknál (pl. az 5.18. ábránál) a háromfázisú inverterből minden csatlakoztatott rész működik. Ennek megfelelően az áramszabályozás szaggatónak megfelelő rész működik. Ennek megfelelően az áramszabályozás vizsgálatkor közelítőleg ilyenkor is használhatók a szaggatós egyenáramú hajtásra felrajzolt 4.19. és 4.26. ábrabeli blokkvázlatok. Az egymásnak megfelelő mennyiségeket, $\beta = 180^\circ$ -os gépre, az 5.V. táblázat mutatja.

5.V. táblázat

Egyenáramú hajtás	$\beta = 180^\circ$ -os négysszögmezős szinkron hajtás	
$u_b = K_w$ belsőfeszültség	$u'_{eo} = Cw$	üresjárási egyenfeszültség
R armatúra ellenállás	$2R$	kétfázisú ellenállás
L armatúra induktivitás	$2L_d$	kétfázisú induktivitás
$T_v = L/R$ villamos időállandó	$T_v = L_d/R$	villamos időállandó
$T_m = \theta R / K^2$ elektromechanikai időállandó	$T_m = \theta R / C^2$	elektromechanikai időállandó

Az u_{eo} üresjárási egyenfeszültség a vonali pólusfeszültségekből számolható az 5.6. ábra és az (5.11) összefüggés alapján:

$$u'_{eo} = 2u_{pm} = 2kB_m w = Cw. \quad (5.40)$$

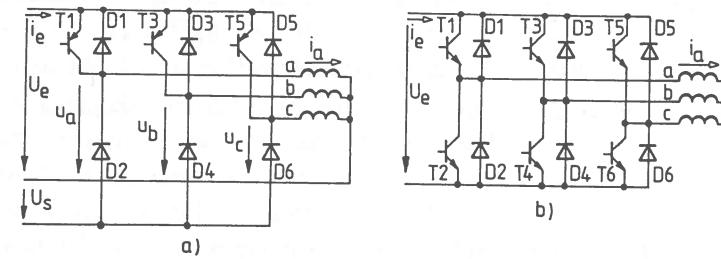
A $\beta=60^\circ$ -os és 120° -os gépre is meghatározhatók az egyenértékű mennyiségek. A fenti analózia figyelembevételével az ISZM áramszabályozások (a modulátoros és a hiszterézises) vizsgálatára négysszögmezős szinkrongépes hajtásnál is jó közelítéssel alkalmazhatók a 4.3.2. és a 4.3.3. fejezetekben elmondottak.

5.4. Kismotoros szinkron szervohajtások

A kis (100W alatti) teljesítmény tartományban használatos az 5.1.-5.3. fejezetekben tárgyalt igényes szinkronmotoros szervohajtások néhány egyszerűsített változata. Ezekre az a jellemző, hogy a motor mezőalakja és a táplálás módja csak részben illesztett, a nyomaték nem tökéletesen síma. E megoldásokat elektronikus kommutációjú kismotoros hajtásoknak is nevezik.

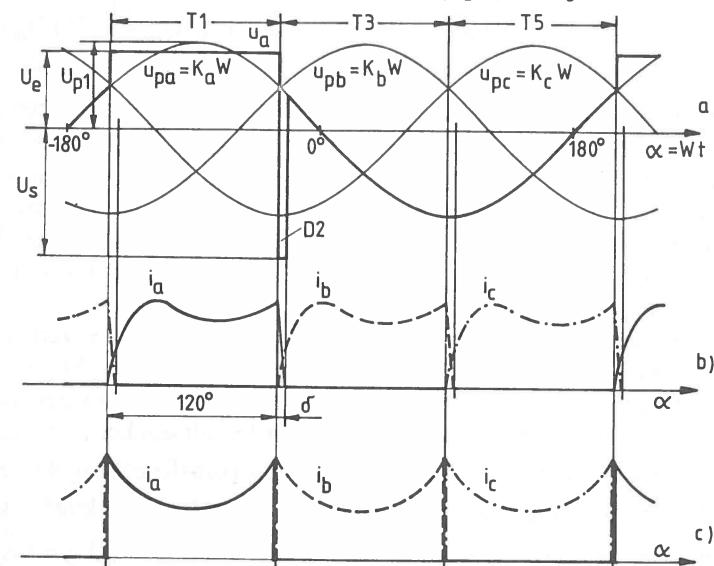
5.4.1. Háromfázisú kapcsolások

Az 5.37.a. ábra egyutas csillagpontos kapcsolású, a b. ábra kétutas hídkapcsolású elektronikus komutátorral ellátott szinkrongépet mutat. Egyszerűsége miatt gyakran alkalmazzák a feszültséggenerátoros táplálást. Ekkor



5.37. ábra. Háromfázisú elektronikus kismotoros hajtások.
a) Csillagpontos kapcsolás, b) Hídkapcsolás.

az állandómágneses szinkrongép forgórész helyzete csak a tranzisztorok be- és kikapcsolását szabja meg, közben a fázisáramok alakja nincs szabályozva. Ezzel szemben szabályozott az u_e egyenfeszültség (pl. egy soros egyenáramú szaggatóval). A szabályozatlan árammal következtében akár négysszögmezős, akár szinuszmézes a gép ez a táplálás nem illesztett. Példaként hengerszimmetrikus $L_d = L_q$ szinkron induktivitású szinuszmézes gépre mutatjuk be a viszonyokat.

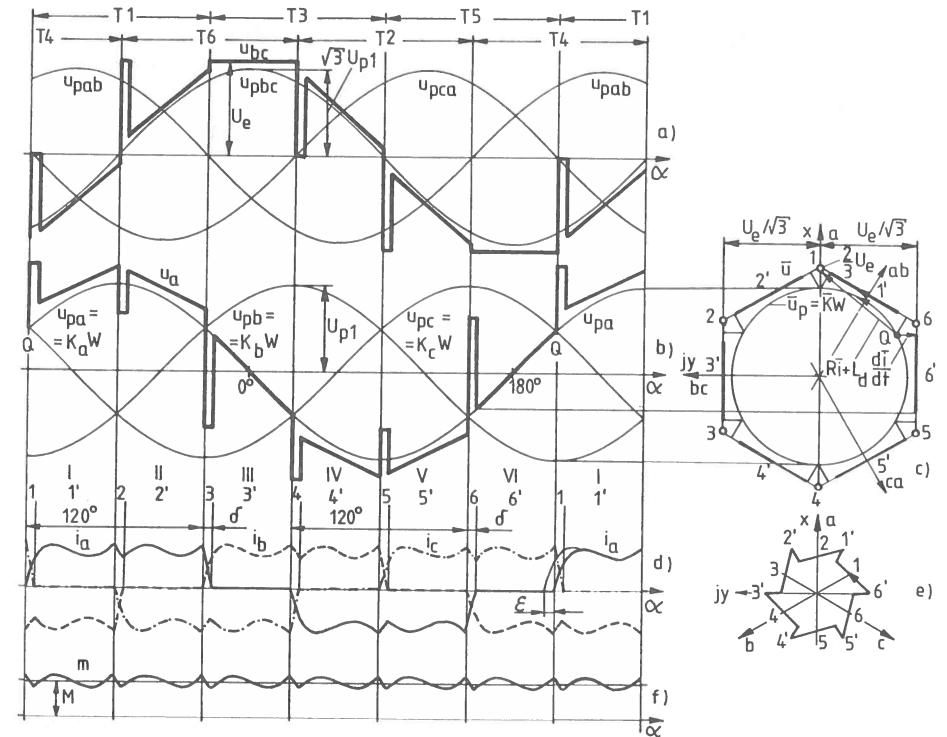


5.38. ábra. Csillagpontos kapcsolású elektronikus kismotor jellemzői.
a) Fázisfeszültségek, b) Fázisáramok, c) Illesztett fázisáramok.

Az 5.38. ábra a csillagpontos kapcsolású, fázisonként 120° -os vezérlésű motor jellegzetes időfüggvényeit mutatja $w = W = \text{const.} > 0$ szögsebességű, $M > 0$ nyomatékú motoros üzemre. A kivezetett csillagpont miatt minden u_a , u_b , u_c kapocsfeszültségeknek, minden i_a , i_b , i_c fázisáramnak van zérussorrendű komponense is. A fázisok vezetése a 120° -os vezérlés ellenére átlapolásos,

mivel az induktivitások miatt a tranzisztorok kikapcsolásával a fázisáramok nem válnak azonnal zérussá. Az 5.38.a. árában az $u_{pa} = K_a W$, $u_{pb} = K_b W$, $u_{pc} = K_c W$ pólusfeszültségeket és az u_a kapocsfeszültséget, a b.-ben az i_a , i_b , i_c fázisáramokat rajzoltuk fel. Egyfázisú és kétfázisú vezetések változtatják egymást, és pl. az a fázis 120° -ig a T1 tranzisztoron keresztül az U_e egyenfeszültségre csatlakozik, majd a kommutáció δ szögeig a D2 diódán keresztül a $-U_s$ segédfeszültségre csatlakozik. Az U_s segédfeszültséget vagy tápforrás, vagy a legegyszerűbb esetben párhuzamos R-C kör biztosítja. A motor a fázisa a T1 tranzisztoron keresztül teljesítményt vesz fel az U_e feszültségű körből, a D2 diódán keresztül teljesítményt ad vissza az U_s feszültségű körbe. A b és c fázisok feszültsége és árama 120° -os, ill. 240° -os eltolással követi az a fázist. Egyszerűen számíthatók a fázisáramok, ha a δ fedési szöget zérusnak (U_s -t végtelennek) vesszük, mivel ilyenkor csak egyfázisú vezetések vannak. Ekkor pl. az i_a fázisáram az $u_a = U_e = R_i a + L d i_a / dt + u_{pa}$ fázis differenciálegyenletből határozható meg. Mivel L nagyrészt szórási induktivitásból áll, így $L \approx L_d$ a háromfázisú szinkron induktivitás. E feszültségegyenletnek T1 vezetési idejére (5.38.a. ábra) számított közelítő ($R \approx 0$, $L \approx 0$) integrálközéppértéke: $U_e = 3\sqrt{3} / (2\pi) U_{pl} \approx 0,79 k B_m W$, azaz U_e közelítőleg arányos a W szögsebességgel ($U_{pl} = (3/\pi) k B_m W$ képletét (5.14)-ból vettük). A nyomaték az (5.6) szerinti $m = K_a i_a + K_b i_b + K_c i_c$ összefüggésből számítható. E nyomaték képlet alapján meghatározható a szinuszos mezőhöz illesztett, átlapolásmentes, egyutas áramalak is (5.38.c. ábra). Mivel a tényleges áram (5.38.b. ábra) eltér ettől, így a nyomaték a valóságban lüktet. Feszültséggenerátoros táplálással úgy közelíthető meg legjobban az illesztett áramalak (úgy érhető el a legnagyobb nyomaték középpérték), hogy a terhelés függvényében un. előgyújtást alkalmazznak.

Az 5.39. ábra a hídkapcsolású, fázisonként $2 \times 120^\circ$ -os vezérlésű motor jellegzetes időfüggvényeit és Park-vektorait mutatja $W > 0$ és $M > 0$ motoros üzemre. A kivezetetlen csillagpont miatt a hídkapcsolásnál nincs zérussorrendű összetevő. Az a. ábrában az u_{pab} , u_{pbc} , u_{pca} vonali feszültségeket és az u_{bc} vonali kapocsfeszültséget, a b.-ben az u_{pa} , u_{pb} , u_{pc} fázis pólusfeszültségeket és az u_a fázisfeszültséget, a c.-ben az $\bar{u}_p = \bar{K}W$ pólusfeszültség vektort és az \bar{u} kapocsfeszültség vektort rajzoltuk fel (az a. ábra léptéke $\sqrt{3}$ -szoros). A d. ábrában az i_a , i_b , i_c fázisáramokat, az e.-ben az \bar{i} áramvektort adjuk meg. Látható, hogy $1'$, $2'$, $3'$, ... jelű kétfázisú (2F) és $1, 2, 3, \dots$ jelű háromfázisú (3F) vezetések váltogatják egymást. minden 60° -os szektor δ szögű kommutációval (3F vezetéssel) kezdődik és 2F vezetéssel folytatódik. Pl. a T1 tranzisztor gyújtásával kezdődő I szektorban az 1 jelű kommutáció alatt a T1, T4 tranzisztor és a D6 dióda vezet (5.33.a. ábra) és $\bar{u} = (2/3)U_e$, a D6 dióda kialvásakor



a. Vonal feszültségek, b. Fázisfeszültségek, c. Feszültségvektor, d. Fázisáramok, e. Áramvektor, f. Nyomaték.

kezdődő 1' jelű szakaszban a T1, T4 tranzisztor vezet és $u_{ab} = U_e$. E kommutáció alatt az \bar{i} áramvektor az 5.35. ábra TT0 jelű görbéjéhez hasonlóan változik, mivel $\bar{u} = (2/3)U_e < 2U_{p1}$. Az I szektorra végig érvényes, hogy $u_{ab} = U_e$ az **ab** vonali feszültség. A szektorok jellemzőit az 5. VI. táblázat mutatja ($U = (2/3)U_e$).

5. VI. táblázat

	I szektor $u_{ab} = U_e$	II szektor $u_{ca} = -U_e$	III szektor $u_{bc} = U_e$	IV szektor $u_{ab} = -U_e$	V szektor $u_{ca} = U_e$	VI szektor $u_{bc} = -U_e$
3F	$\bar{u} = U$	$\bar{u} = U e^{j\pi/3}$	$\bar{u} = U e^{j2\pi/3}$	$\bar{u} = -U$	$\bar{u} = -U e^{j\pi/3}$	$\bar{u} = -U e^{j2\pi/3}$
2F	$i_c = 0,$ $u_c = u_{pc}$	$i_b = 0,$ $u_b = u_{pb}$	$i_a = 0,$ $u_a = u_{pa}$	$i_c = 0,$ $u_c = u_{pc}$	$i_b = 0,$ $u_b = u_{pb}$	$i_a = 0,$ $u_a = u_{pa}$

Az U_e egyenfeszültség a 3F kommutáció alatt a teljes \bar{u} vektort, a 2F vezetés alatt az \bar{u} vektornak a vezető két fázishoz tartozó vonali tengelyre vett vetületét

szabja meg (5.39.c. ábra). Az U_e -vel egyensúlyt tartó vonali feszültségekben az ohmos és az induktív feszültségeséket elhanyagolva $U_e = (3/\pi)\sqrt{3} U_{p1} \approx 1,58 k B_m W$ adódik. Az áramot az $\bar{u} = R\bar{i} + L_d \frac{di}{dt} + \bar{u}_p$ vektoros differenciálegyenlet határozza meg. A c. ábrában a 6' jelű 2F vezetés végső pillanatában és az 1 jelű kommutáció kezdő pillanatában berajzoltuk az $R\bar{i} + L_d \frac{di}{dt} = \bar{u} - \bar{u}_p$ vektort (\bar{u}_p a Q pontban van). A kommutáció jellege most közelítőleg független a fordulatszámtól, mivel az $\bar{u}_p = \bar{K}W$ pólusfeszültség vektor is arányos a W-vel. A nyomaték az $m = (3/2)\bar{K} \cdot \bar{i} = (3/2)(\bar{u}_p/W) \cdot \bar{i}$ skalárszorzattal számítható. A szinuszmézos gép hídkapcsolású (kétutas) táplálásakor a szinuszos áram adja az illesztett üzemet. Mivel a tényleges áram (5.39.d. ábra) nem szinuszos, így a nyomaték lükteret (5.39.f. ábra). A m nyomaték M középpértékét az \bar{i}_1 áram alapharmonikus szabja meg: $M = (3/2)(\bar{u}_p/W) \cdot \bar{i}_1$. Az M nyomaték akkor a legnagyobb, ha \bar{i}_1 fázisban van \bar{u}_p -vel. Ahhoz, hogy ez minden terhelésnél teljesüljön a terheléstől függő előgyújtást kell alkalmazni. Az 5.39. ábrában zérus az előgyújtási szög. Ha lenne előgyújtás, akkor pl. a T1 tranzisztor a b. ábrában már a Q pont előtt kellene gyújtani. Az ϵ előgyújtási szög a természetes kommutációs ponttól (T1-nél a Q ponttól) mérhető. A d. ábrában az i_a áramnál T1 gyújtásakor vékonyan berajzoltunk egy előgyújtott áramalakot is.

Az 5.38.a. és az 5.39.a., b., c. ábrákban felrajzolt kapocsfeszültségeket nagymértékben befolyásolja az R fázis ellenállás. Az 5.38. ábrát $R \approx 0$ -val, az 5.39. ábrát $R > 0$ -val rajzoltuk fel.

Generátoros üzemben a tranzisztorokat nem kell gyújtani, ekkor a diódák vezetnek és diódás szinkrongenerátor körül dolgozik a hajtás.

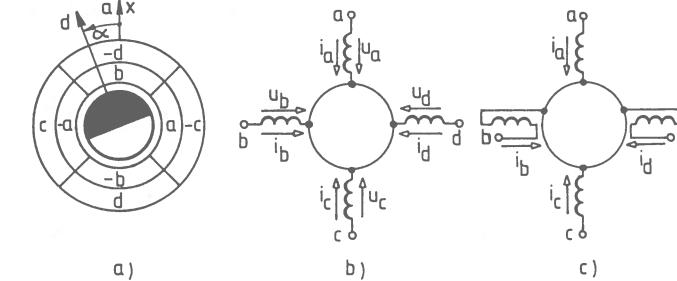
5.4.2. Négyfázisú kapcsolások

Négyfázisú gép esetében gyakran alkalmazzák az egyutas táplálású csillagpontos és a H kapcsolást. A négyfázisú gép állórész tekercsoldalainak kerületmenti idealizált eloszlását az 5.40.a. a csillagkapcsolásra vonatkozó bekötést a b., a H kapcsolásra vonatkozó c. ábra mutatja. A H kapcsolásban fordított a b és a d fázis bekötése.

Állandómágneses $\beta = 180^\circ$ -os négyszögmezős forgórész feltételezve az 5.41.a. ábra mutatja - az (5.4.a,b,c) összefüggések alapján - a fázisokban indukálódó $u_{pa} = K_a W$, $u_{pb} = K_b W$, $u_{pc} = K_c W$, $u_{pd} = K_d W$ pólusfeszültségeket állandó $W > 0$ szögsebesség mellett. A fázis pólusfeszültségek arányosak a szögsebességgel és az indukció görbe adott fázistekercsoldal (5.40.a. ábra) alatti területével. Az (5.6, 5.7.a) egyenletek alapján felírt

$$p_m = mW = u_{pa}i_a + u_{pb}i_b + u_{pc}i_c + u_{pd}i_d, \quad (5.41.a)$$

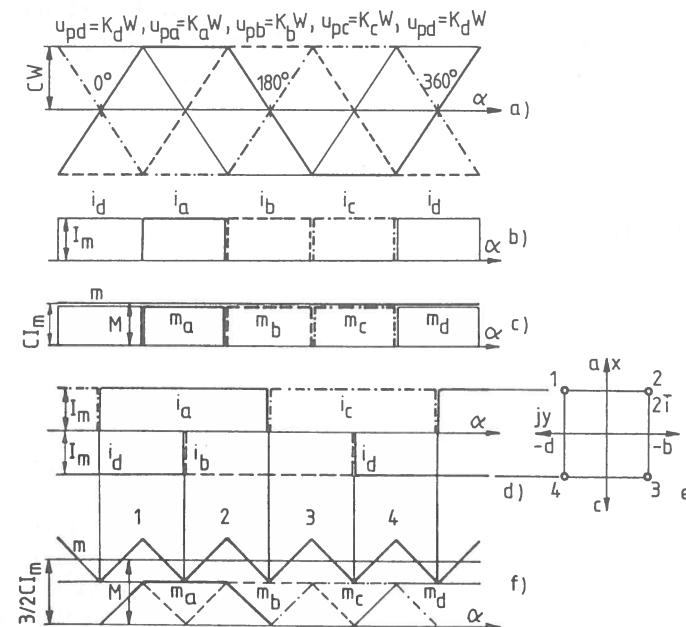
$$m = K_a i_a + K_b i_b + K_c i_c + K_d i_d \quad (5.41.b)$$



5.40. ábra. Négyfázisú szinkronmotor.

a. Tekercsoldalak eloszlása, b. Csillagkapcsolás, c. H kapcsolás.

összefüggésekkel belátható, hogy csillagpontos kapcsolásnál (5.42.a. ábra) a fázisáramokat az 5.41.b. ábra szerint szabályozva síma lesz a nyomaték (c. ábra), azaz ez az árammal adja az illesztett táplálást. A H kapcsolás (5.42.b. ábra) szokásos áramalakját az 5.41.d. ábra mutatja. A fenti összefüggésekkel ilyenkor az f. ábra szerinti lükteret nyomaték adódik. A b. és d. ábrák idealizált áramainál

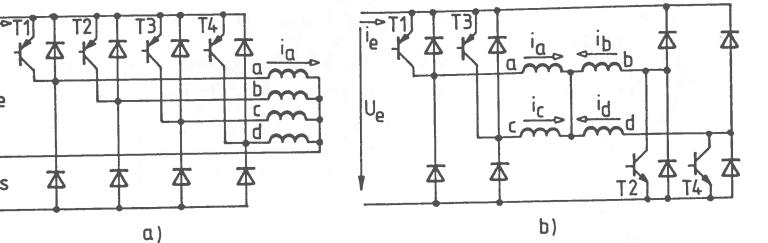


5.41. ábra. Négyfázisú $\beta = 180^\circ$ -os négyszögmezős motor.

a. Fázis pólusfeszültségek, b. Illesztett, csillagpontos áramok, c. Csillagpontos nyomaték, d. H kapcsolás fázisáramai, e. H kapcsolás áramvektora, f. H kapcsolás nyomatéka.

cíllagpontos kapcsolásban egyfázisú, H kapcsolásban kétfázisú vezetések vannak. Látható, hogy - ugyanakkor I_m áram mellett - a H kapcsolással megvalósítható nyomaték M középpértéke 1,5-szöröse a cíllagpontosának, viszont

erőteljesen lüktet ez a nyomaték. Az 5.41. ábra $W > 0$ és $M > 0$ motoros üzemre vonatkozik.



5.42. ábra. a. Négyfázisú csillagpontos kapcsolás. b. Négyfázisú H kapcsolás.

A négyzögalakú áramokat (5.41.d. ábra) az $U_e = \text{const.}$ egyenfeszültségről működő H kapcsolásban is ISZM áramszabályozással valósítjuk meg. A H kapcsolás (5.42.b. ábra) tranzisztorainak vezérlésére most is kétféle mód kínálkozik. Az ellenüteműnél együtt oltjuk a vezető (pl. T1, T4) tranzisztorokat, az alternatívnál felváltva. Az előbbi bipoláris az utóbbi unipoláris $u_{ab} = u_a - u_b$, $u_{bc} = u_b - u_c$, $u_{cd} = u_c - u_d$, $u_{da} = u_d - u_a$ vonali feszültségeket eredményez.

A négyfázisú esetben is dolgozhatunk Park-vektorokkal, de akkor - pl. az áramra - az \bar{i} Park-vektoron és az i_o zérussorrendű összetevőn kívül még az i_s un. sztatikus összetevőt is be kell vezetni:

$$\bar{i} = (2/4)(i_a + j i_b + j^2 i_c + j^3 i_d) = (1/2)[i_a - i_c + j(i_b - i_d)], \quad (5.42.a)$$

$$i_o = (1/4)(i_a + i_b + i_c + i_d), \quad i_s = (1/4)(i_a - i_b + i_c - i_d). \quad (5.42.b,c)$$

Ha ismert az \bar{i} vektor valamint az i_o és i_s összetevő, akkor

$$i_a = \text{Re}(\bar{i}) + i_o + i_s, \quad i_b = \text{Im}(\bar{i}) + i_o - i_s, \quad (5.43.a-d)$$

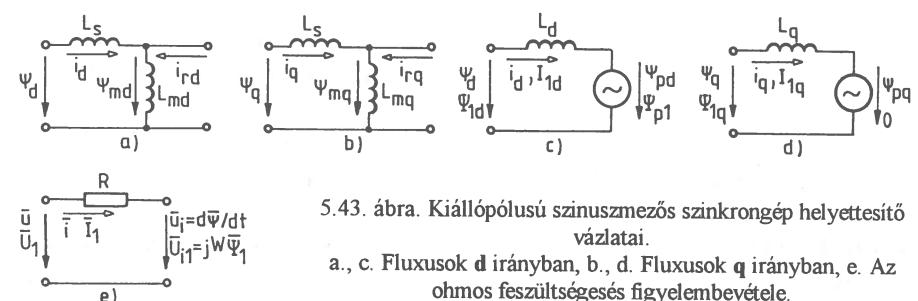
$$i_c = \text{Re}(-\bar{i}) + i_o + i_s, \quad i_d = \text{Im}(-\bar{i}) + i_o - i_s.$$

szerint képezhetők a fázisáramok. A H kapcsolásban az egyutas áramvezetés miatt $i_a \geq 0$, $i_b \leq 0$, $i_c \geq 0$, $i_d \leq 0$, a kivezetetlen csillagpont miatt $i_o = 0$. Ha ezen túlmenően feltételezzük, hogy az 5.41.d. ábra áramképének megfelelően csak kétfázisú vezetések vannak (nincs háromfázisú vezetés), akkor az \bar{i} Park-vektor egyértelműen meghatározza a négy fázisáramot. Ugyanis ekkor az 1 jelű negyedben $i_a = -i_d = I_m$, $i_b = i_c = 0$, $\bar{i} = (I_m/2)(1+j)$, a 2 jelű negyedben $i_a = -i_b = I_m$, $i_c = i_d = 0$, $\bar{i} = (I_m/2)(1-j)$, a 3 jelű negyedben $i_c = -i_b = I_m$, $i_a = i_d = 0$, $\bar{i} = (I_m/2)(-1-j)$, a 4 jelű negyedben $i_c = -i_d = I_m$, $i_a = i_b = 0$, $\bar{i} = (I_m/2)(-1+j)$ és $i_s = I_m/2$ minden a négy negyedben. Ennek megfelelően ilyenkor a 2 \bar{i} áramvektor (5.41.e. ábra) a, -b, c és -d fél tengelyekre való vetítésével közvetlenül kiadódik az i_a , i_b , i_c és i_d áram.

5.5. Szinuszmézes kiállópólusú szinkrongép frekvenciaváltós üzeme

A szinuszmézes szinkron szervohajtások tárgyalása előtt összefoglaljuk az állandómágneses szinuszmézes szinkrongépek változó frekvenciájú táplálási módjait. Összehasonlítjuk az állandósult üzemi tulajdonságokat a nyomatékképzés alapján, szinuszos táplálást és az általános kép érdekében kiállópólusú szinkrongépet feltételezve. Valamennyi szinuszos táplálásra jellemző, hogy állandósult állapotban a forgórész együttesen forg a mezővel, ezért a forgórész W és a mező W_1/p szögsebessége megegyezik: $W = W_1/p = 2\pi f_1/p$. Itt f_1 a frekvencia p a póluspárok száma. Az eredmények inverteres tápláláskor is alkalmazhatók az alapharmonikusra.

A szinuszmézes szinkrongében a forgórészgerjesztés (az állandómágnes) és az állórészgerjesztés (az armatúravisszahatás) által létrehozott mezők a kerületmentén szinuszosak és telítetlen esetben szuperponálhatók.



5.43. ábra. Kiállópólusú szinuszmézes szinkrongép helyettesítő vázlatai.
a., c. Fluxusok **d** irányban, b., d. Fluxusok **q** irányban, e. Az ohmos feszültséges fogyelmeztető.

A szinuszmézes, állandóparaméterű kiállópólusú szinkrongép **d-q** koordinátarendszerbeli fluxusos helyettesítő képeit az 5.43.a.-d. ábrák mutatják. Itt L_{md} a hossz-, L_{mq} a keresztkábel főmező induktivitás, L_s az állórész szórásai induktivitás, i_d és i_q az állórész áramvektor **d** és **q** irányú komponense. Tekercselt forgórészű gépnél i_{rd} és i_{rq} a **d** és **q** irányú forgórésztekercsek árama. Állandómágneses gépnél az idealizált szinuszmézes mágnes $i_{rd} = \text{const.}$ és $i_{rq} = 0$ rotoráramnak, azaz $\psi_{pd} = L_{md}i_{rd} = \psi_{p1} = \text{const.}$ és $\psi_{pq} = L_{mq}i_{rq} = 0$ pólusfluxusnak felel meg. Ekkor a főmező (légrés) fluxus **d-q** komponensei: $\psi_{md} = L_{md}i_d + \psi_{p1}$, $\psi_{mq} = L_{mq}i_q$, az állórészfluxus **d-q** komponensei: $\psi_d = L_s i_d + \psi_{md} = L_d i_d + \psi_{p1}$, $\psi_q = L_s i_q + \psi_{mq} = L_q i_q$, azaz az 5.43.c., d. egyszerű helyettesítő ábrákat kapjuk. $L_d = L_s + L_{md}$ a **d** irányú, $L_q = L_s + L_{mq}$ a **q** irányú szinkron induktivitás. Eszerint **d-q** koordinátarendszerben $\bar{\psi}_p^* = \psi_{p1}$ a **d** irányú pólusfluxus vektor, $\bar{\psi}_v^* = L_d i_d + j L_q i_q$ az armatúravisszahatás fluxusának a vektora és az állórész fluxusvektor e kettőnek az eredője: $\bar{\psi}^* = \bar{\psi}_p^* + \bar{\psi}_v^*$. A **d-q**

koordinátarendszerbeli vektorokat *-gal jelöljük. Álló koordinátarendszerben $\bar{\psi} = \bar{\psi}_p + \bar{\psi}_v$ ($\bar{\psi} = \bar{\psi}^* e^{j\alpha}$, $\bar{\psi}_p = \bar{\psi}_p^* e^{j\alpha}$, $\bar{\psi}_v = \bar{\psi}_v^* e^{j\alpha}$). Az 5.43.e helyettesítő ábra feszültségekre érvényes.

A nyomatékot számolhatjuk vektorokkal, vagy az x-y és d-q komponensekkel:

$$m = (3/2)p \bar{\psi} \times \bar{i} = (3/2)p(j\bar{\psi}) \cdot \bar{i} = (3/2)p(j\bar{\psi}^*) \cdot \bar{i}^*, \quad (5.44.a)$$

$$m = (3/2)p(\psi_x i_y - \psi_y i_x) = (3/2)p(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (5.44.b)$$

(a (\times) vektoriális, a (\cdot) skaláris szorzást jelöl). Hengerszimmetrikus $L_d = L_q$ szinkron induktivitású gépnél $\bar{\psi}_v = L_d \bar{i}$ az armatúrareakció fluxusa, $\bar{\psi} = \bar{\psi}_p + L_d \bar{i}$ az állórészfluxus és az (5.44.a) nyomatékképlet megegyezik az (5.29) képlettel, mivel $\bar{\psi}_v \times \bar{i} = L_d \bar{i} \times \bar{i} = 0$. Ekkor

$$m = (3/2)p \bar{\psi}_p \times \bar{i} = (3/2)p(j\bar{\psi}_p) \cdot \bar{i} = (3/2)p \psi_p i_q. \quad (5.44.c)$$

A következőben p=1 póluspárt, $W = W_1 = 2\pi f_1$ szögsebességet tételezünk fel.

A gyakorlatnak megfelelően az alábbi háromféle táplálással foglalkozunk (az 1 index alapharmonikusra utal):

a./ Feszültséggenerátoros táplálás: $U_1 / f_1 = \text{const.}$

b./ Fluxusgenerátoros táplálás: $\Psi_1 = \text{const.}$

c./ Áramgenerátoros táplálás: $I_1 = \text{const.}$

Változó f_1 frekvenciánál az $X_d = W_1 L_d$ és $X_q = W_1 L_q$ szinkron reaktanciák és az $U_{p1} = W_1 \Psi_{p1}$ pólusfeszültség a frekvenciával arányosak. A következőkben az 5.43.c., d., e. helyettesítő ábrákkal és alapharmonikus Park-vektor amplitúdókkal számolunk, az állandómágnes $\Psi_{p1} = \text{const.}$ amplitúdójú pólusfluxussal (5.15.a) vesszük figyelembe és $W = \text{const.} > 0$ szögsebességet tételezünk fel. A kapott eredmények mind a tekercselt, mind az állandómágneses forgórészű gépre alkalmazhatók. A d és a q irányú L_d és L_q szinkron induktivitások tekintetében lényeges különbség van a kétféle gép között. Tekercselt forgórészű gépnél $L_d > L_q$ (relatívegységben $L_d \approx 1,5$, $L_q \approx 0,8$), állandómágneses forgórészű gépnél általában $L_q > L_d$ ($L_d \approx 0,4$, $L_q \approx 0,8$).

A számítások során a szinkronforgó koordinátarendszerekben a tengelyeket úgy választjuk meg, hogy az egyenletek alakja a lehető legegyszerűbb legyen.

5.5.1. Feszültséggenerátoros táplálás

Ekkor adott f_1 frekvencián állandó az U_1 kapocsfeszültség amplitúdó és az X_d és X_q reaktancia, de a terhelés függvényében változik az \bar{I}_1 áramvektor és a $\bar{\Psi}_1$ fluxusvektor.

A pólusfluxushoz rögzített d-q koordinátarendszerben (5.44.a. ábra):

$$\bar{U}_{p1}^* = jU_{p1}, \quad \bar{U}_1^* = U_{1d} + jU_{1q} = jU_1 e^{j\rho}, \quad \bar{I}_1^* = I_{1d} + jI_{1q}. \quad (5.45.a,b,c)$$

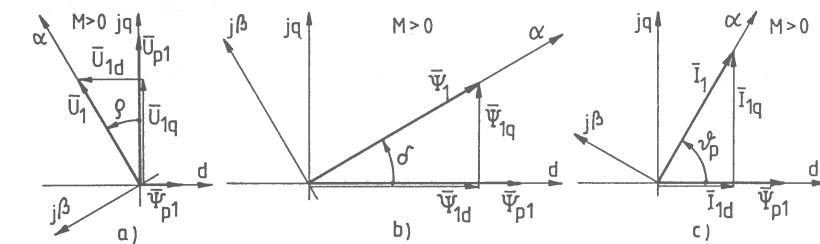
A ρ terhelési szög az \bar{U}_1 feszültség Park-vektor és a q tengely között mérhető (mindkettő W_1 -gyel forog), előjele motoros üzemben pozitív. A vektoros feszültségegyenlet, ill. ennek a két komponense:

$$\begin{aligned} \bar{U}_1^* &= R\bar{I}_1^* + jX_d I_{1d} + jX_q jI_{1q} + jU_{p1}, & U_{1d} &= RI_{1d} - X_q I_{1q} = -U_1 \sin \rho, \\ U_{1q} &= RI_{1q} + X_d I_{1d} + U_{p1} = U_1 \cos \rho. \end{aligned} \quad (5.46.a,b,c)$$

Ezekből az I_{1d} és I_{1q} áramkomponensek kifejezhetők:

$$\begin{aligned} I_{1d} &= (-U_{p1} X_q + U_1 X_q \cos \rho - U_1 R \sin \rho) / E, \\ I_{1q} &= (-U_{p1} R + U_1 R \cos \rho + U_1 X_d \sin \rho) / E \end{aligned} \quad (5.47.a,b)$$

$(E = R^2 + X_d X_q)$. Az \bar{I}_1^* áramvektor képe ellipszis $f_1 = \text{const.}$, $U_1 = \text{const.}$, $\Psi_{p1} = \text{const.}$ és $\rho = \text{var.}$ (változó) esetben.



5.44. ábra. Különböző α - β koordinátarendszerek.

a. Feszültséggenerátoros táplálás, b. Fluxusgenerátoros táplálás.

A kapocsfeszültséghoz rögzített α - β koordinátarendszerben (5.44.a. ábra):

$$\begin{aligned} \bar{U}_1 &= U_1, \quad \bar{U}_{p1} = \bar{U}_{p1}^* e^{-j(90^\circ + \rho)} = U_{p1} e^{-j\rho}, \quad \bar{I}_1 = \bar{I}_{1d} + \bar{I}_{1q}, \\ \bar{I}_{1d} &= -j\bar{I}_{1d} e^{-j\rho}, \quad \bar{I}_{1q} = \bar{I}_{1q} e^{-j\rho}. \end{aligned} \quad (5.48.a-e)$$

Az (5.47) összefüggéseket \bar{I}_1 képletébe behelyettesítve és rendezve:

$$\begin{aligned} \bar{I}_1 &= \bar{I}_{1ru} + (U_{p1} / E)(-R + jX_q)e^{-j\rho}, \\ \bar{I}_{1ru} &= [U_1 / (2E)][2R - j(X_d + X_q) + j(X_d - X_q)e^{-j2\rho}]. \end{aligned} \quad (5.49.a,b)$$

A gerjesztés nélküli (reluktancia) \bar{I}_{lu} feszültséggenerátoros táplálású áramvektor $f_1 = \text{const.}$, $U_1 = \text{const.}$ és $\rho = \text{var.}$ esetén kört, az \bar{I}_1 áramvektor ugyanekkor $\Psi_{pl} = \text{const.}$ mellett Pascal csigát ír le az α - β koordinátarendszerben.

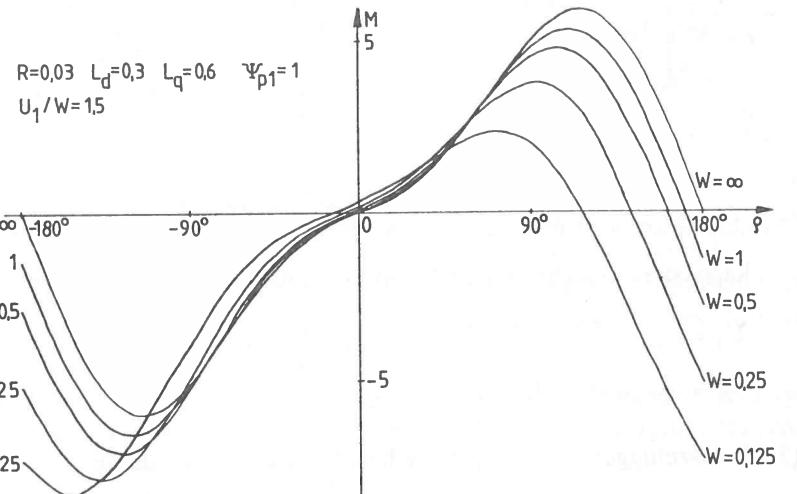
A táphálózatból felvett $(3/2)\bar{U}_1 \cdot \bar{I}_1$ teljesítmény a $P_\ell = (3/2)\bar{U}_{il} \cdot \bar{I}_1 = MW_1$ légrésteljesínyt és az állórész $(3/2)RI_1^2$ tekercsveszteségét fedez. $\bar{U}_{il} = \bar{U}_1 - R\bar{I}_1 = jW_1\Psi_1$ az állórészben indukálódó feszültség. Szinkrongépnél a légrésteljesítmény megegyezik a $P_m = MW$ mechanikai teljesítmennel, forgórészki szlipveszteség nincs, mivel a forgórész és a mező együtt forog ($W = W_1$). A mechanikai-, ill. a légrésteljesítmény az alábbiak szerint számítható:

$$P_\ell = MW_1 = (3/2)\bar{U}_{il} \cdot \bar{I}_1 = (3/2)(\bar{U}_1 \cdot \bar{I}_1 - RI_1^2). \quad (5.50)$$

Ebből kifejezhető a légrésteljesítmény által létrehozott nyomaték:

$$M = (3/2)(U_1 \operatorname{Re}(\bar{I}_1) - RI_1^2) / W_1. \quad (5.51)$$

Az (5.49) képleteket felhasználva meghatározható az $M(\rho)$ összefüggés. A változó frekvenciával üzemelő kisteljesítményű állandómágneses szinkron szervomotorokban, ellenértében a nagy szinkrongépekkel, az R hatása jelentős. Ha pl. $U_1/f_1 = \text{const.}$ szabály szerint a frekvenciával arányosan változtatjuk a feszültséget, akkor az (5.51) képletben kis frekvencián nagy szerephez jut az állórész tekercsveszteségnek megfelelő tag. A relatívegységekben felrajzolt 5.45.



5.45. ábra. $M(\rho)$ jelleggörbék $U_1/f_1 = \text{const.}$ mellett.

ábrából látható, hogy kisfrekvenciás motoros üzemben az ellenállás nagymértékben csökkenti a nyomatékot. Emiatt az $U_1/f_1 = \text{const.}$ feszültséggenerátoros táplálás szinkron szervohajtásokban nem használható.

5.5.2. Fluxusgenerátoros táplálás

Ekkor a Ψ_1 állórészfluxus amplitúdó állandó, azaz az $U_{il} = W_1\Psi_1$ indukáltfeszültség a frekvenciával arányos. Az \bar{I}_1 állórész áramvektor a terheléstől függ.

A d - q koordinátarendszerben (5.44.b. ábra):

$$\bar{\Psi}_{pl}^* = \Psi_{pl}, \quad \bar{\Psi}_1^* = \Psi_{ld} + j\Psi_{lq} = \Psi_1 e^{j\delta}, \quad \bar{I}_1^* = I_{ld} + jI_{lq}. \quad (5.52.a,b,c)$$

A $\bar{\Psi}_1$ és $\bar{\Psi}_{pl}$ közötti δ terhelési szög motoros üzemben pozitív és ha $R=0$, akkor $\Psi_1 = U_1/W_1$ és $\delta=\rho$. Az 5.43.c., d. helyettesítő ábrákat felhasználva

$$I_{ld} = (\Psi_{ld} - \Psi_{pl}) / L_d = (\Psi_1 \cos \delta - \Psi_{pl}) / L_d,$$

$$I_{lq} = \Psi_{lq} / L_q = \Psi_1 \sin \delta / L_q. \quad (5.53.a,b)$$

A δ terhelési szöget $\Psi_1 = \text{const.}$ mellett változtatva a d - q koordinátarendszerbeli $\bar{\Psi}_1^*$ fluxusvektor origó középpontú Ψ_1 sugarú kört ír le. Ha állandómágneses a forgórész, azaz $\Psi_{pl} = \text{const.}$, akkor az \bar{I}_1^* áramvektor (5.53) alapján egy ellipszist ír le a $\Psi_1 = \text{const.}$ és $\delta = \text{var.}$ esetben. Az ellipszis középpontja: $-\Psi_{pl}/L_d$, fél tengelyei: Ψ_1/L_d és Ψ_1/L_q .

Az állórészfluxushoz rögzített α - β koordinátarendszerben (5.44.b. ábra):

$$\bar{\Psi}_1 = \Psi_1, \quad \bar{\Psi}_{pl} = \bar{\Psi}_{pl}^* e^{-j\delta} = \Psi_{pl} e^{-j\delta}, \quad \bar{I}_1 = \bar{I}_{ld} + \bar{I}_{lq}.$$

$$\bar{I}_{ld} = I_{ld} e^{-j\delta}, \quad \bar{I}_{lq} = jI_{lq} e^{-j\delta}. \quad (5.54.a-e)$$

Az (5.53) összefüggéseket \bar{I}_1 képletébe behelyettesítve és rendezve

$$\bar{I}_1 = \bar{I}_{lry} - (\Psi_{pl} / L_d) e^{-j\delta},$$

$$\bar{I}_{lry} = (\Psi_1 / 2) [(1/L_d + 1/L_q) - (1/L_q - 1/L_d) e^{-j2\delta}]. \quad (5.55.a,b)$$

A fluxusgenerátoros táplálású \bar{I}_{lry} reluktancia áramvektor $\Psi_1 = \text{const.}$ és $\delta = \text{var.}$ esetén kört, az \bar{I}_1 áramvektor $\Psi_1 = \text{const.}$, $\Psi_{pl} = \text{const.}$ és $\delta = \text{var.}$ mellett Pascal csigát ír le az α - β koordinátarendszerben.

A nyomaték (5.44.a) alapján az $M = (3/2)\bar{\Psi}_1 \times \bar{I}_1 = (3/2)\Psi_1 I_{l\beta}$ összefüggéssel számítható ($I_{l\beta} = \operatorname{Im}(\bar{I}_1)$ a képzetes áramösszetevő):

$$M = M_{ry} + C(\Psi_1 \Psi_{pl} / L_d) \sin \delta,$$

$$M_{ry} = C(\Psi_1^2 / 2)(1/L_q - 1/L_d) \sin(2\delta). \quad (5.56.a,b)$$

E kifejezésekben természetes egységes számításkor $C=3/2$, relatívegységes számításkor $C=1$, M_{ry} a reluktancianyomaték fluxusgenerátoros táplálásnál. A maximális nyomatéket $\Psi_{pl} = \text{const.}$ és $\Psi_1 = \text{const.}$ mellett annál a δ^* terhelési szögnél kapjuk, amelynél $\partial M / \partial \delta = 0$. A derivált elvégezve δ^* -ra az alábbi trigonometrikus összefüggés adódik:

$$\cos \delta^* = \frac{-\Psi_{pl} + \sqrt{\Psi_{pl}^2 + 8(L_d / L_q - 1)^2 \Psi_1^2}}{4(L_d / L_q - 1) \Psi_1} \quad (5.57.a)$$

Ha a szélsőérték számítás során figyelembe vesszük azt, hogy pl. a megfelelő gerjesztésű motoros üzemben $\delta^* \approx \pi/2$ és a $\cos \delta^*$ és $\cos 2\delta^*$ függvényeket a $\pi/2$ -höz tartozó hatványsaruk első tagjaival, a $\cos \delta^* \approx \pi/2 - \delta^*$ és $\cos 2\delta^* \approx -1$ értékekkel közelítjük, akkor a

$$\delta^* = \pm [\pi/2 - (\Psi_1 / \Psi_{pl})(L_d / L_q - 1)] \quad (5.57.b)$$

egyszerű közelítő eredményt kapjuk a motoros (+ előjel, δ_m^*) és a generátoros (- előjel, δ_g^*) üzemre. Normál gépnél motoros üzemben $\delta_m^* < 90^\circ$, állandó-mágneses gépnél általában $\delta_g^* > 90^\circ$. Generátoros üzemben $\delta_g^* = -\delta_m^*$.

A fluxusgenerátorosan táplált állandómágneses szinkrongépnél ($\Psi_{pl} = \text{const.}$ mellett) az M nyomaték (5.56) szerint csak a Ψ_1 fluxus és a δ terhelési szög függvénye. A nyomatékegyenlet (5.56) alapján fluxusgenerátoros tápláláskor az alábbi üzemállapotok lehetségesek:

a./ **Állandó frekvenciájú fluxusamplitúdó szabályozás** ($f_1 = \text{const.}$, $\Psi_1 = \text{const.}$). Ekkor a $\delta_g^* < \delta < \delta_m^*$ tartományban lehetséges szinkron üzem. Ha pl. $\Psi_1 = \text{const.}$ Ekkor a $\delta > \delta_m^*$, akkor a fluxusgenerátorosan táplált gép kiesik a szinkronizmusból. Ez a nagy normál szinkrongépek hálózati üzeme (ekkor $U_1 = \text{const.}$, $f_1 = 50\text{Hz} = \text{const.}$, $\Psi_1 \approx \text{const.}$), de ilyenkor Ψ_{pl} is változik.

b./ **Fluxusvektor szabályozás** $\delta = \text{const.}$, $\Psi_1 = \text{var.}$ mellett. Ekkor a $\bar{\Psi}_1$ fluxusvektor \mathbf{d} tengelyhez mért δ szöge a motoros, ill. a generátoros üzemben állandó, Ψ_1 nagysága a terhelésnek megfelelően változó. Ez az üzem a gyakorlatban nem használatos. A fluxusvektor szabályozás fluxusgenerátoros táplálást, $\bar{\Psi}_1 = \Psi_1 e^{j(\alpha+\delta)}$ állórészfluxus Park-vektort biztosítana (α a \mathbf{d} tengely szögfordulása), a Ψ_1 amplitúdó és a δ szög külön-külön lenne beállítható.

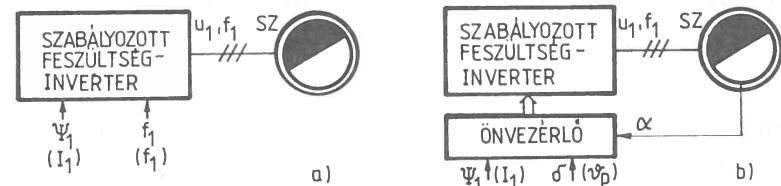
c./ **Fluxusvektor szabályozás** $\Psi_1 = \text{const.}$, $\delta = \text{var.}$ mellett. Ekkor $\bar{\Psi}_1$ -nek a nagysága állandó, a δ szöge terhelésfüggő. Nem használják.

d./ **Fluxusvektor szabályozás** $\Psi_1 = \text{var.}$, $\delta = \text{var.}$ mellett. Ekkor $\bar{\Psi}_1$ -nek mind a δ iránya, mind a Ψ_1 nagysága terhelésfüggő. Nem használatos.

Az a. állandófrekvenciás üzem különböző vezérlésű, a b-d., fluxusvektor szabályozások önvezérlésűek. Az önvezérlés a tengelyről (az α rotorszögről) történik a δ szög beállításával. Önvezérlésű üzemben az f_1 frekvencia szabadon változhat és kiesés a szinkronizmusból nem lép fel (a δ terhelési szög akármeikkora lehet). A különböző vezérlést az 5.46.a., az önvezérlést a tengelyről az 5.46.b. ábra szemlélteti. A levezetett képletek (5.55, 5.56) frekvenciától függetlenek. Azaz egy adott Ψ_1 , Ψ_{pl} és δ mellett f_1 -től függetlenül állandó marad az $\bar{\Psi}_1$ áramvektor és az M nyomaték. Ahhoz, hogy $\Psi_{pl} = \text{const.}$ (állandómágneses forgórész) és $M = \text{const.}$ (állandó terhelés) mellett az f_1 frekvencia változtatásakor állandó maradjon a Ψ_1 fluxus és a δ terhelési szög az $\bar{\Psi}_1$ kapocsfeszültséget az 5.43.e. helyettesítő ábrának megfelelően

$$\bar{\Psi}_1 = R\bar{I}_1 + \bar{U}_{il} = R\bar{I}_1 + jW\bar{\Psi}_1 \quad (5.58)$$

szerint változtatni kell. Ezt a változtatást a fluxusvektor szabályozó elvégzi. Amíg az $R\bar{I}_1$ ohmos feszültségesés elhanyagolható, addig U_1 -et az f_1 frekvenciával arányosan, az $U_1 / f_1 = \text{const.}$ szabály szerint kell változtatni. Kis frekvencián ez az elhanyagolás már nem megengedhető, itt az ohmos feszültségesés miatt, motoros üzemben az arányosnál nagyobb, generátorosban az arányosnál kisebb U_1 feszültségre van szükség.



5.46. ábra. a. Különböző vezérlés, b. Önvezérlés.

Fluxusgenerátoros tápláláskor az \bar{I}_1 áram a nyomatéknak megfelelően (5.55, 5.56) értelmében szabadon alakul ki, ezért a terhelhetőség miatt I_1 -re figyelni kell. Ha az inverter (5.46. ábra) U_{1max} feszültségre képes, akkor $\Psi_1 = U_{1max} / W_1$ közelítéssel kijelölhető (5.53) alapján d-q, (5.55) alapján α - β koordinátarendszerben az a terület, amelyből \bar{I}_1 nem léphet ki az adott szögsebességen. W_1 -et növelve ez a terület csökken.

A fluxusvektor szabályozású táplálással ugyan lehetne szervohajtást építeni, de a gyakorlatban nem alkalmazzák, mert sokkal egyszerűbb áramszabályozást készíteni.

5.5.3. Áramgenerátoros táplálás

Ekkor $I_1 = \text{const.}$ az állórészáram amplitúdó és $RI_1 = \text{const.}$ az ohmos feszültségesés. A $\bar{\Psi}_1$ fluxusvektor a terheléstől függően változik.

A d-q koordinátarendszerben (5.44.c. ábra):

$$\bar{\Psi}_{p1}^* = \Psi_{p1}, \quad \bar{I}_1^* = I_{ld} + jI_{lq} = I_1 e^{j\vartheta_p}, \quad \bar{\Psi}_1^* = \Psi_{ld} + j\Psi_{lq}. \quad (5.59.a,b,c)$$

A $\bar{\Psi}_1$ és \bar{I}_1 közötti ϑ_p nyomatékszög motoros üzemben pozitív ($0 < \vartheta_p < 180^\circ$), generátorosban negatív ($0 > \vartheta_p > -180^\circ$). Az 5.43.c., d. helyettesítő ábrákból

$$\Psi_{ld} = L_d I_{ld} + \Psi_{p1} = L_d I_1 \cos \vartheta_p + \Psi_{p1}, \quad \Psi_{lq} = L_q I_{lq} = L_q I_1 \sin \vartheta_p. \quad (5.60.a,b)$$

A ϑ_p nyomatékszöget $I_1 = \text{const.}$ mellett változtatva az \bar{I}_1^* áramvektor origó középpontú körön, ugyanekkor $\Psi_{p1} = \text{const.}$ mellett a $\bar{\Psi}_1^*$ fluxusvektor ellipszisen mozog a d-q koordinátarendszerben. Az ellipszis középpontja: Ψ_{p1} , fél tengelyei: $L_d I_1$ és $L_q I_1$.

Az állórészáramhoz rögzített α - β koordinátarendszerben (5.44.c. ábra):

$$\begin{aligned} \bar{I}_1 &= I_1, & \bar{\Psi}_{p1} &= \Psi_{p1} e^{-j\vartheta_p}, & \bar{\Psi}_1 &= \bar{\Psi}_{ld} + \bar{\Psi}_{lq}, \\ \bar{\Psi}_{ld} &= \Psi_{ld} e^{-j\vartheta_p}, & \bar{\Psi}_{lq} &= j\Psi_{lq} e^{-j\vartheta_p}. \end{aligned} \quad (5.61.a-e)$$

Az (5.60) összefüggéseket $\bar{\Psi}_1$ képletébe behelyettesítve és rendezve

$$\bar{\Psi}_1 = \bar{\Psi}_{lri} + \Psi_{p1} e^{-j\vartheta_p}, \quad \bar{\Psi}_{lri} = (I_1/2)[(L_d + L_q) + (L_d - L_q)e^{-j2\vartheta_p}]. \quad (5.62.a,b)$$

Az áramgenerátoros táplálású $\bar{\Psi}_{lri}$ reluktancia fluxusvektor $I_1 = \text{const.}$ és $\vartheta_p = \text{var.}$ esetén kört, a $\bar{\Psi}_1$ fluxusvektor $I_1 = \text{const.}$, $\Psi_{p1} = \text{const.}$ és $\vartheta_p = \text{var.}$ mellett Pascal csigát ír le az α - β koordinátarendszerben.

A nyomaték az $M = (3/2)\bar{\Psi}_1 \times \bar{I}_1 = -(3/2)\bar{I}_1 \times \bar{\Psi}_1 = -(3/2)I_1 \Psi_{l\beta}$ összefüggés-sel számítható ($\Psi_{l\beta} = \text{Im}(\bar{\Psi}_1)$ a képzetes fluxusösszetevő):

$$M = M_{ri} + CI_1 \Psi_{p1} \sin \vartheta_p, \quad M_{ri} = C(I_1^2/2)(L_d - L_q) \sin(2\vartheta_p). \quad (5.63.a,b)$$

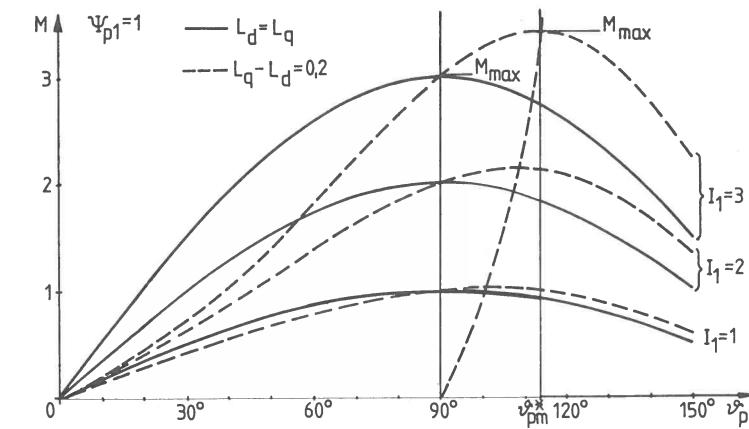
M_{ri} az áramgenerátoros táplálású reluktancianyomaték. A maximális nyomatéket $\Psi_{p1} = \text{const.}$ és $I_1 = \text{const.}$ mellett a $\partial M / \partial \vartheta_p = 0$ -nak megfelelő

$$\cos \vartheta_p^* = \frac{-\Psi_{p1} + \sqrt{\Psi_{p1}^2 + 8(L_d - L_q)^2 I_1^2}}{4(L_d - L_q) I_1} \quad (5.64.)$$

nyomatékszögnél kapjuk. A szélsőérték számításnál figyelembevéve azt, hogy pl. a megfelelő gerjesztésű motoros üzemben $\vartheta_p^* \approx \pi/2$, $\cos \vartheta_p^* \approx \pi/2 - \vartheta_p^*$ és $\cos 2\vartheta_p^* \approx -1$ az alábbi egyszerű, közelítő eredményt kapjuk:

$$\vartheta_p^* = \pm [\pi/2 - (L_d - L_q) I_1 / \Psi_{p1}]. \quad (5.65)$$

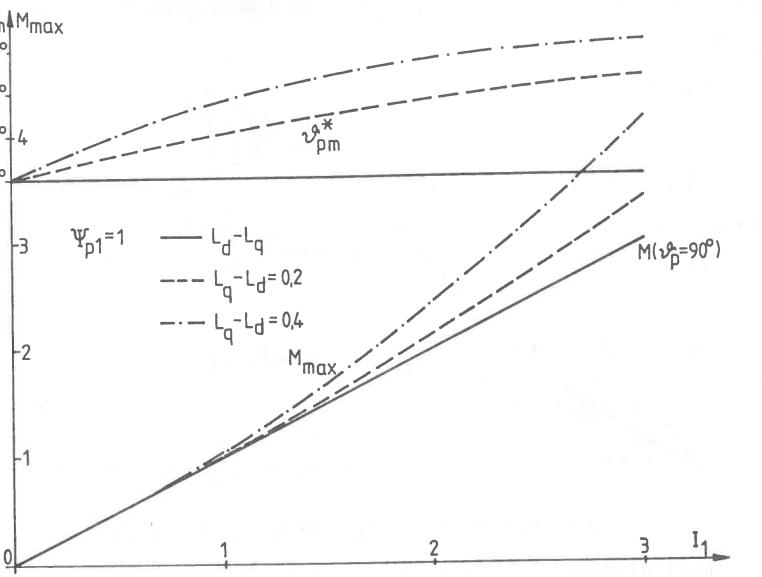
A + előjellel a motoros ϑ_{pm}^* , a - előjellel a generátoros ϑ_{pg}^* adódik. Normál gépnél motoros üzemben $\vartheta_{pm}^* < 90^\circ$, állandómágneses gépnél általában $\vartheta_{pm}^* > 90^\circ$.



5.47. ábra. $M(\vartheta_p)$ jelleggörbék $I_1 = \text{const.}$ mellett.

A gyakorlatban a szervomotoros hajtásokat áramgenerátoron táplálják. Állandómágneses szervomotort ($L_q > L_d$ viszonyt) feltételezve rajzoltuk fel az 5.47. ábrában az állandó I_1 áramú $M(\vartheta_p)$ jelleggörbék motoros szakaszát relatívegységekben. A generátoros szakasz a motorosnak az origóra vett tükröképe. A folytonos görbék $L_d = L_q$ szimmetrikus forgórészhez, a szaggatott görbék $L_q - L_d = 0,2$ aszimmetrikus forgórészhez tartoznak. A reluktancia-nyomaték következtében aszimmetrikus esetben megnőtt az M_{max} maximális nyomaték és $\vartheta_{pm}^* > 90^\circ$ lett a hozzáartozó nyomatékszög. A nyomaték növekedés annál nagyobb mértékű, minél nagyobb az aszimmetria és az I_1 áram. A $\vartheta_p = 90^\circ$ -hoz tartozó nyomaték $M(\vartheta_p = 90^\circ) = I_1 \Psi_{p1}$ független ($L_d - L_q$)-tól, mivel $M_{ri}(\vartheta_p = 90^\circ) = 0$. Az 5.48. ábrában a $\vartheta_{pm}^*(I_1)$ és az $M_{max}(I_1)$ görbékkel adjuk meg a két fenti esetre és pontvonallal még az $L_q - L_d = 0,4$ aszimmetriára is. Az $L_q - L_d = 0,2$ esetben $I_1 = 3$ -nál kb. 13%, az $L_q - L_d = 0,4$ esetben kb. 39% az M_{max} növekedés $M(\vartheta_p = 90^\circ)$ -hoz képest. Ennek megfelelően, ha az aszimmetria kicsi ($L_q - L_d < 0,2$), akkor a normál (nem mezőgyengítéses) üzemben az egyszerű vezérlés végett a $\vartheta_p = \pm 90^\circ$ -os vezérléstől nem érdemes elérni. Ez az un. egyszerű normál üzem. Ha viszont az aszimmetria nagy

$(L_q - L_d > 0,2)$, akkor a normál motoros üzemben $\theta_p = \theta_{pm}^*$ -gal, a normál generátoros üzemben $\theta_p = \theta_{pg}^* = -\theta_{pm}^*$ -gal üzemelnek (ez az un. optimális normál üzem). A gyakorlati esetek nagyrészében $L_q - L_d < 0,2$.



5.48. ábra. Maximális motoros nyomaték és a hozzátarozó nyomatékszög.

Az (5.55, 5.56, 5.57) és (5.62, 6.63, 5.64) összefüggéseket összehasonlítva látható hogy nagy a hasonlóság a fluxusgenerátoros és az áramgenerátoros táplálás között $I_1 - \Psi_1$ és $\delta - \theta_p$ megfeleltetéssel. Az (5.53.b, 5.60.b) összefüggések alapján $\Psi_{lq} = \Psi_1 \sin \delta = L_q I_1 \sin \theta_p$, azaz

$$\sin \delta = (L_q I_1 / \Psi_1) \sin \theta_p \quad (5.66)$$

az összefüggés a δ terhelési szög és a θ_p nyomatékszög között. Egy munkapontban az (5.56 és 5.63) képletekkel számított nyomatékok megegyeznek. Ezt és az (5.66) összefüggést felhasználva

$$M_{r\Psi} = M_n + C(1 - L_q / L_d) I_1 \Psi_{pl} \sin \theta_p = M_n + C(1/L_q - 1/L_d) \Psi_{pl} \sin \delta \quad (5.67)$$

a kapcsolat a kétféleképpen értelmezett reluktancianyomaték között. Klasszikus értelemben $M_{r\Psi}$ -t szokás reluktancianyomatéknak nevezni.

Az áramgenerátorosan táplált állandómágneses szinkronmotoros szervohajtások gyakorlatában az áramvektor szabályozású táplálást alkalmazzák. Az I_1 áram (az M nyomaték) a terhelhetőségi határokon belül bármekkorára beállítható, korlátot jelenthet az inverter U_{1max} feszültsége. Az áram (a nyomaték) a kis L_d és L_q induktivitások miatt gyorsan változtatható. A hajtás jó dinamikájú lehet, ha megfelelő feszültségtartalékkal rendelkezik.

a./ Állandó frekvenciájú áramamplitúdó szabályozás ($f_1 = \text{const.}$, $I_1 = \text{const.}$). Ekkor a $\theta_{pg}^* < \theta_p < \theta_{pm}^*$ tartományon belül lehetséges szinkron üzem ($\theta_{pg}^* = -\theta_{pm}^*$). Ha pl. motoros üzemben $\theta_p > \theta_{pm}^*$, akkor az áramgenerátorosan táplált gép kiesik a szinkronizmusból.

b./ Áramvektor szabályozás $\theta_p = \text{const.}$, $I_1 = \text{var.}$ mellett. Ekkor az \bar{I}_1 áramvektor θ_p szöge a d tengelyhez képest a motoros, ill. a generátoros üzemmódban állandó, I_1 nagysága a terhelésnek megfelelően változó. Ez $\theta_p = \pm 90^\circ$ -kal a szervohajtások egyszerű normál üzeme. Az áramvektor szabályozás áramgenerátoros táplálást jelent $\bar{I}_1 = I_1 e^{j(\alpha + \theta_p)}$ állórészáram Park-vektorral (α a d tengely szögelfordulása). Az áramvektor szabályozással az I_1 amplitúdó és a θ_p szög külön-külön beállítható.

c./ Áramvektor szabályozás $I_1 = \text{const.}$, $\theta_p = \text{var.}$ mellett. Ekkor \bar{I}_1 -nek a nagysága állandó, de θ_p szöge terhelésfüggő. Ez a szervohajtások mezőgyengítéses áramkorlátozott üzeme.

d./ Áramvektor szabályozás $I_1 = \text{var.}$, $\theta_p = \text{var.}$ mellett. Ekkor \bar{I}_1 -nek a θ_p szöge és az I_1 nagysága is függ a terheléstől és a szögsebességtől. Ilyen a szervohajtások optimális normál üzeme és a mezőgyengítéses üzem.

Az a. állandófrekvenciás üzemállapot különböző vezérlésű üzem (5.46.a. ábra), amelyben θ_p a terhelésnek megfelelően kialakul. A b-d. áramvektor szabályozások tengelyről övezérelnél üzemek (5.46.b. ábra), amelyekben az áramvektor θ_p szögét beállítjuk pl. a szögsebesség és a terhelés függvényében. Övezérlésű üzemben az f_1 frekvencia szabadon változhat és kiesés a szinkronizmusból nem lehetésges (a θ_p nyomatékszög akármekkora lehet).

Az áramgenerátoros tápláláskor $\bar{\Psi}_1$ és δ a nyomatéktól függően (5.62, 5.63, 5.66) szerint kialakul. A Ψ_1 -re a telítés miatt figyelemmel kell lenni, a δ értéke ilyenkor közömbös.

Az állandómágneses szinuszmézos szinkronmotoros szervohajtások gyakorlatában az áramvektor szabályozású táplálást alkalmazzák. Az I_1 áram (az M nyomaték) a terhelhetőségi határokon belül bármekkorára beállítható, korlátot jelenthet az inverter U_{1max} feszültsége. Az áram (a nyomaték) a kis L_d és L_q induktivitások miatt gyorsan változtatható. A hajtás jó dinamikájú lehet, ha megfelelő feszültségtartalékkal rendelkezik.

5.5.4. Reluktancia motoros üzem

A reluktancia motor forgórésze nincs gerjesztve (nem tartalmaz állandómágneset), így ekkor $\Psi_{pl} = 0$. Az (5.53, 5.60) összefüggések alapján d - q koordinátarendszerben

$$\Psi_{ld} = \Psi_1 \cos \delta = L_d I_1 \cos \vartheta_p, \quad \Psi_{lq} = \Psi_1 \sin \delta = L_q I_1 \sin \vartheta_p. \quad (5.68)$$

Elosztva a két egyenletet

$$\operatorname{tg} \delta = \left(L_q / L_d \right) \operatorname{tg} \vartheta_p. \quad (5.69)$$

Eszerint reluktancia motornál a δ terhelési szög és a ϑ_p nyomatékszög viszonya független a terheléstől, csak a gép paramétereitől függ. A $\Psi_{pl} \neq 0$ esetben ez (5.66) szerint - I_1 -en és Ψ_1 -en keresztül - a terheléstől is függött. Az (5.56, 5.63) képletekből $\Psi_{pl} = 0$ -val számolva, a reluktancia motor nyomatéka:

$$\begin{aligned} M &= M_{rv} = C \left(\Psi_1^2 / 2 \right) \left(1 / L_d - 1 / L_q \right) \sin 2\delta = \\ &= M_{ri} = C \left(I_1^2 / 2 \right) \left(L_d - L_q \right) \sin 2\vartheta_p. \end{aligned} \quad (5.70)$$

Reluktancia motoros hajtásnál az M_{rv} és M_{ri} reluktancianyomaték azonos. Adott Ψ_1 fluxussal $\delta^* = \pm 45^\circ$ -nál, adott I_1 árammal $\vartheta^* = \pm 45^\circ$ -nál maximális a nyomaték. A két nyomaték kifejezés közül bármelyikre építhetünk szabályozót.

A reluktancia motor is táplálható feszültséggenerátorosan, fluxusgenerátorosan és áramgenerátorosan. Ugyanolyan üzemállapotok lehetségesek mint az előző két fejezetben. Az alábbiakban ezek közül csak a gyakorlatban használtakat soroljuk fel.

a./ Fluxusgenerátoros táplálás $f_1 = \text{const.}$ frekvenciával és $\Psi_1 = \text{const.}$ fluxus amplitúdóval. E külső vezérlésű üzemben a $-45^\circ < \delta < 45^\circ$ terhelési szög adja az üzemi tartományt. Pl. ha motoros üzemben $\delta > 45^\circ$, akkor a gép kiesik a szinkronizmusból. Közelítőleg így működik az $f_1 = 50\text{Hz}$ -es hálózatra kapcsolt reluktancia motor.

b./ Fluxusgenerátoros táplálás $\delta = \pm 45^\circ = \text{const.}$ optimális terhelési szöggel $\Psi_1 = \text{var.}$ mellett. Ekkor a tengelyről övezérelt fluxusvektor szabályozás miatt nincs kiesés a szinkronizmusból. Frekvenciaváltós hajtásként alkalmazzák.

c./ Áramgenerátoros táplálás $f_1 = \text{const.}$ frekvenciával és $I_1 = \text{const.}$ áram amplitúdóval. Ebben a külső vezérlésű üzemben a $-45^\circ < \vartheta_p < 45^\circ$ nyomatékszög adja az üzemi tartományt. Pl. ha motoros üzemben $\vartheta_p > 45^\circ$, akkor a gép kiesik a szinkronizmusból.

d./ Áramgenerátoros táplálás $\vartheta_p = \pm 45^\circ = \text{const.}$ optimális nyomatékszöggel $I_1 = \text{var.}$ mellett. Ekkor a tengelyről övezérelt áramvektor szabályozás következtében nincs kiesés a szinkronizmusból. Újabban az így táplált reluktancia motort szervo jellegű hajtásként alkalmazzák.

A reluktancia motornál $L_d > L_q$. Normál reluktancia motor ($L_d = 1,5$; $L_q = 1,0$) maximális nyomatéka az (5.70) kifejezés alapján relatívegységekben

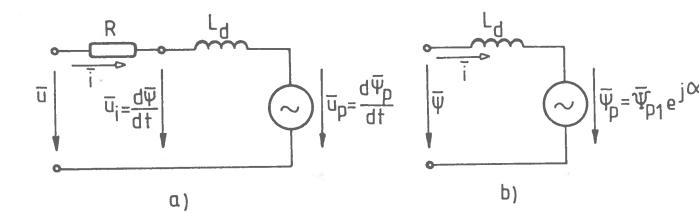
$M_{max} = (I_1^2 / 2)(1,5 - 1,0) = 0,25I_1^2$, azaz $I_1 = 1$ -hez $M_{max} = 0,25$, $I_1 = 2$ -höz $M_{max} = 1,0$ tartozik. Ez a szervo igényekhez túl kicsi. A reluktancia szervomotort úgy készítik, hogy nagy legyen az $L_d - L_q$ különbség. Ha pl. $L_d = 3,0$ és $L_q = 0,5$, akkor $M_{max} = (I_1^2 / 2)(3,0 - 0,5) = 1,25I_1^2$, és így $I_1 = 1$ -hez $M_{max} = 1,25$, $I_1 = 2$ -höz $M_{max} = 5,0$ tartozik. Ez már elég tesz a szervo igényeknek. Ezt a gépet nehéz gyártani, mivel a nagy L_d kis légrést igényel. Áramgenerátoros tápláláskor a $\bar{\Psi}_1 = \bar{\Psi}_{lr}$ fluxust az (5.62.a) összefüggés szabja meg. Ebből kiszámítható, hogy $L_d = 3,0$; $L_q = 0,5$ és $\vartheta_p = 45^\circ$ esetén $I_1 = 1$ -hez $\Psi_1 \approx 2,15$; $I_1 = 2$ -höz $\Psi_1 \approx 4,3$ fluxus tartozik. Ez azt jelenti, hogy telítés szempontjából ezt a motort többszörösen túl kell méretezni és így alkalmazásának gazdaságossága kétségesse válik.

Jelenleg kísérletek folynak különleges konstrukciójú forgórészekkel. Pl. az irányított tulajdonságú lemezből axiális lemezellel készült reluktancia típusú forgóréssel $L_d / L_q = 10$ viszony is elérhető.

5.6. Szinuszmézes szinkron szervohajtás

Az állandómágneses szinuszmézes szinkronmotornál a forgórész helyzetről szinkronozott áramvektor szabályozással lehet a legjobb szervo tulajdonságokat elérni. Az előző fejezetben ezt az üemet összehasonlíttuk az egyéb táplálási módokkal, de tulajdonságait részletesebben csak most ismertetjük. Az áramvektor szabályozású táplálás megfelelően szabályozott ISZM vezérlésű feszültséginverterrel biztosítható.

Ebben a fejezetben relatívegységekkel dolgozunk és a vizsgálatok nagy részében hengerszimmetrikus $L_d = L_q$ szinkron induktivitású gépet tételezünk fel. Az $L_d \neq L_q$ esetet csak akkor vizsgáljuk, ha az egyszerűen megtehető. A helyettesítő képet feszültségekre az 5.49.a., fluxusokra az 5.49.b. ábra mutatja. Az a. ábra álló, a b. ábra tetszőleges koordinátarendszerben érvényes. A forgórészen levő állandómágnes, $\Psi_{pl} = \text{const.}$ pólusfluxus amplitúdóval vesszük figyelembe és a forgórész csillapító hatását elhanyagoljuk.

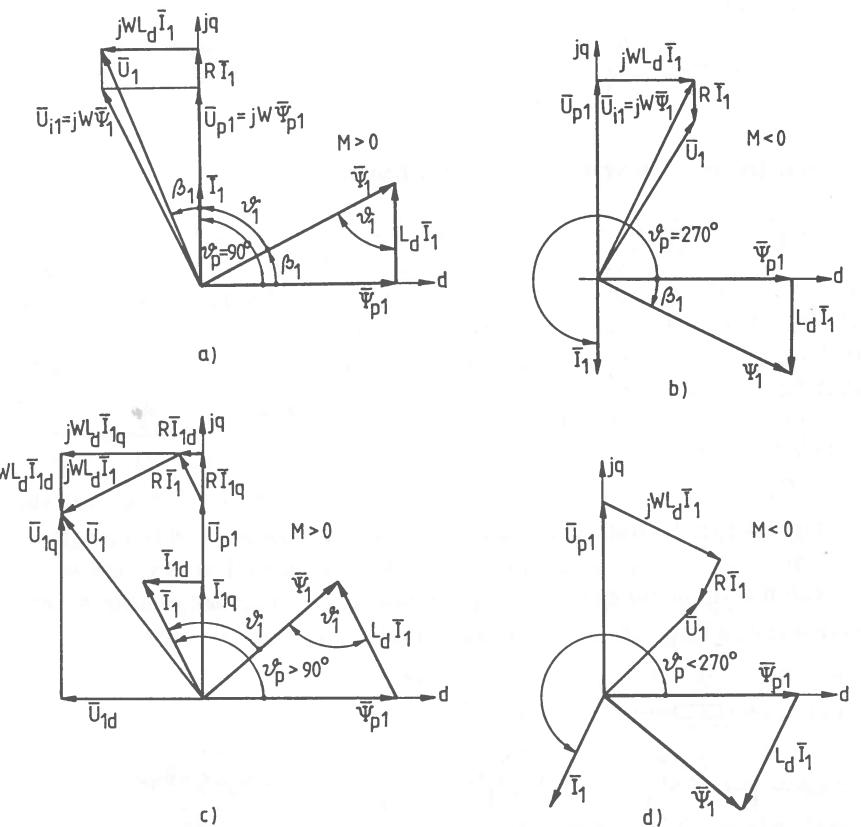


5.49. ábra. Hengeres szinuszmézes szinkrongép vektoros helyettesítő ábrái.
a. Feszültségek, b. Fluxusok.

5.6.1. Normál és mezőgyengítéses üzem, terhelhetőségi határok

E fejezetben alapharmonikusokkal számolunk, azaz feltételezzük, hogy a hárommágnestúrás inverter szinuszos \bar{U}_1 amplitúdójú feszültséget szolgáltat. A felharmonikusok elhanyagolása a nagy kapcsolási frekvencia miatt megengedhető.

A következőkben az állandómágneses szinkrongép statikus üzemet vizsgáljuk forgórész helyzetről szinkronozott áramvektor szabályozással. Ez az áramvektor szabályozás minden pillanatban előírja az $\bar{i}_1 = I_1 e^{j(\alpha + \vartheta_p)}$ áramvektort, pl. az I_1 amplitúdóval és a $\bar{\psi}_p = \Psi_{p1} e^{j\alpha}$ pólusfluxus vektortól (d tengelytől) mért ϑ_p nyomatékszöggel.



5.50. ábra. Jellegzetes vektorábrák.
a., b. Normál üzem ($\vartheta_p = 90^\circ$, $\vartheta_p = 270^\circ$), c., d. Mezőgyengítéses üzem ($90^\circ < \vartheta_p < 270^\circ$).

Az 5.50.a,b,c,d. ábrák a jellegzetes üzemállapotok Park-vektor ábrái $W > 0$ szögsebességre d-q koordinátarendszerben. Az a. és a b. ábra normál motoros, ill.

generátoros üzemre, $\vartheta_p = 90^\circ$, ill. $\vartheta_p = 270^\circ$ (-90°) nyomatékszögre, a c. és a d. ábra mezőgyengítéses motoros, ill. generátoros üzemre, $90^\circ < \vartheta_p < 180^\circ$, ill. $180^\circ < \vartheta_p < 270^\circ$ nyomatékszögre jellemző. A vektorábrából a nyomaték egyszerűen számítható az (5.63) alapján felírt

$$M = \Psi_{p1} I_1 \sin \vartheta_p = \Psi_{p1} I_{1q} = \pm \Psi_{p1} \sqrt{I_1^2 - I_{1d}^2} \quad (5.71)$$

forgásiránytól független képpel. Áramokra és fluxusokra negatív forgásirányban is érvényesek ezek a vektorábrák, de $W < 0$ -nál az $M > 0$ (a. és c. ábra) generátoros, az $M < 0$ (b. és d. ábra) motoros üzemet jelent. A feszültség vektorábrákat befolyásolja a forgásirány, mivel az induktív jellegű feszültségek minden az adott forgásirányban 90° -kal megelőzik az öket létrehozó fluxusokat, ill. áramokat. A $jW\bar{\Psi}_p$ és $jWL_d\bar{I}_1$ képletekben W -t előjelhelyesen kell venni.

A feszültség vektorábrák alapján meghatározható az összefüggés az állandó gépparaméterek (Ψ_{p1} , L_d , R), a táplálás változó mennyiségei (U_1 , I_1 , ϑ_p) és a hajtás változó mennyiségei (W , M) között. Ez lehetőséget ad arra, hogy meghatározzuk pl. a $\vartheta_p = \text{const.}$ szerint övezérelt hajtás $W - M$ jelleggörbeit $U_1 = \text{const.}$ mellett. Az 5.50.c. ábra alapján felírhatók az alábbi egyenletek:

$$U_1^2 = U_{1d}^2 + U_{1q}^2, \quad U_{1d} = RI_{1d} - WL_d I_{1q}, \quad U_{1q} = RI_{1q} + WL_d I_{1d} + W\Psi_{p1}, \quad (5.72.a,b,c)$$

$$I_{1d} = I_1 \cos \vartheta_p, \quad I_{1q} = I_1 \sin \vartheta_p. \quad (5.73.a,b)$$

Az (5.72.a) egyenletből behelyettesítés és összevonás után $W = W_1$ -re

$$aW^2 + bW + c = 0 \quad (5.74)$$

másodfokú egyenlet adódik a következő együtthatókkal:

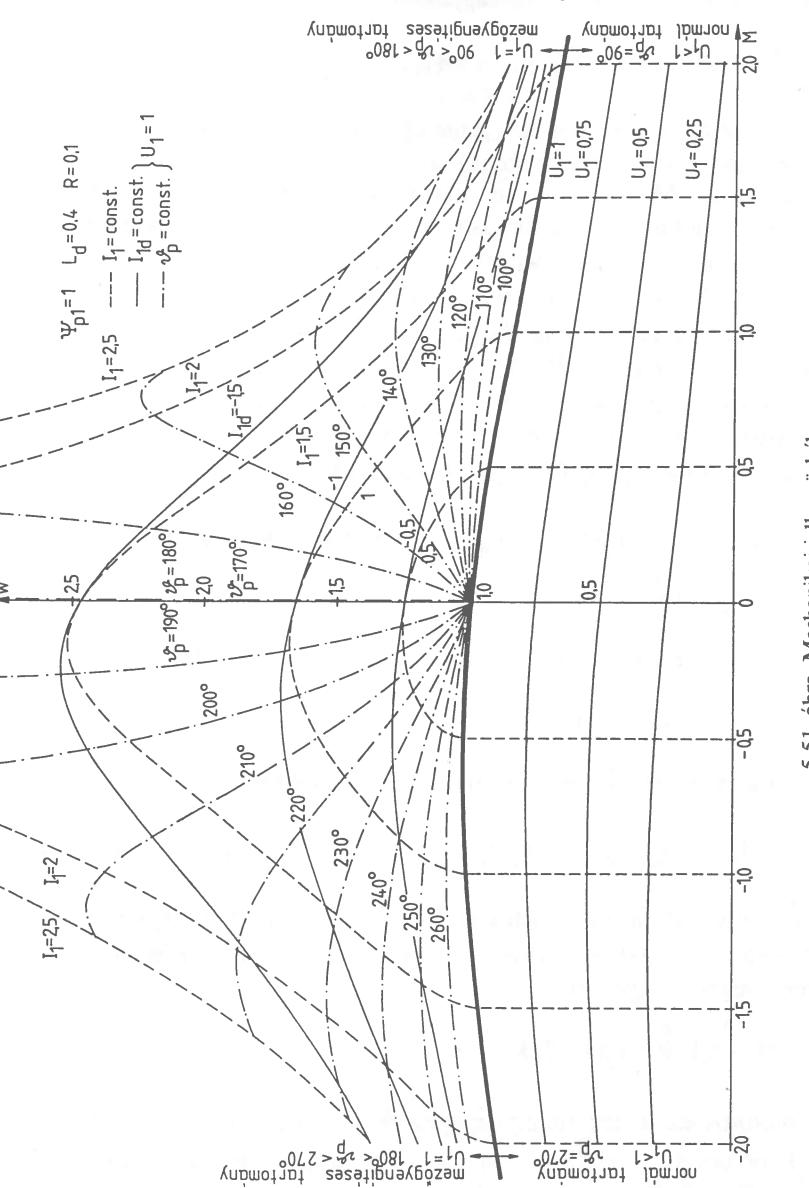
$$a = \Psi_{p1}^2 + (L_d I_1)^2 + 2\Psi_{p1} L_d I_1 \cos \vartheta_p, \quad b = 2RM, \quad c = -U_1^2 + (RI_1)^2. \quad (5.75.a,b,c)$$

Itt figyelembe vettük a nyomaték (5.71) képletét. Az (5.74) egyenletnek csak a $d = b^2 - 4ac \geq 0$ tartományban vannak fizikailag értelmezhető, valós szögsebességet adó gyökei:

$$W_{1,2} = (-b \pm \sqrt{d}) / (2a). \quad (5.76)$$

Ha a motoros és a generátoros nyomatékszög $\vartheta_{pm} + \vartheta_{pg} = 360^\circ$ kapcsolatban van, akkor $\cos \vartheta_{pm} = \cos \vartheta_{pg}$, $\sin \vartheta_{pm} = -\sin \vartheta_{pg}$ és így ugyanakkora U_1 és I_1 mellett $a_m = a_g$, $b_m = -b_g$, $c_m = c_g$, $d_m = d_g$. Ezeket (5.76)-ba helyettesítve

$W_{m1} = -W_{g2}$ és $W_{g1} = -W_{m2}$ adódik. Ez annak felel meg, hogy forgásirányt válvva, de ϑ_p -t a vektorábrában változatlan értéken tartva motorosból generátoros, ill. generátorosból motoros üzem lesz. Emiatt pozitívsorrendű tápláláskor a két gyök közül mindenkor csak a pozitív előjelű kell venni.



5.51. ábra. Mechanikai jelleggörbék.

A normál tartományban $\vartheta_p = 90^\circ$ (ill. 270°), $\cos \vartheta_p = 0$, $I_{1d} = 0$, $\sin \vartheta_p = \pm 1$. Az (5.74) másodfokú egyenlet ilyenkor W , M és U_1 közvetlen kapcsolatát adja meg az alábbi együtthatókkal:

$$a = \Psi_{p1}^2 + (L_d / \Psi_{p1})^2 M^2, \quad b = 2RM, \quad c = -U_1^2 + (R / \Psi_{p1})^2 M^2. \quad (5.77.a,b,c)$$

A normál tartományban, ahol ez az egyszerűbb együtthatókkal rendelkező alak érvényes a feszültség $U_1 \leq 1$. Az $L_d \approx 0$ közelítéskor elsőfokú egyenlet:

$$W = U_1 / \Psi_{p1} - \left(R / \Psi_{p1}^2 \right) M, \quad (5.78.a)$$

az $R \approx 0$ közelítéskor egyszerű másodfokú egyenlet:

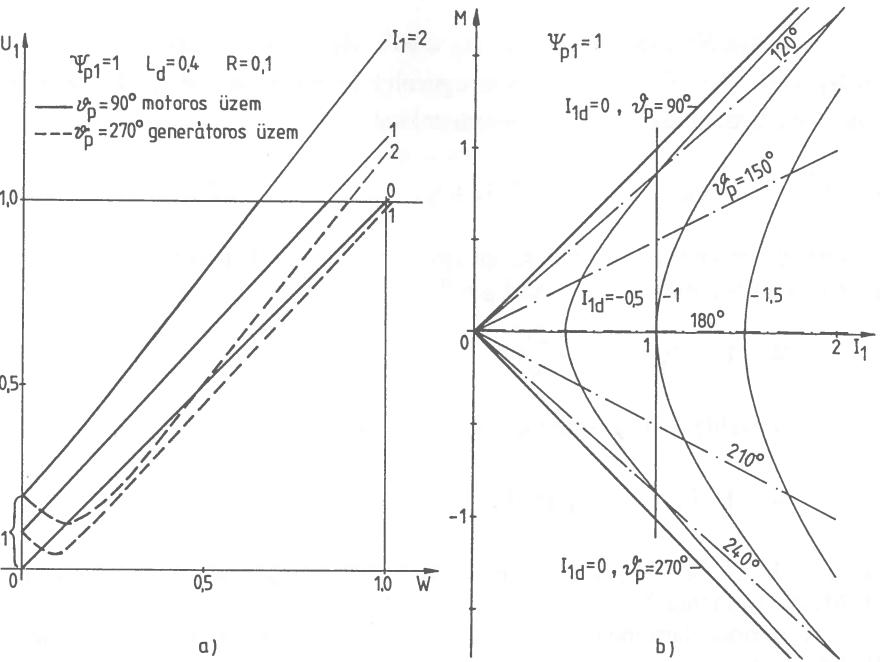
$$W = U_1 / \sqrt{\Psi_{p1}^2 + (L_d M / \Psi_{p1})^2} \quad (5.78.b)$$

adódik. Az (5.78.a) egyenlet külső gerjesztésű kompenzált egyenáramú motor $W(M)$ egyenletéhez hasonló.

A normál tartományra érvényes, $U_1 = \text{const.} \leq 1$ feszültségekhez tartozó $W(M)$ görbéket mutatja az 5.51. ábra alsó fele. Az (5.77) együtthatókkal számított görbék mentén a kapocsfeszültség U_1 amplitúdója állandó, de f_1 frekvenciája a W -vel arányosan változik. A vizsgált állandómágneses szinkrongép paraméterei: $\Psi_{p1} = 1$, $L_d = 0.4$, $R = 0.1$. A $W(M)$ mechanikai jelleggörbék látható, hogy generátoros szakaszon visszahajlanak a görbék, azaz $M_t = \text{const.}$ terhelésnél az állandó feszültségű, nagy nyomatékú, generátoros munkapontok labilisak. Ez egyben azt jelenti, hogy $W = \text{const.}$ szögsebességen a $\Delta M / \Delta U_1$ differenciáhányados előjelet vált. Ez a labilitás megszüntethető pl. fordulatszám szabályozás alkalmazásával. Az is látható, hogy az állandó U_1 feszültségű $W(M)$ görbék közelítőleg párhuzamosak.

Az (5.72, 5.73) egyenletekből meghatározható a kapocsfeszültség fordulatszám (frekvencia) függése is. Néhány $I_1 = \text{const.}$ -hoz tartozó $U_1(W)$ görbület mutat a normál tartományban az 5.52.a. ábra. Ezek jellegre a frekvenciaváltós aszinkron motor $\Psi_1 = \text{const.}$ -t biztosító $U_1(W_1)$ görbéihez hasonlók. Látható, hogy ugyanakkora W és I_1 mellett a motoros üzemméz jóval nagyobb feszültség szükséges mint a generátoroshoz. A legnagyobb $U_1 = U_{1\max}$ kapocsfeszültséget a legnagyobb szögsebességű és legnagyobb áramú normál üzemmű motoros munkapont igényli.

Az inverter adottnál (pl. $U_1 = 1$ -nél) nagyobb amplitudójú feszültség kiadására nem képes. Ez azt jelenti, hogy a szögsebesség további növelése csak $U_1 = \text{const.}$ mellett, un. mezőgyengítéssel lehetséges. A mezőgyengítésre az

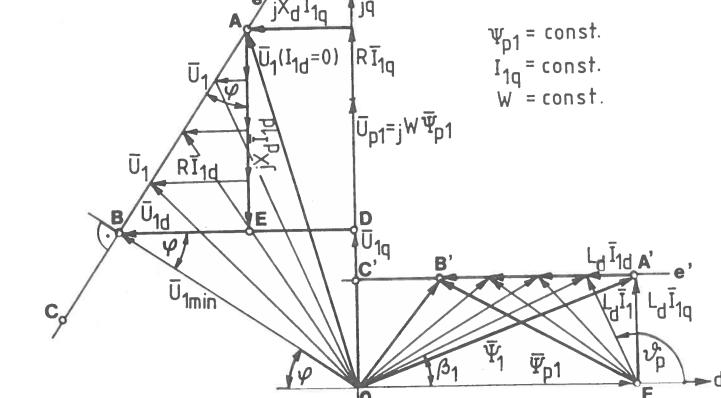


5.52. ábra. a. $U_1(W)$ jelleggörbék $I_1 = \text{const.}$ mellett.
b. $M(I_1)$ jelleggörbék $\vartheta_p = \text{const.}$ és $I_{ld} = \text{const.}$ mellett.

jellemző, hogy $I_{ld} < 0$, azaz az $L_d \bar{I}_1$ armaturareakció $L_d \bar{I}_{ld}$ összetevője a $\bar{\Psi}_{p1}$ pólusfluxussal ellentétes irányú (5.50.c., d. ábrák). Az $I_{ld} < 0$ komponensnek olyan a hatása mintha az állandómágnessel létrehozott Ψ_{p1} csökkenne. Ebből adódik a mezőgyengítés elnevezés. Az áram hosszirányú I_{ld} komponense csak a $\bar{\Psi}_1 = \Psi_{ld} + j\Psi_{lq}$ állórészfluxus hosszirányú Ψ_{ld} komponensét befolyásolja, a nyomatéka nincs hatással. Az áram kereszrirányú I_{lq} komponense viszont csak a Ψ_{lq} kereszrirányú fluxus komponensét befolyásolja.

A **mezőgyengítés tartománya** érvényes $U_1 = 1$ feszültségű $W(M)$ görbéket az 5.51. ábra felső részében rajzoltuk fel. Az (5.75) együtthatókkal számított görbéket $I_1 = \text{const.}$, $I_{ld} = \text{const.}$ és $\vartheta_p = \text{const.}$ esetekre adjuk meg. A görbék menetéből látható, hogy $M_t = \text{const.}$ terheléssel labilis munkapontok jöhetnek létre motoros üzemben a $\vartheta_p = \text{const.}$, generátoros üzemben az $I_1 = \text{const.}$ és $I_{ld} = \text{const.}$ $W(M)$ görbékben. Ez azonban nem okoz gondot, mivel ezt a labilitást pl. a fordulatszám szabályozás megszünteti. minden állandó feszültségű (pl. $U_1 = 1$) mezőgyengítéses munkapontra jellemző egy W -től és M -től (I_{lq} -től) függő I_1 , I_{ld} és ϑ_p érték. Ezeket az értékeket a mezőgyengítés zavarkompenzációs vezérlésére lehet használni.

Az (5.71) összefüggésből meghatározhatók a $\vartheta_p = \text{const.}$ és $I_{ld} = \text{const.}$ nyomaték-áram jelleggörbék. Az 5.52.b. ábra $M(I_1)$ görbéiből látható, hogy egy adott I_1 áramhoz normál ($\vartheta_p = \pm 90^\circ$, $\sin \vartheta_p = \pm 1$, $I_{ld} = 0$) üzemben tartozik a legnagyobb nyomaték, a mezőgyengítéses üzemben $|I_{ld}|$ növelésekor, vagy $|\sin \vartheta_p|$ csökkenésekor rohamosan csökken az ugyanakkora I_1 -hez tartozó nyomaték.



5.53. ábra. Mezőgyengítés vektorábra ($I_{ld} < 0$).

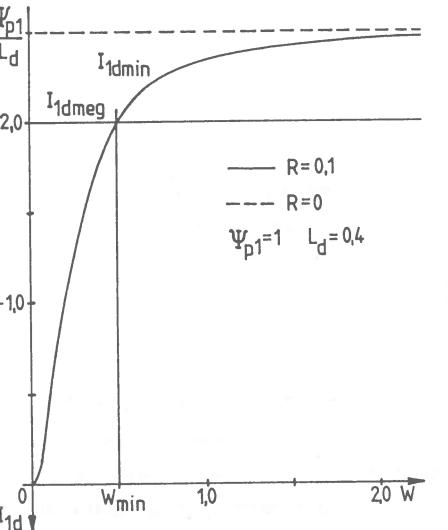
A mezőgyengítés üzemi tartományában $U_1 = \text{const.}$ feszültség és $M = \text{const.}$ nyomaték mellet $|I_{ld}|$ -t növelve a fordulatszám nő. A mezőgyengítésnek a fordulatszámra gyakorolt hatása azonban adott határ fölött megfordul. A következőkben meghatározzuk a mezőgyengítéses tartománynak ezt a határát. Az 5.53. ábra az I_{ld} változásának a vektorárára kifejtett hatását szemlélteti. $\Psi_{p1} = \text{const.}$, $I_{lq} = \text{const.}$ ($M = \text{const.}$) és $W = \text{const.}$ esetben. Feszültségen az A, fluxusban az A' pont felel meg az $I_{ld} = 0$ pontnak. Az $I_{ld} < 0$ komponens abszolútértékben növelve az \bar{U}_1 feszültség az e, az $\bar{\Psi}_1$ fluxus az e' egyenes mentén mozog. Amíg az \bar{U}_1 végpontja, az A-B szakaszra esik addig a mezőgyengítés jó irányú, mert $|I_{ld}|$ -t növelve $|\bar{U}_1| = U_1$ csökken. Ebből következik, hogy a $W = \text{const.}$ -hoz tartozó U_1 feszültségigény a B pontban a legkisebb, azaz maximális $U_1 = U_{1\max}$ feszültséggel itt érhető el a legnagyobb W szögbelesség. Amíg \bar{U}_1 végpontja az A-B szakaszon, addig $\bar{\Psi}_1$ az A'-B' szakaszon mozog. A B, ill. B' jelű határpontban $U_1 = U_{1\min}$ és $I_{ld} = I_{ld\min}$ nagy negatív érték. A B, ill. B' pontokon túlmenye Ψ_1 egy darabig (C'-ig) még tovább csökken, de U_1 már növekszik. A határállapotban a BD0 és AEB derékszögű háromszögek hasonlóságából következik, hogy

$$\operatorname{tg}\varphi = -U_{1q} / U_{1d} = R / (WL_d). \quad (5.79)$$

A negatív előjel azért kell, mert $U_{1d} < 0$. U_{1q} és U_{1d} (5.72.b,c.) képletét behelyettesítve

$$I_{1d\min} = -W^2 L_d \Psi_{p1} / (R^2 + W^2 L_d^2) \quad (5.80)$$

adódik. Az így kapott $I_{1d\min}$ azért jelent minimumot, mert negatív előjelű. Látható a képletből, hogy $I_{1d\min}$ független a terheléstől (I_{1q} -tól), és ha R elhanyagolható WL_d -hez képest, akkor $I_{1d\min} = -\Psi_{p1} / L_d$ szerint a fordulatszámtól sem függ. $I_{1d\min}$ függését a szögsebességtől az 5.54. ábra szemlélteti.

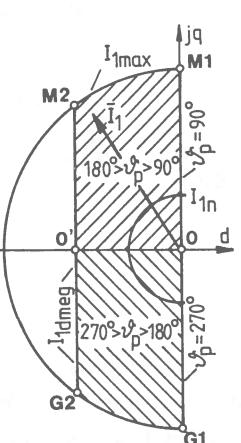


5.54. ábra. Az I_{1d} lemagnezesező áram korlátja mezőgyengítéskor.

A 5.53. vektorábra szerint az \bar{U}_1 vektor $\bar{U}_1 = \bar{U}_{1\min}$ esetén $180^\circ - \varphi$ irányú. $\bar{U}_{1\min}$ végpontja az origón átmenő $180^\circ - \varphi$ irányú, 0-B jelű egyenesen marad akkor is, ha változik a terhelés (az I_{1q} áram), de a W szögsebesség állandó. Az $U_{1\min}$ nagysága és az I_{1q} áram, ill. az M nyomaték között lineáris a kapcsolat. Van az O-B egyenesen egy generátoros üzemű munkapont, amikor $U_{1\min} = 0$. Ekkor $U_{1d} = U_{1q} = 0$, $I_{1d} = I_{1d\min}$, és $I_{1q} = I_{1q0}$. Az U_{1d} vagy az U_{1q} (5.72.b,c.) képletébe $I_{1d\min}$ (5.80) összefüggését behelyettesítve I_{1q0} kiadódik:

$$I_{1q0} = I_{1d\min} R / (WL_d) = -RW\Psi_{p1} / (R^2 + W^2 L_d^2). \quad (5.81)$$

Az I_{1q0} -nak a $W = R / L_d$ szögsebességen szélsőértéke van, itt $I_{1q0} = -\Psi_{p1} / (2L_d)$. Ez pl. a felvett paraméterekkel $I_{1q0} = -1 / (2 \cdot 0.4) = -1.25$ -re adódik.

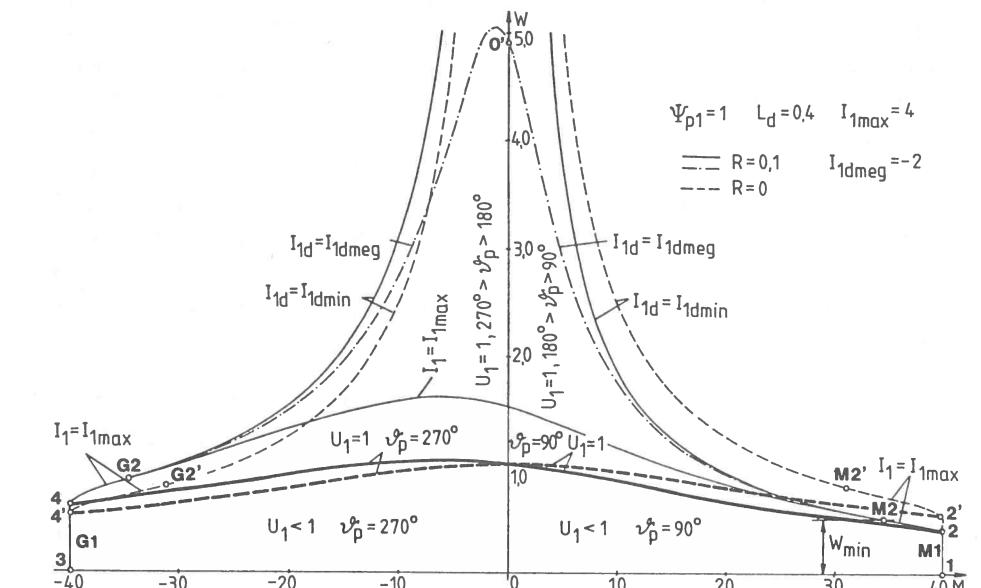


5.55. ábra. Az \bar{I}_1 áramvektor munkatartományai és korlátjai.

Annak érdekében, hogy a mezőgyengítés tartományban I_{1d} hatása egyértelmű legyen csak a $0 > I_{1d} > I_{1d\min}$ tartomány engedhető meg. Ez az 5.54.árában az $I_{1d\min}(W)$ görbe alatti rész. Mezőgyengítés azonban csakis fordulatszám pl. W_{\min} felett szükséges. Az egyszerű megoldhatóság miatt a megengedhető I_{1d} -t nem a fordulatszámtól függő $I_{1d\min}$ -ra szokás korlátozni, hanem a W_{\min} -hoz tartozó $I_{1d\min}(W_{\min}) = I_{1dmeg}$ értékre.

Az 5.55. árában d-q koordinátarendszerben megadjuk az \bar{I}_1 áram munkatartományait és korlátjait. I_{1n} a motor névleges, I_{1max} a maximális árama. Az ábrából a következő tartományok olvashatók le:

- a./ 0-M1 egyenes: motoros normál üzem ($I_{1d} = 0$),
- b./ 0-M1-M2-0' raffozott terület belseje: motoros mezőgyengítés üzem ($I_{1dmeg} < I_{1d} < 0$),
- c./ 0-G1 egyenes: generátoros normál üzem ($I_{1d} = 0$),
- d./ 0-G1-G2-0' raffozott terület belseje: generátoros mezőgyengítés üzem ($I_{1dmeg} < I_{1d} < 0$),
- e./ M1-M2 és G1-G2 körszakaszok: áramkorlát ($I_1 = I_{1max}$),
- f./ M2-G2 egyenes: hosszirányú áram korlátja ($I_{1d} = I_{1dmeg}$),
- g./ 0-0' egyenes: mechanikai üresjárás ($I_{1q} = 0$, $\varphi_p = 180^\circ$).



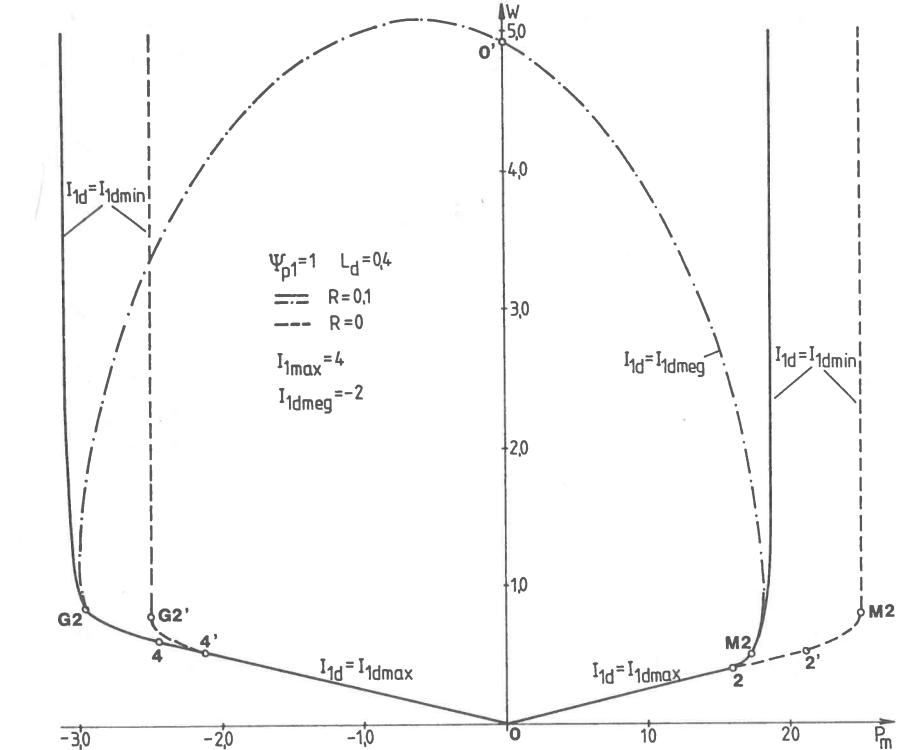
5.56. ábra. Tartományok és korlátok a $W(M)$ síkon.

Az 5.56. ábra a W-M síkon szemlélteti az 5.55. ábrabeli tartományok határait $I_{1\max} = 4$ feltétellel. Amíg $I_{1d} = 0$, addig $I_1 = I_{1\max}$ áram mellett a nyomaték $M_{\max} = \pm \Psi_{p1} I_{1\max} = \pm 4$ ($\Psi_{p1} = 1$). A motoros 1-2 szakaszban az 5.55. ábra M1 pontjában, a generátoros 3-4 szakaszban a G1 pontjában van az \bar{I}_1 áramvektor ($I_1 = I_{1\max}$, $I_{1d} = 0$). A 2-M2 és a 4-G2 szakaszban is $I_1 = I_{1\max}$, de $I_{1d} \neq 0$, így az $M_{\max} = \pm \Psi_{p1} \sqrt{I_{1\max}^2 - I_{1d}^2}$ nyomaték abszolútértéke csökken az előbbihez képest. Az M2 motoros pontban $I_1 = I_{1\max}$ és $I_{1d} = I_{1d\min}$, $W = W_{\min}$. A $W > W_{\min}$ tartományban motoros üzemben $I_1 = I_{1\max}$ nem tartható, mivel I_{1d} túllépné az adott szögbeességhez tartozó $I_{1d\min}$ értéket. A W_{\min} feletti tartományban az elvi határt az $I_{1d} = I_{1d\min}$ jelleggörbe, a gyakorlati határt az $I_{1d} = I_{1d\min}$ ($W_{\min} = I_{1d\text{meg}}$) jelleggörbe adja meg. Az 5.56. ábrából leolvasható $W_{\min} \approx 0,5$ -höz $I_{1d\text{meg}} = I_{1d\min}$ ($W = 0,5$) $\approx -2,0$ tartozik az 5.54. ábra alján. A G2 generátoros pontban $I_1 = I_{1\max}$, $I_{1d} = I_{1d\text{meg}}$, így a G2 pont felett is az $I_{1d} = I_{1d\text{meg}}$ görbe jelöli ki a mezőgyengítéses tartomány gyakorlati határát. Az $I_{1d} = I_{1d\min}$ folytonos vonalú és az $I_{1d\text{meg}}$ pontvonalú görbék közötti területet veszítjük el akkor, ha a fordulatszámtól független $I_{1d\text{meg}}$ értékre korlátozzuk az \bar{I}_1 áram hosszirányú komponensét. Ez a W-M tartomány csökkenés általában megengedhető, az egyszerűbb vezérlés-szabályozás érdekében.

Az 5.57. ábra az elérhető mechanikai teljesítményt mutatja a fordulatszám függvényében. A mechanikai teljesítményt a $P_m = MW$ összefüggéssel számítottuk az 5.56. ábra határgörbéiből. A mezőgyengítéses tartomány $I_{1d} = I_{1d\min}$ határán közelítőleg - R=0-nál pontosan - állandó a teljesítmény. Az $I_{1d} = I_{1d\text{meg}}$ görbe mentén a fordulatszámot növelte egyre kisebb teljesítmény érhető el. A felvett adatokkal a mechanikai teljesítmény (nyomaték) csökkenése az $I_{1d} = I_{1d\min}$ görbéhez képest $W=2,5$ -ig viselhető el. A R ellenállás hatásának a szemléltetésére az 5.56. és 5.57. ábrákba szaggatott vonallal berajzoltuk az R=0-nak megfelelő határgörbékét is. R=0-nál az 5.53. ábrában $\varphi = 0^\circ$, azaz az e egyenes függőleges. A konkrét adatokkal ekkor a mezőgyengítéses motoros tartomány határán:

$$I_{1d} = I_{1d\min} = -\Psi_{p1} / L_d = -1/0,4 = -2,5; U_{1q} = 0; U_{1d} = -WL_d I_{1q} = -U_1 = -1; I_{1q} = U_1 / (WL_d) = 2,5/W; M = \Psi_{p1} I_{1q} = 2,5/W; P_m = MW = U_{1d} I_{1d} = 2,5.$$

Itt jegyezzük meg, hogy szinuszmézos szinkron szervohajtásokban ellentmondás van az inverter és a motor kihasználása között. Az inverter beépített félvezetői akkor használhatók ki optimálisan, ha \bar{U}_1 és \bar{I}_1 fázisban vagy ellenfázisban van. Ilyenkor $R \approx 0$ közelítéssel \bar{I}_1 merőleges $\bar{\Psi}_1$ -re, $\vartheta_1 = \pm 90^\circ$. A motorba épített állandómágnes akkor használható ki a legjobban, ha \bar{U}_{p1} és \bar{I}_1 van



5.57. ábra. Maximális mechanikai teljesítmény a W függvényében.

fázisban vagy ellenfázisban. Ekkor \bar{I}_1 $\bar{\Psi}_{p1}$ -re merőleges, $\vartheta_p = \pm 90^\circ$. A kétféle optimum annak felel meg, hogy az

$$M = \Psi_1 I_1 \sin \vartheta_1 = \Psi_{p1} I_1 \sin \vartheta_p \quad (5.82)$$

nyomaték képletben adott nyomaték esetén a $\Psi_1 I_1$ vagy a $\Psi_{p1} I_1$ szorzatot minimalizáljuk. Az 5.50.a.-d. ábrákból látható, hogy a normál tartományban optimális az állandómágnes kihasználása, míg a mezőgyengítéses tartományban sem a motor, sem az inverter kihasználása nem optimális. Ennek ellenére alkalmazzák a mezőgyengítést, mivel ezzel jelentősen megnövelhető a fordulatszám tartomány.

5.6.2. Az áramvektor szabályozás megvalósítási lehetőségei

Az áramszabályozó kör megvalósítására több lehetőség kínálkozik. Ahhoz, hogy ezeket rendszerezni tudjuk, határozzuk meg a szinuszmézos szinkronmotor tranziens folyamatokra is érvényes egyszerűsített hatásvázlatát. Az általánosítás végett itt feltételtezzük, hogy $L_d \neq L_q$.

Pólusmezőhöz (forgórészhez) rögzített, $w_k = w$ -vel forgó (**d-q**) koordinátarendszerben az $\bar{u} = R\bar{i} + d\psi/dt + jw\psi$ vektoros állórész feszültség-egyenlet komponensei

$$u_d = R_i_d + d\psi_d/dt - w\psi_q, \quad u_q = R_i_q + d\psi_q/dt + w\psi_d. \quad (5.83.a,b)$$

A forgórész csillapító hatásától eltekintve és az állandómagnest $\psi_p = \Psi_{p1} = \Psi_p$ fluxusgenerátorral közelítve a fluxuskomponensek

$$\psi_d = \Psi_p + L_d i_d, \quad \psi_q = L_q i_q. \quad (5.84.a,b)$$

Megjegyezzük, hogy gerjesztett forgórészű, szinkrongépnél a ψ_p pólusfluxus akkor maradna tranziens üzemben is állandó, ha nem lennének csillapító tekercsek és a gerjesztőtekercset áramgenerátorosan táplálnánk. A fluxusösszetevők (5.84) kifejezéseit (5.83)-ba helyettesítve.

$$u_d = R_i_d + L_d di_d/dt - wL_q i_q, \quad u_q = R_i_q + L_q di_q/dt + wL_d i_d + w\Psi_p. \quad (5.85.a,b)$$

A feszültségegyenletekből látható, hogy a **d** irányú egyenlet **q**, a **q** irányú egyenlet **d** irányú összetevőt is tartalmaz, azaz un. keresztbecsatolás van. Az (5.85) egyenleteket R-rel osztva és átrendezve a következő alakot kapjuk:

$$\begin{aligned} u_d/R + wT_q i_q &= i_d + T_d di_d/dt, \\ u_q/R - wT_d i_d - w\Psi_p/R &= i_q + T_q di_q/dt. \end{aligned} \quad (5.86.a,b)$$

Itt $T_d = L_d/R$ és $T_q = L_q/R$ a hossz- és a keresztrányú időállandók. Ha az (5.84) szerinti fluxusegyenleteket az (5.44.b)-nek megfelelő

$$m = \psi_d i_q - \psi_q i_d \quad (5.87)$$

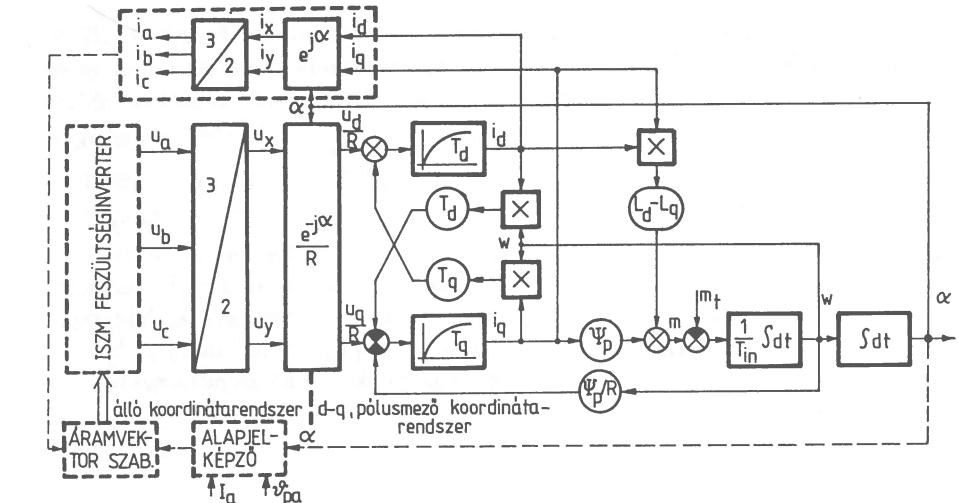
nyomatékegyenletbe is behelyettesítjük, akkor az

$$m = \Psi_p i_q + (L_d - L_q) i_d i_q = m_h + m_r \quad (5.88.a)$$

összefüggést kapjuk. Az (5.86, 5.88.a) egyenleteket és az

$$(m - m_t)/T_{in} = dw/dt, \quad w = d\alpha/dt \quad (5.89.a,b)$$

mozgássegyenleteket felhasználva felrajzolható az 5.58. ábrán látható relatívegységes blokkvázlat. A mozgássegyenletben $T_{in} = \theta W_n / M_n$ a névleges indítási idő, m_t a terhelőnyomaték. Mivel az inverter álló koordinátarendszerben avatkozik be az u_a , u_b , u_c feszültségekkel, ezért a **d-q** koordinátarendszerbeli blokkvázlatot kiegészítettük az alábbi koordináta transzformációs egyenletekkel:



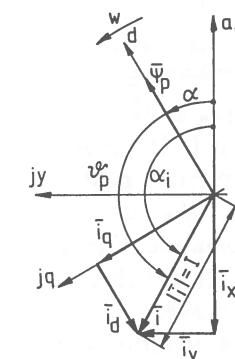
5.58. ábra. Állandómágneses, szinuszmézos szinkrongép közelítő blokkvázlat.

$$\begin{aligned} \bar{i} &= i_x + j i_y = \bar{i}^* e^{j\alpha} = (i_d + j i_q) e^{j\alpha}, \\ \bar{u}^* &= u_d + j u_q = \bar{u} e^{-j\alpha} = (u_x + j u_y) e^{-j\alpha}. \end{aligned} \quad (5.90.a,b)$$

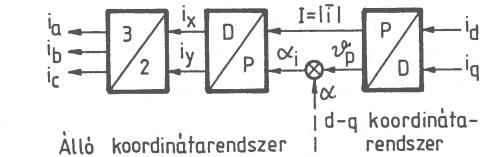
A * a **d-q** koordinátarendszerre utal. Az \bar{i} áramvektort és komponenseit **x-y**, ill. **d-q** koordinátarendszerben az 5.59. ábra szemlélteti. A blokkvázlatban a motor bemenő jelei az u_a , u_b , u_c feszültségek, a kimenő jelei a w szögsebesség, az α szögelfordulás és az áramszabályzáshoz visszacsatolt áramok, a zavarójel az m_t terhelőnyomaték. Az $i_q = i \sin \vartheta_p$ és $i_d = i \cos \vartheta_p$ komponenseket (5.88.a)-ba helyettesítve a nyomaték a következők szerint is számítható:

$$m = \Psi_p i \sin \vartheta_p + [(L_d - L_q)/2] i^2 \sin(2\vartheta_p) = m_h + m_r. \quad (5.88.b)$$

Az L_d és L_q induktivitások kicsik és közel megegyezők, emiatt az m_r reluktancia összetevő általában elhanyagolható az m_h hengeres összetevő mellett.



5.59. ábra. Az \bar{i} áramvektor **x-y** és **d-q** koordinátarendszerben.



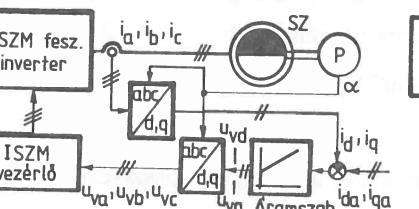
5.60. ábra. Koordinátatranszformáció **d-q**-ból állóba.

A motor blokkvázlatát kiegészítettük a szaggatottan berajzolt ISZM feszültséginverterek táplálással és a tengelyről (α -ról) vezérelt áramvektor szabályozással. Az ISZM beavatkozási mód miatt ezt vektoros ISZM áramszabályozásnak nevezik. Az alapjelképző az $\bar{I}_a = I_a e^{j(\alpha + \theta_p)}$ áramvektor alapjelet az α jelről szinkronozza a d tengelyhez képest, és az I_a jellel az amplitúdót, a θ_p jellel a nyomatékszöget állítja be. Az áramvektor szabályozás megvalósítása többféle lehet attól függően, hogy mi a szabályozott jellemző.

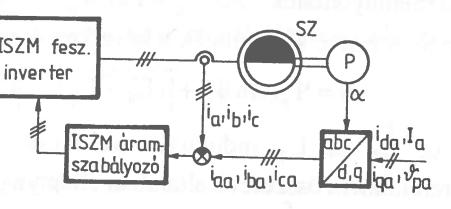
Az 5.60. ábrában az áram koordináta transzformációjának a blokkvázlatába a d-q és az x-y Decartes koordinátarendszerök közé beiktattunk kétféle polár koordinátarendszeret (magyarázatként l. az 5.59. ábrát). Ebből látható, hogy a vektoros áramszabályozás elvileg a következő koordinátarendszerben (a következő szabályozott jellemzőkkel) lehetséges:

- a./ d-q Decartes (i_d, i_q),
- b./ d-q polár (I, θ_p),
- c./ álló polár ($I, \alpha_i = \theta_p + \alpha$),
- d./ álló Decartes (i_x, i_y)
- e./ álló háromfázisú (i_a, i_b, i_c).

Az a., b. és c. megoldásoknál az i_d, i_q és $I = |i|$ áramok szabályozónak és a θ_p , ill. α_i szögek szabályozónak alapjelei egyenáramú jellegű mennyiségek, a d. és e. megoldásoknál az i_x, i_y és az i_a, i_b, i_c áramok szabályozónak alapjelei váltakozáramú mennyiségek. Az alapjelek megfelelő beállításával bármelyik koordinátarendszerben lehetséges a pólusmező irányához orientálni az áramvektor szabályozást. A gyakorlatban főleg az a. és e. változatok fordulnak elő.



5.61. ábra. Áramszabályozás d-q Decartes koordinátarendszerben.



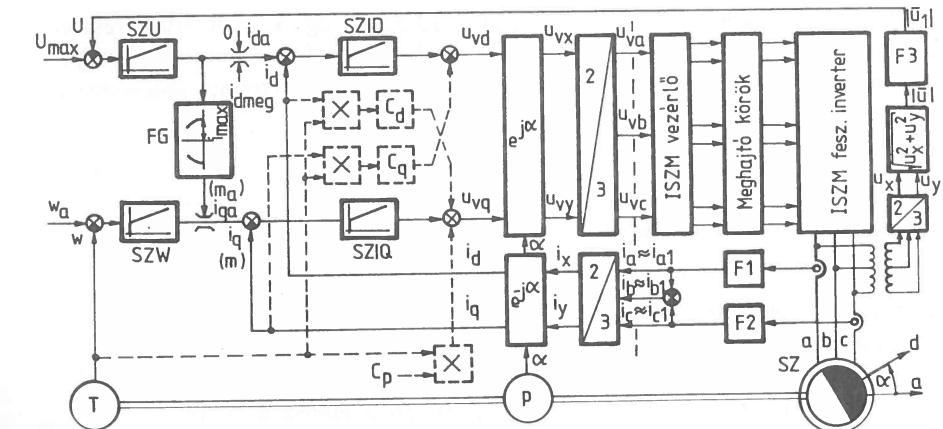
5.62. ábra. Áramszabályozás álló, háromfázisú koordinátarendszerben.

A fenti vektoros ISZM áramszabályozások közül egyesek közvetve, mások közvetlenül vezérlik az ISZM feszültséginvertert. A közvetett ISZM áramszabályozások ISZM vezérlőn keresztül vezérlők az invertert. Erre mutat példát az a. szerinti megoldásban az 5.61. ábra. Itt az ISZM vezérlő u_{va}, u_{vb}, u_{vc} vezérlőjeivel arányosak a fázisfeszültségek u_{a1}, u_{b1}, u_{c1} alapharmonikusai. E megoldás előnye, hogy hagyományos pl. PI típusú áramszabályozók alkalmazhatók, hátterében, hogy oda-vissza két koordináta transzformációra van szükség. A közvetlen ISZM áramszabályozásoknál közvetlenül az áramszabályozók vezérlik az ISZM

feszültséginvertort. Erre mutat példát az e. szerinti megoldásban az 5.62. ábra. E megoldás előnye, hogy csak egy koordináta transzformáció szükséges, hátránya, hogy különleges ISZM áramszabályozókat, pl. hiszterézises áram képpontszabályozókat kell alkalmazni.

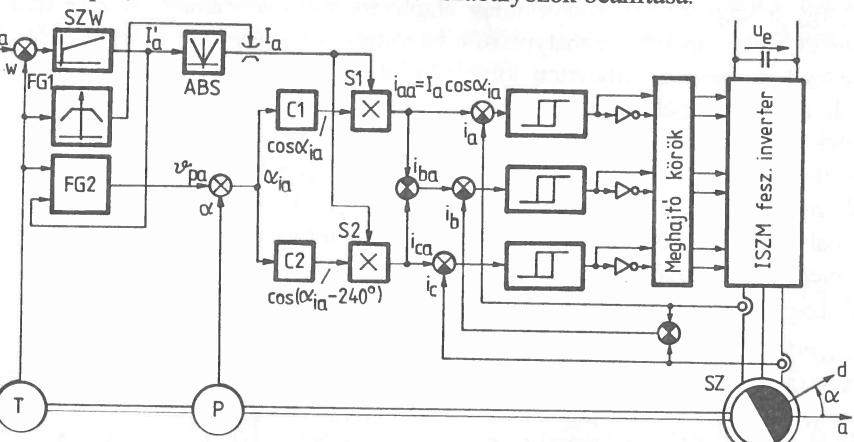
5.6.3. Szabályozott hajtás gyakorlati megvalósítása

Az 5.61. ábra áramszabályozását alkalmazó megoldás részletes blokkvázlatát mutatja az 5.63. ábra. Ebben az ISZM feszültséginverterhez ISZM vezérlő (feszültségvezérelt háromfázisú ISZM modulátor) csatlakozik. Az F1, F2, F3 szűrők kiszűrik az ISZM vezérlés vivő frekvenciájának megfelelő komponenseket, így a szűrők után gyakorlatilag alapharmonikusok vannak (az erre utaló 1 indexet elhagyjuk). A szabályozókör felépítése az egyenáramú gép mezőgyengítéses tartománnal kibővített fordulatszám szabályozásához hasonló. Az SZW fordulatszám szabályozónak van alarendelve az SZIQ keresztrányú áram (nyomaték) szabályozó, az SZU feszültség szabályozónak pedig az SZID hosszirányú áramszabályozó. A normál tartományban $U < U_{max} \approx U_n$ és SZU felső korlátjának megfelelően a hosszirányú áramalapjel $i_{da} = 0$, azaz csak az SZW-SZIQ szabályozóág működik. A mezőgyengítés kezdetét az állórészfeszültség határozza meg. Ha az SZW fordulatszám szabályozónak olyan nagy w_a alapjelet írunk elő, hogy az alapharmonikus feszültség Park-vektor $|\bar{u}_1| = U$ amplitúdója eléri az U_{max} értéket, akkor SZU kijön a telítésből és akkora $i_{da} < 0$ alapjelet ad az SZID áramszabályozónak, hogy $U = U_{max}$ mellett a fordulatszám elérje az előírt $w = w_a$ értéket. A mezőgyengítéses tartományban egyidejűleg működnek az egymás mellé rendelt SZW-SZIQ és SZU-SZID szabályozóágak. A helyes működés feltétele, hogy az ISZM feszültséginverter dinamikusan képes legyen kiadni az U_{max} -nál nagyobb feszültséget is az SZW-SZIQ szabályozóág hatására.



5.63. ábra. Fordulatszám szabályozott, szinuszmézos szinkron szervohajtás (közvetett ISZM áramszabályozás az 5.61. ábra szerint).

Az FG függvénygenerátor az i_{da} hosszirányú áramalapjeltől függően korlátozza az i_{qa} keresztirányú áramalapjelet, a felső korlátot az 5.55. ábrán levő M1-M2 szakasz, az alsó korlátot a G1-G2 szakasz szerint állítja be. A szaggatottan berajzolt részek a keresztbecsatolásokat és a fordulatszámtól függő aktív pólusfeszültség hatását kívánják kompenzálni. Az (5.85) feszültségegyenletekből látható, hogy ezeknek a hatására az SZID és az SziQ áramszabályozók úgy állíthatók be, mintha a passzív $L_d - R$ és $L_q - R$ körök áramát kellene szabályozni. A C_d tényező az L_d , a C_q tényező az L_q , a C_p tényező a Ψ_p gépparaméterekkel arányos. A szabályozó rendszer a szaggatott rész nélkül is működőképes, de ekkor nehezebb az áramszabályozók beállítása.



5.64. ábra. Fordulatszám szabályozott, szinuszmézos szinkron szervohajtás (követlen ISZM áramszabályozás az 5.62. ábra szerint).

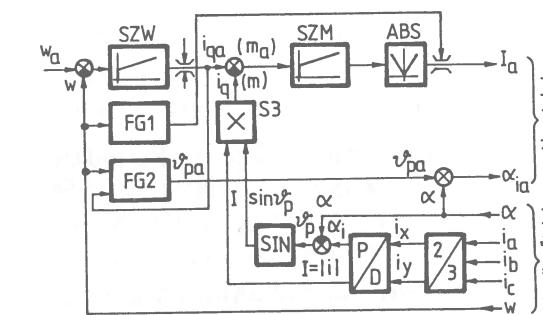
Az 5.62. ábra áramszabályozását alkalmazó egyik megoldás részletes blokkvázlatát mutatja az 5.64. ábra. Itt az SZW fordulatszám szabályozónak három állásos hiszterézisű ISZM áramszabályozó (áram kétpontszabályozó) van alárendelve. Az S1 és S2 szorzókból kijövő

$$i_{aa} = I_a \cos \alpha_{ia}, \quad i_{ca} = I_a \cos(\alpha_{ia} - 240^\circ) \quad (5.91.a,b)$$

alapharmonikus áramalapjelek I_a amplitudóját az SZW fordulatszám szabályozó szabja meg az ABS abszolútérteképző által. Az $\bar{i}_a = (2/3)(i_{aa} + \bar{a}i_{ba} + \bar{a}^2i_{ca})$ áramalapjel vektornak a pólusmezőhöz viszonyított megfelelő fázisszögét a C1, C2 koszinusz függvénygenerátorok biztosítják. Az FG2 kétparaméteres függvénygenerátor az 5.51. ábrának megfelelően a W szögsebesség és az $I = I_1$ áram, ill. ehelyett az I'_a áramalapjel függvényében előírja a nyomatékszög ϑ_{pa} alapjelét. A paraméterként felhasznált kételőjelű I'_a pozitív előjelénél az FG2 motoros ($90^\circ \leq \vartheta_{pa} < 180^\circ$), negatív előjelénél generátoros ($-90^\circ \geq \vartheta_{pa} > -180^\circ$)

nyomatékszög alapjelét ír elő. A normál motoros tartományban $\vartheta_{pa} = 90^\circ$, a normál generátoros tartományban $\vartheta_{pa} = -90^\circ$. Az FG1 függvénygenerátor az áramalapjel amplitudóját korlátozza közelítőleg az 5.55. ábra M1-M2-G2-G1 határgörbéje szerint. Mind az áramalapjelekre, mind az ellenőrzőjelkre igaz, hogy $i_{aa} + i_{ba} + i_{ca} = 0$, ill. $i_a + i_b + i_c = 0$. Emiatt elegendő csak két fazis alapjelét előállítani, illetve két fazisban mérni.

Az 5.64. ábrán vázolt megoldásban az SZW-nek alárendelt ISZM áramszabályozók a normál tartományban a nyomaték szabályozás feladatát is ellátják. Ugyanis az áram I amplitúdója ekkor arányos az $m = \Psi_p I \sin \vartheta_p$ nyomatékkal, mivel $\vartheta_{pa} = \pm 90^\circ (\sin \vartheta_{pa} = \pm 1)$ az előírt érték. A mezőgyengítéses tartományban nem működik belső nyomatékszabályozó kör, mivel ekkor $90^\circ < \vartheta_{pa} < 270^\circ$ és így I már nem arányos a nyomatékkal. Ha igazi nyomaték szabályozást akarunk megvalósítani, akkor az 5.65. ábrának megfelelően elő kell állítani az I és ϑ_p ellenőrző jeleket és a nyomatékkal arányos $i_q = I \sin \vartheta_p$ szorzatot. Ekkor az FG2 függvénygenerátor második paraméterének az $i_{qa} \sim m_a$ nyomatékalapjelet célszerű választani. Az I_a és az α_{ia} alapjelek most is ugyanúgy dolgozhatók fel, mint az 5.64. árában.

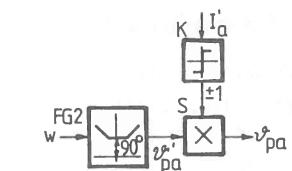


5.65. ábra. Fordulatszám szabályozott, szinuszmézos szinkron szervohajtás alárendelt nyomaték szabályozással.

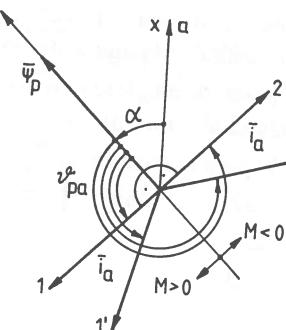
5.66. ábra. Nyomatékszög alapjel közelítő, egyparaméteres megadása.

Léteznek olyan közelítő megoldások, amikor az FG2 függvénygenerátorban csak a szögsebesség a paraméter. Az 5.66. ábra szerinti megoldás a w szögsebességtől függő abszolútértekű és az üzemmód-tól függő előjelű nyomatékszöget állít be. A motoros nyomatékszög: $\vartheta_{pa} = \vartheta'_{pa}(w) \geq 90^\circ$, a generátoros nyomatékszög: $\vartheta_{pa} = -\vartheta'_{pa} \leq -90^\circ$. Ez a közelítő megoldás akkor üzemképes, ha a mezőgyengítéses tartományt csak gyorsítások és lassítások alatt, áramkorlátozottan használjuk.

Az 5.64. és 5.65. ábrák szerinti szabályozókörök működésének a magyarázatakor $W>0$ szögsebességet tételeztünk fel. Az \bar{i}_a áramalapjel vektor



mindig szinkron forog a $\bar{\psi}_p$ pólusfluxus vektorral. A forgásiránytól függetlenül az \bar{i}_a vektor az $M>0$ nyomatékú üzemben $90^\circ \leq \theta_{pa} < 180^\circ$ szöget, az $M<0$ nyomatékú üzemben $180^\circ < \theta_{pa} \leq 270^\circ$ szöget zár be a $\bar{\psi}_p$ vektorral. Így az 5.67. ábrának megfelelően a forgásiránytól függetlenül normál üzemben $M>0$ nyomatéknál az 1 jelű irányba, $M<0$ nyomatéknál a 2 jelű irányba mutat az \bar{i}_a áramvektor alapjel. Mezőgyengítéses üzemben $M>0$ -nál pl. az 1' pontban, $M<0$ -nál pl. a 2' pontban van az \bar{i}_a . A szabályozókörök blokkvázlataiban az FG2 függvénygenerátort kell úgy kialakítani, hogy minden forgásirányban biztosíthatók legyenek ezek az áramvektor alapjelek.



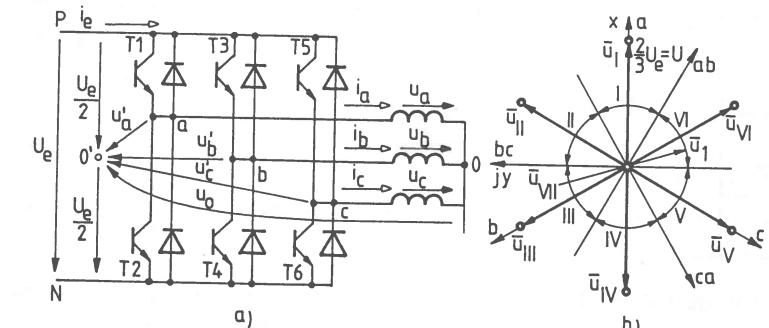
5.67. ábra. Az \bar{i}_a áramalapjel vektor helyzetei a forgórészhez képest.

5.6.4. Háromfázisú ISZM feszültséginverter

A szinkron és aszinkron gépes szervohajtásokban alkalmazott, háromfázisú, hídkapcsolású, tranzisztoros feszültséginverter kapcsolása látható az 5.68.a. ábrán. A teljesítény tranzisztor BIOLÁRIS, MOSFET vagy IGBT. Mivel az egyenfeszültség $U_e \approx \text{const.}$, így az alapharmonikus u_{a1} , u_{b1} , u_{c1} fázisfeszültségeknek, ill. az alapharmonikus $\bar{u}_1 = (2/3)(u_{a1} + \bar{a}u_{b1} + \bar{a}^2u_{c1})$ feszültségvektornak az amplitúdója csak impulzus szélesség modulációval (ISZM-mel) változtatható. Motoros üzemben az i_e egyenáram középértéke $I_e > 0$, generátorosban $I_e < 0$. Ha az egyenfeszültségű kört a 3.2. fejezet szerint állítjuk elő, akkor az I_e áram és a $P_e = U_e I_e \approx P_m = \text{MW}$ teljesítmény minden előjelű lehet. Az inverter vezérlésével a, b, c vagy a, c, b fázissorrend alakítható ki. Ennek megfelelően ez a feszültséginverter 4/4-es hajtási üzemet tesz lehetővé.

A vezérlés módjától függően háromfázisú és kétfázisú üzem lehetséges. Háromfázisú üzemben minden mindig mind a három hídág (a, b, c), kétfázisú üzemben minden csak két hídág (ab, vagy bc, vagy ca) kap vezérlést. Ideális, pillanatszerűen kapcsoló félvezetőket feltételezve a tranzisztorok vezérlése egyértelműen megszabja háromfázisú üzemben az a, b, c, fázisok feszültségét, kétfázisú üzemben az adott vonali feszültséget. Szinuszmézos szinkrongépben az illesztett, szinuszos áramú tápláláskor minden pillanatban háromfázisú vezetés

van, így ekkor a háromfázisú üzemet használják. Négyszögmezős szinkrongépénél az illesztett, négyszögletes áramú tápláláskor, a kommutációt leszámítva, kétfázisú vezetések vannak, így itt a kétfázisú üzemet használják.



5.68. ábra. Háromfázisú ISZM feszültséginverter.
a. Kapcsolási vázlat, b. Feszültségvektorok.

Háromfázisú üzemben a háromfázisú ISZM feszültséginverter olyan nemlineáris, állásos teljesítményelektronikai kapcsolás, amelyik - $U_e = \text{const.}$ egyenfeszültség mellett - 7 féle diszkrét \bar{u} kapocsfeszültség Park-vektor kiadására képes (5.68.b. ábra). A 7 féle $\bar{u} = \bar{u}_k$ feszültségvektor az 5.VII. táblázatnak megfelelően $2^3 = 8$ féle vezetési konfigurációt jelent az ISZM feszültséginverter T1-T6 tranzisztorainál, mivel az $\bar{u} = 0$ kétféleképpen hozható létre. A VIIIP-nél valamennyi fázis a P pozitív sinre, a VIIIN-nél valamennyi az N negatív sinre van kapcsolva. Az 5.VII. táblázatban 1 jelöli a P, 0 az N sinre kapcsolódást. Az így kiadódó 3 bites szám közvetlenül alkalmas az inverter tranzisztorainak a vezérlésére. A fázisok feszültsége az egyenfeszültség 0' jelű középpontjához képest - u'_a , u'_b , u'_c - zérussorrendet is tartalmaz, a motor 0 jelű kivezetetlen csillagpontjához képest - u_a , u_b , u_c - zérussorrendet nem tartalmaz (5.68.a. ábra). A zérussorrendű összegű $u_o = (u'_a + u'_b + u'_c)/3$ egyben a 0 és 0' pontok közötti feszültség, így $u_a = u'_a - u_o$, $u_b = u'_b - u_o$, $u_c = u'_c - u_o$. A feszültség Park-vektorok $\bar{u} = (2/3)(u_a + \bar{a}u_b + \bar{a}^2u_c) = \bar{u}' = (2/3)(u'_a + \bar{a}u'_b + \bar{a}^2u'_c)$ megegyeznek, mivel a vektorok képzésekor kiesik az u_o zérussorrendű komponens. Pl.: $k = I$ -nél az 5.VII. táblázat szerint az a fázis a P, a b és c fázis az N sinre csatlakozik és így $u'_a = U_e/2$, $u'_b = u'_c = -U_e/2$, $u_o = -U_e/6$, $u_a = (2/3)U_e$, $u_b = u_c = -(1/3)U_e$, $\bar{u} = (2/3)U_e$. Az \bar{u} vektorból a vetületszabálytal a csillagponttól mérhető, zérussorrendet nem tartalmazó fázisfeszültségek adódnak ki: $\text{Re}(\bar{u}) = u_a$, $\text{Re}(\bar{a}^2\bar{u}) = u_b$, $\text{Re}(\bar{a}\bar{u}) = u_c$. A motor viselkedését az u_a , u_b , u_c fázisfeszültségek, ill az \bar{u} feszültségvektor (5.68.b. ábra) szabja meg.

5.VII. táblázat ($U = 2/3U_e$).

k	I	II	III	IV	V	VI	VIIIP	VIIIN
a fázis	1	1	0	0	0	1	1	0
b fázis	0	1	1	1	0	0	1	0
c fázis	0	0	0	1	1	1	1	0
\bar{u}_k	U	$Ue^{j\pi/3}$	$Ue^{j2\pi/3}$	-U	$Ue^{j4\pi/3}$	$Ue^{j5\pi/3}$	0	0

Az ISZM vezérlés a 8 db \bar{u}_k közül, nagyfrekvenciás kapcsolatással, választja ki a legmegfelelőbbet. Az 5.VII. táblázatból és az 5.68.b. feszültségvektor ábrából látható, hogy egy fázisban való (egyes) kapcsolással a szomszédos feszültségvektorok közötti átkapcsolások lehetségesek (a VIIIP a $k=II, IV, VI$ szomszédja, a VIIIN a $k=I, III, V$ szomszédja). Egyes kapcsolással lehet pl. I-ből II-be, VI-ba és VIIIN-be átkapcsolni. Ha távolabbi vezetési állapotokba akarunk átkapcsolni, akkor két vagy három fázisban kell egyszerre kapcsolni. Kettős kapcsolással lehet pl. I-ból III-be, V-be és VIIIP-be, hármas kapcsolással lehet pl. I-ból IV-be átkapcsolni. Lehetőleg kerülni kell a kettős és hármas kapcsolásokat, mivel ezek megnövelik a tranzisztorok átlagos kapcsolási frekvenciáját. Ha az 5.68.b. ábrának megfelelően \bar{u}_1 kapocsfeszültség alapharmonikus szükséges, akkor amíg \bar{u}_1 a k-adik szektorban van, addig \bar{u}_k és szomszédai közötti - megfelelő kitöltési idejű - kapcsolatok szükségesek. Eszerint elvileg csupa egyes kapcsolással megoldható a szinuszos ISZM. Megjegyezzük, hogy \bar{u}_1 amplitúdója korlátozott: $U_{1max} = (\sqrt{3}/2)U = U_e/\sqrt{3}$. Az ISZM áramszabályozók általában nem figyelik \bar{u}_1 szektorszámát és így ilyenkor nemcsak egyes kapcsolások fordulnak elő.

Kétfázisú üzemben a háromfázisú ISZM feszültséginverterből csak egy 4/4-es egyenáramú szaggatónak megfelelő rész, két hídág működik. A vezérelt két (ab, vagy bc, vagy ca) fázisnak megfelelő vonali feszültség, a $\sqrt{3}\bar{u}$ feszültségvektornak a megfelelő vonali tengelyre vett vetülete 3 értéket ($+U_e, -U_e, 0$) lehet fel. A kétfázisú üzem, az egyenáramú szaggatóhoz (4.3.1. fejezet) hasonlóan lehet bipoláris vagy unipoláris. A kétfázisú üzemet a négyszögmezős szinkrongép ISZM áramszabályozásának a vizsgálatakor (5.9.1. fejezet) tárgyalunk.

5.6.5. Vektoros ISZM áramszabályozás

A pólusmezőhöz szinkronozott irányítású áramvektor szabályozás nagy kapcsolási frekvenciával működő háromfázisú impulzus szélesség modulációs

(ISZM) feszültséginverteres táplálással valósítható meg. A kapocsfeszültség \bar{u}_1 alapharmonikusának ISZM változtatásával megvalósított áramvektor szabályozást vektoros ISZM áramszabályozásnak nevezik.

A vektoros ISZM áramszabályozások közül a közvetett ISZM áramszabályozások feltételezik, hogy az ISZM feszültséginverter rendelkezik olyan feszültségvezérelt ISZM vezérlővel, amellyel megszabható a motor alapharmonikus feszültségei (u_{a1}, u_{b1}, u_{c1} , ill. \bar{u}_1). Ha az ISZM vezérlő bemenője vektor (2 db Decartes, vagy polár koordináta), akkor vektoros ISZM vezérlőről, ha 3db skalár (a, b, c fázis komponensek), akkor háromfázisú ISZM modulátorról beszélünk. Létezik analóg és digitális ISZM modulátor, az analóg megoldásnál az ISZM modulátor végezi a folytonos/állásos jelátalakítást. Az egyfázisú analóg ISZM modulátor kapcsolása megegyezik az egyenáramú szaggató a 4.13. ábrán látható ellenütemű ISZM modulátorával, de a kimenetek most csak az adott fázis tranzisztor párait (T1-T2, vagy T3-T4, vagy T5-T6) vezérlik ellenütemben. A háromfázisú ISZM modulátor 3db egyfázisúból áll. Az egyfázisú digitális ISZM modulátor működését a 4.17. ábra szemlélteti. Az ISZM vezérlő átlagban $f_k = \text{const.}$ frekvenciával kapcsolja a tranzisztorokat.

A közvetlen ISZM áramszabályozások nem használnak ISZM vezérlőt, mivel ekkor közvetlenül az ISZM áramszabályozók vezérlik az ISZM feszültséginvertert. Pl. hiszterézis áramszabályozókat alkalmazva, közvetlenül ezek jelölik ki az inverter tranzisztorainak a kapcsolási állapotát. A hiszterézis ISZM áramszabályozó feladata a kiértékelés pillanatának a meghatározása és a kiértékelési eljárás végrehajtása. Létezik analóg és digitális megoldás, az analóg változatnál folytonosan, a digitális változatnál τ_i mintavételi időnkénti vizsgáljuk meg a kiértékelési pillanatot megszabó feltételt (l. a 4.3.3. fejezetet). Az analóg vektoros hiszterézis áramszabályozó állandó áramhiba területet (tolerancia területet) eredményez és az f_k kapcsolási frekvencia változik.

Annak ellenére, hogy egyre gyakoribbak a mikroprocesszoros digitális áramszabályozások, a következőkben általában analóg megoldásokat tételezünk fel, mivel a szabályozási elvek ezeknél vizsgálhatók egyszerűen.

A szinkrongépnél hengeres és visszahatás nélküli forgórészt ($L_d = L_q$ szinkron induktivitásokat és $L_d' = L_q' = L_d$ szubtranziens induktivitásokat) feltételezve tranzienekre is érvényesek az 5.49. ábra szerinti helyettesítő képek. A $\bar{u}_p = \Psi_p e^{j\alpha}$ pólusfluxus vektor irányához képest előírt θ_{pa} szögű és I_a amplitúdójú $\bar{i}_a = I_a e^{j(\alpha + \theta_{pa})}$ áramalapjel vektort az 5.69.a. ábra mutatja.

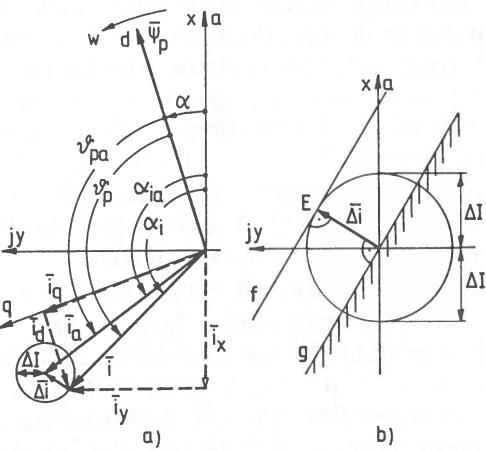
5.6.5.1. Vektoros hiszterézis közvetlen ISZM áramszabályozás

Vektoros hiszterézis ISZM áramszabályozásnál az áramvektor általában az áramalapjel vektor köré rajzolt tolerancia területen belül van. A tolerancia terület előírható álló és d-q koordinátarendszerben. Állóban körülakú tolerancia területnél az \bar{i} áramvektor úgy követi az \bar{i}_a áramalapjel vektort, hogy a

$$\overline{\Delta i} = \bar{i}_a - \bar{i}$$

(5.92)

áramhibajel vektor abszolútértéke minden pillanatban kisebb egy előírt értéknél: $|\overline{\Delta i}| \leq \Delta I$. Ez geometriailag azt jelenti, hogy az \bar{i} vektor az \bar{i}_a vektor végpontja köré rajzolt ΔI sugarú körből nem lép ki. Az 5.69.a. ábra az un. komparálási pillanatot szemlélteti, amikor $|\overline{\Delta i}| = \Delta I$. Az \bar{i}_a alapjel ugratásakor \bar{i} átmenetileg kiléphet a tolerancia körből.



5.69. ábra. Vektoros hiszterézises áramszabályozás körülözött tolerancia területtel.
a. Áramvektorok,
b. Áramhibavektor.

A vektoros hiszterézises ISZM áramszabályozó érzékeli a komparálási pillanatot, amikor a $\overline{\Delta i}$ vektor eléri a ΔI sugarú kör kerületi pontját (amikor $\Delta i_x^2 + \Delta i_y^2 = \Delta I^2$). Ezt követően kiértékelési eljárást hajt végre, amelyben kiválasztja a háromfázisú ISZM feszültséginverterrel megvalósítható 7 féle $\bar{u} = \bar{u}_k$ kapocsfeszültségből (5.68.b ábra) a beavatkozásra legmegfelelőbbet. E beavatkozás hatására az \bar{u} feszültségen olyan változás következik be, ami a $\overline{\Delta i}$ áramhibavektort vissza viszi a ΔI sugarú kör belsejébe.

Az 5.69.b. ábra a kinagyított $\overline{\Delta i}$ áramhibavektort mutatja az a. ábrával megegyező pillanatban. Látható, hogy a $\overline{\Delta i}$ áramhibavektor az E pontból akkor megy vissza a tolerancia körbe, ha a $\overline{\Delta i}$ áramhibavektor és a $\dot{\overline{\Delta i}} = d\overline{\Delta i} / dt$ áramhiba derivált vektor skalár szorzata $\overline{\Delta i} \cdot \dot{\overline{\Delta i}} = \Delta i_x \dot{\Delta i}_x + \Delta i_y \dot{\Delta i}_y = (2/3)(\Delta i_a \dot{\Delta i}_a + \Delta i_b \dot{\Delta i}_b + \Delta i_c \dot{\Delta i}_c)$ negatív. Ha $\overline{\Delta i} \cdot \dot{\overline{\Delta i}} = 0$ és $\dot{\overline{\Delta i}} \neq 0$, akkor $\overline{\Delta i}$ merőleges $\dot{\overline{\Delta i}}$ -re, azaz az E pontból az f érintő irányába mozdul el a $\overline{\Delta i}$. Ha $\overline{\Delta i} \cdot \dot{\overline{\Delta i}} < 0$, akkor $\overline{\Delta i}$ a tolerancia kör belsejébe, a g egyenes alatti félsíkba mutat (az origón átmenő g egyenes párhuzamos az f érintővel), azaz $\overline{\Delta i}$ az E pontból a

tolerancia kör belsejébe mozdul el. A $\overline{\Delta i}$ áramhiba sebesség vektor befolyásolható az $\bar{u} = \bar{u}_k$ feszültségevektorral. Ha minden kapcsolás után teljesül a $\overline{\Delta i} \cdot \dot{\overline{\Delta i}} < 0$ vektoros áramkonvergencia feltétel, akkor $|\overline{\Delta i}|$ nem lép ki a ΔI sávból, $\overline{\Delta i}$ a ΔI sugarú tolerancia körből.

A kiértékelés az alábbiak szerint megy végbe. Az 5.49.a. ábra egyszerűsített helyettesítő vázala alapján felirható

$$\bar{u} = R\bar{i} + L_d \dot{\overline{\Delta i}} / dt + \bar{u}_p \quad (5.93)$$

vektoros feszültségegyenletbe az áramvektor $\bar{i} = \bar{i}_a - \overline{\Delta i}$ összefüggését behelyettesítve az alábbi alak adódik:

$$\bar{u} = \bar{e} - L_d d\overline{\Delta i} / dt, \quad \bar{e} = R\bar{i} + L_d \dot{\overline{\Delta i}} / dt + \bar{u}_p. \quad (5.94.a,b)$$

A rendszerjellemző \bar{e} feszültségevektor az \bar{i} áramjel, az \bar{i}_a áramalapjel, a gépparaméterek és az \bar{u}_p pólusfeszültség ismeretében számítható. A pólusfeszültség

$$\bar{u}_p = d\bar{\Psi}_p / dt = j(d\alpha / dt)\Psi_p e^{j\alpha} = jw\Psi_p e^{j\alpha} = jw\bar{\Psi}_p \quad (5.95)$$

szerint határozható meg. Itt a Ψ_p pólusfluxus mint gépparaméter ismert, a forgórész w szögsebessége és α szögelfordulása pedig mérhető. A w és az α mennyiségeket az (5.89.a, b) mozgásegyenletek szerint az m motor nyomaték, az m_t terhelőnyomaték és a T_{in} névleges indítási idő szabja meg. Az m nyomaték a szabályozott \bar{i} áramtól függ:

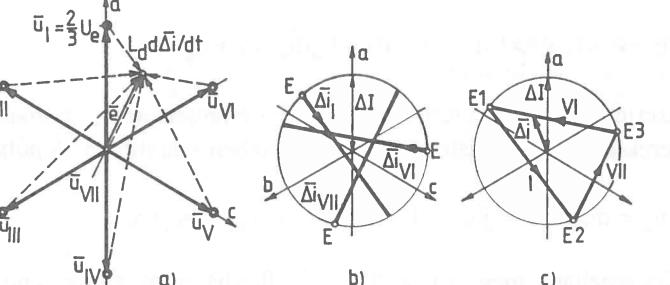
$$m = \Psi_p i_q = \Psi_p i \sin \theta_p. \quad (5.96)$$

A $d\overline{\Delta i} / dt = \dot{\overline{\Delta i}}$ -öt az (5.94.a) egyenletből kifejezve a vektoros áramkonvergencia feltétel:

$$\overline{\Delta i} \cdot \dot{\overline{\Delta i}} = \overline{\Delta i} \cdot (\bar{e} - \bar{u}) / L_d < 0. \quad (5.97)$$

Ebből következtethetünk arra, hogy a rendszer állapotát ($\overline{\Delta i}$ -t és \bar{e} -t) figyelembe véve melyik $\bar{u} = \bar{u}_k$ -t válasszuk (5.68.b. ábra, $k = I - VII$). Ezt az egyenlőtlenséget általában több \bar{u}_k is kielégíti. Ezekből azt célszerű kiválasztani, amelyikkel $\overline{\Delta i}$ kapcsolásonként a leghosszabb ideig tartózkodik a tolerancia körön belül, mert ekkor lesz a legkisebb az átlagos kapcsolási frekvencia. Az \bar{u}_k feszültségevektor kiválasztása függ attól, hogy a $\overline{\Delta i}$ hibavektor melyik pontban éri el a ΔI sugarú kört és függ a $\overline{\Delta i}$ deriváltat megszabó \bar{e} feszültségtől. Az 5.70.a.

ábrában a szaggatott vektorok egy komparálási pillanatban adott \bar{e} -hez és a 7 féle \bar{u}_k -hoz tartozó 7 féle $L_d \bar{d}\Delta i / dt = \bar{e} - \bar{u}$ vektort szemléltetik. A b. ábra a lehetséges Δi pályák jellegét mutatja 3 különböző E kiindulási pontból. Az E jelű pontok a komparálás, a kiértékelés és a beavatkozás pillanatát jelzik. Ezek egybeesnek, mivel pillanatszerű folyamatokat tételezünk fel. Δi sorszáma a kiválasztott \bar{u}_k sorszámára utal. A c. ábra az a. szerint felvett \bar{e} -hez tartozó állandósult üzembeli Δi pályát szemlélteti (a valóságban $\bar{e}(t)$ változása miatt ilyen állandósult állapot nincs). Ebből és a VII. táblázatból látható, hogy ha VII=VIIIP, akkor az E2-es, ha VII=VIIN, akkor az E3-as pontban kettős (két fázisban egyidejű) kapcsolás következik be. Ezt a fajta ISZM áramszabályozást az jellemzi, hogy a többségben lévő egyes (egyetlen fázisú) kapcsolások mellett kettős kapcsolások is vannak.



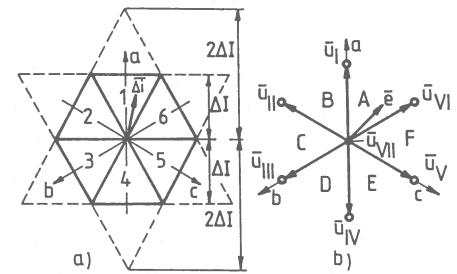
5.70. ábra. Vektoros hiszterézises áramszabályozás.
a. A hétféle $L_d d\Delta i / dt$, b. $\Delta i(t)$ görbék jellege, c. $\Delta i(t)$ "állandósult" üzemben.

Az 5.16.a. ábra mutatja a vektoros hiszterézises ISZM áramszabályozás blokkvázlatát. Az SZV egység meghatározza a komparálás pillanatát, elvégzi a kiértékelési eljárás és vezérli a tranzisztorok meghajtóköreit. A fenti bonyolult érzékelést és állapotfigyeléses kiértékelést kívánó vektoros hiszterézises ISZM áramszabályozás a gyakorlatban nem terjedt el.

5.6.5.2. Egyszerűsített vektoros hiszterézises közvetlen ISZM áramszabályozás

Álló koordinárendszerben a komparálás pillanatának a meghatározása, és a kiértékelési eljárás algoritmusára az alábbiak szerint egyszerűsíthető. A komparálás pillanata könnyebben meghatározható **hatszöggalakú tolerancia területnél**. Ekkor a Δi áramhibavektor határa a $2\Delta I$ átmérőjű kör helyett a $2\Delta I$ laptávolságú szabályos hatszög (5.71.a. ábra). A vektoros hiszterézises ISZM áramszabályozó most azt a pillanatot érzékeli, amikor a Δi hiba eléri a hatszög valamelyik oldalát (amikor $|\Delta i_a| = \Delta I$, vagy $|\Delta i_b| = \Delta I$, vagy $|\Delta i_c| = \Delta I$). Egyszerűsítve az előző pontbeli kiértékelési eljárást, az \bar{u} feszültségvektor kiválasztását most csak attól tesszük függővé, hogy a komparálás pillanatában a

Δi és az \bar{e} vektorok melyik 60° -os szektorban tartózkodnak. A Δi vektor szektorszáma (5.71.a. ábra) a $\Delta i_a = i_{aa} - i_a$, $\Delta i_b = i_{ba} - i_b$ és $\Delta i_c = i_{ca} - i_c$ fázisáram hibák előjeleiből, az \bar{e} vektor szektorszáma (5.71.b. ábra) az $e_A = e_b - e_c$, $e_B = e_c - e_a$ és $e_C = e_a - e_b$ vonali feszültség értékek előjeleiből állapítható meg. A szektorszámok ismeretében pl. az 5.VIII. táblázat alapján meghatározható a szükséges \bar{u}_k feszültségvektor sorszáma. A táblázat sorában az \bar{e} szektorát határoló három \bar{u}_k vektor sorszáma szerepel. Az így kiválasztott feszültségvektor nem minden esetben biztosítja azt, hogy a Δi áramhibavektor nem lép ki a $2\Delta I$ laptávolságú hatszögből. Ez egyben azt jelenti, hogy a fázisáramok hibáinak $|\Delta i_a|$, $|\Delta i_b|$ és $|\Delta i_c|$ abszolútértékei semmikor sem haladják meg a ΔI értéket. Ebben az esetben is nagyrészt egyes típusúak a kapcsolások, de vannak kettős típusúak is.



5.71. ábra. Egyszerűsített vektoros hiszterézises áramszabályozás.
a. Hatszöggalakú tolerancia terület és Δi szektorai, b. Az \bar{e} vektor szektorai.

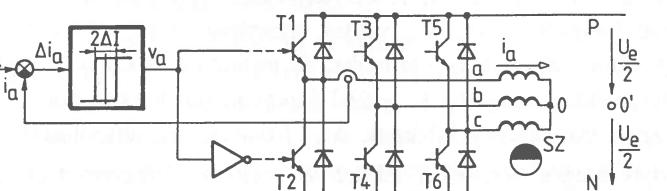
Az egyszerűsített vektoros hiszterézises ISZM áramszabályozás blokkvázlatát is az 5.16.a. ábra mutatja. A gyakorlatban szokás az állapotfigyelést (Δi és \bar{e} figyelést) az 5.VIII táblázatnál nagyobb méretű táblázatokkal (pl. 60° -os \bar{e} szektorok helyett 30° -os \bar{e} szektorokkal) is megvalósítani.

5. VIII. táblázat

\bar{e} szektorai	Δi szektora					
	1	2	3	4	5	6
A	I	I	VII	VII	VI	VI
B	I	II	II	VII	VII	I
C	II	II	III	III	VII	VII
D	VII	III	III	IV	IV	VII
E	VII	VII	IV	IV	V	V
F	VI	VII	VII	V	V	VI

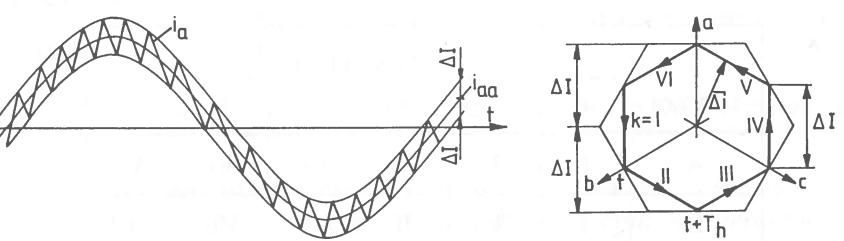
5.6.5.3. Fázisonkénti hiszterézises közvetlen ISZM áramszabályozás

Az 5.72. ábra mutatja a legegyszerűbb megoldást a fázisonkénti áram kétpontszabályozásról. Részletesen csak az a fázist rajzoltuk fel, mivel a b és c fázisok kapcsolása hasonló. Amikor $\Delta i_a > \Delta I$, akkor az a fázist a P pozitív irányra, amikor $\Delta i_a < -\Delta I$, akkor az N negatív irányra kapcsoljuk. Ha a motor 0



5.72. ábra. Fázisonkénti áram kétpontszabályozás megoldása.

csillagpontja össze lenne kötve az egyenáramú kör 0' középpontjával, akkor e kapcsolatok eredményeként az i_a áram állandósult állapotban a $\pm\Delta I$ sávon belül követné az i_{aa} alapjelet (5.73. ábra). A valóságban a motor csillagpontja nincs kivezetve és így a három fázisáram nem független ($i_a + i_b + i_c = 0$). Ez azt eredményezi, hogy a három egyfázisú hiszterézises ISZM áramszabályozókör sem független egymástól. Emiatt nem garantálható, hogy minden pillanatban a $\pm\Delta I$ sávon belül legyen. Bebizonyítható, hogy a fázisáramokban maximálisan $\pm 2\Delta I$ hiba keletkezhet. Ezzel a megoldással a Δi áramhibavektor - az 5.71.a. ábrának megfelelően - általában a $2\Delta I$ lapátvolságú szabályos hatszögön belül marad, de bizonyos esetekben a szaggatottan rajzolt szabályos háromszögekbe is kiléphet. Ilyenkor általában csak egyes típusú kapcsolások fordulnak elő.



5.73. ábra. Fázisáram időfüggvénye
kétpontszabályozásnál.

Ez a fázisonkénti hiszterézises ISZM áramszabályozás olyan egyszerű vektoros hiszterézises ISZM áramszabályozásnak is felfogható, amelyik a rendszer állapotából csak azt figyeli, hogy a Δi áramhibavektor melyik szektorban éri el a fenti hatszög oldalát.

5.74. ábra. Jellegzetes áramhiba
pálya határciklusban.

Az 5.6.5.2. pontbeli vektoros ISZM áramszabályozás e fázisonkénti megoldás adaptív változatának is tekinthető. Az adaptivitás abban nyilvánul meg, hogy ugyanazt a Δi határt (hatszög oldalt) elérve a beavatkozás - a VIII. táblázat szerint - a rendszer állapotára jellemző \bar{u} feszültségtől függően változik.

Valamennyi hiszterézises áramszabályozásos módszer kellemetlen tulajdonsága a változó f_k kapcsolási frekvencia. Most is alkalmazható a 4.31. ábrán bemutatott megoldás, amikor a hiszterézises áramszabályozók fölött rendelünk egy kapcsolási frekvencia szabályozót, amelyik a ΔI -t változtatja.

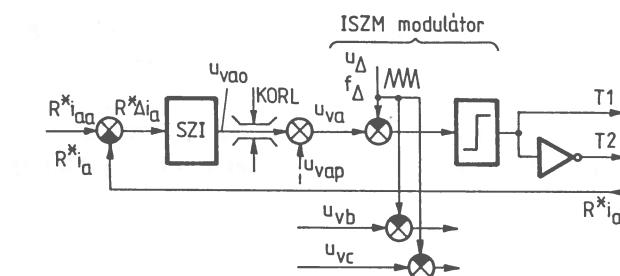
Fázisonkénti áram kétpontszabályozásnál kis fordulatszámon, $\bar{u}_p \approx 0$ körül határciklus alakulhat ki, amikor a 6db nullától különböző feszültségek vektor $6T_h$ idővel periódikusan ismétlődik (5.74. ábra). Az ábrában $k=I, II, \dots VI$ az aktuális $\bar{u} = \bar{u}_k$ vektor sorszáma. Az $\bar{u}_p \approx 0$, $R \approx 0$ és $d\bar{u}/dt = -d\Delta i/dt$ közelítéssel $\bar{u} \approx L_d d\bar{i}/dt \approx -L_d d\Delta i/dt$, amiből a határciklus frekvenciája:

$$f_h = 1/T_h = (di/dt)/\Delta I = (2/3)U_e/(L_d \Delta I). \quad (5.98)$$

A tranzisztorok kapcsolási frekvenciája ilyenkor $f_k = f_h/6$.

5.6.5.4. ISZM modulátoros áramszabályozás

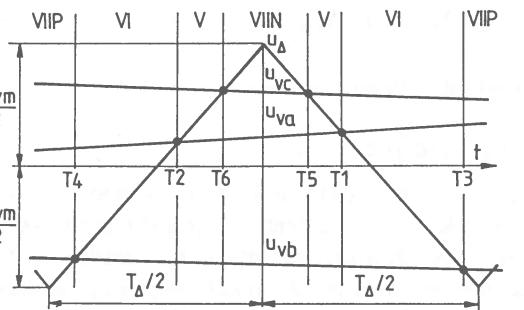
E közvetett áramszabályozának több változata lehetséges attól függően, hogy hol vannak az áramszabályozók (5.6.2. fejezet). A gyakorlatban kétféle megoldás terjedt el. Az egyik az 5.63. ábra szerinti megoldás, amikor a 2 db áramszabályozó d-q koordinátarendszerben van. A másik szokásos megoldás blokkvázlatát az 5.75. ábra mutatja. Ekkor 3db, fázisonkénti áramszabályozót alkalmaznak. E fejezetben csak az utóbbit foglalkozunk részletesen.



5.75. ábra. ISZM modulátoros fázisonkénti áramszabályozás megoldása.

Analog megoldásnál az SZI áramszabályozók (5.75. ábra) folytonosak. Az inverter feszültség állapotainak a kiválasztását (a folytonos/állásos jelátalakítást) az SZI-t követő háromfázisú ISZM modulátor végzi az u_{va} , u_{vb} , u_{vc} vezérlőjelek alapján kb. állandó $f_k = f_\Delta$ kapcsolási frekvenciával (f_Δ az u_Δ háromszögel frekvenciája). A háromfázisú ISZM modulátor 3 db modulátorból áll, de a

modulátorok u_Δ háromszögjele közös. A modulátorok korlátos jelztartománya miatt a vezérlőjeleket korlátozni kell. Részletesen most is csak az a fázist rajzoltuk fel. Egyenlőre legyen $u_{vap} = 0$. A fázisáramok f_1 alapharmonikus frekvenciája a szervo igényeknek megfelelően tág határok között változik. Ha a kapcsolási frekvencia $f_k > f_{l\max}$, akkor az áramszabályozó kör követési tulajdonságait alapvetően az SZI áramszabályozó szabja meg, mivel ekkor az ISZM modulátoros feszültséginverter jó közelítéssel folytonos működésű arányos elemek tekinthető. A pl. PI típusú SZI szabályozót úgy kell megvalósítani, hogy a motor teljes f_1 frekvencia tartományában megfelelő tulajdonságokkal rendelkezzen. Ehhez rendszerint adaptív szabályozóra van szükség. Az 5.76. ábrában az u_Δ háromszöggel $T_\Delta = 1/f_\Delta$ idejű periódusa alatti kapcsolásokat mutatjuk be, megadva a komparálási pillanatokban bekapsoló tranzisztorok jelét és az \bar{u}_k feszültségvektor sorszámát. Általában egyes típusúak a kapcsolások (kivétel, ha két vezérlőfeszültség és a háromszöggel egy pontban metszi egymást).



5.76. ábra. Kapcsolások a háromszöggel egy periódusa alatt.

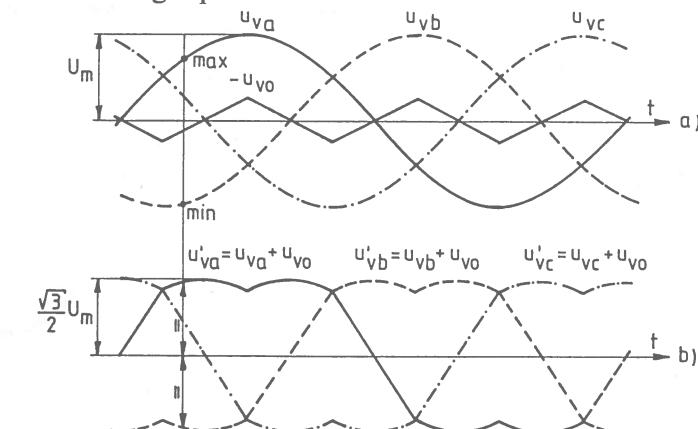
Az áramalapjelek és az áramjelek nem tartalmaznak zérussorrendű komponenst, így $i_{aa} + i_{ba} + i_{ca} = 0$, $i_a + i_b + i_c = 0$ és $\Delta i_a + \Delta i_b + \Delta i_c = 0$. Ha az SZI áramszabályozók lineáris tartományban működnék, akkor az előbbiekből $u_{va} + u_{vb} + u_{vc} = 0$ következne, azaz ilyenkor elegendő lenne 2db áramszabályozó. Ha a KORL korlátozó megszólal, akkor $u_{va} + u_{vb} + u_{vc} \neq 0$, és ezért 3db független áramszabályozó szükséges a három fázisban. Pl. a b fázis PI típusú áramszabályozóját a lineáris tartományban az alábbi egyenlet írja le:

$$u_{vb} = K_{sz}R^*\Delta i_b + (1/T_{sz}) \int R^* \Delta i_b dt. \quad (5.99)$$

Itt R^* az áramérzékelő átviteli tényezője, K_{sz} az arányossági együttható, T_{sz} az integrálási időállandó. Ha $f_k > 20f_{l\max}$, akkor az ISZM modulátor és az inverter egyes fázisai $A_u = U_e / U_{vm}$ átviteli tényezőjű arányos taggal közelíthetők (U_{vm} a háromszöggel amplitúdója az 5.76. ábra szerint). Ilyenkor az egyenfeszültség 0° középpontjától (5.68.a. ábra) mért fázisfeszültségek u'_{a1} , u'_{b1} , u'_{c1} alapharmonikusai - az u'_a , u'_b , u'_c pillanatértékek T_Δ -ra számított középtéréi -

arányosan követik a vezérlőfeszültségeket, pl.: $u'_{b1} = A_u u_{vb}$. Az 0°-től és a motor 0° csillagpontjától mért alapharmonikusok megegyeznek egymással: $u'_{a1} = u_{a1}$, $u'_{b1} = u_{b1}$, $u'_{c1} = u_{c1}$. A lineáris tartományban a maximális vezérlőfeszültség $U_{vm}/2$, a maximális fázisfeszültség alapharmonikus $U_e/2$ (pl. amikor $u_{vb} = U_{vm}/2$, akkor $u_{b1} = U_e/2$), így a maximális alapharmonikus feszültségamplitúdó $U_{l\max} = U_e/2$.

Az inverter kihasználása növelhető zérussorrendű vezérlőjel hozzáadásával. Ekkor a zérussorrend mentes u_{va} , u_{vb} , u_{vc} feszültségek helyett $u'_{va} = u_{va} + u_{vo}$, $u'_{vb} = u_{vb} + u_{vo}$, $u'_{vc} = u_{vc} + u_{vo}$ feszültségekkel vezéreljük az ISZM modulátorokat. Ez nem zavarja a működést, mivel a motor u_a , u_b , u_c fázisfeszültségeiben nem jelenik meg a zérussorrendű összetevő a kivezetetlen csillagpont miatt (5.68.a. ábra). Ha $u_{vo} = -[\max(u_{va}, u_{vb}, u_{vc}) + \min(u_{va}, u_{vb}, u_{vc})]/2$, akkor szimmetrikus vezérlőjeleket kapunk: $\max(u'_{va}, u'_{vb}, u'_{vc}) = -\min(u'_{va}, u'_{vb}, u'_{vc})$. Az 5.77. ábra szinuszos u_{va} , u_{vb} , u_{vc} mellett szemlélteti a viszonyokat. Az $u_{vo} = 0$ -val $U_{l\max} = U_e/2$, a fenti u_{vo} -val $U_{l\max} = (2/\sqrt{3})U_e/2 \approx 1,15U_e/2$ alapharmonikus feszültségamplitúdó érhető el.



5.77. ábra. a) Zérussorrend mentes vezérlőjelek. b) Zérussorrenddel módosított vezérlőjelek.

Szinkrongépnél az \bar{u}_p pólusfeszültség az áramszabályozásnál hasonló problémát okoz mint egyenáramú gépnél az u_b belső feszültség (4.3.2. fejezet). Emiatt szinkrongépnél is szokás, a 4.24. árához hasonlóan, a pólusfeszültségről kompenzálgó visszacsatolást alkalmazni. Hengeres ($L_d = L_q$) gépet feltételezve az alapharmonikus feszültségegyenletek ($\bar{u}_{p1} \approx \bar{u}_p$):

$$\bar{u}_1 = R_i \bar{i}_1 + L_d \frac{di_1}{dt} + \bar{u}_p, \quad u_{a1} = R_{ia1} + L_d \frac{di_{a1}}{dt} + u_{pa}. \quad (5.100.a,b)$$

A b és c fázis feszültségegyenlete az a-éhoz hasonló. Az a fázis egyenletét A_u -val elosztva az a fázis vezérlőfeszültségének az egyenletét kapjuk:

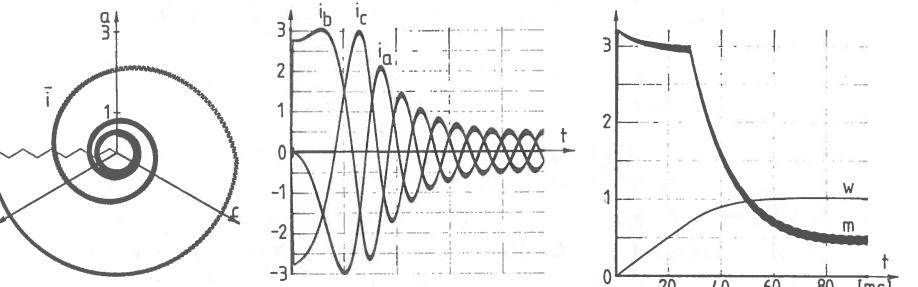
$$u_{va} = u_{a1} / A_u = (R_{a1} + L_d d u_{a1} / dt) / A_u + u_{pa} / A_u = u_{vao} + u_{vap}. \quad (5.101)$$

Ha az a fázisban az 5.75. ábrában szaggatottan berajzolt módon kompenzálunk u_{vap} -vel (a b és c fázisban hasonlóan), akkor az SZI szabályozó az u_{vao} jelnek megfelelően egy passzív $R - L_d$ kört lát maga előtt. A kompenzációhoz szükséges fázis pólusfeszültségek az alábbi egyenletekből számíthatók a Ψ_p gépparaméter, a w szögsebesség és az α szögfelfordulás ismeretében:

$$\begin{aligned} \bar{\Psi}_p &= \Psi_p e^{j\alpha}, \quad \bar{u}_p = d\bar{\Psi}_p / dt = jw\Psi_p e^{j\alpha}, \\ u_{pa} &= \operatorname{Re}(\bar{u}_p) = -w\Psi_p \sin \alpha, \quad u_{pb} = \operatorname{Re}(\bar{u}_p e^{-j120^\circ}) = -w\Psi_p \sin(\alpha - 120^\circ), \\ u_{pc} &= \operatorname{Re}(\bar{u}_p e^{-j240^\circ}) = -w\Psi_p \sin(\alpha - 240^\circ). \end{aligned} \quad (5.102.a-d)$$

Ha nem kompenzálunk a pólusfeszültségekkel, akkor az áramszabályozás - a fázis pólusfeszültségek f_1 frekvenciás változása miatt - még állandósult állapotban is jelentős hibával működik.

Az elmondottak értelemszerűen alkalmazhatók az 5.63. ábra szerinti ISZM modulátoros áramszabályozásra is, a kompenzáló visszacsatlást ott d-q koordinátarendszerben oldottuk meg a szaggatottan berajzolt rész szerint.



5.78. ábra. Fordulatszám szabályozott indítás.

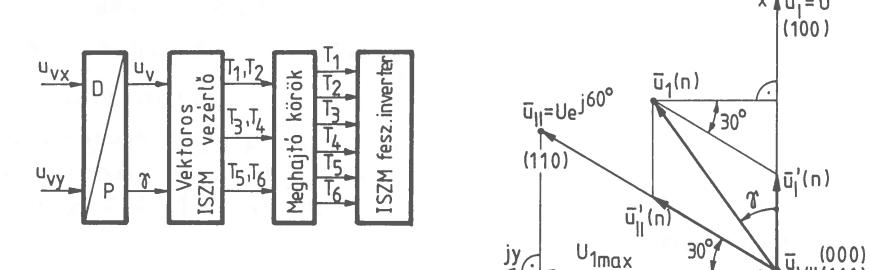
Az 5.78. ábra névleges szögsebességre való fordulatszám szabályozott indítás számítógépes szimulációjának az eredményeit mutatja relatívegységekben. Gépparaméterek: $\Psi_p = 1$, $L_d = 0,2$, $R = 0,02$, $W_n = 100\pi$ / s, $T_{in} = 0,1$ s, terhelés: $m_t = 0,5$, közbulcsókori egyenfeszültség: $U_e = 3$. Áramszabályozás: fázisonkénti ISZM modulátoros, kapcsolási frekvencia $f_k = 3$ kHz, áramkorlát $I_{max} = 3$. Feltételeztük, hogy a d tengely a $t=0$ pillanatban az a tengely irányába mutat. Megállapítható, hogy kb. 40ms a felfutás ideje. Látható, hogy az áram és a nyomaték lüktetése a kis kapcsolási frekvencia ellenére is elfogadható.

5.6.5.5. Áramszabályozás vektoros ISZM vezérlővel

Ez közvetett, általában mintavételes áramszabályozás, amelyben a vezérlőfeszültség \bar{u}_v Park-vektora működteti a vektoros ISZM vezérlőt. Célszerűen akkor alkalmazható, ha az áramszabályozás d-q vagy x-y koordinátarendszerben van. Pl. alkalmazható az 5.63. ábra szerinti áramszabályozó körben, de a blokkvázlat megfelelő része ilyenkor az 5.79. ábra szerint módosul. A vektoros ISZM vezérlő az alábbi szerint működik.

A vezérlőfeszültségekből képzett Park-vektor

$$\bar{u}_v = (2/3)(u_{va} + \bar{a}u_{vb} + \bar{a}^2u_{vc}) = u_{vx} + ju_{vy} = u_v e^{j\gamma} \quad (5.103)$$



5.79. ábra. Vektoros ISZM vezérlő beiktatása 5.80. ábra. Az $\bar{u}_1(n)$ feszültség előállítása a B a blokkvázlatból.

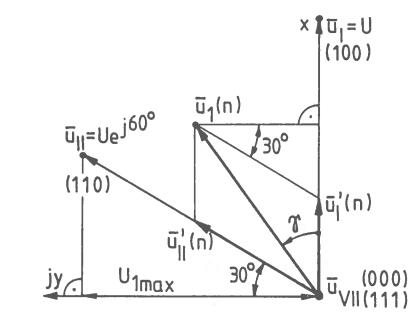
arányos az \bar{u}_1 alapharmonikus feszültséggel, ha elég nagy a kapcsolási frekvencia. Az n. mintavételi ciklusban $\bar{u}_v(n)$ -nel

$$\bar{u}_1(n) = K_u \bar{u}_v(n) = K_u u_v(n) e^{j\gamma(n)} \quad (5.104)$$

feszültségektort írunk elő (K_u a vektoros ISZM vezérlő és az inverter erősítési tényezője). Az $\bar{u}_1(n)$ vektor a szomszédos 3db \bar{u}_k feszültségek vektor megfelelő időbeli kapcsolgatásával állítható elő. Ha az $\bar{u}_1(n) = u_1(n) e^{j\gamma(n)}$ vektor pl. a B szektorba (5.71.b. ábra) mutat, akkor $\bar{u}_I = (2/3)U_e = U$, $\bar{u}_{II} = U e^{j60^\circ}$ és $\bar{u}_{VII} = 0$ a 3db szomszédos vektor (5.80. ábra). Ekkor $\bar{u}_1(n)$ e három vektor idővel súlyozott súlypontjaként számítható:

$$\bar{u}_1(n) = \alpha_I(n)\bar{u}_I + \alpha_{II}(n)\bar{u}_{II} + \alpha_{VII}(n)\bar{u}_{VII} = \bar{u}'_I(n) + \bar{u}'_{II}(n). \quad (5.105)$$

Itt az $\alpha_I(n) = \tau_I(n) / \tau$, $\alpha_{II}(n) = \tau_{II}(n) / \tau$, $\alpha_{VII}(n) = \tau_{VII}(n) / \tau$ relatív idők a súlyzótényezők, $\bar{u}'_I(n) = \alpha_I(n)\bar{u}_I$, $\bar{u}'_{II}(n) = \alpha_{II}(n)\bar{u}_{II}$. A $\tau_I(n) + \tau_{II}(n) + \tau_{VII}(n) = \tau = \text{const.}$ a mintavételi idő. Az 5.80. ábrából geometriailag belátható, hogy



$$u'_{II}(n) = \alpha_{II}(n)U = (2/\sqrt{3})u_1(n)\sin\gamma(n), \quad (5.106.a,b)$$

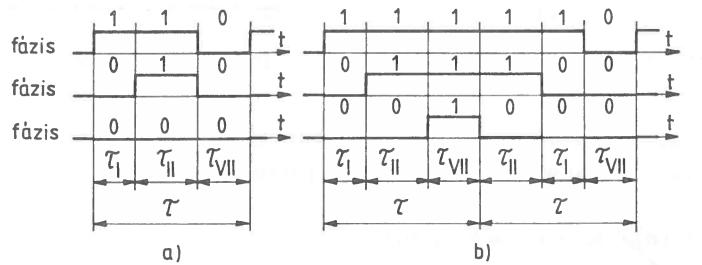
$$u'_I(n) = \alpha_I(n)U = u_1(n)\cos\gamma(n) - u'_{II}(n)/2 = (2/\sqrt{3})u_1(n)\sin[60^\circ - \gamma(n)].$$

Ezekből a relatív kapcsolási időtartamok kifejezhetők:

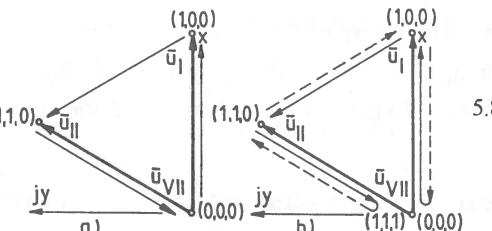
$$\alpha_{II}(n) = \sqrt{3}[u_1(n)/U_e]\sin\gamma(n), \quad \alpha_I(n) = \sqrt{3}[u_1(n)/U_e]\sin[60^\circ - \gamma(n)],$$

$$\alpha_{VII}(n) = 1 - \alpha_I(n) - \alpha_{II}(n) = 1 - \sqrt{3}[u_1(n)/U_e]\sin[60^\circ + \gamma(n)]. \quad (5.107.a,b,c)$$

Az előírt $\bar{u}_1(n)$ amplitúdóval arányos az $\alpha_I(n)$ és az $\alpha_{II}(n)$, és a $\gamma(n)$ szögtől függ az $\alpha_I(n)/\alpha_{II}(n)$ hányados. Ha $\gamma(n)=0$, akkor $\alpha_{II}(n)=0$ és $\alpha_I(n)=(3/2)u_1(n)/U_e$, ha $\gamma(n)=60^\circ$, akkor $\alpha_I(n)=0$ és $\alpha_{II}(n)=(3/2)u_1(n)/U_e$, ha $\gamma(n)=30^\circ$, akkor $\alpha_I(n)=\alpha_{II}(n)=(\sqrt{3}/2)u_1(n)/U_e$. Az utóbbi esetben $\alpha_I(n)=\alpha_{II}(n)$ maximálisan $1/2$ lehet, ekkor $u_1(n)=U_e/\sqrt{3}$. Eszerint ezzel a módszerrel is $U_{max} = U_e/\sqrt{3} = (2/\sqrt{3})U_e/2 \approx 1,15U_e/2$ alapharmonikus feszültségamplitúdó érhető el. Ha az egyenfeszültség nem állandó, akkor U_e -t is mérni kell és ilyenkor a fenti képletekben $U_e(n)$ szerepel. A kapcsolási időtartamok számítása a többi szektorban is hasonló.



5.81. ábra. Kapcsolási stratégiák.
a) Csak két fazis kapcsol, b) Mindegyik fazis kapcsol.



5.82. ábra. Kapcsolások a feszültségevektorok között. a) Csak két fazis kapcsol, b) Mindegyik fazis kapcsol.

Többféle kapcsolási stratégia lehetséges. Az 5.81. ábra kétféle megoldást mutat feltételezve, hogy $\bar{u}_1(n)$ a B szektorba mutat. Az a. ábra szerinti egyszerű megoldásban csak az a és b fazisok kapcsolnak, a c nem kapcsol. Ilyenkor egy

taktus alatt 2db egyes és 1db kettes kapcsolás van. A b. ábra szerinti megoldásban minden fázis kapcsol, de ekkor csak két taktusonként ismétlődik a kapcsolási folyamat. Ilyenkor taktusonként 3db egyes kapcsolás van. Az átlagos kapcsolási frekvenciát így a τ mintavételi idő mellett a kapcsolási stratégia is befolyásolja. A feszültségvektorok közötti kapcsolási irányokat, a fenti kétféle megoldásra az 5.82. ábra szemlélteti. A b. ábrában a folytonos nyilak a páratlan, a szaggatottak a páros taktusokra vonatkoznak.

A vektoros ISZM vezérlővel mintavételi taktusonként olyan sok számítást kell elvégezni, hogy kizárolag mikroprocesszoros megvalósítás lehetséges.

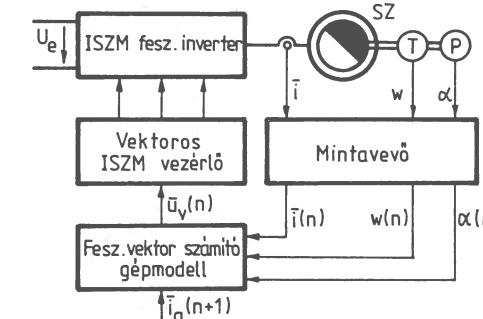
5.6.5.6. Előreszámított vektoros áramszabályozás

Ez közvetett mintavételeles áramszabályozás vektoros ISZM vezérlővel (5.83. ábra). A gépmodell kiszámítja azt az ideális $\bar{u}_1(n)$ alapharmonikus feszültségevektort, amelyet a motorra kapcsolva az n. mintavételi ciklus végén az $\bar{i}_1(n+1)$ áramvektor megegyezik az $\bar{i}_{la}(n+1)$ áramalapjel vektorral. A legegyszerűbb gépmodell az (5.93) differenciálegyenletből adódó

$$\bar{u}_1(n) = R\bar{i}_1(n) + (L_d / \tau)[\bar{i}_{la}(n+1) - \bar{i}_1(n)] + \bar{u}_{pl}(n) \quad (5.108)$$

differenciaegyenletet használja (τ a mintavételi idő). A pólusfeszültség (5.95) alapján számítható:

$$\bar{u}_{pl}(n) = \bar{u}_p(n) = jw(n)\Psi_p e^{j\alpha(n)}. \quad (5.109)$$



5.83. ábra. Előreszámított vektoros áramszabályozás blokkvázlat.

Az $\bar{u}_1(n)$ vektor számításához az R , L_d és Ψ_p gépparaméterek, az $\bar{i}_1(n)$, $w(n)$ és $\alpha(n)$ mért jelek és az $\bar{i}_{la}(n+1)$ alapjel szükségesek. Az $\bar{i}_{la}(n+1)$ áramalapjel vektort a különböző, pl. fordulatszám szabályozókör írja elő.

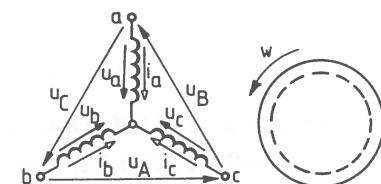
A $K_u \bar{u}_v(n) = \bar{u}_1(n) = u_1(n)e^{j\gamma(n)}$ ismeretében a vektoros ISZM vezérlő az előző pontban ismertetett módon határozza meg a kapcsolási állapotokat és időket.

6. Aszinkron motoros szervohajtás

Az aszinkron motoros szervohajtásokban háromfázisú, kalickás forgórészű aszinkron szervomotorokat alkalmaznak. A tekercselt állórész konstrukciója meggyező a háromfázisú szinkrongéppel (a 6.1. árában a gyakorlatnak megfelelően csillagkapcsolást tételezünk fel), a kalickás forgórész általában alumínium kiöntésű. Az aszinkron szervomotor sok jellemzőben eltér a hálózati üzemű sorozat aszinkron motortól. A forgórész 1/D viszonya a tehetetlenségi nyomaték csökkentése céljából nagy, a névleges frekvencia $f_{ln} \geq 50\text{Hz}$, a névleges feszültség a hálózati $3 \times 400\text{V}$ -nál kisebb, a gép a szokásosnál kevésbé telített. E motorok legfőbb előnye a robusztus, kefenélküli, egyszerű kivitel. Szinuszos térbeli gerjesztést és mezőt feltételezve a háromfázisú aszinkron gépre is érvényes a szinuszmézős szinkrongép (5.44.a) nyomatékképlete. Eszerint lüktetéseményes nyomatéket, állandósult állapotban, szinuszos szimmetrikus táplálással kapunk. Ekkor minden az állórészfluxus, minden az állórészaráam Park-vektor körforgó: $\bar{\Psi} = \bar{\Psi}_1 e^{jW_1 t}$, $\bar{i} = \bar{I}_1 e^{jW_1 t}$, így $m = Cp\bar{\Psi} \times \bar{i} = Cp\bar{\Psi}_1 \times \bar{I}_1 = M$. Itt $C = 3/2$, relatív egységek esetében $C = 1$, $W_1 = 2\pi f_1$ a tápfrekvenciával megszabott körfrekvencia. A szinuszosan táplált aszinkron motor szögsebessége állandósult állapotban

$$W = (W_1 / p)(1 - S) = (W_1 - W_r) / p, \quad (6.1)$$

amely folyamatosan változhat a W_1 körfrekvenciával (az f_1 frekvenciával) és az $S = (W_1 - pW) / W_1$ szlippen; a $W_r = W_1 - pW = SW_1$ forgószkori (rotorköri) körfrekvenciával. Szervohajtásokban kizárolag az f_1 frekvenciaváltoztatást alkalmazzák.



6.1. ábra. Kalickás aszinkron motor elvi felépítése.

A következőkben az aszinkron szervomotorról feltételezzük, hogy a pólusok száma $2p=2$, így a mechanikai és a villamos szögek megegyezők. Továbbá elhanyagoljuk a vasveszteséget és állandó paraméterekkel számolunk.

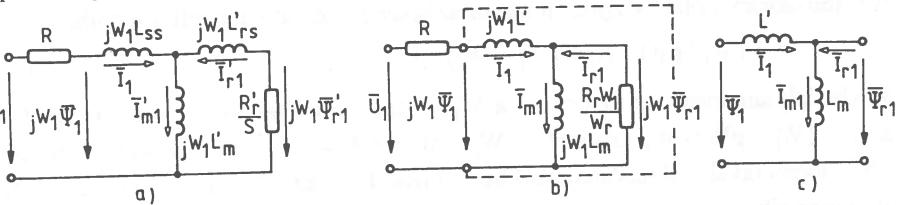
Az aszinkron motoros szervohajtások tárgyalása előtt összefoglaljuk az aszinkron gépek ideális, szinuszos változó frekvenciájú táplálási módjait. Összehasonlítjuk az üzemi tulajdonságokat a nyomatékképzés alapján.

6.1. Aszinkron gép frekvenciaváltós üzeme

Állandósult állapotot vizsgálunk és a gyakorlatnak megfelelően az alábbi négyféle táplálással foglalkozunk (1 index az alapharmonikusra, r a rotorra utal):

- a.) Feszültséggenerátoros táplálás: $U_1 / f_1 = \text{const.}$
 b.) Fluxusgenerátoros táplálás: $\Psi_1 = \text{const.}$
 c.) Fluxusgenerátoros táplálás $\Psi_{r1} = \text{const.}$
 Ψ_1 az állórészfluxus, Ψ_{r1} a forgórészfluxus amplitúdója.
 d.) Áramgenerátoros táplálás: $I_1 = \text{const.}$

Az aszinkron motor alapharmonikusokra érvényes helyettesítő vázlatai mutatják a 6.2.a., b., c. ábrák. R az állóréssellenállás, L_{ss} az állórész szórási induktivitás, R'_r a rotorellenállás, L'_{rs} a rotor szórási induktivitás, L'_m a főmező induktivitás. Az a. ábra a szokásos helyettesítő képet, a b. az a $= L'_m / (L'_m + L_{rs}) < 1$ redukálási áttétellel módosítottat mutatja. Az utóbbiban a fogórészszámú szórási induktivitás zérus, az állórészszámú az L' tranzisz induktivitás és a forgórész fluxusvektora és áramvektora $\bar{\Psi}_1 = \bar{\Psi}_{r1}$, $\bar{I}_1 = \bar{I}'_1 / a$ szerint módosul az a. ábrabeli mennyiségekhez képest ($R_r = a^2 R'_r$). A két helyettesítő kép egyenértékű, a következőkben a 6.2.b.-vel dolgozunk. Frekvenciaváltós aszinkron motornál az S szlip helyett a W_r forgórészszámú körfrekvenciával célszerű számolni, így $R_r / S = R_r W_r / W_r$. A 6.2.c. ábra a fluxusokra érvényes helyettesítő kép.



6.2. ábra. Aszinkron motor helyettesítő vázlatai.
 a., b. Feszültségekre, c. Fluxusokra.

6.1.1. Feszültséggenerátoros táplálás

Ekkor adott f_1 frekvencián állandó az U_1 feszültség amplitúdó és a terhelés függvényében változik az \bar{I}_1 állórészáram, a $\bar{\Psi}_1$ állórészfluxus és a $\bar{\Psi}_{r1}$ forgórész fluxus vektor. Ilyen táplálásnál lényeges szerepe van az R állóréssellenállásnak.

A 6.2.b. helyettesítő vázlatban szaggatottan bekeretezett rész feszültségegyenlete összefüggést teremt az $\bar{\Psi}_1$ fluxus és az \bar{I}_1 áram között:

$$jW_1\bar{\Psi}_1 = jW_1L'\bar{I}_1 + [jW_1L_m(R_rW_r/W_r)/(jW_1L_m + R_rW_r/W_r)]\bar{I}_1, \quad (6.2)$$

$$\bar{\Psi}_1 = \bar{l}\bar{I}_1, \quad \bar{l} = L(1 + jW_rT_r)/(1 + jW_rT_{r0}). \quad (6.3. a, b)$$

Itt \bar{l} a W_r fogórészszámú körfrekvenciától függő állórész operátoros induktivitás, $L = L' + L_m$ a teljes állórész induktivitás, $T_{r0} = L_m / R_r$ a fogórészszámú üresjárási időállandó, $T_r' = L'_r / R_r$ a fogórészszámú tranzisz időállandó. $L'_r = L'L_m / L$ a fogórészszámú tranzisz induktivitás és $T_r' = (L'/L)T_{r0}$. A teljes körre felírt

$$\bar{U}_1 = R\bar{I}_1 + jW_1\bar{\Psi}_1 = R\bar{I}_1 + jW_1\bar{l}\bar{I}_1 \quad (6.4)$$

feszültségegyenletből az állórészáram kifejezhető:

$$\bar{I}_1 = \frac{\bar{U}_1}{R + jW_1\bar{l}} = \frac{1 + jW_rT_{r0}}{1 - W_1W_rT_0T_r' + j(W_rT_{r0} + W_1T_0)} \frac{\bar{U}_1}{R} \quad (6.5)$$

($T_0 = L / R$ az állórészszámú üresjárási időállandó). Az aszinkron gép a kapcsokról nézve $R + jW_1\bar{l}(W_r)$ impedanciával helyettesíthető, amely minden W_1 , minden W_r körfrekvenciáról függ. A (6.3.a, b és 6.5) kifejezések alapján a $\bar{\Psi}_1$ állórészfluxus is felírható \bar{U}_1 -gel:

$$\bar{\Psi}_1 = \frac{1 + jW_rT_r'}{1 - W_1W_rT_0T_r' + j(W_rT_{r0} + W_1T_0)} T_0 \bar{U}_1. \quad (6.6)$$

$\bar{U}_1 = \text{const.}$ és $W_1 = \text{const.}$ mellett a (6.5) és (6.6) összefüggés W_r -re nézve lineáris törtfüggvény, így W_r -t változtatva \bar{I}_1 és $\bar{\Psi}_1$ végpontja kört ír le, \bar{I}_1 helygörbéje az áram kördiagram. minden W_1 körfrekvenciához más \bar{I}_1 és $\bar{\Psi}_1$ kördiagram tartozik. \bar{I}_1 és a $\bar{\Psi}_1$ ismeretében a nyomaték

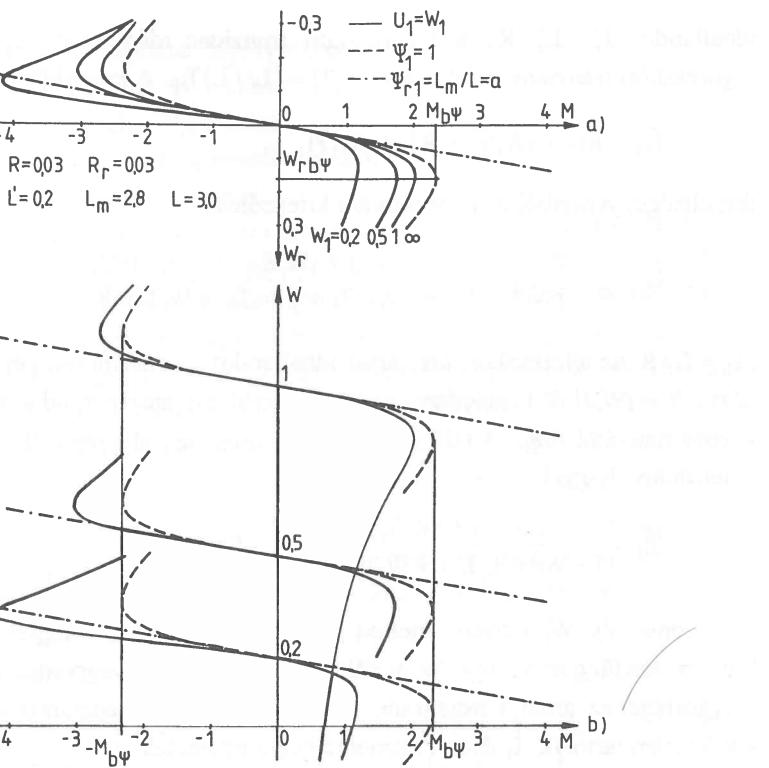
$$M = C\bar{\Psi}_1 \times \bar{I}_1 = C\Psi_1 I_1 \sin \vartheta_1 \quad (6.7)$$

szerint számítható ($\vartheta_1 = \arcl \bar{I}_1 - \arcc \bar{\Psi}_1 = \arctg(W_rT_{r0}) - \arctg(W_rT_r')$). A W szögsebességet W_r és W_1 határozza meg:

$$W = W_1 - W_r. \quad (6.8)$$

A fentiek alapján relativitáségekben felrajzoltuk a különböző f_1 frekvenciához és a frekvenciával arányos $U_1 = (U_{ln} / W_{ln})W_1$ feszültségezhez tartozó $W_r(M)$ és $W(M)$ jelleggörbék (6.3. ábra folytonos vonalú görbék). Ha az állóréssellenállás $R = 0$ lenne, akkor az $U_1 / W_1 = \text{const.}$ egyben $\Psi_1 = \text{const.}$ –t jelentene és ilyenkor a szaggatott görbénél megfelelően W_1 -től független lenne a $W_r(M)$ jelleggörbe. Ugyanakkor az \bar{I}_1 és a $\bar{\Psi}_1$ kördiagram is független lenne W_1 -től.

A $W(M)$ görbékből látható, hogy szervohajtáshoz nem használható az $U_1 / f_1 = \text{const.}$ feszültséggenerátoros táplálás, mivel kis frekvencián kicsi a motoros üzemű nyomaték.



6.3. ábra. a. $W_r(M)$ jelleggörbék, b. $W(M)$ mechanikai jelleggörbék.

6.1.2. Állandó állórészfluxusú táplálás

Ekkor a Ψ_1 állórészfluxus amplitúdó fluxusszabályozás következtében állandó, azaz az $|\bar{U}_1 - R\bar{I}_1| = W_1\Psi_1$ indukáltfeszültség amplitúdó az f_1 frekvenciával arányos. Az \bar{I}_1 állórészáram és a $\bar{\Psi}_1$ forgórészfluxus a terheléstől, az \bar{U}_1 kapocsfeszültség a frekvenciától és a terheléstől függően változik.

Az állórész áramvektor (6.3)-ból közvetlenül számítható:

$$\bar{I}_1 = \frac{\bar{\Psi}_1}{\ell} = \frac{1 + jW_r T_{r0} \bar{\Psi}_1}{1 + jW_r T_r' L}. \quad (6.9)$$

$\bar{I}_1(W_r)$ képe olyan kör, amelynek a $W_r = 0$ -hoz és a $W_r = \infty$ -hez tartozó $\bar{\Psi}_1/L$ és $\bar{\Psi}_1/L'$ áramai átmérői pontok ($L T_r' / T_{r0} = L L'_r / L_m = L'$). A nyomatéka a (6.7, 6.9) képletekből az alábbi összefüggés vezethető le:

$$M = 2M_{b\psi} / (W_r / W_{rb\psi} + W_{rb\psi} / W_r). \quad (6.10)$$

A maximális, billenő nyomatékú pontban (6.7) szerint az \bar{I}_1 áram $\bar{\Psi}_1$ -re merőleges komponensének maximuma van. E maximum helye a (6.9) képlet alapján $W_r T_r' = 1$ -nél van és értéke az $\bar{I}_1(W_r)$ kör $(\bar{\Psi}_1/L' - \bar{\Psi}_1/L)/2$ sugara. Ezeket figyelembevéve a motoros billenőpontban

$$W_r = W_{rb\psi} = 1 / T_r' = R_r / L_r', \quad (6.11)$$

$$M = M_{b\psi} = C\Psi_1 \frac{\Psi_1 / L' - \Psi_1 / L}{2} = C\Psi_1^2 \frac{L_m}{2LL'}. \quad (6.12)$$

Mint látható \bar{I}_1 és M állandó $\bar{\Psi}_1$ mellett csak a W_r forgórészsköri körfrekvenciától függ, az f_1 tápfrekvenciától mindenkorral független. Állandó $\bar{\Psi}_1$ -hez a 6.2.a helyettesítő ábrából

$$\bar{U}_1 = R\bar{I}_1 + jW_1\bar{\Psi}_1 \quad (6.13)$$

szerint W_1 -től és a terheléstől (\bar{I}_1 -től) függő kapocsfeszültség szükséges. Nagy frekvencián az $R\bar{I}_1$ tag elhanyagolható és U_1 közelítőleg arányos a frekvenciával ($U_1 / f_1 = \text{const.}$). Kis frekvencián az $R\bar{I}_1$ tag következtében motoros üzemben az arányosnál nagyobb, generátorosban az arányosnál kisebb U_1 feszültségre van szükség.

Relatívegységekben, pl. $\Psi_1 = 1$, $L = 3$, $L' = 0.2$, $L_m = 2.8$, $R_r = 0.03$ adatokkal számolva:

$$W_{rb\psi} = (R_r / L_r') W_{ln} = [R_r / (L' L_m / L)] W_{ln} = [0.03 / (0.2 \cdot 2.8 / 3)] 314 / s \approx 50.5 / s, \\ f_{rb\psi} = W_{rb\psi} / 2\pi \approx 8 \text{ Hz},$$

$$M_{b\psi} = \Psi_1^2 L_m / (2LL') = 1^2 \cdot 2.8 / (2 \cdot 3 \cdot 0.2) \approx 2.33 \approx 3M_n.$$

$$\text{A névleges pontban: } f_{ln} = 50 \text{ Hz, } f_m = S_n f_{ln} \approx R_r f_{ln} = 0.03 \cdot 50 = 1.5 \text{ Hz, } M_n = \Psi_{ln} I_{ln} \sin \theta_{ln} \approx 1 \cdot 1 \cdot 0.8 = 0.8.$$

A fentiek alapján rajzoltuk fel a 6.3. ábrában a különböző f_1 frekvenciájú, állandó $\bar{\Psi}_1$ fluxusú $W_r(M)$ és $W(M)$ jelleggörbékét (szaggatott vonalú görbék). A $W(M)$ görbék az f_1 frekvenciával a W tengely irányában párhuzamosan eltolhatók. Ez a hajtás már kis frekvencián is névlegesen terhelhető, de $M = M_{b\psi}$ -nél bekövetkezik a billenés.

A $W(M)$ mechanikai jelleggörbék billenő tulajdonsága miatt igényes szervohajtáshoz az állandó állórészfluxusú táplálást nem használják.

6.1.3. Állandó forgórészfluxusú táplálás

Ekkor a Ψ_{rl} forgórészfluxus amplitúdó fluxusszabályozás következtében állandó, azaz az $|\bar{U}_1 - R\bar{I}_1 - jW_1 L' \bar{I}_1| = W_1 \Psi_{rl}$ feszültség amplitúdó az f_1

frekvenciával arányos. Az \bar{I}_1 állórészaráram és a $\bar{\Psi}_1$ állórészfluxus a terheléstől, az \bar{U}_1 kapocsfeszültség a frekvenciától és a terheléstől függően változik.

Az \bar{I}_1 állórészaráram az \bar{I}_{rl} forgórészarámból és az \bar{I}_{ml} mágnesezőáramból tevődik össze. Az $\bar{I}_{rl} = -\bar{I}_{l\beta}$ forgórészaráram és az $\bar{I}_{ml} = \bar{I}_{l\alpha}$ mágnesezőáram a 6.2.b. ábra alapján számítható:

$$\bar{I}_{rl} = -jW_1\bar{\Psi}_{rl}/(R_r W_1 / W_r) = -j\bar{\Psi}_{rl}W_r / R_r = -\bar{I}_{l\beta}, \quad (6.14.a)$$

$$\bar{I}_{ml} = jW_1\bar{\Psi}_{rl}/(jW_1L_m) = \bar{\Psi}_{rl} / L_m = \bar{I}_{l\alpha}. \quad (6.14.b)$$

Az állórészaráram a csomóponti törvényből kiadódik:

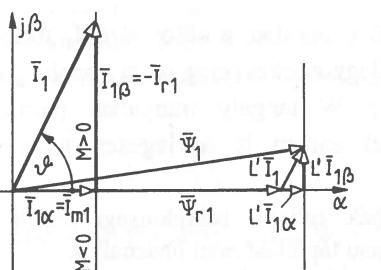
$$\bar{I}_1 = \bar{I}_{ml} - \bar{I}_{rl} = (1 + jW_r T_{r0})(\bar{\Psi}_{rl} / L_m) = \bar{I}_{l\alpha} + \bar{I}_{l\beta}. \quad (6.15)$$

Eszerint az \bar{I}_1 áramvektor $\bar{\Psi}_{rl}$ irányú $\bar{I}_{l\alpha} = \bar{I}_{ml}$ és arra merőleges $\bar{I}_{l\beta} = -\bar{I}_{rl}$ összetevőből áll. A forgórészfluxushoz a 6.4. ábra szerint rögzített $\alpha - \beta$ koordinátarendszerben (un. mező koordinátarendszerben) $\bar{\Psi}_{rl} = \Psi_{rl}$, $\bar{I}_{l\alpha} = I_{l\alpha}$, $\bar{I}_{l\beta} = jI_{l\beta}$, $\bar{I}_1 = I_{l\alpha} + j\bar{I}_{l\beta}$. A $\bar{\Psi}_{rl}$ és \bar{I}_1 közötti θ nyomatékszöggel $I_{l\alpha} = I_1 \cos \theta$, $I_{l\beta} = I_1 \sin \theta$, $\tan \theta = I_{l\beta} / I_{l\alpha} = W_r T_{r0}$. A $\Psi_{rl} = \text{const.}$ következtében az \bar{I}_1 áram $I_{l\alpha}$ mágnesező összetevője állandó, az $I_{l\beta}$ nyomatékképző összetevője arányos W_r -rel:

$$I_{l\alpha} = I_1 \cos \theta = \Psi_{rl} / L_m = \text{const.} \quad (6.16.a)$$

$$I_{l\beta} = I_1 \sin \theta = \Psi_{rl} W_r / R_r. \quad (6.16.b)$$

Így az \bar{I}_1 áramvektor végpontja W_r függvényében egyenesen mozog (6.4. ábra).



6.4. ábra. Alapharmonikus vektorábra
mező koordinátarendszerben.

A nyomatékképlet többféle alakban írható fel:

$$M = C\bar{\Psi}_1 \times \bar{I}_1 = C\bar{\Psi}_{rl} \times \bar{I}_1 = -C\bar{\Psi}_{rl} \times \bar{I}_{rl}, \quad (6.17.a)$$

$$M = C\Psi_{rl}I_{rl}, \quad M = C\Psi_{rl}^2W_r / R_r, \quad (6.17.b,c)$$

$$M = C\Psi_{rl}I_1 \sin \theta, \quad M = CL_m I_1^2 \sin \theta \cos \theta. \quad (6.17.d,e)$$

A (6.17.a) kifejezésben felhasználtuk, hogy $\bar{\Psi}_1 = \bar{\Psi}_{rl} + L' \bar{I}_1$, $L' \bar{I}_1 \times \bar{I}_1 = 0$, $\bar{I}_1 = \bar{I}_{ml} - \bar{I}_{rl}$, $\bar{\Psi}_{rl} \times \bar{I}_{ml} = 0$. A (6.17.b) és (6.17.d) képletek hasonlóak a hengeres forgórészű szinkrongép nyomaték képleteihez (5.71), de a Ψ_{rl} pólusfluxus szerepével a Ψ_{rl} fogórészfluxus veszi át. A (6.17.c) összefüggésből látható, hogy a nyomaték arányos a $W_r = W_1 - W$ forgórészki körfrekvenciával. A (6.17.e)-ből az következik, hogy adott I_1 -nél $\theta = 45^\circ$ -nál kapjuk a maximális nyomatékot, de ezt megváltoztatja a vasveszteség. A (6.8., 6.17.c) összefüggésekkel felírható a $M(W)$ mechanikai jelleggörbe:

$$W = W_1 - (1/C)(R_r / \Psi_{rl})M. \quad (6.18)$$

Tehát ilyenkor a mechanikai jelleggörbe az egyenáramú motoréhoz (4.5.b) hasonlóan lineáris. A $\Psi_{rl} = \text{const.}$ fluxusú üzem $W_r(M)$ és $W(M)$ jelleggörbét, az utóbbit különböző f_1 frekvenciákra, a 6.3. ábra pontvonalú görbái mutatják.

A lineáris $W(M)$ jelleggörbék lehetővé teszik a szervo igényekből adódó $M_{\max} \approx 5M_n$ maximális nyomaték elérését, de ehhez $I_{l\beta \max} = I_{rl \max} = 5I_m$ forgórészaráram szükséges $\Psi_{rl} = \Psi_m$ mellett. **A szinkron gépes szervohajtásoknál a gyakorlatban ezt az állandó forgórészfluxusú üzemet alkalmazzák.**

A $\Psi_{rl} = \text{const.}$ üzemben ügyelni kell arra, hogy a gép állórésze betelítődhet, mivel nagy áramknál Ψ_1 jóval nagyobb lehet Ψ_{rl} -nél. Emiatt a következőkben a $\bar{\Psi}_1$ fluxust és az \bar{U}_1 kapocsfeszültséget vizsgáljuk. Az állórészfluxus a 6.2.c. ábra, valamint a (6.15) és a $T'_r = (L'/L)T_{r0}$ összefüggés segítségével számítható:

$$\bar{\Psi}_1 = \bar{\Psi}_{rl} + L' \bar{I}_1 = (1 + jW_r T'_r)(L / L_m) \bar{\Psi}_{rl}. \quad (6.19)$$

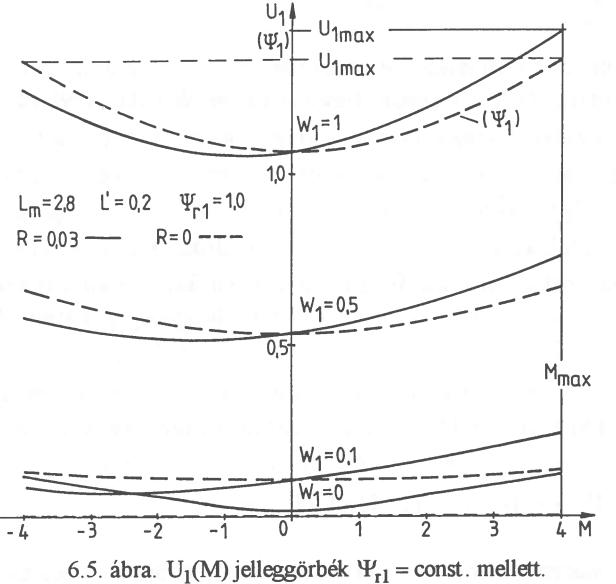
Mező koordinátarendszerben $\bar{\Psi}_1$ valós összetevője állandó, a képzetes összetevője W_r -rel (a nyomatékkal) arányos (6.4. ábra). A $\Psi_{rl} = \text{const.}$ -hoz az f_1 frekvenciától és az M nyomatéktól függő U_1 kapocsfeszültség szükséges. A 6.2.b. ábrának megfelelően

$$\bar{U}_1 = R\bar{I}_1 + jW_1 L' \bar{I}_1 + jW_1 \bar{\Psi}_{rl}. \quad (6.20.a)$$

\bar{I}_1 (6.15) képletét behelyettesítve \bar{U}_1 kiszámítható Ψ_{rl} , W_1 és M (ill. W_r) függvényében:

$$\bar{U}_1 = \left[\left(\frac{R}{L_m} - \frac{W_1 L' W_r}{R_r} \right) + j \left(W_1 + \frac{R W_r}{R_r} - \frac{W_1 L'}{L_m} \right) \right] \bar{\Psi}_{rl}. \quad (6.20.b)$$

Néhány $W_1 = \text{const.}$ -hoz tartozó $U_1(M)$ görbület mutat, relatívegységekben, a 6.5. ábra. Az állórészellenállás elhanyagolásakor ($R=0$) U_1 arányos W_1 -gyel, kis frekvencián az R ellenállás jelentősen módosítja a kapocsfeszültséget. A legnagyobb frekvenciájú és legnagyobb nyomatékú motoros pont szabja meg a szükséges $U_{1\max}$ feszültséget. Az $R=0$ -val számolt $U_1(M)$ görbék közül a $W_1=1$ -es a $\bar{\Psi}_1(M)$ görbület is megadja, mivel $R=0$ -nál $U_1 = W_1 \bar{\Psi}_1$. A $\bar{\Psi}_1$ állórészfluxus $\bar{\Psi}_{rl} = \text{const.}$ mellett csak M -től (W_r -től) függ, W_1 -től és R -től független. Az $M=0$ nyomatékú ($W_r = 0$) üresjárásban (6.19)-ből $\bar{\Psi}_1 = (L/L_m) \bar{\Psi}_{rl}$ adódik. Az $M_{\max} = 4$ nyomatékú pontban $\bar{\Psi}_1$ kb. 25%-kal nagyobb mint üresjárásban. Az aszinkron szervomotor tervezésekor erre a telítődés szempontjából tekintettel kell lenni.



6.5. ábra. $U_1(M)$ jelleggörbék $\bar{\Psi}_{rl} = \text{const.}$ mellett.

6.1.4. Áramgenerátoros táplálás

Ekkor az I_1 állórészáram amplitúdó áramszabályozás következtében állandó. A $\bar{\Psi}_1$ állórészfluxus és a $\bar{\Psi}_{rl}$ forgórészfluxus a terheléstől, az \bar{U}_1 kapocsfeszültség a frekvenciától és a terheléstől függően változik.

Az állórész fluxusvektor a (6.3) kifejezés szerint

$$\bar{\Psi}_1 = \bar{I} \bar{I}_1 = \frac{1 + j W_r T'_r}{1 + j W_r T_{r0}} L \bar{I}_1. \quad (6.21)$$

A $\bar{\Psi}_1(W_r)$ vektor végpontja olyan kört ír le, amelynek átmérős pontjai a $W_r = 0$ -hoz és a $W_r = \infty$ -hez tartozó $L \bar{I}_1$ és $L' \bar{I}_1$ fluxusok. Ügyelni kell arra, hogy $W_r = 0$ közelében a gép már kis I_1 árammal is betelítődhet. A nyomatéakra a (6.7, 6.21) képletekből az alábbi összefüggés vezethető le:

$$M = 2M_{bi} / (W_r / W_{rbi} + W_{rbi} / W_r). \quad (6.22)$$

A maximális, billenő nyomatékú pontban (6.7)-nek megfelelően a $\bar{\Psi}_1$ fluxus \bar{I}_1 -re merőleges összetevőjének maximuma van. E maximum helye a (6.21) képlet alapján $W_r T_{r0} = 1$ -nél van és értéke a $\bar{\Psi}_1(W_r)$ kör $(L \bar{I}_1 - L' \bar{I}_1)/2$ sugara. Ezeket figyelembevéve a motoros billenőpontban

$$W_r = W_{rbi} = 1 / T_{r0} = R_r / L_m, \quad (6.23)$$

$$M = M_{bi} = C I_1 \frac{L \bar{I}_1 - L' \bar{I}_1}{2} = C I_1^2 \frac{L_m}{2}. \quad (6.24)$$

$\bar{\Psi}_1$ és M állandó \bar{I}_1 -nél csak a W_r forgórészkiöri körfrekvenciától függ. A kapocsfeszültség (6.13) képletében állandó áram esetén az $R \bar{I}_1$ tag állandó, a $j W_1 \bar{\Psi}_1$ tag frekvencia és terhelésfüggő. A fogórészfluxus a 6.2.c. ábra alapján számítható: $\bar{\Psi}_{rl} = \bar{\Psi}_1 - L \bar{I}_1$.

Relatívegységekben a 6.1.2. pontbeli adatokkal számolva:

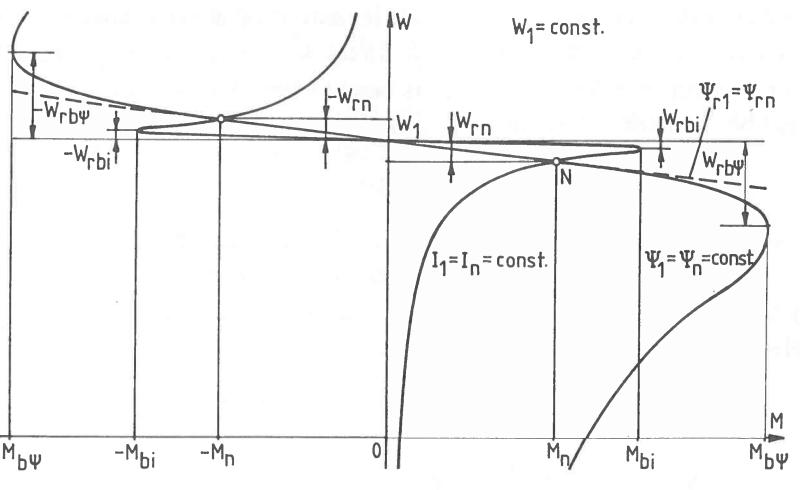
$$W_{rbi} = (R_r / L_m) W_{ln} = (0.03 / 2.8) 314 / s \approx 3.36 / s, f_{rbi} = W_{rbi} / 2\pi \approx 0.54 \text{ Hz},$$

és pl. $I_1 = 1$ -nél $M_{bi} = I_1^2 L_m / 2 = 1^2 \cdot 2.8 / 2 = 1.4 \approx 1.75 M_n$.

A névleges pontban: $f_{ln} = 50 \text{ Hz}$, $f_m \approx 1.5 \text{ Hz}$, $M_n = 0.8$.

A 6.6. árában összehasonlíthatás céljából együtt ábrázoltuk az állandó áramú $I_1 = I_n$, az állandó állórészfluxusú $\bar{\Psi}_1 = \Psi_n$ és az állandó forgórészfluxusú $\bar{\Psi}_{rl} = \Psi_m$ üzemek $W(M)$ jelleggörbét egy adott $W_1 = \text{const.}$ körfrekvenciára. Valamennyi görbe átmegy a $W_r = W_m$ és $M = M_n$ névleges terhelésű N ponton. A $W_1 = 2\pi f_1$ körfrekvenciát változtatva a mechanikai görbék a W tengely irányában párhuzamosan eltolódnak. Gépparaméterektől függ, hogy az M_{by} és az M_{bi} billenőnyomatékok közül melyik a nagyobb. Látható, hogy az N pontban az $f_1 = \text{const.}$ frekvenciájú fluxusgenerátorról (feszültséggenerátorról) táplált aszinkron motor stabilis, az áramgenerátorról táplált labilis ($M_t = \text{const.}$ terhelés mellett). Ez nem okoz gondot mivel az áramszabályozást alarendelik pl. nyomaték vagy fordulatszám szabályozásnak.

Az állandó áramú és frekvenciájú áramgenerátoros táplálást, a $W(M)$ görbék billenő tulajdonsága miatt, szervohajtásokban nem alkalmazzák. Széleskörűen alkalmazzák viszont a mezőorientált szabályozásnál az állandó fogórészfluxust és a kívánt nyomatéket biztosító áramszabályozásokat.



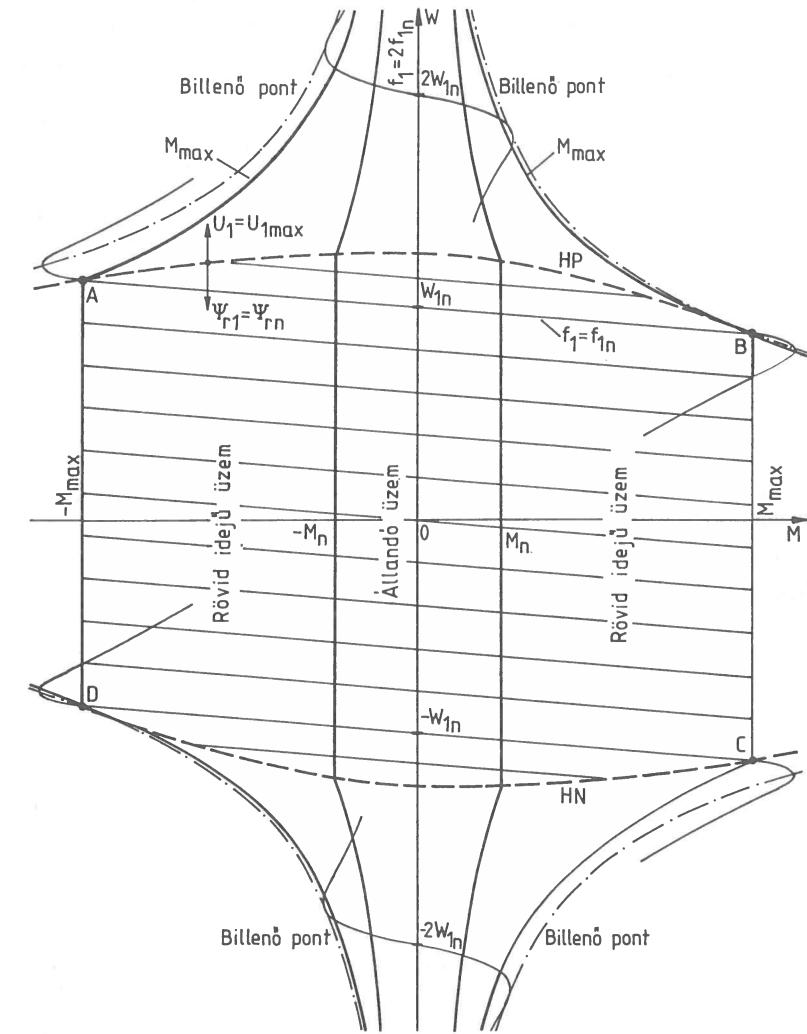
6.6. ábra. $W(M)$ mechanikai jelleggörbék $W_1 = \text{const.}$ mellett

6.2. Mezőgyengítéses üzem, terhelhetőségi határok

Akármilyen a táplálás, adott frekvencia fölött nem növelhető tovább az U_1 kapocsfeszültség, mert a motort tápláló inverter nem képes több feszültségre és a $P_{\text{vas}} = k_{\ddot{o}} \Psi_1^2 f_1^2 + k_h \Psi_1^2 f_1 \approx c_{\ddot{o}} U_1^2 + c_h U_1^2 / f_1$ állórész vasveszteség megengedhetetlen értékét érne el. Itt $k_{\ddot{o}}$ és $c_{\ddot{o}}$ az örvényáramú, k_h és c_h a hiszterézis veszteségre jellemző gépállandó.

Tételezzük fel, hogy az inverter $U_{1\max}$ feszültség kiadására képes. Ha a szabályozó feszültségigénye ennél nagyobb, akkor a hajtás automatikusan áttér az $U_1 = U_{1\max} = \text{const.}$ feszültségű üzemre. Ez mezőgyengítéses üzem, mivel a frekvenciát növelte az U_1 / W_1 viszony csökken. A mezőgyengítéses üzem vizsgálatához az állandó rotorfluxusú üzemből indulunk ki. Az $U_{1\max}$ ismeretében - a (6.20.b, 6.17.c) képletek alapján - kijelölhető a $W(M)$ síkon az a tartomány, amelyen belül $\Psi_{rl} = \Psi_m = \text{const.}$ értéken tartható a rotorfluxus. Ez a 6.7. ábrában a HP és HN jelű szaggatott görbék közötti terület. A 6.7. ábrát $R=0$ közelítéssel rajzoltuk fel (az egyéb paraméterek átlagosak). Az A, B, C, D pontokra, a 6.5. ábrának megfelelően, az $U_1 = U_{1\max}$, $W_1 = \pm W_{ln} = \pm 2\pi f_{ln}$, $\Psi_{rl} = \Psi_m$, $M = \pm M_{\max}$ értékek jellemzők. Ezek a legnagyobb frekvenciájú pontok, amelyeken a maximális $M = \pm M_{\max}$ nyomaték mellett még tartható a névleges rotorfluxus. Így az A, B, C, D pontokkal határolt négyzetbeljében a $\Psi_{rl} = \Psi_m$ rotorfluxusú lineáris $W(M)$ görbék érvényesek $\pm M_{\max}$ között. Az AB egyenes és a HP görbe, ill. a CD egyenes és a HN görbe közötti $\Psi_{rl} = \Psi_m$

rotorfluxusú görbék nem érik el a $\pm M_{max}$ nyomatéket, mert U_1 előbb eléri az U_{1max} -t. A HP görbe fölött, ill. a HN görbe alatt $\Psi_{rl} < \Psi_m$ mezőgyengítés jön létre és itt a maximális $U_1 = U_{1max} = \text{const.}$ feszültséggel célszerű üzemelni. Ebben a tartományban az f_1 frekvencia növelése fluxus csökkenéssel jár.



6.7. ábra. Terhelhetőségi határok

A mezőgyengítéses tartományban $U_1 = U_{1\max}$ mellett az $R\bar{I}_1$ ohmos feszültségesés elhanyagolható, így a (6.4) feszültségegyenletnek megfelelően az állórészfluxus

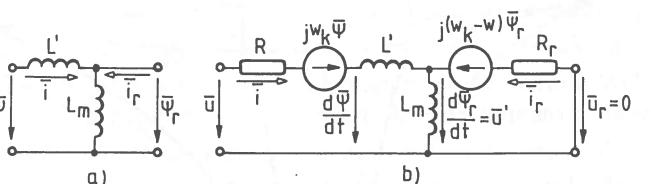
$$\bar{\Psi}_1 = \bar{U}_1 / (jW_1) \quad (6.25)$$

szerint a W_1 körfrekvenciával fordítva arányos. A motor mezőgyengítéses, állandó frekvenciájú $W(M)$ görbéi, az állandó állórészfluxusú üzemhez hasonlóan, billenő jellegűek $M_{b\psi}$ billenőnyomatékkal. A (6.12) összefüggésből látható, hogy az $M_{b\psi}$ billenőnyomaték Ψ_1^2 -tel arányos, így W_1 -t növelte $M_{b\psi} \sim (1/W_1^2)$ arányban rohamosan csökken. Ezt szemléltetik a 6.7. ábrában a billenőpontokat összekötő pontvonalú görbék. A mezőgyengítéses billenőnyomaték csökkenése erőteljesen korlátozza a hajtás terhelhetőségét az f_{ln} -nél nagyobb frekvenciákon.

A 6.7. ábrába bejelöltük a terhelhetőségi határokat. Külső hútést feltételezve az állandó rotorfluxusú tartományban, állandó üzemben $\pm M_n$ nyomaték engedhető meg. A mezőgyengítéses tartományban csökkenteni kell a terhelhetőséget pl. úgy, hogy a $P_{vn} = MW_r$ rotorköri tekercsveszteség $P_{vm} = M_n W_m$ névleges maradjon. Ez közelítőleg állandó $P_m = MW$ mechanikai teljesítménynek felel meg. A rövid idejű terhelhetőséget az állandó rotorfluxusú tartományban a (6.17.b) képletnek megfelelően az $I_{1\beta}$ áramkomponens $\pm I_{1\beta \max}$ értéke korlátozza. A mezőgyengítéses tartományban a csökkenő billenőnyomaték korlátozza a rövid idejű terhelhetőséget. Itt az f_1 frekvenciától függő áramkorláttal biztosítható, hogy a motor ne érje el a billenőpontot.

6.3. Mezőorientált szabályozás

Az állandó rotorfluxusú táplálást mezőorientált (rotorfluxushoz orientált) szabályozással valósítják meg.



6.8. ábra. Aszinkron motor Park-vektoros helyettesítő vázlatai.
a. Fluxusokra, b. Feszültségekre.

6.3.1. Mezőorientált szabályozás alapjai

A mezőorientált szabályozás vizsgálatához felírjuk a kalickás aszinkron gép Park-vektoros, pillanatértékekre érvényes, tranziens egyenleteit a 6.8. ábra alapján:

feszültségegyenletek:

$$\bar{u} = R\bar{i} + d\bar{\psi} / dt + jw_k \bar{\psi},$$

$$\bar{u}_r = R_r \bar{i}_r + d\bar{\psi}_r / dt + j(w_k - w) \bar{\psi}_r = 0,$$

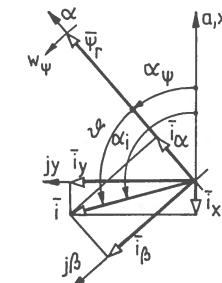
fluxusegyenletek:

$$\bar{\psi} = L\bar{i} + L_m(\bar{i} + \bar{i}_r), \quad (6.26.a,b)$$

$$\bar{\psi}_r = L_m(\bar{i} + \bar{i}_r). \quad (6.26.c,d)$$

Minden mennyiséget közös w_k szögsebességgel forgó koordinátarendszerben értelmezünk. A nem mérhető forgórészarámot a forgórész feszültségegyenletből kiküszöböljük a forgórész fluxusegyenletből adódó $\bar{i}_r = \bar{\psi}_r / L_m - \bar{i}$ helyettesítéssel:

$$\bar{u}_r = \bar{\psi}_r / T_{r0} - R_r \bar{i} + d\bar{\psi}_r / dt + j(w_k - w) \bar{\psi}_r = 0. \quad (6.26.e)$$



6.9. ábra. Az \bar{i} áramvektor álló x-y és mező α - β koordinátarendszerben.

Ha a $\bar{\psi}_r$ rotorfluxusvektor $w_\psi = d\alpha_\psi / dt$ szögsebességevel forgó $w_k = w_\psi$ szögsebességű koordinátarendszert választunk és a valós α tengelyt a 6.9. ábra szerint a $\bar{\psi}_r$ -hez rögzítjük, akkor $\bar{\psi}_r = \psi_r$, $\bar{i} = i_\alpha + j i_\beta = ie^{j\theta}$, $w_\psi - w = w_r$. Ebben a rotorfluxusvektorttal együtt forgó un. mező koordinátarendszerben a (6.26.e) egyenletet α valós és β képzetes részre felbontva:

$$\psi_r / T_{r0} - R_r i_\alpha + d\psi_r / dt = 0, \quad -R_r i_\beta + w_r \psi_r = 0. \quad (6.27.a, b)$$

Ezeket a ψ_r fluxus és a w_r szögsebesség szerint rendezve:

$$\psi_r + T_{r0} d\psi_r / dt = L_m i_\alpha, \quad w_r = (R_r / \psi_r) i_\beta. \quad (6.28.a, b)$$

(6.28.a.)-ból látható, hogy a rotorfluxusvektor ψ_r amplitúdója csak i_α -val változtatható, i_β nincs rá hatással. Az i_α változtatásakor ψ_r egytárolós jelleggel (T_{r0} időállandóval) késve követi az $L_m i_\alpha$ értéket a rövidrezárt forgórész fluxusváltozást csillapító hatása miatt. Így a ψ_r amplitúdó csak lassan változtatható, mivel a $T_{r0} = L_m / R_r$ rotorköri üresjárási időállandó több tized másodperc. Emiatt jó dinamikájú hajtásnál célszerű állandó értéken tartani a rotorfluxus ψ_r amplitúdját, ekkor $d\psi_r / dt = 0$ és $\psi_r = L_m i_\alpha = \text{const.}$

Mezőorientált szabályozásnál a rotorfluxus ψ_r amplitudóját (az i_α áramkomponenst) állandó értékre szabályozzák. E szabályozási feladatot nehezíti az, hogy a $\bar{\psi}_r$ rotorfluxusvektorhoz kötött mező koordinátarendszer a forgórészhez képest változó w_r -rel forog. Szinkrongépnél egyszerűbb a feladat, mert a $\bar{\psi}_p$ pólusfluxushoz kötött mező koordinátarendszer együtt forog a forgórésszel. A rotorfluxusvektor szögsebessége az állórészhez képest (6.28.b) felhasználásával:

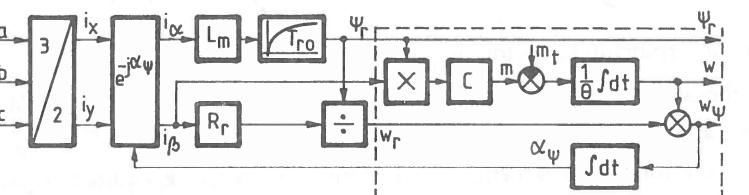
$$w_\psi = w + w_r = w + (R_r / \psi_r) i_\beta. \quad (6.29)$$

Állandósult állapotban $w_\psi = W_1$. A tranziens viselkedés teljes leírásához még az $m = C\bar{\psi} \times \bar{i} = C\bar{\psi}_r \times \bar{i}$ nyomatéképlet kifejtése és a mozgásengyenlet szükséges:

$$m = C\psi_r i_\beta = C\psi_r i \sin \theta, \quad m - m_t = \theta dw / dt. \quad (6.30, 6.31)$$

A nyomatékengyenletből látható, hogy $\psi_r = \text{const.}$ esetben a nyomaték i_β -val változtatható. A fenti egyenletek relatívegységekben is érvényesek $C \rightarrow 1$, $\theta \rightarrow T_{in}$ megfeleltetéssel.

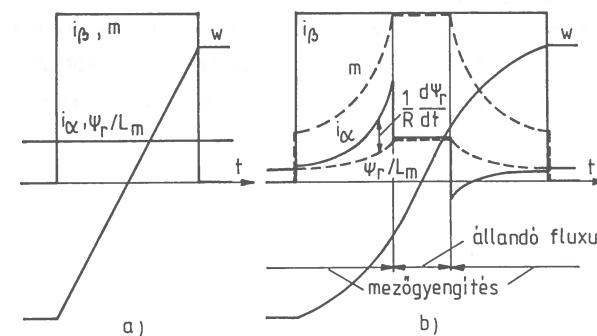
A mezőorientált szabályozás megvalósítható **áramgenerátorosan** és **feszültséggenerátorosan**.



6.10. ábra. Áramgenerátorosan táplált aszinkron motor blokkvázlatja.

Az áramgenerátorosan táplált aszinkron motor mező koordinátarendszerbeli blokkvázlatja a (6.28-6.31) egyenletek alapján felrajzolható (6.10. ábra). Az így kapott ábrát kiegészítettük az $i_a, i_b, i_c \rightarrow i_x, i_y \rightarrow i_\alpha, i_\beta$ transzformációs dobozokkal. Mezőorientált áramgenerátoros tápláláskor e blokkvázlatnak megfelelően olyan $\bar{i} = (2/3)(i_a + \bar{a}i_b + \bar{a}^2i_c)$ áramvektort eredményező i_a, i_b, i_c áramokkal kell az aszinkron motort táplálni, hogy az \bar{i} áramvektor $\bar{\psi}_r$ irányú összetevője (i_α) állandó legyen, a rá merőleges összetevő (i_β) pedig a nyomaték igényével legyen arányos. Eszerint az aszinkron motor áramvektor szabályozása mező koordinátarendszerben szétcsatolódik két független; i_α és i_β (rotorfluxus és nyomaték) szabályozókörre. Az így táplált aszinkron motor a kompenzált egyenáramú géphez hasonlóan viselkedik. Az i_α fluxusképző komponens a

gerjesztőáramnak (az állandómágnesnek), az i_β nyomatékképző komponens az armatúraáramnak felel meg és i_β ugyanúgy mint az egyenáramú gép armatúra árama csak a nyomatékot befolyásolja. Hangsúlyozni kell, hogy ez a szétszabás csak $\alpha - \beta$ rotorfluxus koordinátarendszerben áll fenn. A mezőorientált szabályozás kritikus pontja ennek a koordinátarendszernek a meghatározása. A mezőorientált hajtás bekapsolását a ψ_r rotorfluxus kialakításával (egyenáramú gépnél a gerjesztőáram bekapsolásával) kell kezdeni, és ezt a fluxust a hajtás kikapsolásig fenn kell tartani.



6.11. ábra. Reverzálás mezőorientált áramgenerátoros táplálással.
a. $\psi_r = \text{const.}$, b. $\psi_r \neq \text{const.}$

A 6.11. ábra mezőorientált idealizált áramgenerátoros táplálású aszinkron motor reverzálási folyamatát mutatja, a reverzálás idejére $i_\beta = \text{const.}$ nyomatékképző komponenst és $m_t = 0$ terhelést feltételezve. Az a. ábrában a rotorfluxus $\psi_r = \text{const.}$ és a reverzálás az egyenáramú géphez hasonlóan megvégbe. A b. ábra kb. 1/3 fluxusú mezőgyengítéses állapotú munkapontok közti reverzálást mutat. A mezőgyengítés alkalmazásakor a mezőgyengítés tartományban jelentősen csökken a nyomaték és így megnő a reverzálási idő (a vizsgált esetben kb. kétszeresre). Az áramugrások csak idealizált áramgenerátoros táplálásnál lehetségesek, mivel ezekhez végtelen feszültségek tartoznak. Valóságos áramgenerátoros tápláláskor az i_α és i_β áramkomponensek ugrásszerűen nem változhatnak.

A gyakorlatban ISZM feszültséginverterekkel közvetlenül a motorra jutó feszültséget tudjuk változtatni. A mezőorientált szabályozás megvalósítható feszültséggenerátoros táplálással is, ha az előbbi i_α, i_β áramok létrehozásához szükséges \bar{U} feszültséget kapcsoljuk a motorra. A feszültséggenerátoros táplálás vizsgálatához írjuk fel a motor (6.26.a) állórész feszültségegyenletét $w_k = w_\psi$ szögsebességű mező koordinátarendszerben a (6.26.b és d) fluxusegyenletekből adódó $\bar{\psi} = \bar{\psi}_r + L' \bar{i}$ figyelembevételével:

$$\bar{u} = R\bar{i} + L'd\bar{i}/dt + d\bar{\psi}_r/dt + jw_\psi L'\bar{i} + jw_\psi \bar{\psi}_r. \quad (6.32)$$

E feszültségegyenlet α valós és β képzetes része:

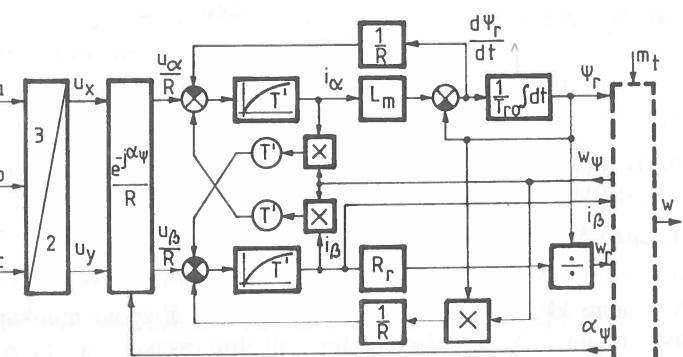
$$u_\alpha = Ri_\alpha + L'di_\alpha/dt + dw_r/dt - w_\psi L'i_\beta, \quad (6.33.a)$$

$$u_\beta = Ri_\beta + L'di_\beta/dt + w_\psi L'i_\alpha + w_\psi \psi_r. \quad (6.33.b)$$

Látható, hogy a feszültségösszetevők szétcsatolása a mező koordinátarendszerben nem teljes mértékű, mivel az α irányú egyenlet β , a β irányú egyenlet α irányú összetevőt is tartalmaz, un. keresztbecsatolás van közöttük. Az u_α és u_β feszültségeket R -rel osztva és átrendezve a következő alakot kapjuk:

$$u_\alpha/R + w_\psi T'i_\beta - (dw_r/dt)/R = i_\alpha + T'di_\alpha/dt, \quad (6.34.a)$$

$$u_\beta/R - w_\psi T'i_\alpha - w_\psi \psi_r/R = i_\beta + T'di_\beta/dt. \quad (6.34.b)$$



6.12. ábra. Feszültséggenerátoros táplált aszinkron motor blokkvázlat.

Az i_α és i_β áramok az egyenletek baloldalán lévő mennyiségeket a $T' = L'/R$ állórész tranzisztors időállandóval követik (ez néhány század másodperc, azaz egy nagyságrenddel kisebb mint T_{r0}). E két egyenletet és a 6.10. ábrát felhasználva rajzoltuk fel a 6.12. ábrán lévő blokkvázlatot (a szaggatott doboz a 6.10. ábra szaggatottan körülhatárolt részének felel meg). A blokkvázlatból következik, hogy pl. az i_β komponens, az m nyomaték változtatásához u_β változtatása mellett u_α változtatása is szükséges, ha közben az i_α komponens, a ψ_r fluxust állandó értéken akarjuk tartani. Mivel az inverter álló koordinátarendszerben az u_a , u_b , u_c feszültségekkel hatkozik be, ezért az α - β koordinátarendszerbeli blokkvázlatot kiegészítettük az

$$u_\alpha + ju_\beta = (u_x + ju_y)e^{-j\alpha_\psi} = (u_x \cos \alpha_\psi + u_y \sin \alpha_\psi) + j(u_y \cos \alpha_\psi - u_x \sin \alpha_\psi) \quad (6.35)$$

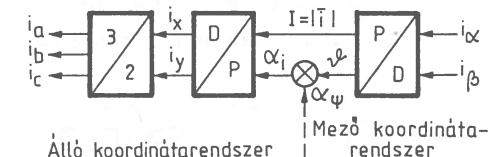
koordináta transzformációval és a 3/2 fázisú u_a , u_b , $u_c \rightarrow u_x$, u_y Park transzformációval.

6.3.2. Mezőorientált szabályozás megalósítási módjai

A gyakorlatban kétféle mezőorientált szabályozás terjedt el:

- Közvetlen fluxus szabályozás: ekkor közvetlenül visszacsatolnak a ψ_r jelről (ψ_r -ről és α_ψ -ről), amelyet általában gépmodellel állítanak elő.
- Közvetett fluxus szabályozás: ekkor nincs közvetlen visszacsatolás a ψ_r jelről, és így ψ_r nincs előállítva.

Aszinkron motoros szervohajtásban a közvetlen fluxus szabályozású változatot alkalmazzák.



6.13. ábra. Koordináta transzformáció mező koordinátarendszerből állóba.

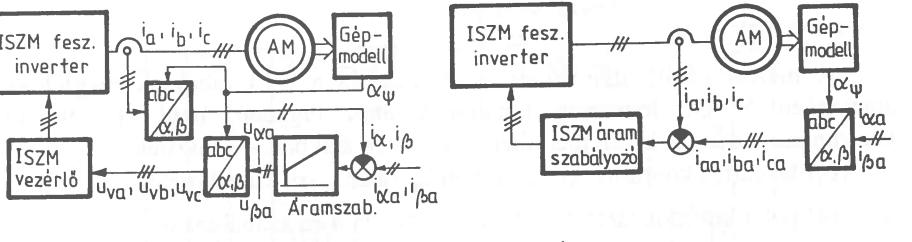
Álló koordinátarendszer

A mezőorientált áramvektor szabályozásra a 6.13. ábrának megfelelően alapvetően 5 féle lehetőség kínálkozik attól függően, hogy a 6.9. ábra koordinátarendszerei közül melyiket - és milyen alakban - választjuk:

- a./ α - β Decartes koordinátarendszerben i_α -ra és i_β -ra szabályozás,
- b./ α - β polár koordinátarendszerben $I = |i|$ -re és θ -ra szabályozás,
- c./ x-y polár koordinátarendszerben I -re és α_i -re szabályozás,
- d./ x-y Decartes koordinátarendszerben i_x -re és i_y -ra szabályozás,
- e./ álló háromfázisú koordinátarendszerben i_a -ra, i_b -re és i_c -re szabályozás.

Ezek hasonlóak mint a szinkrongép pólusmezőhöz orientált áramvektor szabályozási módjai (5.6.2. fejezet). Az a., b. és c. megoldásoknál az i_α , i_β és $I = |i|$ áramok szabályozónak és a 9. ill. α_i szögek szabályozónak alapjelei egyenáramú jellegű mennyiségek, a d. és e. megoldásoknál az i_x , i_y és az i_a , i_b , i_c áramok szabályozónak alapjelei változóáramú mennyiségek. Bármelyik koordinátarendszerben megvalósítható a mezőorientált áramvektor szabályozás, az áramalapjelek megfelelő beállításával és az áram ellenőrzőjelek megfelelő képzésével. Ahhoz, hogy dinamikusan jó legyen az ISZM feszültséginverterrel megvalósított áramvektor szabályozás megfelelő mértékű forszírozás ($U_e \approx 5U_n$ egyenfeszültség) szükséges. Emiatt az aszinkron szervomotorok névleges feszültsége kicsi (100V körüli).

Az áramszabályozás beavatkozó szerve háromfázisú ISZM feszültség-inverter, emiatt szokás ISZM áramszabályozásról beszélni. A fenti megoldások megvalósításakor egyes változatok (a közvetett ISZM áramszabályozások) feltételezik, hogy a feszültség-inverter rendelkezik ISZM vezérlővel, míg más változatokban (a közvetlen ISZM áramszabályozásokban) közvetlenül az áramszabályozók vezérljék a feszültség-invertert. Szervohajtásokban az a. és e. megoldások terjedtek el. Az a. szerinti közvetlen megoldásban (6.14. ábra) a hagyományos (pl. PI típusú) áramszabályozók a háromfázisú ISZM vezérlő u_{va} , u_{vb} , u_{vc} vezérlőjeit, és ezeken keresztül a fázisfeszültségek u_{a1} , u_{b1} , u_{c1} alapharmonikusait írják elő. Ekkor két koordináta transzformáció (2db a,b,c/α,β jelű doboz) szükséges az áram ellenőrzőjelek és a feszültség vezérlőjelek előállításához. Az e. szerinti közvetlen megoldásban (6.15. ábra) pl. hiszterézises áram kétpontszabályozókat lehet alkalmazni. Ekkor csak egy koordináta transzformáció kell az áramalapjelek előállításához. Mindkét esetben szükség van gépmodellre, amelyik mérhető mennyiségekből - a 6.1. ábra szerint az állórész u_A , u_B , u_C vonali feszültségeiből, i_a , i_b , i_c áramaiból és a forgóréssz w szögsebességből - előállítja a rotorfluxus álló koordinátarendszerbeli $\alpha_\psi = \text{arc}(\bar{\psi}_r)$ szöget.



6.14. ábra. Áramszabályozás α-β mező koordinátarendszerben.

6.15. ábra. Áramszabályozás álló, háromfázisú koordinátarendszerben.

A gyakorlatban kétféle gépmodell terjedt el:

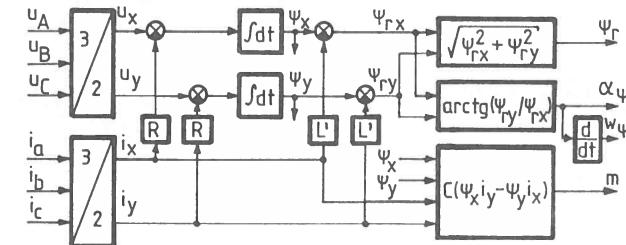
a./ **Állórész modell.** Az állórész feszültségegyenlet (a $w_k = 0$ -val vett (6.26.a) összefüggés) és a 6.8. ábra felhasználásával kiszámítható a $\bar{\psi}_r$ rotorfluxusvektor x és y komponense:

$$\psi_x = \int (u_x - R_i x) dt, \quad \psi_y = \int (u_y - R_i y) dt, \quad (6.36.a, b)$$

$$\psi_{rx} = \psi_x - L' i_x, \quad \psi_{ry} = \psi_y - L' i_y, \quad (6.37.a, b)$$

Ezeknek az egyenleteknek az alapján működik a 6.16. ábrán látható gépmodell. Ez a $\bar{\psi}_r$ rotorfluxusvektor α_ψ szöge mellett előállítja a $w_\psi = d\alpha_\psi / dt$ szögsebességet a ψ_r amplitúdot és az m elektromágneses nyomatéket is. Ez a gépmodell a mért feszültségeket és áramokat, ill. az R és L' gépparamétereket használja. A gyakorlatban elegendő két vonali feszültség és két vonali áram

mérése, mivel $u_A + u_B + u_C = 0$ és $i_a + i_b + i_c = 0$ (l. a 6.1. ábrát). Kis f_1 frekvencián \bar{u} mellett az R tag jelentős, így ilyenkor nagy hibát okozhat az R állórészellenállás melegedésből adódó pontatlansága. A ψ_x és a ψ_y fluxuskomponenseket előállító nyilthrukú integrátorok az offset és a drift következtében hibásan működnek. Ezek miatt e modellnek a gyakorlatban van egy alsó frekvencia korlátja (kb. $0,05f_{ln} = 0,05 \cdot 50 = 2,5\text{Hz}$). E problémák miatt szervohajtásokban nem alkalmazzák ezt a fajta gépmodellt.

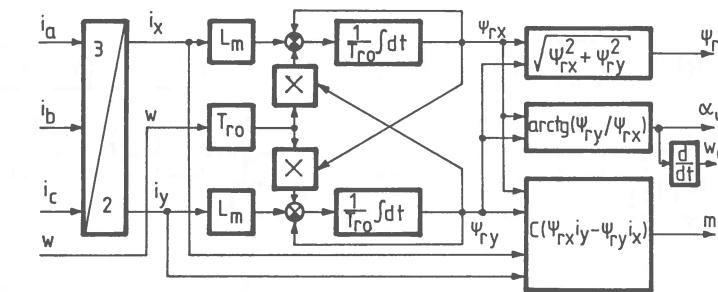


6.16. ábra. Állórészoldali gépmodell.

b./ **Forgóréssz modell.** A forgóréssz feszültségegyenletből (a $w_k = 0$ -val vett (6.26.e) összefüggésből) a rotorfluxus $d\bar{\psi}_r / dt$ deriváltjára az alábbi komponens egyenletek írhatók:

$$d\psi_{rx} / dt = (L_m i_x - \psi_{rx} - w T_{r0} \psi_{ry}) / T_{r0}, \quad (6.38.a, b)$$

$$d\psi_{ry} / dt = (L_m i_y - \psi_{ry} + w T_{r0} \psi_{rx}) / T_{r0}.$$



6.17. a. ábra. Forgóréssoldali gépmodell.

Ezekre az egyenletekre épül a 6.17.a. ábrán látható gépmodell, amelyik a mért áramokból és a mért szögsebességből állítja elő a ψ_r , α_ψ , w_ψ és m jeleket az L_m , az R_r és a $T_{r0} = L_m / R_r$ gépparaméterek felhasználásával. Nagy előnye a másikkal szemben, hogy nem tartalmaz nyilthrukú integrátorokat. A negatívan visszacsatolt integrátorok egytárolós tagokat eredményeznek (időállandó T_{r0}), így az offset és drift problémák elmaradnak. Ez a modell nulla frekvencián is

működőképes. Problémát okoz az R_r forgórészellenállás melegedés miatti és az L_m főmező induktivitás telítés miatti (mezőgyengítéses tartománybeli) változása (az R_r lassú, az L_m gyors változásra képes). Igényes esetben folyamatos paraméter identifikációval kell meghatározni R_r és L_m aktuális értékét. Ha a modellben R_r és L_m pontatlan, akkor a modellbeni ψ_r és α_ψ nem egyezik meg pontosan a motor $\bar{\psi}_r$ rotorfluxusvektorának amplitúdójával és szögével. Ennek az a következménye, hogy a gépmódellek jeleit felhasználó mezőorientált szabályozás nem pontosan rotorfluxus koordinátarendszerben történik és emiatt megbomlik az i_α , i_β áramkomponensekre nézve a szétcsatolás.

Létezik olyan összetett gépmódellek is amelyek a rotorfluxus mellett a w szögsebesség jelet is előállítja. Az álló koordinátarendszerbeli vektoros forgórész feszültségegyenletet (a $w_k=0$ -val vett (6.26.e) összefüggést) $\hat{\psi}_r = \psi_{rx} - j\psi_{ry}$ -nál megszorozva az alábbi vektoros egyenletet kapjuk:

$$\bar{u}_r \hat{\psi}_r = \bar{v} = v_x + jv_y = \psi_r^2 / T_{r0} - R_r \bar{i}_r \hat{\psi}_r + \hat{\psi}_r d\bar{\psi}_r / dt - jw\psi_r^2 = 0. \quad (6.39)$$

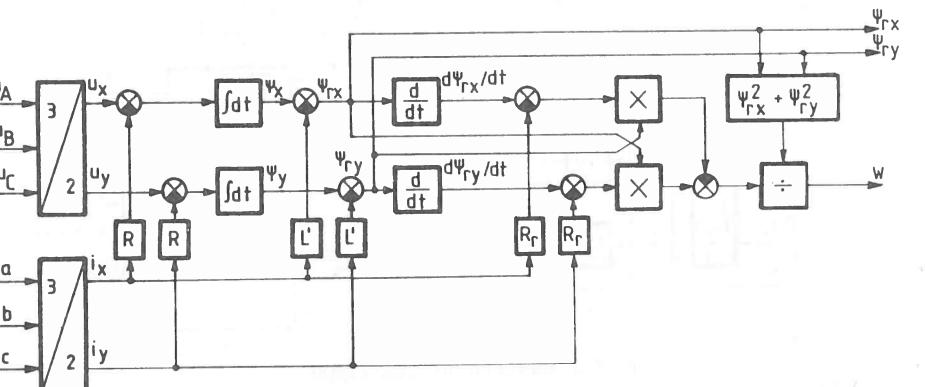
Ennek az x valós és az y képzetes összetevője:

$$v_x = \psi_r^2 / T_{r0} - R_r i_x \psi_{rx} - R_r i_y \psi_{ry} + \psi_{rx} d\psi_{rx} / dt + \psi_{ry} d\psi_{ry} / dt = 0, \quad (6.40.a)$$

$$v_y = R_r i_x \psi_{ry} - R_r i_y \psi_{rx} - \psi_{ry} d\psi_{rx} / dt + \psi_{rx} d\psi_{ry} / dt - w\psi_r^2 = 0.$$

A képzetes összetevőből kifejezhető a forgórész w szögsebessége:

$$w = [(d\psi_{ry} / dt - R_r i_y) \psi_{rx} - (d\psi_{rx} / dt - R_r i_x) \psi_{ry}] / \psi_r^2. \quad (6.41)$$



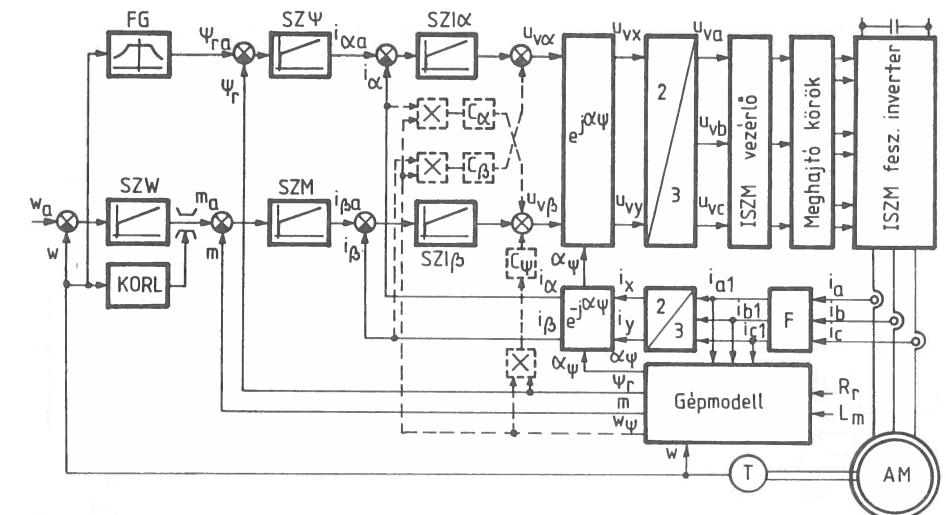
6.17.b. ábra. Rotorfluxust és szögsebességet előállító gépmódel.

Ez az összefüggés lehetővé teszi a w szögsebesség mechanikus érzékelő nélküli mérését. A 6.17.b. ábrában a ψ_{rx} és ψ_{ry} fluxus összetevőket a (6.37.a,b), a w szögsebességet a (6.41) összefüggéssel állítjuk elő. Ehhez a gépmódelhez az állórész feszültségeket és áramokat kell mérni. A (6.40.a) összefüggés

paraméterek ellenőrzésére használható, ha nem jók az R , L' , R_r , L_m gépparaméterek, akkor $v_x \neq 0$. Az állandó fluxusú $\psi_r = \text{const.}$, $L_m = \text{const.}$ esetben a $v_x=0$ egyenlőség pl. R_r egyszerű folyamatos identifikálását teszi lehetővé.

6.3.3. Szabályozott hajtás megvalósítása

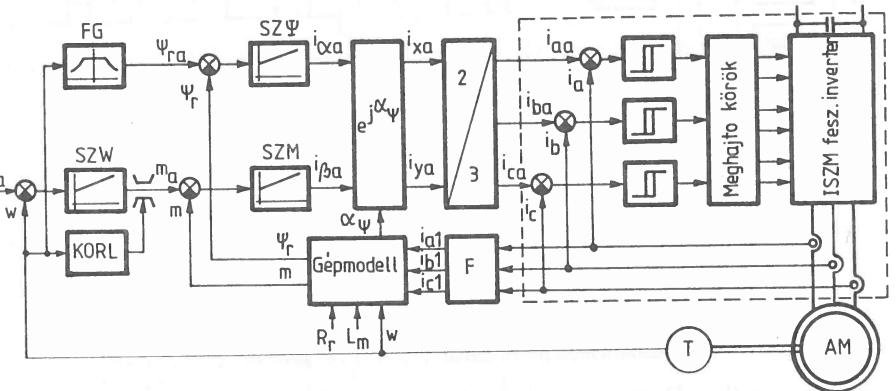
A motor $\bar{\psi}_r$ forgórészfluxusa az ISZM feszültséginverteres táplálás ellenére, a rövidrezárt forgórész csillapító hatása miatt, állandósult állapotban jó közelítéssel csak alapharmonikusból áll: $\bar{\psi}_r \approx \bar{\psi}_{rl}$. A $\bar{\psi}_{rl}$ fluxust a motor \bar{u} kapocsfeszültségének és \bar{i} áramának \bar{u}_1 és \bar{i}_1 alapharmonikusai határozzák meg. A mezőorientált szabályozás gyakorlati megvalósításánál a feszültségekből és az áramokból kiszűrik az ISZM vezérlésből adódó felharmonikusokat. Az így kapott jelekre tranziszterek alatt is szokás az alapharmonikus jelző használata.



6.18. ábra. Fordulatszám szabályozott aszinkron szervohajtás (mezőorientált áramszabályozás a 6.14. ábra szerint).

Az α - β Decartes koordinátarendszerbeni szabályozás részletes blokkvázlatát mutatja a 6.18. ábra. Az ISZM feszültséginvertert háromfázisú ISZM modulátor (ISZM vezérlő) vezérli. Az F szűrő kiszűri az áramokból az ISZM vezérlés vivőfrekvenciájának (pl. 20 kHz-nek) megfelelő komponenseket, így a kimenetén állandósult állapotban gyakorlatilag alapharmonikusok vannak. Ennek megfelelően a 6.17.a. ábrabeli gépmódel az alapharmonikus rotorfluxus ψ_{rl} amplitudóját, $\alpha_{\psi 1}$ szögét és $w_{\psi 1}$ szögsebességét és az m_1 alapharmonikus nyomatéket állítja elő. A pillanatértékek és alapharmonikusok között lényeges különbség csak a nyomatéknál van. Mégis valamennyi jelnél az egyenletekben változó alapharmonikus mennyiségeket használjuk mert ezekkel könnyebb számolni mint a pillanatértékekkel. A következőkben az 1 indexeket elhagyjuk.

A kéthurkos szabályozók a w szögsebességet és a ψ_r rotorfluxust szabályozza. A w_a szögsebesség alapjel kívülről jön, a ψ_{ra} rotorfluxus alapjelet az FG függvénygenerátor adja. Az FG a w szögsebesség függvényében az SZW fordulatszám szabályozó állítja elő az SZM nyomatékszabályozó m_a alapjelét. Az SZM nyomatékszabályozónak van alárendelve az SZI β áramszabályozó, az SZ Ψ fluxusszabályozónak az SZI α áramszabályozó. Ha nincs mezőgyengítés, akkor az SZ Ψ fluxusszabályozó és az SZM nyomatékszabályozó elhagyható, mivel ekkor $\psi_r = \Psi_m = \text{const.}$ miatt $i_{\alpha a} = \text{const.}$, valamint m és i_β arányos egymással. Az m_a nyomatékalapjelet a 6.7. ábrának megfelelően a w szögsebesség függvényében korlátozzuk. A szaggatottan berajzolt részek a keresztbecsatolásokat és a $w_\psi \psi_r$ aktív feszültség hatását kívánják kompenzálni (l. a (6.33) képletet). A $C_\alpha = C_\beta$ és C_ψ tényezők megfelelő beállításakor az SZI α és SZI β áramszabályozók közelítőleg úgy állíthatók be, mintha passzív L' - R körök áramát kellene szabályozni. A közelítést az okozza, hogy a (6.33.a) összefüggésbeli $d\psi_r/dt$ tag hatását nem kompenzáljuk. A szabályozó rendszer a szaggatott rész nélkül is üzemképes, de a minőségi jellemzők romlanak, emiatt szervohajtásokba beépítik ezeket.



6.19. ábra. Fordulatszám szabályozott áramszinkron szervohajtás
(mezőorientált áramszabályozás a 6.15. ábra szerint).

Az álló háromfázisú koordinátarendszerbeni szabályozás részletes blokkvázlatát mutatja a 6.19. ábra. A következőkben csak a 6.18. ábrától eltérő részeket ismertetjük. Az SZM nyomatékszabályozónak és az SZ Ψ fluxusszabályozónak van alárendelve a 3 db. állásos hiszterézises ISZM áramszabályozó (áram kétpontszabályozó). Az $\bar{i}_a = i_{\alpha a} + j i_{\beta a}$ áramalapjel vektor áramszabályozó (áram kétpontszabályozó). Az $i_{\alpha a}$ alapjelét SZ Ψ , $i_{\beta a}$ alapjelét az SZM szabályozó állítja elő. Ezekből az i_{aa} , i_{ba} , i_{ca} fázisáram alapjelek az

$$i_{xa} + j i_{ya} = (i_{\alpha a} + j i_{\beta a}) e^{j\alpha_\psi} \quad (6.42)$$

koordináta transzformációval és az $i_{xa}, i_{ya} \rightarrow i_{aa}, i_{ba}, i_{ca}$ inverz Park transzformációval adódnak. A szaggatottan körülhatárolt rész lényegében egy háromfázisú áramgenerátor (áramszabályozott feszültséginverter).

Ha a 6.18. és 6.19. ábrákban a gépmodellt a 6.17.b. ábrának megfelelően építjük fel, akkor elhagyható a w szögsebességet mérő T tachométer. Az így kapott mezőorientált, fordulatszám szabályozott hajtást **érzékelő nélküli** (angolul: sensorless) hajtásnak nevezik. Az érzékelő nélküli jelző arra utal, hogy nincs mechanikus szögsebesség érzékelő.

A 6.3. fejezetben elmondottakat összevetve az 5.6.2. és 5.6.3. fejezetekkel, nagy hasonlóság állapítható meg a mezőorientált szabályozású aszinkron motor és a pólusmezőhöz orientált szabályzású szinuszmézős szinkromotor között. A különbségek a $\bar{\psi}_p$ pólusfluxus és a $\bar{\psi}_r$ rotorfluxus különbözősségeiből adódnak. A szinkrongépnél az állandómágnes miatt a ψ_p fluxus eleve állandó, míg aszinkron gépnél az állandó ψ_r fluxust szabályozással kell létrehozni. A $\bar{\psi}_p = \psi_p e^{j\alpha_\psi}$ fluxus jellemzői egyszerűen szöghelyzetadóval, a $\bar{\psi}_r = \psi_r e^{j\alpha_\psi}$ fluxus jellemzői bonyolultan gépmodellel mérhetők.

6.4. Vektoros ISZM áramszabályozás

A mezőorientált áramvektor szabályozás a legegyszerűbben ISZM feszültséginverteres táplálással valósítható meg. Az áramszabályozásra aszinkron gép esetében is alkalmazhatók a szinkrongépeknél, az 5.6.5. fejezetben ismertetett közvetlen és közvetett ISZM áramszabályozások. Az alábbiakban csak a különbségeket részletezzük.

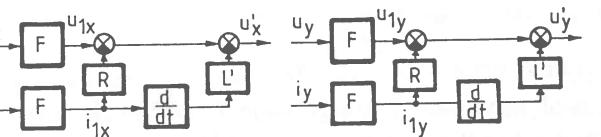
a./ **Vektoros hiszterézises közvetlen ISZM áramszabályozás** (5.6.5.1. fejezet). Az 5.69. ábra $\bar{\psi}_p \rightarrow \bar{\psi}_r$ megfeleltetéssel érvényes. A kiértékelés most az alábbiak szerint történik. A 6.8.b. ábra alapján álló, $w_k = 0$ koordinátarendszerben

$$\bar{u} = R\bar{i} + L'd\bar{i}/dt + \bar{u}' \quad (6.43)$$

vektoros feszültségegyenlet írható. Ebbe az áramvektor $\bar{i} = \bar{i}_a - \Delta\bar{i}$ összefüggését behelyettesítve

$$\bar{u} = \bar{e} - L'd\bar{\Delta i}/dt, \quad \bar{e} = R\bar{i} + L'd\bar{i}_a/dt + \bar{u}'. \quad (6.44.a,b)$$

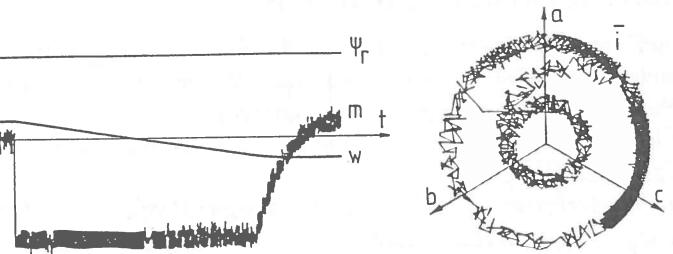
A rendszerjellemző \bar{e} feszültségvektor az \bar{i} áram, az \bar{i}_a áramalapjel, az R és L' gépparaméterek és az $\bar{u}' = d\bar{\psi}_r / dt$ tranziens feszültség ismeretében számítható. Az \bar{u}' feszültség $\bar{\psi}_r$ -hez hasonlóan közelítőleg tiszta alapharmonikusból áll. A tranziens feszültség a (6.43) egyenletnek megfelelő gépmodellből (6.20. ábra) határozható meg. A differenciálás miatt az \bar{u}_1 és \bar{i}_1 alapharmonikusokkal célszerű dolgozni. Az $\bar{u} = \bar{u}_k$ feszültségvektor az 5.70.a. ábra szerint választható ki, $L_d \rightarrow L'$ helyettesítéssel és a (6.44.b) szerinti \bar{e} feszültségvektorral felrajzolva.



6.20. ábra. A tranzient feszültség x-y komponenseit előállító gépmódell.

b./ *Egyszerűsített vektoros hiszterézis közvetlen ISZM áramszabályozás* (5.6.5.2. fejezet). Az e feszültségektől (6.44.b) szerint számítva érvényesek a szinkrongépnél elmondottak.

c./ *Fázisonkénti hiszterézis közvetlen ISZM áramszabályozás* (5.6.5.3. fejezet). A szabályozás változatlan formában használható. Ezt a fázisonkénti áram két pontszabályozást alkalmaztuk a 6.19. ábrában. A 6.21. ábra számítógépes szimuláció eredményeit mutatja erre az esetre. A mezőgyengítés nélküli üzemben kb. névleges nyomatékkal végbenyomó irányváltás gyakorlatilag ideális lefolyású. A terheletlen irányváltás ideje $m = M_n$ mellett $2T_{in} \approx 0,2s$ ($m = M_{max} = 4M_n$ mellett kb. 50 ms). Látható az áram két pontszabályozásnak az a kellemetlen tulajdonsága, hogy az inverter kapcsolási frekvenciája időnként nagyon megnövekszik.



6.21. ábra. Irányváltás mezőorientált szabályozással.

d./ *Fázisonkéti ISZM modulátoros áramszabályozás* (5.6.5.4. fejezet). Ez a közvetett ISZM áramszabályozás, most is alkalmazható de zavarkompénzációt a pólusfeszültség helyett most a tranzient feszültségről lehet végezni.

e./ *Áramszabályozás vektoros ISZM vezérlővel* (5.6.5.5. fejezet). Változatlan formában alkalmazható ez a vektoros ISZM vezérlőn alapuló közvetett mintavételeles áramszabályozás.

f./ *Előreszámított vektoros áramszabályozás* (5.6.5.6. fejezet). Itt is alkalmazható ez a közvetett mintavételeles áramszabályozás, de az n. taktusban a motorra kapcsolandó feszültséget a (6.43)-ból adódó

$$\bar{u}_I(n) = R\bar{i}_I(n) + (L'/\tau)[\bar{i}_{Ia}(n+1) - \bar{i}_I(n)] + \bar{u}'(n) \quad (6.45)$$

differenciaegyenlettel kell kiszámítani.

6.5. Közvetlen nyomatékszabályozás

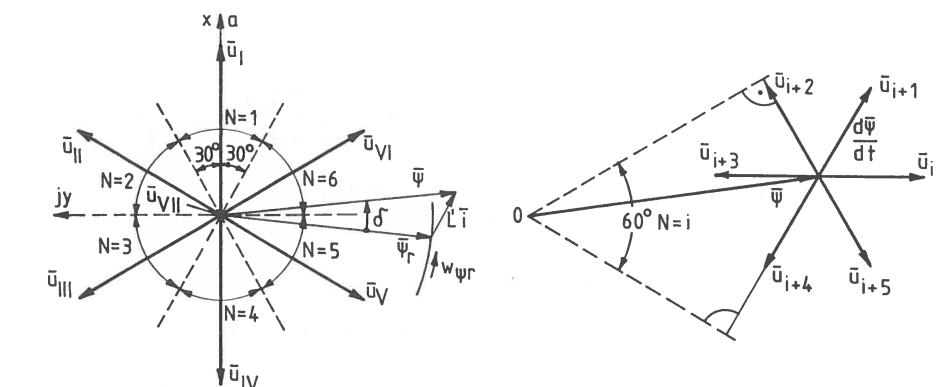
Az aszinkron motor $m = C\bar{\psi} \times \bar{i}$ nyomatékképletébe a 6.8.a. ábrából felírható $\bar{i} = (\bar{\psi} - \bar{\psi}_r)/L'$ összefüggést behelyettesítve

$$m = C\bar{\psi}_r \times \bar{\psi} / L' = C\psi_r \sin \delta / L' \approx C\psi_r \psi \delta / L' \quad (6.46)$$

szerint a fluxusokkal is számítható (δ a $\bar{\psi}_r$ és a $\bar{\psi}$ közötti kis szög). Állandósult állapotban, álló koordinárendszerben a $\bar{\psi}_r$ forgórészfluxus vektor a $w_{\psi r} \approx w_1$ alapharmonikus szögsebességgel egyenletesen forog, míg a $\bar{\psi}$ állórészfluxus vektor a

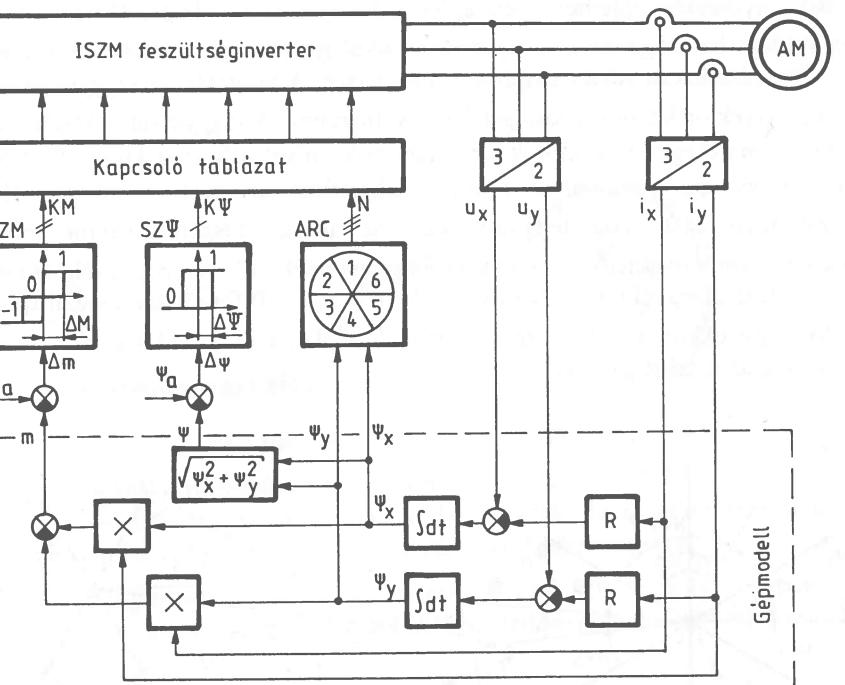
$$d\bar{\psi} / dt = \bar{u} - R\bar{i} \approx \bar{u} \quad (6.47)$$

egyenletnek megfelelően az \bar{u} kapocsfeszültséggel befolyásolható pályát ír le. A (6.46) nyomatékképletben szereplő $\bar{\psi} = \bar{\psi}_r + L'\bar{i}$ állórészfluxus vektor amplitúdója és szöge az $L'\bar{i}$ tag miatt sokkal gyorsabban változtatható, mint a $\bar{\psi}_r$ fogórészfluxus vektor amplitúdója és szöge. A nyomatékot leggyorsabban a két fluxusvektor közötti δ szöggel lehet változtatni. A leggyorsabb δ változást a $\bar{\psi}$ -re kb. merőleges \bar{u} vektorok eredményezik, mivel a δ szög kicsi. Pl. a 6.22. ábra $\bar{\psi}$ és $\bar{\psi}_r$ vektoraihoz tartozó pillanatban az $m > 0$ nyomaték, ill. a hozzáartozó $\delta > 0$ szög leggyorsabban az $\bar{u} = \bar{u}_I$ feszültségektől motorra kapcsolásával növelhető. A leggyorsabb nyomaték, ill. δ szög csökkenést az $\bar{u} = \bar{u}_{IV}$ feszültségektől eredményezi. Az $\bar{u} = \bar{u}_{VII} = 0$ feszültség megállítja a $\bar{\psi}$ vektort, így ekkor a δ szög és a nyomaték csökken (a feszültségektőköt az 5.6.4. fejezet szerint jelöljük).



6.22. ábra. Feszültségektők, fluxusvektorok 6.23. ábra. Az $\bar{u} = d\bar{\psi} / dt$ feszültségektők és fluxus szektorhoz rendelve.

A $\bar{\psi}$ fluxusvektor szöghelyzetét 6 szektorral jellemzve az $N=1, \dots, 6$ szektorszámától függő általános szabályok is megállapíthatók a feszültségektor kiválasztására. A fluxusvektor 60° -os szektorait az $\bar{u}_1, \dots, \bar{u}_6$ feszültségektorokhoz rendeljük a 6.22. ábra szerint. Az állórész R ellenállását elhanyagolva a lehetséges $d\bar{\psi}/dt$ fluxus sebességektorok megegyeznek az $\bar{u}_1, \dots, \bar{u}_6$ feszültségektorokkal. Az i-edik szektor vizsgálatakor az $\bar{u}_1, \dots, \bar{u}_6$ feszültségektorokat a 6.23. ábra szerint jelöljük. Tételezzünk fel $w_{\psi_r} > 0$ és $m > 0$ motoros üzemet. A (6.47) egyenlet alapján geometriailag belátható, hogy ha a $\bar{\psi}$ fluxusvektor az i-edik szektor belsejében van, akkor a fluxusvektor abszolútértékét növeli az \bar{u}_i, \bar{u}_{i+1} és \bar{u}_{i+5} feszültség, ill. csökkenti az $\bar{u}_{i+3}, \bar{u}_{i+2}$ és \bar{u}_{i+4} feszültség. Ugyanekkor a nyomatéket (a δ szöget) növeli az \bar{u}_{i+1} és \bar{u}_{i+2} feszültség, ill. csökkenti az \bar{u}_{i+4} és \bar{u}_{i+5} feszültség. A zérus feszültségektorok nem változtatják a fluxust, de csökkentik a nyomatéket.



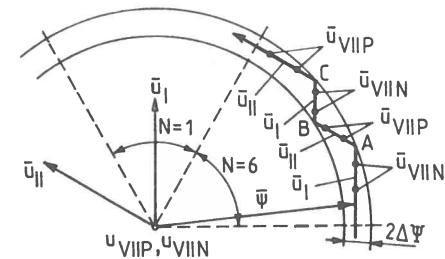
6.24. ábra. Közvetlen nyomatéksabályozás blokkvázlata.

A fenti alapuló közvetlen nyomatéksabályozásnál minden az m motor nyomatéket, minden az állórészfluxus vektor $\psi = |\bar{\psi}|$ amplitúdóját képpont szabályozással tartják az alapjellel előírt sávban. A motorra kapcsolandó

feszültségektort három jel szabja meg: a $\Delta\psi = \psi_a - \psi$ fluxusamplitúdó hiba, a $\Delta m = m_a - m$ nyomaték hiba és a $\bar{\psi}$ fluxusvektor szöge (N szektor száma). A szabályozó kör egy lehetséges blokkvázlatát mutatja a 6.24. ábra. Az m_a nyomatékalapjel és a ψ_a fluxusamplitúdó alapjel a 6.18., 6.19. ábrához hasonlóan képezhető. Az SZM nyomatéksabályozó háromszintű, az SZΨ fluxussabályozó kétszintű komparátor, így KM 1, 0 és -1, KΨ 1 és 0 értékeket vehet fel. Az ARC egység a ψ_x és ψ_y komponensekből meghatározza, hogy a $\bar{\psi}$ fluxusvektor melyik 60° -os szektorban van. Az i-edik szektor vizsgálatakor megfogalmazott szabályokat figyelembe véve KΨ, KM és N függvényében meghatározható a szükséges \bar{u}_k feszültségvektor 6.I. táblázatban megadott sorszáma. Ezt a táblázatot tartalmazza a blokkvázlatban a kapcsoló táblázat. A digitálisan tárolt táblázat címzése a KΨ 1 bites, a KM 2 bites és az N 3 bites jelekből képzett 6 bites számmal történhet.

6.I. táblázat

KΨ	KM	N					
		1	2	3	4	5	6
1	1	II	III	IV	V	VI	I
	0	VIIIP	VIIIN	VIIIP	VIIIN	VIIIP	VIIIN
	-1	VI	I	II	III	IV	V
0	1	III	IV	V	VI	I	II
	0	VIIIN	VIIIP	VIIIN	VIIIP	VIIIN	VIIIP
	-1	V	VI	I	II	III	IV



6.25. ábra. Fluxusvektor pálya az $N=6$ szektorban.

A fenti kapcsoló táblával működő közvetlen nyomatéksabályozással kapott fluxusvektor pályát mutatja a 6.25. ábra az $N=6$ szektorra. Az A,B,C jelű töréspontokban a kapcsolásokat a fluxussabályozó, a • jelű pontokban a nyomatéksabályozó idézi elő. A fluxusvektor szektorváltása önmagában nem okoz kapcsolást. Az $\bar{u}_{VIIIP} = \bar{u}_{VIIIN} = 0$ feszültségek közül a 6.I. táblázatnak megfelelően azt választjuk, amelyikkel kevesebb a kapcsolási szám (egyes típusúak a kapcsolások). A 6.24. ábra szerinti közvetlen nyomatéksabályozásban

csak a toleranciasávok állíthatók. A gyakorlati megvalósításban a $\pm\Delta M$ és $\pm\Delta\Psi$ toleranciasávok relatív egységekben $\pm(0,01-0,05)$ értékűek. Általában a nyomaték ΔM sávja nagyobb mint a fluxus $\Delta\Psi$ sávja. A ΔM és $\Delta\Psi$ sávok minimális értékét az inverter megengedhető kapcsolási frekvenciája határozza meg. A táblázat tovább finomítható a komparálási szintek, illetve a szektorok számának növelésével.

A bemutatott megoldás előnye a nyomaték gyors szabályozása és a koordináta transzformáció nélküli egyszerű, robusztus kivitel. Hártyána, hogy a 5.24. ábrabeli egyszerű gépmodell - a nyilthurkú integrátorok miatt - csak adott szögsebesség felett képes megfelelően pontos fluxusérzékelésre. Bonyolultabb gépmodellett kell alkalmazni ha $f_l < 0,05f_{ln} = 0,05 \cdot 50 = 2,5\text{Hz}$ alapharmonikus frekvencia tartományban tartós üzem is szükséges. A közvetlen nyomatékszabályozás olyan szervohajtásoknál alkalmazható, amelyeknél az igények az állandó állórészfluxusú üzemmel kielégíthetők.

Az utóbbi időben állandómágneses szinuszmezős szinkrongépeknél is alkalmazzák a közvetlen nyomatékszabályozást.

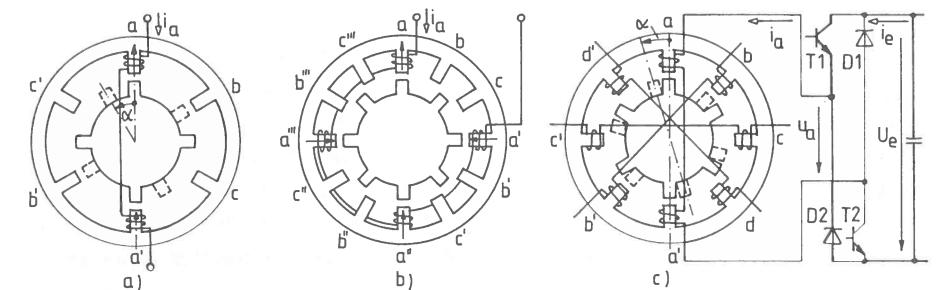
7. Különleges szervohajtások

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

7.1. Kapcsolt reluktancia motoros szervohajtás

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

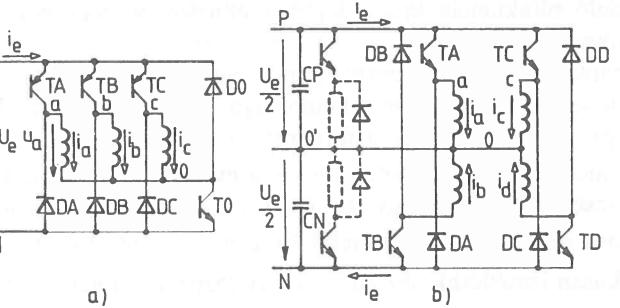
A KR motor mind az állórészen, mind a forgórészen kiállópólusú (fogazott), a forgórészen sem tekercset, sem állandómágneset nem tartalmaz. A KR motorra jellemző, hogy az állórész Z és a forgórész Z_r fogszáma eltérő. Az állórészen többfázisú koncentrikus tekercselés van és a működés szempontjából elégséges,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



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

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

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

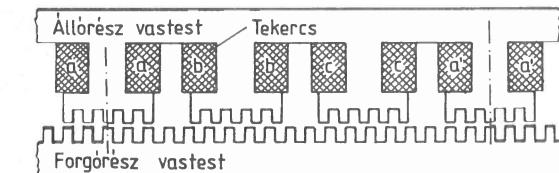


2. ábra Csillag kapcsolású gépek elektronikus kapcsolásai.
 a. Háromfázisú megoldás, b. Négyfázisú megoldás.

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

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

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



7.3. ábra Megszokszorozott fogszám.

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

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

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

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

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

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

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

$$u_i = R_{i,i} + d\psi_i / dt = R_{i,i} + d(L_{i,i}) / dt = R_{i,i} + L_{i,i} \dot{d}_i / dt + i_i w dL_i / d\alpha. \quad (7.4)$$

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

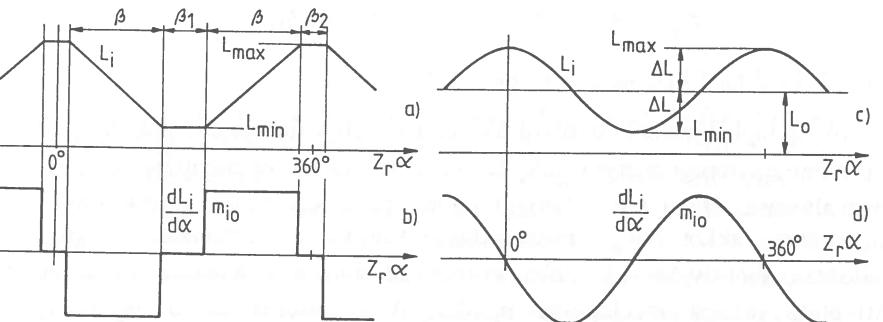
α rotor szögétől függ és felhasználtuk a $w = d\alpha / dt$ összefüggést. Ezt a feszültség-egyenletet i_i -vel megszorozva teljesítményegyenlet adódik:

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

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

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

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



7.4. ábra. Fázis öninduktivitások jellegzetes szögfüggése.

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

Ha pl. a c. ábrának megfelelően

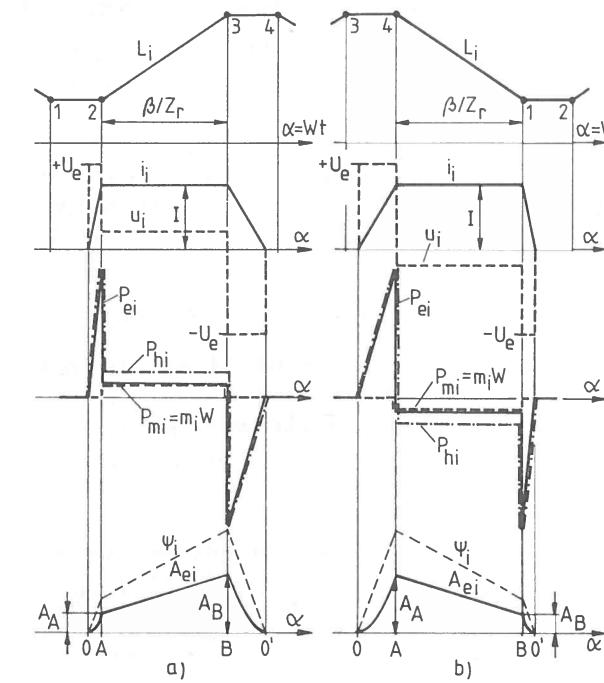
$$L_i(\alpha) = L_o + \Delta L \cos(Z_r \alpha) \quad (7.7.a)$$

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

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

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

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

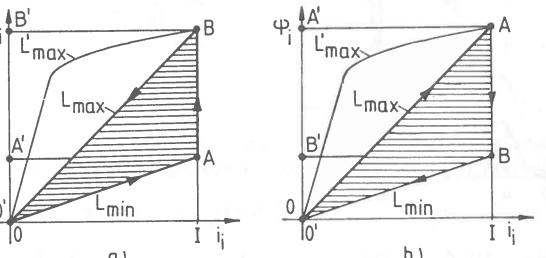


7.5. ábra. Teljesítmény és energiaviszonyok trapéz öninduktivitású gépnél.
a. $m_i > 0$ motoros üzem,
b. $m_i < 0$ generátoros üzem.

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

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

Az elektromágneses tér energiáját az $A_{ei} = \int_0^{i_i} p_{ei} dt$ idő szerinti integrál, ill. a $\psi_i - i_i$ síkon az $A_{ei} = \int_0^{i_i} i_i d\psi_i$ fluxus szerinti integrál adja. A 7.6.a.ábra motoros, a b. ábra generátoros üzemre mutatja a $\psi_i(i_i)$ viszonyokat. Látható, hogy a motoros és a generátoros üzemben fordított a körüljárási irány. Az A pontban az $A_{ei} = A_A$ energia (7.5.ábra) az 0A'A háromszög területével (7.6. ábra), a B ponthoz tartozó $A_{ei} = A_B$ energia az 0B'B háromszög területével arányos. Az induktivitás változása alatti A-B szakaszban $\Delta A_{ei} = A_B - A_A = \int p_{ei} dt$ a mágneses energia megváltozása ($\tau = \beta / Z_r / W$), ami a $\psi_i - i_i$ síkon a bevonalkázott 0AB terüettel egyenlő. Az energiahurok területe motoros üzemben pozitív, generátorosban negatív előjellel veendő. Ezalatt a hálózati villamos energia ΔA_v megváltozását az AA'B'B négyzet területe adja. Mivel az A-B szakaszban $p_{ei} = p_m$, így ez a terület megegyezik ugyanerre az időre számított $\Delta A_{mi} = \int m_i d\alpha$ mechanikai munkával is. Mivel az A-B szakaszon kívül $m_i = 0$, így az energiahurok 0AB területe egyben az m_i nyomaték $M_i = (1/\lambda) \int m_i d\alpha$ középértékkel arányos ($\lambda = 2\pi / Z_r$ az α -ban mért periodicitási szög).



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

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

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

mágneses koenergiából számítható az alábbi parciális deriválttal:

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

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

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

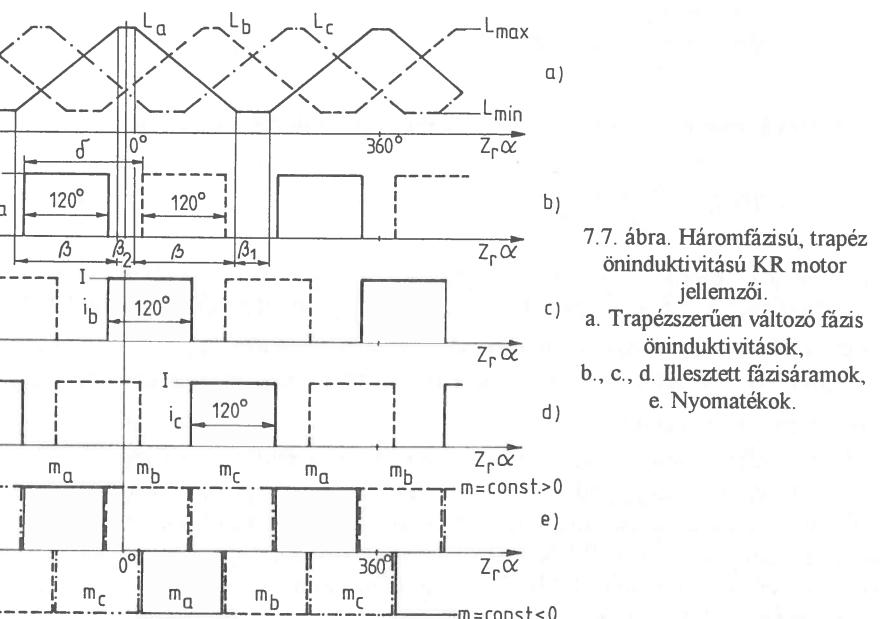
$$m = \sum_i m_i \approx \sum_i \frac{1}{2} i_i^2 dL_i / d\alpha. \quad (7.10)$$

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

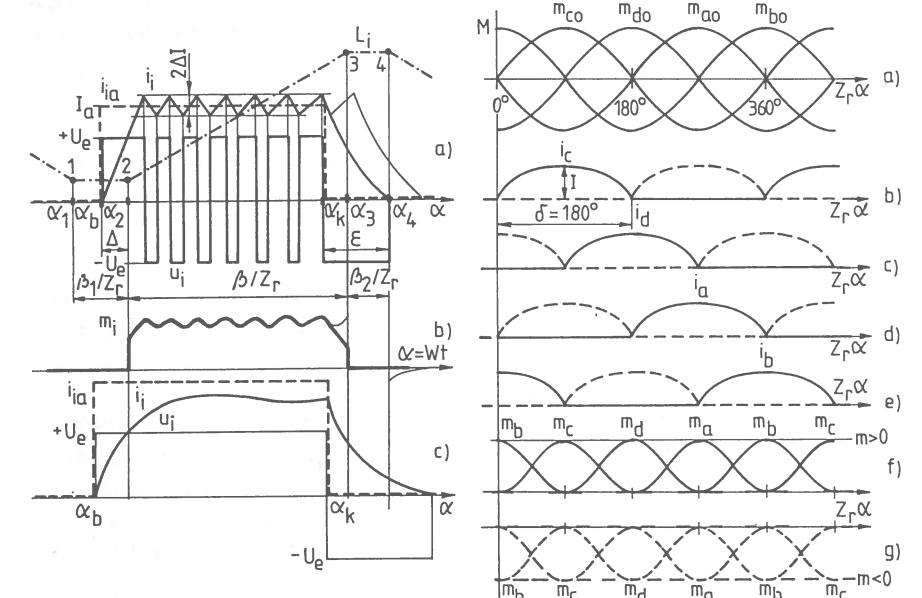
A 7.7.ábra a 7.1.a. ábrán látható háromfázisú motorra szemlélteti az illesztést. A feltételezett KR motor fázis öninduktivitásai trapéz görbe szerint változnak a rotor szögelfordulásától függően (a.ábra). Ha a motort a b., c., d. ábráknak megfelelő folytonos vonalú áramokkal tápláljuk, akkor a 7.4.a.,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

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

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



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



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

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

kizárva a KR motoros szervohajtás terhelhetőségi határa a négyzetmegszínű szinkrongép határgörbékhez (4.12. ábra) hasonló. Mind a két hajtásnál a nyomatéklükötés korlátozza a maximális fordulatszámot.

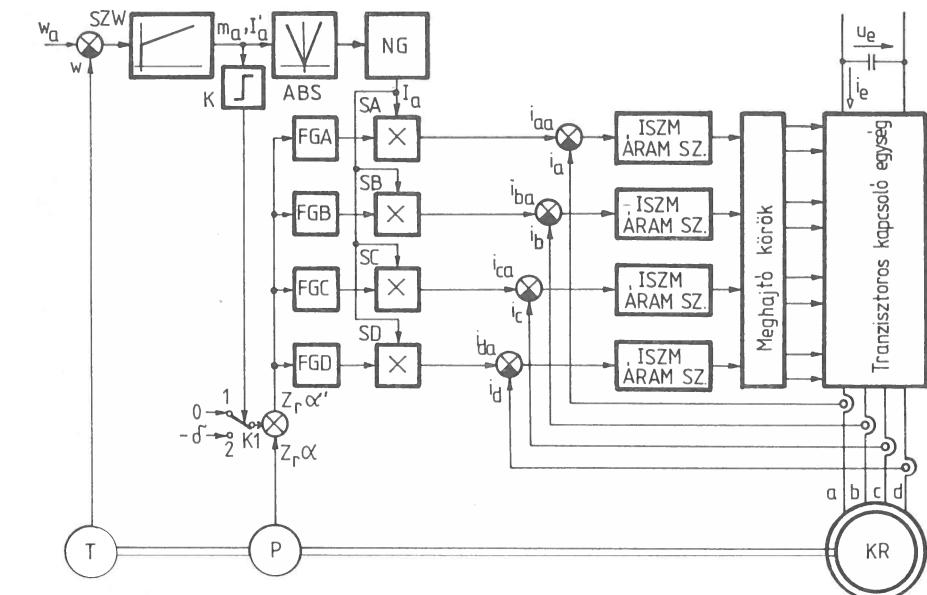
A 7.9. ábra a 7.1.c. ábra szerinti 4 fázisú változatra mutatja be az illesztést. Most olyan idealizált KR motort tételezünk fel, amelyben a fázis öninduktivitások és azok deriváltjai a 7.4.c. és d. ábrák szerint függnek az α szögtől (a 7.4.c., d. ábrák a 7.1.c. ábra a fázisára vonatkoznak, ezekből a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

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

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

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

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



7.10. ábra. Fordulatszám szabályozott KR motoros szervohajtás.

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

ventilációs veszteségek csökkentésére szokás a nagy fordulatszámú KR motorok forgórészét a fogak között hőálló műgyantával kionteni.

7.2. Léptetőmotoros hajtások

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

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

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

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

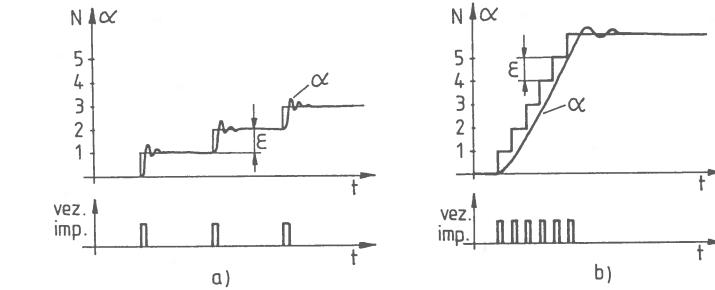
A léptetőmotoros hajtások első látásra nagy hasonlóságot mutathatnak az eddig tárgyalt kapcsolt reluktancia és szinkron szervohajtásokkal, de a táplálásuk nem illesztett. A kapcsolt reluktancia és a szinkron szervohajtásoknál az illesztésnek megfelelően az állórészáram fázishelyzetét szinkronozzák és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

7.2.1. Alapfogalmak

Lépésszög.

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

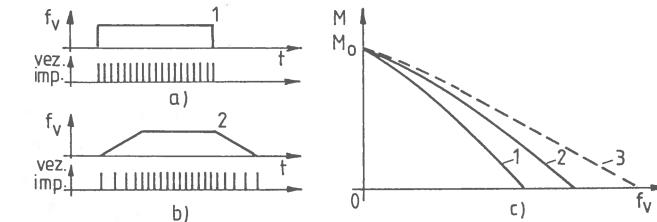
valamint az un. mikrolépéses üzemű vezérlés is, ami impulzusonként ϵ/n elfordulást idéz elő, ha n az egészlépés felbontása.



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

Léptetőmotorok vezérlőfrekvenciája, start-stop üzeme.

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



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

Kis vezérlőfrekvenciájú üzem.

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

Nagy vezérlőfrekvenciájú, közel egyenletes forgású üzem.

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

Lépéstevesztés.

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

Nyomaték-frekvencia határ jelleggörbék.

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

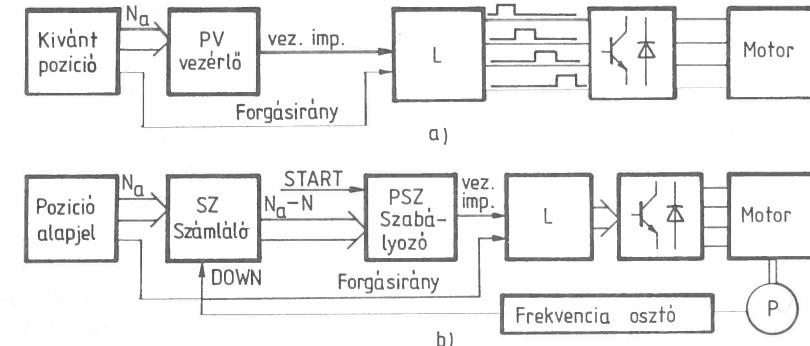
Az így megadott nyomaték-frekvencia jelleggörbék szigorú feltételek teljesülése esetén érvényesek. Ezeknek a feltételeknek egy része mechanikai, más része villamos. A mechanikai feltételek pl. a gyorsítandó tömeget szabják meg és a tengelykapcsolat rugalmasságára, csillapítási tulajdonságaira tartalmaznak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

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

Nyílt hurkú, vezérelt léptetőmotoros hajtás.

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

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



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

Zárt hurkú, szabályozott léptetőmotoros hajtás.

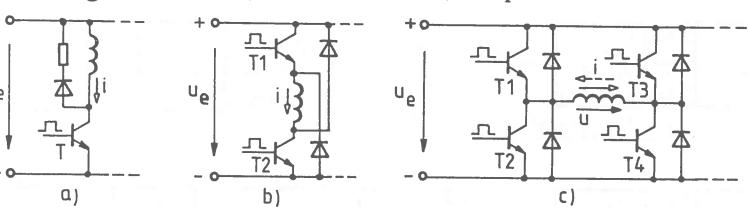
Az ilyen hajtásokban ellenőrzik a motor tényleges α elfordulási szögét, minden van a motor tengelyén szöghelyzetadó, és minden van pozíció szabályozókör. A 7.13.b. ábra arra az esetre mutat egy megoldást, amikor pozíció alapjelként a kívánt lépések N_a számát kell megadni irány megjelöléssel és start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

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

A léptetőmotorok fázistekercseinek kapcsolási módjai.

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

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



7.14. ábra. Egyszerű tekercselés táplálási módjai.
a., b. Unipoláris áramú kapcsolás, c. Bipoláris áramú kapcsolás.

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

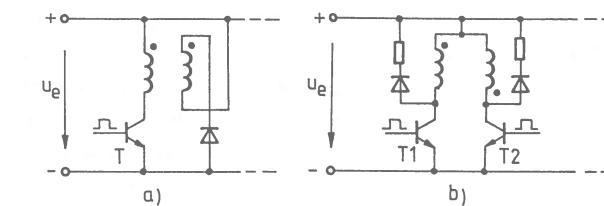
A 7.15. ábra kettős tekercssel ellátott motor fázistekercseinek táplálására mutat példát. Az a. árában egy olyan unipoláris kapcsolás látható, ahol a szoros induktív csatolásban levő bifiláris tekercset használják kikapcsoláskor a tárolt energia visszavezetésére a táphálózatba. A b. árában a kettős tekercsben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

A léptetőmotorok fázisáramai, áramalakok.

A táplálás módja szerint megkülönböztetünk:

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

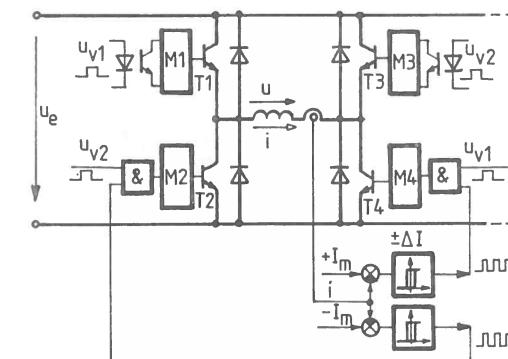
Az előbbi 7.14. és 7.15. ábrák a feszültséggenerátoros táplálásra mutatnak példákat. A tranzisztorok a vezérlőimpulzus idejére az U_e tápfeszültséget kapcsolják a fázistekercsre. A tekercsek árama ennek hatására szabadon alakul ki, alakja munkapontfüggő lesz.



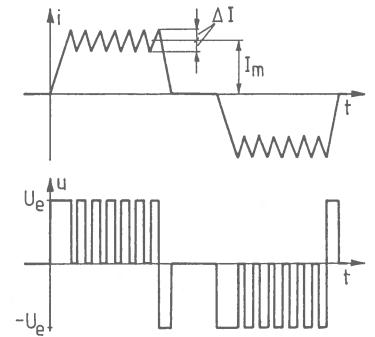
7.15. ábra. Kettős tekercselés táplálási módjai.
a. Egyirányú gerjesztés,
b. Kétirányú gerjesztés.

A kvázi áramgenerátoros táplálást arról lehet megismerni, hogy az előbbi kapcsolásokban viszonylag nagy ellenállást kötnek a fázistekercsekkel sorba. Ezzel azt érik el, hogy a fázisáramok kialakulását késleltető villamos időállandót csökkenteni tudják. Igy jó közelítéssel impulzushoz hasonló négysszögletes áramalak hozható létre. A vezérlése ugyanolyan egyszerű, mint a feszültséggenerátorosé. Hátránya, hogy a működtetéséhez növelt feszültség szükséges, és a megoldás veszteséges. Csak kis teljesítményen használják.

A veszteségmentes, szabályozott áramú megoldást nagyobb teljesítményű, igényesebb hajtásoknál alkalmazzák. A működtetéséhez szintén növelt U_e feszültség szükséges, ugyanis a forrásfeszültség mértékétől függ az áramszabályozás megvalósítható gyorsasága. A léptetőmotorok áramszabályozása többnyire egyszerű. Az áram alakját négysszög alakúra írják elő, és az amplitúdóját nem változtatják. Bipoláris áramú hajtásra mutat példát a 7.16. ábra fázisonkénti áram kétpontszabályozással (az ábrában csak a motor egy fázisát rajzoltuk fel). A fázistekercseket a 7.14. c. ábra szerinti kapcsolás táplálja. A pozitív irányú áram szabályozásához a T1, T4 tranzisztorokat vezéreljük ($u_{v1} = H, u_{v2} = 0$). Az amplitúdó szabályozást a T4 tranzisztor végzi. Fordított áramirányhoz a T2, T3 tranzisztorok lépnek működésbe ($u_{v1} = 0, u_{v2} = H$), és az amplitúdot a T2 tranzisztor szabályozza. A motor egy fázisának jellegzetes áram és feszültség időfüggvényei láthatók a 7.17. ábrán. Az $u_{v1} = H$ idejére a szabályozó ($+I_m$) értékre, $u_{v2} = H$ idejére ($-I_m$) értékre szabályoz $\pm \Delta I$ hiszterézissel. A működés



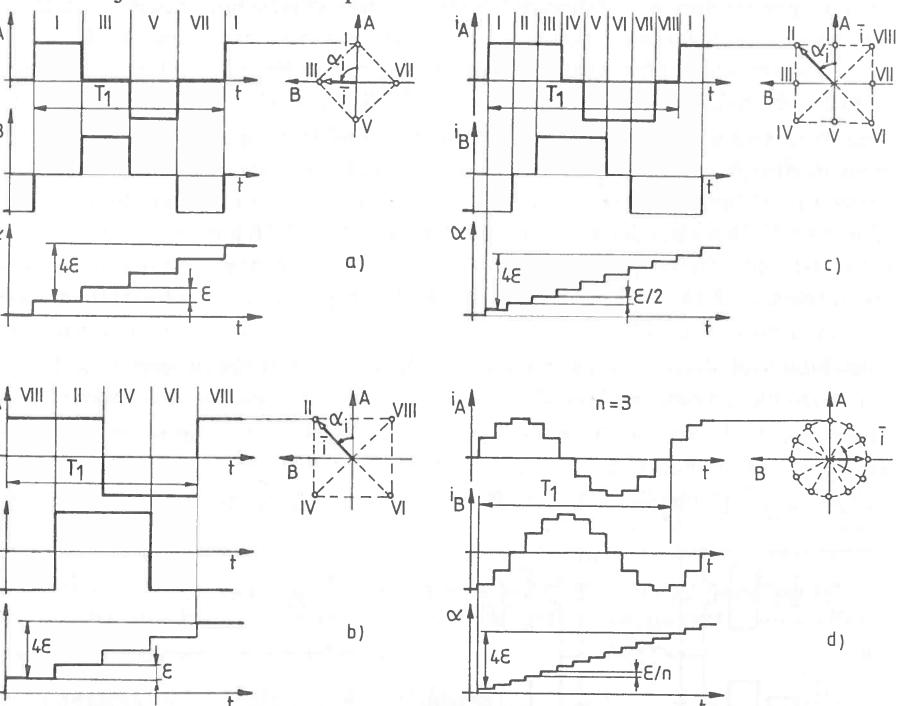
7.16. ábra. Áram kétpontszabályozás blokkvázata.



7.17. ábra. Áram kétpontszabályozás jellemzői.

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

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



7.18. ábra. Kétfázisú léptetőmotor üzemmódjai.

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

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

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

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

A léptetőmotorok fázistekercseinek gerjesztési módjai.

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

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

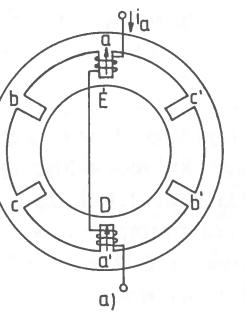
Külön osztályt képez a delta kapcsolású léptetőmotorok gerjesztési módja, amelynél minden fázis vezet áramot ciklikusan cserél áramirányával. A delta kapcsolás az öt-, ill. hétfázisú léptetőmotoroknál szokásos.

7.2.2. Léptetőmotor típusok

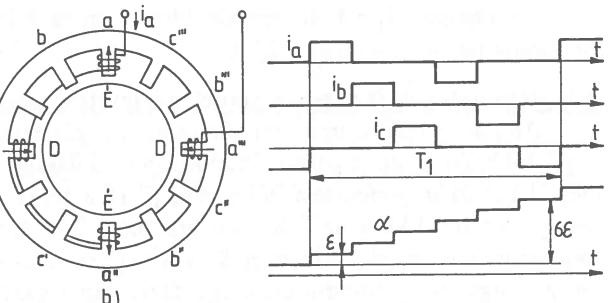
A rendkívül sokféle konstrukciós megoldás alapvetően a következő háromfélé változaton alapszik.

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

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

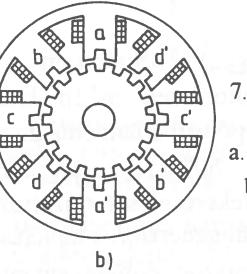
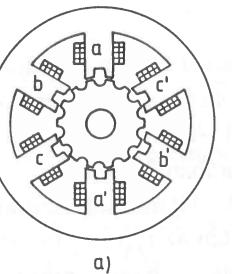


7.19. ábra. Háromfázisú állandómágneses léptetőmotor elvi felépítése.
a. $2p=2$, $\varepsilon=60^\circ$, b. $2p=4$, $\varepsilon=30^\circ$.



7.20. ábra. Háromfázisú állandómágneses léptetőmotor szinkron üzeme.

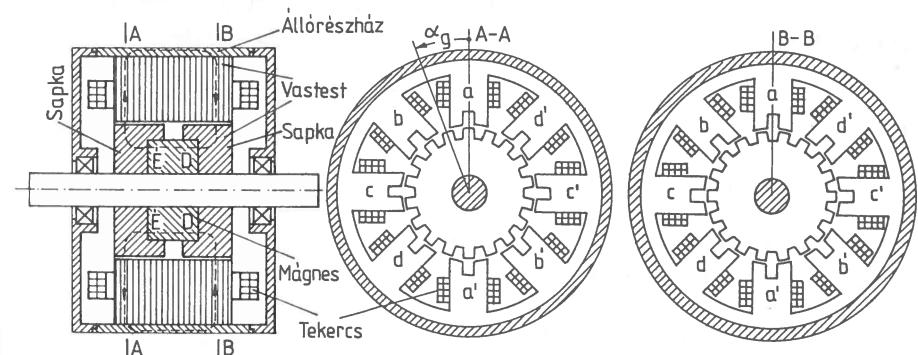
Reluktancia léptetőmotor. Ez a fajta léptetőmotor a kapcsolt reluktancia motorhoz (7.1. fejezet) hasonlóan minden az állórészen, minden a forgórészen kiállópólusú (fogazott), állandómágnes nincs beépítve. A 7.21.a. ábra $m^* = 3$ fázisra, $2p=2$ állórészpólusra, $Z_r = 14$ rotorfogszárra és $\varepsilon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



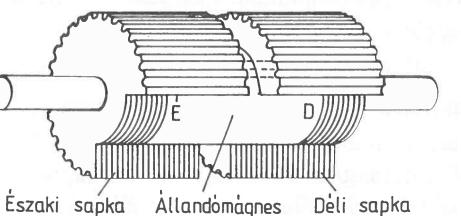
7.21. ábra. Reluktancia léptetőmotor elvi felépítése.
a. $m^* = 3$, $2p=2$, $Z_r = 14$, $\varepsilon = 8,57^\circ$,
b. $m^* = 4$, $2p=2$, $Z_r = 18$, $\varepsilon = 5^\circ$.

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

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



7.22. ábra. Hibrid léptetőmotor szerkezeti felépítése.



7.23. ábra. Hibrid léptetőmotor forgórése.

A hibrid léptetőmotor a képzeletben axiálisan két egyenlő részre - északira és délre - osztható. Ezekben az állandómágnes homopoláris, az állórészgerjesztés heteropoláris mezőt hoz létre. E két mező egymásrahatásaként jön létre a nyomaték. A pontos vizsgálat a mágneses kör bonyolultsága miatt nehéz feladat. Hosszas számítás után belátható, hogy a hibrid léptetőmotor jó közelítéssel egy Z_r pólusszámú, kiállópólusú szinkrongépnek tekinthető. Igy minden pillanatértékre, minden alapharmonikusakra érvényesek az 5.43. ábra helyettesítő képei. Az állandómágneses szinkrongéphez hasonlóan L_d itt is kisebb mint L_q és a $\psi_p = \Psi_p$ pólusfluxus tranziszt üzemben is állandó.

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

7.2.3. Négyfázisú hibrid léptetőmotor nyomaték viszonyai

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

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

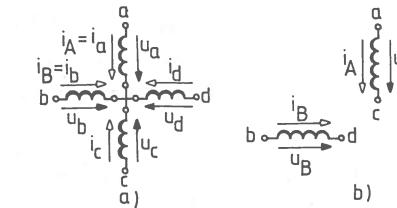
Behelyettesítve ezeket a négyfázisú Park-vektor (5.42a) definíciós képletébe

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

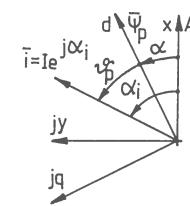
Figyelembe véve az $i_a = -i_c$, $i_b = -i_d$ és $u_a = -u_c$, $u_b = -u_d$ egyenlőségeket az (5.42b,c) definíciós képletekből

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

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



7.24. ábra. a) Kétfázisúan elkötött négyfázisú tekercselés.
b) Egyenértékű kétfázisú tekercselés.



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

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

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

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

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

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

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

A kapocsfeszültség Park-vektora álló koordinátarendszerben

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

d - q koordinátarendszerben

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

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

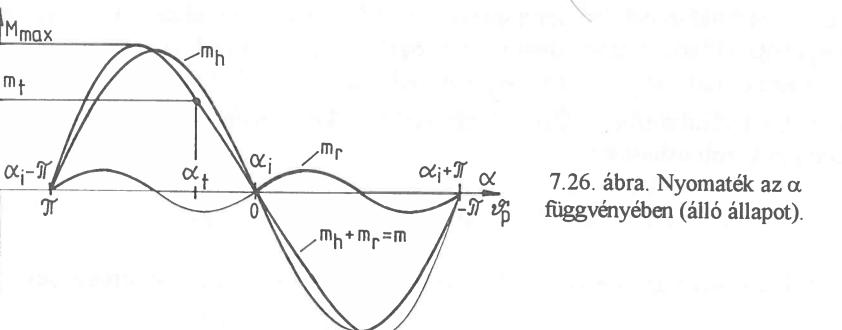
Az (5.44.a) háromfázisú Park-vektoros nyomatékképpel való analógia alapján a nyomaték az alábbiak szerint számítható:

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

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

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

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



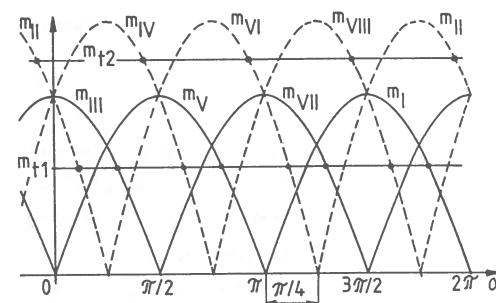
7.26. ábra. Nyomaték az α függvényében (állandó állapot).

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

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

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

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



7.27. ábra. Nyomaték szögfüggése (állandó állapot).

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

Ha ebben az üzemben f_1 az \bar{i} áramvektor körülfordulási frekvenciája (a táplálás frekvenciája), akkor ehhez $f_v = gf_1$ vezérlőfrekvencia tartozik, ahol g az áramvektor lehetséges helyzeteinek a száma. A 7.18.a. és b. ábra szerinti egészlépéses üzemben $g=4$, a 7.18.c. szerinti féllepéses üzemben $g=8$. A pontos vizsgálat nehézkes, mivel ekkor a villamos egyenletek mellett az

$$\begin{aligned} m &= m_t + D w_g + \theta d w_g / dt, \quad w_g = d\alpha_g / dt, \\ m &= m_t + D' w + \theta' d w / dt, \quad w = d\alpha / dt \end{aligned} \quad (7.22a-d)$$

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

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

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

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

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

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

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

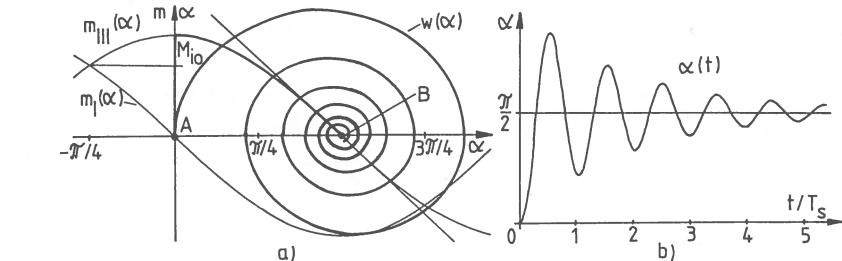
Ez időben állandó, alapharmonikus nyomaték. A (7.22d) mozgássegenyel szerint állandósult állapotban $m = m_t + D'W_1$. Akár az $m_t = M_t$ terhelőnyomaték, akár a W_1 villamos szögsebesség (az f_v vezérlő frekvencia) megváltozik, a megváltozott értéknél megfelelő új értékre áll be az $m=M$ villamos nyomaték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

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

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

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

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



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

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

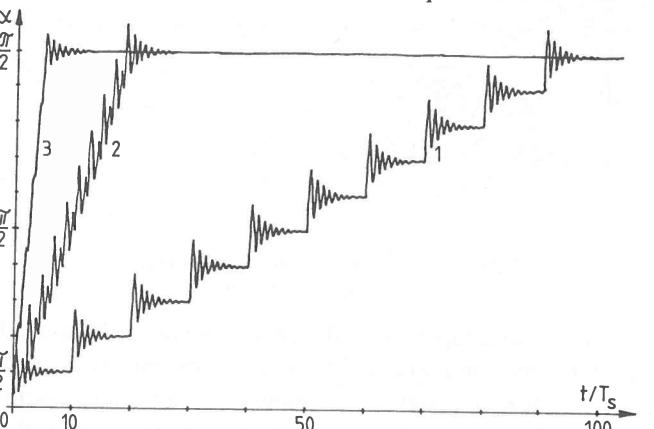
$$m = -M_{\max} \sin(\alpha - \alpha_i) = m_t + D'd\alpha/dt + \theta'd^2\alpha/dt^2 \quad (7.27)$$

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

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

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

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



7.29. ábra. Többlépéses tranzisz folyamat.

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

8. Egygépes hajtásszabályozások

Az egyes szervohajtástípusok áramszabályozásával hajtásoknál külön-külön foglalkoztunk tekintettel arra, hogy az áramszabályozás módja a hajtások tulajdonságait megszabja, csak az illesztési szabályoknak megfelelő táplálás esetén rendelkeznek jó nyomatékképzéssel. A következőkben az erő-, ill. nyomatékszabályozási, fordulatszám és pozíciós szabályozási feladatok megoldási módjaival foglalkozunk. A 8.-10. fejezetekben az egyedi, egygépes hajtásszabályozási és vezérlési módokat, a 11. fejezetben a többgépes rendszerek hajtásszabályozási problémáit vizsgáljuk.

A hajtásszabályozási módok tulajdonságait szinte kivétel nélkül az egyenáramú szervohajtásra mutatjuk be, mert ennek az egyenletei a legegyszerűbbek. De a felsorolt hajtásszabályozások a 4.-7. fejezetekben tárgyal bármelyik szervohajtás tipussal megvalósíthatók.

E könyvben a hajtásokban alkalmazott szabályozási megoldásokat, és azok érdekesebb tulajdonságait vizsgáljuk. Nem tüztük ki célul a szabályozási módok részletes elméleti vizsgálatát, stabilitás vizsgálatát, ezek szabályozástechnikai szakkönyvekben megtalálhatók. Külön figyelmet szentelünk annak, hogy az egyes hajtásszabályozási módok mennyire tudják biztosítani az elektronikus kapcsolás adottságaihoz adódó, illetve a motor helyes működéséhez szükséges korlátozásokat. Megvizsgáljuk, hogy ezek a korlátozások mennyire változtatják meg a szabályozó működését.

8.1. Szervohajtások egyenletei

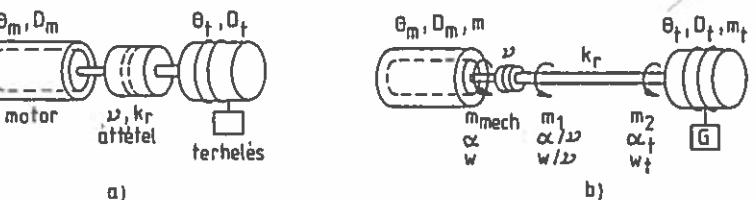
8.1.1. Egygépes szervohajtások mechanikai egyenletei

A szabályozási módok tárgyalása előtt röviden összefoglaljuk azt, hogy milyen egyenletekkel írható le egy szervohajtás és a hajtott mechanikai rendszer kapcsolódása. Figyelembe vesszük a mechanikai áttelek, és a mozgatandó rendszer tulajdonságait, és megállapítjuk a motorra átszámított igénybevételeket. A nyomatékegyenletek felírásánál a következő közelítéseket alkalmazzuk:

- csak a viszkózus súrlódást vesszük figyelembe, az álló (v. Coulomb) súrlódást nem,
- feltételezzük, hogy a súrlódási nyomaték a szögsebességgel arányos: $m_s = D\omega$,
- elhanyagoljuk az áttétel konyogás jellegű nemlineáritásait,
- ha tengelyre vagy áttételre k_r rugalmassági tényezőt figyelembe veszünk, akkor erről feltételezzük, hogy állandó.

A 8.1.a. ábra szerinti modellból indulunk ki, amelyben a motort és a terhelést áttétel köti össze. Az egyszerű tárgyalási mód érdekében az áttétel tehetetlenségi nyomatékát, valamint a viszkózus súrlódását a motor ill. a terhelésoldali értékekhez hozzászámítjuk. A tömeg- és súrlódásmentes (ideális) áttételnek a modellezése még tovább egyszerűsíthető a 8.1.b. ábra alapján úgy, hogy a tengelykapcsolat vagy áttétel rugalmas tulajdonságát egy külön ábrázolt

rugalmas tengellyel jelképezzük. Az áttétel ebben a helyettesítésben ideális és merev, egyetlen adattal a v áttétellel jellemzhető, a tengely ugyancsak tömeg- és surlódásmentes, és egyetlen adattal a k_r rugalmassági tényezőjével jellemzhető.



8.1. ábra. Egygépes hajtás mechanikai modellje.
a. Rugalmas mechanikai áttételi hajtás,
b. A rugalmas tulajdonság különválasztása.

A modell alkalmas áttétel nélküli rugalmas tengelykapcsolatban levő mechanikai rendszerek tárgyalására is.

A motoroldali mozgásegyenlet:

$$m = \Theta_m \frac{dw}{dt} + D_m w + m_{mech}, \quad (8.1)$$

ahol m a motor nyomatéka, Θ_m a motor forgórész és a motoroldali áttétel tehetetlenségi nyomatéka, $\Theta_m dw/dt$ az ennek a gyorsításához szükséges nyomaték, $D_m w$ a motor és a motoroldali áttétel súrlódására fordítandó nyomaték, m_{mech} a motor tengelyén ható nyomaték.

A terhelésoldali mozgásegyenlet a terhelésoldali tengelyvégén kifejtett m_2 nyomatékkal felirva:

$$m_2 = \Theta_t \frac{dw_t}{dt} + D_t w_t + m_t. \quad (8.2)$$

A t index a terhelésoldali jellemzőkre utal, m_t a terhelés oldalon kifejtett aktív nyomaték. Szerszámgépnél ez lehet pl. a megmunkáláshoz szükséges nyomaték, amely pl. marógép tárgyasztal emelésnél tartalmazhat gravitációs komponenst is. A Θ_t -be beleérjük az összes terhelésoldalon gyorsítandó tehetetlenségi nyomatéket, $D_t w_t$ -be pedig az összes terhelésoldali súrlódó nyomatéket.

Az ideális, merev áttétel szekunder oldalán a nyomaték:

$$m_1 = v m_{mech}, \quad (8.3)$$

az elfordulási szög α / v , a szögsebesség pedig w / v .

Az ideális rugalmas ($k_r \neq \infty$) tengely terhelés hatására elcsavarodik, a két végén mérhető szögsebesség, ill. elfordulási szögérték pillanatértéke különböző, $w_t \neq w / v$, $\alpha_t \neq \alpha / v$. A tengely két vége között mérhető $\Delta\alpha = \alpha / v - \alpha_t$, elfordulási szögkülönbséget a csavarónyomaték hozza létre.

Az ideális rugalmas tengely nyomatékváltvitele:

$$m_1 = k_r (\alpha / v - \alpha_t) = m_2. \quad (8.4)$$

A (8.3) és (8.4) egyenlet csak azért lehet ilyen egyszerű, mert az áttétel és a tengely saját tehetetlenségi tömegét, ill. a saját súrlódását a motor, ill. terhelésoldalra átszámoltuk.

Merev rendszer mechanikai egyenletei.

Rugalmatlan ($k_r \approx \infty$) merev tengelyt és $v = 1$ áttételt feltételezve:

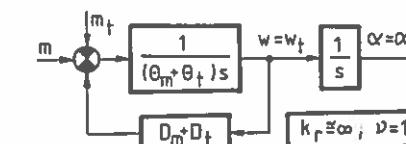
$$\alpha_t = \alpha, \quad w_t = w$$

$$m_{mech} = m_1 = m_2.$$

A motor nyomatékegyenlete így

$$m = (\Theta_m + \Theta_t) \frac{dw}{dt} + (D_m + D_t) w + m_t \quad (8.5)$$

Erre az esetre - Laplace transzformáció után - a hajtás mechanikai hatásvázata a 8.2 ábrán látható.



8.2. ábra. Áttétel nélküli hajtás mechanikai hatásvázata.

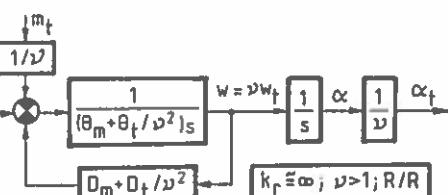
Merev ($k_r \approx \infty$), de $v \neq 1$, R/R típusú mechanikai áttételt (3.1.3. fejezet) feltételezve: $\alpha_t = \alpha / v$, $w_t = w / v$, ahol $v > 1$ dimenziótlan szám, és $m_1 = m_2 = v m_{mech}$.

A hajtás mechanikai egyenlete a motor oldalra számítva :

$$m = (\Theta_m + \frac{\Theta_t}{v^2}) \frac{dw}{dt} + (D_m + \frac{D_t}{v^2}) w + \frac{m_t}{v}. \quad (8.6)$$

A terhelésoldalról származó Θ_t / v^2 -et szokás a motor tengelyére redukált tehetetlenségi nyomatéknak, a D_t / v^2 -et pedig a motor tengelyére redukált

súrlódási tényezőnek hívni. A $\Theta = \Theta_m + \Theta_t / v^2$ az eredő teheterlenségi nyomaték, a $D = D_m + D_t / v^2$ az eredő súrlódási tényező. A hajtás mechanikai hatásvázlatát a 8.3. ábra mutatja.



8.3. ábra Mechanikai hatásvázlat rugalmatlan áttétel esetén.

Ha a mechanikai áttétel R/T típusú, a terhelés oldalon lineáris mozgás van. Ekkor értelemszerűen α_t helyett d_t elmozdulással, w_t helyett v_t sebességgel, m_t helyett F_t terhelő erővel kell számolni, a Θ_t teheterlenségi nyomaték helyett a lineárisan mozgatandó tömeggel.

Rugalmas rendszer mechanikai egyenletei.

A 8.1.b. ábra szerinti modellból indulunk ki.

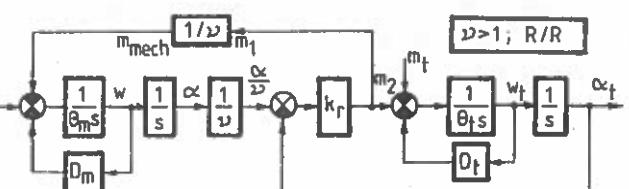
Ha $v = 1$ áttételt feltételezünk, akkor a motor oldalon, ill. a terhelés oldalon felírható nyomatékegyenletek (8.3),(8.4) szerint:

$$m_{\text{mech}} = m_1 = k_r(\alpha - \alpha_t) = m_2. \quad (8.7)$$

Ha $v > 1$ R/R típusú mechanikai áttételt feltételezünk, akkor a következő egyenleteket kapjuk:

$$m_{\text{mech}} = \frac{1}{v} m_1 = \frac{1}{v} k_r \left(\frac{1}{v} \alpha - \alpha_t \right) = \frac{1}{v} m_2. \quad (8.8)$$

A hajtás mechanikai hatásvázla erre az esetre a 8.4. ábrán látható. R/T típusú mechanikai áttétel esetén a terhelésoldalon $\alpha_t \rightarrow d_t$, $m_t \rightarrow F_t$ stb. helyettesítésekkel kell elni.



8.4. ábra Rugalmas mechanikai áttétellel vagy tengellyel rendelkező hajtás mechanikai hatásvázlata.

Részletesebben megvizsgáljuk a legegyszerűbb $v=1$ áttétellel kapcsolódó, Θ_m és Θ_t két teheterlenségi tömegből álló rugalmas rendszer viselkedését. A motor és a terhelés oldali (8.1-8.4) nyomatékegyenletek $w = d\alpha / dt$, $w_t = d\alpha_t / dt$ átárással és kis átrendezéssel:

$$\Theta_m \frac{d^2\alpha}{dt^2} + D_m \frac{d\alpha}{dt} + k_r(\alpha - \alpha_t) = m, \quad (8.9a)$$

$$\Theta_t \frac{d^2\alpha_t}{dt^2} + D_t \frac{d\alpha_t}{dt} - k_r(\alpha - \alpha_t) = -m_t. \quad (8.9b)$$

A (8.9.a) és (8.9.b) egyenleteket összeadva a következőt kapjuk:

$$\Theta_m \frac{d^2\alpha}{dt^2} + \Theta_t \frac{d^2\alpha_t}{dt^2} + D_m \frac{d\alpha}{dt} + D_t \frac{d\alpha_t}{dt} = m - m_t. \quad (8.10)$$

Keresünk egy olyan $\alpha_k(t)$ elfordulási szöget, amelyre nézve a rendszer úgy viselkedne, mintha rugalmatlan lenne, azaz a (8.5) egyenlet szerinti

$$(\Theta_m + \Theta_t) \frac{d^2\alpha_k}{dt^2} + D_\alpha \frac{d\alpha_k}{dt} = m - m_t, \quad (8.11)$$

nyomatékegyenlet teljesülne rá, mintha $k_r \approx \infty$ lenne. A (8.10) és (8.11) egyenletek összetevéséből látható, hogy a közepes elfordulási szög:

$$\alpha_k = \frac{\Theta_m \alpha + \Theta_t \alpha_t}{\Theta_m + \Theta_t}, \quad (8.12)$$

azaz α és α_t súlyozott átlaga. A súrlódási tényezőre nézve D_α számítása bonyolultabb, ezért feltessük, hogy $D_m / \Theta_m = D_t / \Theta_t$, és ezzel $D_\alpha = D_m (\Theta_m + \Theta_t) / \Theta_m$. Mivel a rendszer rugalmas, az α és α_t elfordulási szögek a fent definiált α_k érték körül a tranzisz folyamatok alatt lengéseket végeznek. Van a rugalmas tengelynek egy olyan keresztmetszete, amelyik nem követi a tengely lengéseit, éppen úgy viselkedik, mint merev tengely esetén. E keresztmetszetű helynél a tengely $\alpha_k(t)$ elfordulási szöggel és $w_k = d\alpha_k / dt$ szögsebességgel mozog. Ehhez képest a motoroldali tengelyvég $\alpha - \alpha_k$, a terhelésoldali tengelyvég pedig $\alpha_t - \alpha_k$ szögű rugalmas elfordulást, lengést mutat. Csillapításmentes, $D_m = D_t = 0$ esetben egyszerűen kiszámolható a rendszer önlengési frekvenciája. Ehhez a Θ_m -mel osztott (8.9.a) egyenletből kivonjuk a Θ_t -vel osztott (8.9.b) egyenletet:

$$\frac{d^2\Delta\alpha}{dt^2} + \left(\frac{k_r}{\Theta_m} + \frac{k_r}{\Theta_t} \right) \Delta\alpha = \frac{m}{\Theta_m} + \frac{m_t}{\Theta_t}, \text{ ahol } \Delta\alpha = \alpha - \alpha_t.$$

Az $m=0$ és $m_t=0$ gerjesztélen rendszernek megfelelő homogén differenciálegyenlet karakteristikus egyenlete: $s^2 + k_r(1/\Theta_m + 1/\Theta_t) = 0$. Ennek megoldása

$$s_{1,2} = j\sqrt{k_r \left(\frac{1}{\Theta_m} + \frac{1}{\Theta_t} \right)} = j\omega_r,$$

ahol ω_r a rendszer önlengésének körfrekvenciája, és $f_r = \omega_r / 2\pi$ pedig a rezonanciafrekvenciája.

A leírt rugalmas rendszer viselkedésének szimulációját a 8.5.ábra mutatja be. A 8.5.a. ábrán a motor indítási folyamata, a 8.5.b. ábrán a terheléslökésre adott válaszfüggvényei láthatók relatív egységekben. A szimuláció a következő adatokkal készült: $\Theta_m W_n / M_n = T_{in} = 0.8s$; $\Theta_m W_n / M_n = T_{in} = 0.4s$; $k_r / M_n = 0.3$; $D_m W_n / M_n = 1$; $D_t W_n / M_n = 0.5$; $R I_n / U_n = 0.05$; $W_n = 314/s$.

Az $\alpha_k(t)$ közepes elfordulási szöghez képest mért $\alpha - \alpha_k$ és $\alpha_t - \alpha_k$ lengés ellenfázisú (8.5. ábra). A motor- és a terhelésoldalon mérhető lengési amplitűdök aránya az $\alpha_k(t)$ definíciójából következően a tömegekkel fordítva arányos:

$$\frac{\alpha - \alpha_k}{\alpha_t - \alpha_k} = -\frac{\Theta_t}{\Theta_m}.$$

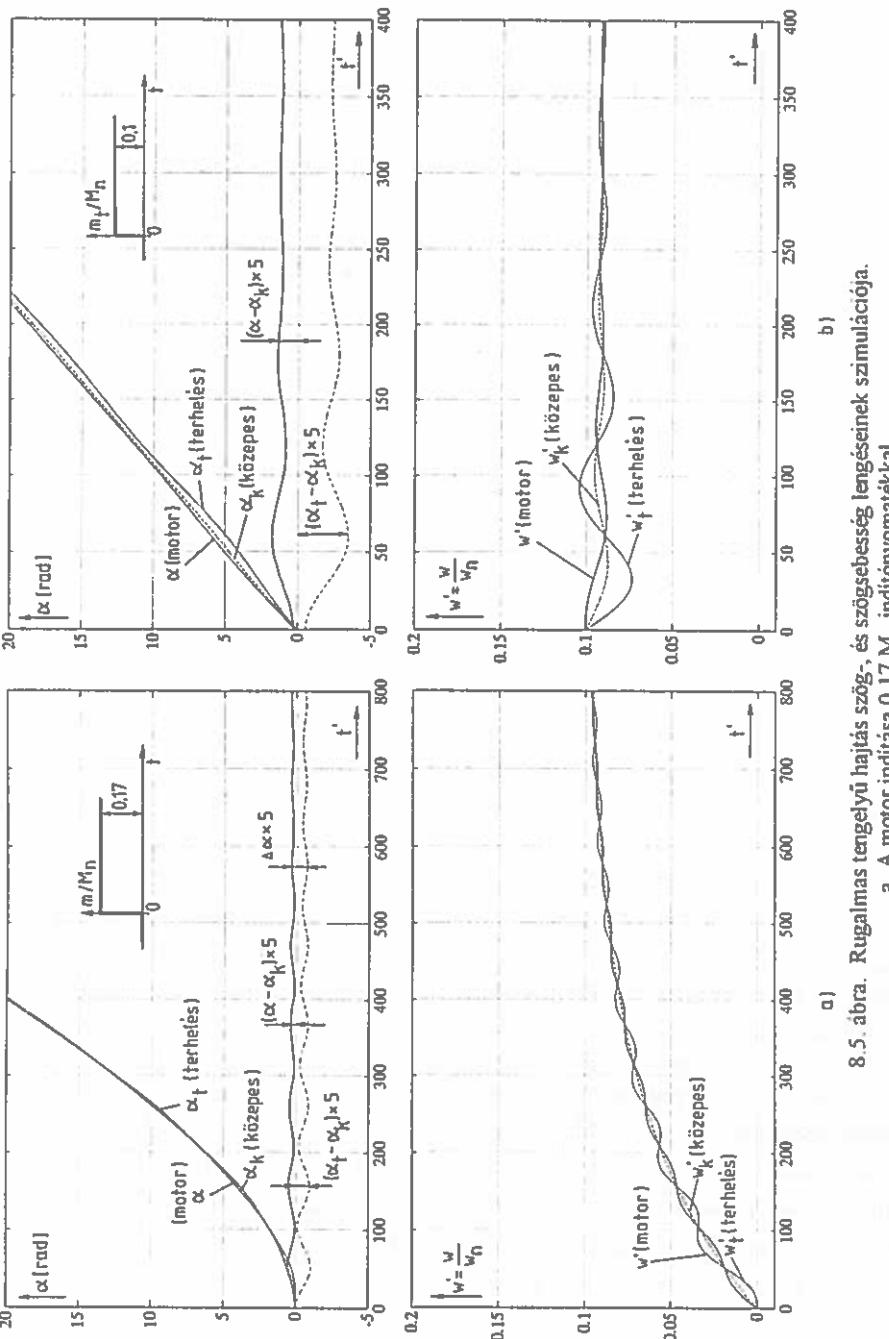
A fenti módszerrel kiszámítható a motor tengelyére rugalmasan szerelt kis tömegű tachométerdinamó, vagy más érzékelő lengése is. A kis tömeg miatt a lengés amplitűdöje viszonylag nagy lehet.

Ha a rugalmas rész (tengely) áttétellel kapcsolódik a motorra, ill. a terhelésre, akkor a fenti számítás előtt a motort a rugalmas tengely egyik, a terhelést a másik végére kell redukálni, és a számítást a redukált mennyiségekkel kell elvégezni.

Ha a mechanikai rendszer rugalmas és kettőnél több koncentrált tömeggel modellezhető, akkor többszörös rezonanciafrekvencia alakulhat ki.

8.1.2. Egyenáramú szervohajtás differenciálegyenletei, korlátozásai

A következő fejezetekben a szabályozási módokat szinte kivétel nélkül a leggyorsabb hajtástípusra, az egyenáramú szervohajtásra mutatjuk be. A szabályozók tárgyalásához és a szabályozási korlátozások meghatározásához gyakran van szükség ennek a rendszernek a differenciálegyenleteire. Feltételezzük, hogy a mechanikai kapcsolat merev, $v=1$ áttételű, és érvényes a (8.5) mechanikai egyenlet $\Theta = \Theta_m + \Theta_t$ és $D = D_m + D_t$ behelyettesítéssel. Ha a motor kapcsolóüzemű táplálású, és elég nagy a táplálás kapcsolási frekvenciája, akkor a motor viselkedését a kapocsfeszültség középrtéke szabja meg, a differenciálegyenletek u_k , i_k , m_k , $w_k = w$ középrtékekre irhatók fel (4.3.2. fejezet). Ez a közelítés megfelel annak, hogy a kapcsolóüzemű táplálást a



8.5. ábra. Rugalmas tengelyű hajtás szög-, és szögsebesség lengéseinek szimulációja.
a. A motor indítása 0.17 M_n inditonysomattal,
b. Terhelésök 0.1 M_n nyomatékkel.

középérték jelekre folytonos üzeművel helyettesítjük. A középérték körül a motor árama és ezzel együtt az elektromágneses nyomatéka a táplálásból adódóan ingadozik, ezt itt nem vesszük figyelembe.
Az egyenáramú szervohajtás egyenletei a fenti feltételezésekkel:

$$u_k = R i_k + L di_k / dt + K w, \quad (8.13a)$$

$$m_k = K_i k = \Theta dw / dt + D w + m_t. \quad (8.13b)$$

A w -re és deriváltjaira felírható egyenletek:

$$w = \frac{d\alpha}{dt}, \quad (8.14a)$$

$$\frac{dw}{dt} = -\frac{D}{\Theta} w - \frac{1}{\Theta} m_t + \frac{K}{\Theta} i_k, \quad (8.14b)$$

$$\frac{d^2 w}{dt^2} = -\frac{R\Theta + LD}{L\Theta} \frac{dw}{dt} - \frac{DR + K^2}{L\Theta} w - \frac{R}{L\Theta} m_t - \frac{1}{\Theta} \frac{dm_t}{dt} + \frac{K}{L\Theta} u_k. \quad (8.14c)$$

A w szögsebességet általában a motor megengedhető fordulatszáma, vagy a feladat maga korlátozza. Például, ha előírjuk a pozicionálás szögsebességét

$$-w_{max} < w < w_{max}. \quad (8.14d)$$

A w_{max} szögsebességgel számolt Kw_{max} belső feszültség szervohajtásnál nem közelítheti meg az u_k kapocsfeszültség maximális értékét, mert akkor a (8.13.a)-ból láthatóan nem marad feszültségtartalék megfelelő áramdinamika, di_k / dt kialakításához.

A dw/dt szöggysulást i_k megengedhető maximális nagysága korlátozza:

$$-I_{korl} < i_k < I_{korl}. \quad (8.14e)$$

Az áramkorlát nagysága pedig, mint az előző fejezetekből kitűnik sok tényezőtől függhet.

A $d^2 w / dt^2$ szöggysulás deriváltat u_k korlátozza, amely szervohajtásnál az egyenfeszültségsorrás U_e feszültségének méretezésétől függ:

$$-U_e < u_k < U_e. \quad (8.14f)$$

8.2. Erő- és nyomatékszabályozás

Ha a szervohajtásra az $m(i)$ nyomaték-áram függvénykapcsolat jól definiálható, akkor a motor m elektromágneses nyomatékának a szabályozása áramszabályozással megoldható. Egyenáramú szervohajtásnál az m

elektromágneses nyomaték és az i motoráram arányos, $m = Ki$. Váltakozóáramú szervohajtásoknál az illesztett táplálás biztosít jól definiálható $m(i)$ függvénykapcsolatot, ahol i pontos jelentése a megoldástól függően többféle lehet (5., 6. fejezet).

Az elektromágneses nyomaték m_a alapjelét kétféleképpen lehet előállítani:

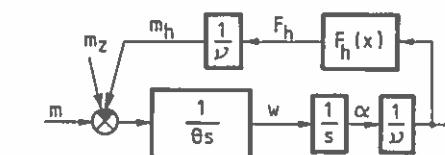
- a szükséges elektromágneses nyomaték előreszámolásával, vagy
- a külső szabályozókör elektromágneses nyomaték igénye alapján.

Előreszámolni a szükséges elektromágneses nyomatéket a tervezett mozgásra érvényes nyomatékegyenletek ismeretében lehet. Erre mutat példát a 8.2.1. fejezet.

Külső szabályozókkel irányított belső elektromágneses nyomatékszabályozásra - u.n. alárendelt nyomatékszabályozásra - mutatnak be példákat a 8.2.2.-8.2.4., 8.3.1., és 8.4.1. fejezetek. Ilyenkor a külső szabályozókör állítja elő az m_a alapjelét.

Az m_a alapjelből a szervohajtás $m(i)$ összefüggése alapján az áramszabályozó i , áramalapjelle számítható. Az áramszabályozó kialakítására sok példát mutattunk be a 4., 5., 6., 7. fejezetekben. Az áramalapjel korlátozásával egyszerűen megvalósítható a szervohajtás elektromágneses nyomatékának korlátozása és a motor időtartamtól függő túlterhelés védelme (4.3.4. fejezet).

Az elektromágneses nyomatékon kívül lehet még szabályozott jellemző a gyorsító nyomaték (pl. gyorsulásszabályozási módszerekben), vagy a terhelés oldalon kifejtett hasznos m_h nyomaték vagy F_h erő. A hasznos erő vagy nyomaték csak akkor lehet szabályozott jellemző, ha a motor elfordulásától függő nagyságú. Ilyen pl. a megmunkáló erő/nyomaték vagy a megfogóerő. A súrlódásból, gravitációból, a tengelyek rugalmasságából stb. származó egyéb nyomaték komponenseket, összegyűjtve m_z zavaró nyomatékjelként vesszük figyelembe a motor tengelyén.

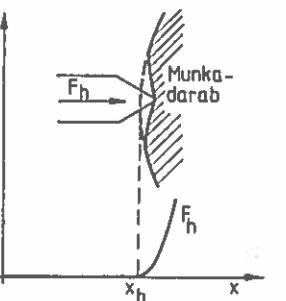


8.6. ábra. Mechanikai hatásvázlat megmunkáló-, ill. megfogóerő kifejtése esetén.

Egy megmunkáló-, ill. megfogóerőt kifejtő merev tengelyű R/T mechanikai áttételű motor hatásvázlatát mutatja a 8.6. ábra. Ebből látható, hogy a motor által előidézett x elmozdulás függvényében létrejön egy m_h negatív visszacsatolás az F_h megmunkáló-, ill. megfogóerő hatására.

Egy tipikus $F_h(x)$ függvényt mutat a 8.7. ábra, ahol x_h ahoz a pillanathoz tartozó elmozdulás, amikor a szerszám vagy megfogó éppen eléri a munkadarab

felületét. Amig $x < x_h$, $F_h \equiv 0$, ha pedig $x \geq x_h$, akkor $F_h(x)$ a szerkezet, ill. a munkadarab rugalmasságától, képlékenységtől függő nemlineáris függvény.



8.7. ábra. A megmunkáló- vagy megfogóerő az alakváltozás függvényében.

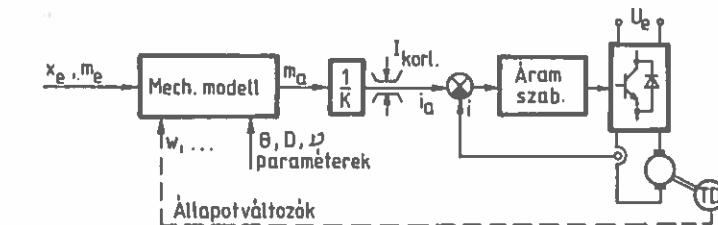
A következőkben bemutatandó nyomaték, ill. erő szabályozási módok tipikus követelményei:

- túllendülésmentesség, pl. törésveszély miatt,
- rezgésmentesség, pl. sima megmunkáló erő előállításához,
- a mechanikai rendszer rezonancia jelenségei miatt fellépő szabályozási zavarok elkerülése úgy, hogy ha a rendszer legalacsonyabb rezonancia körfrekvenciája ω_r , akkor a nyomatékszabályozó ω_c körfrekvenciája $\omega_c < \omega_r / 2$ legyen.

Az áramszabályozásra visszavezetett nyomatékszabályozás szabályozási lengésének ω_c vázási körfrekvenciája az áramszabályozás megvalósításától, beállításától függ. Eredően nyomatékigadást okoz a szervomotorok kapcsoló üzemű táplálásából adódó áramhullámosság, valamint a szabályozási eltérés az illesztett táplálástól. Az ISZM modulátoros kapcsoló üzemű táplálásból adódó nyomaték hullámosság ω_u körfrekvenciája: $\omega_u \gg \omega_c$, így ez nem okoz problémát. Az illesztési hibából adódó nyomatéklükötések körfrekvenciája adott fordulaton megegyezhet az ω_r rezonancia körfrekvenciával.

8.2.1. Előreszámolt elektromágneses nyomaték módszere

Ehhez a módszerhez a tervezett mozgatási vagy erőkifejtési feladathoz szükséges elektromágneses nyomatéket egy lehetőleg pontos modell alapján előre kell számolni. A mechanikai modell képzésére a 8.1. fejezetben több példát mutattunk be. A számításhoz a modellben szereplő gépparaméterek (pl. Θ , D , v) és állapotváltozók meghatározása történhet becsléssel vagy méréssel. Az előre számolt elektromágneses nyomaték lesz a szabályozás m_a alapjele. A szabályozás vázlatát egyenáramú szervohajtásra a 8.8. ábra mutatja, ahol a belső áramszabályozás i_a alapjele az $m = Ki$ összefüggés szerint $i_a = m_a / K$.



8.8. ábra. Előreszámolt elektromágneses nyomaték módszer hatásvázata.

Az m_a elektromágneses nyomaték számolható a tervezett mozgatási feladat valamely $m_e(t)$ előírt nyomaték komponense alapján, vagy bármely más $x_e(t)$ előírt jele alapján.

Az előre számolt elektromágneses nyomaték módszerét a mechanikai modellek pontatlanságai miatt szabadon mozgó rendszerre általában nem alkalmazzák. Alkalmazzák azonban olyan esetekben, ahol a mechanikai rendszer közel álló állapotot vagy kényszer hozza létre pl. végállásra futáskor, vagy úgy jön létre, hogy az álló állapot fenntartásához szükséges nyomatéket írjuk elő. Közel álló állapotban $w \equiv 0$; $dw/dt \equiv 0$, így pl. a (8.5) nyomatékegyenlet $m \equiv m_t$ alakúra egyszerűsödik, ahol m_t tartalmazza az m_h hasznos nyomatéket, a mechanikai szerkezet önsúlyából származó m_g gravitációs komponenst és az eddig elhanyagolt álló súrlódási nyomatéket, stb.

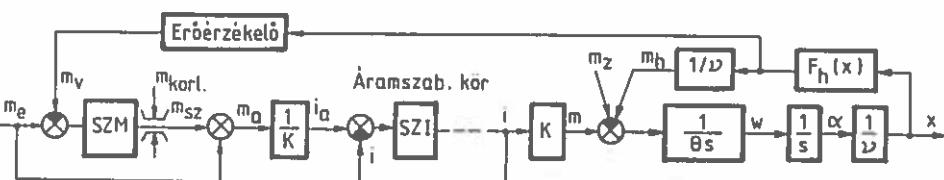
Az előre számolt elektromágneses nyomaték módszer különleges esete a gravitáció kompenzációja, amelynél az $m_e = m_g$ előírással a motort terhelő gravitációs komponensnek megfelelő nyomatéket állítanak elő, és ezzel a mechanikai szerkezetet mintegy súlytananná teszik. Ezt használják pl. festő robotok betanító üzemeiben.

8.2.2. Nyomatékszabályozás beépített érzékelővel

A terhelésoldalon kifejtett és mérhető hasznos m_h nyomaték, vagy F_h erő, - mint ezt a bevezetőben kifejtettük - csak akkor lehet szabályozott jellemző, ha az a motor elfordulási helyzetétől függő nagyságú (8.7. ábra). Ilyen pl. a megmunkáló erő/nyomaték, ill. megfogóerő. Ezeknek a jeleknek a mérése sok nehézségre ütközik. Ezért az erő-, ill. nyomaték érzékelővel épített szabályozást általában ott használják, ahol a feladatot másképpen nem lehet megoldani.

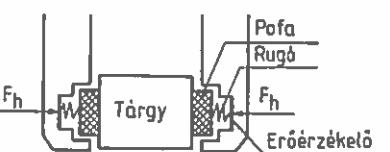
A 8.9. ábra tipikus megfogóerő szabályozást mutat be egyenáramú szervohajtásra úgy, hogy az áramszabályozókör részletesen nem rajzoltuk ki. Az ábrában m_e -vel jelöltük az m_h hasznos nyomaték előírt alapjelét és m_v -vel a mért értékét (az erők: $F_h = vm_h$; $F_e = vm_e$ és $F_v = vm_v$). A belső, áramszabályozásra visszavezetett elektromágneses nyomaték szabályozókör m_a alapjele két összetevőből áll: $m_a = m_e + m_{sz}$, ahol m_e az előrevezetett (feed forward)

szabályozójel, m_{sz} az SZM nyomatékszabályozó kimenő jele. Az m_a alapjelét főként m_e adja és az m_{sz} jel ezt addig módosítja, míg az $(m_e - m_v)$ hibajel nullává nem válik. A bemutatott szabályozás az m_e előrevezetett jel nélkül is működöképes, ha az SZM szabályozó PI típusú.

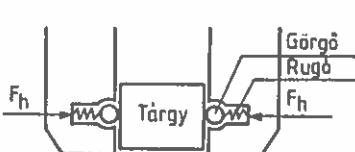


8.9. ábra. Erőérzékelővel működő nyomaték szabályozás.

Problémát okoz a szabályozásnál az, hogy az F_h megfogóerőt csak a megfogó szerkezet zárasa után lehet érzékelni. A megfogóerő jellegre nézve a 8.7. ábra szerinti alakú az elmozdulás függvényében. A megfogó még nyitott állapotában a hajtás az $m_a = m_e + m_{sz}$ alapjelnek megfelelően gyorsít, visszacsatolás nincs: $m_v \equiv 0$. Azért, hogy ez a gyorsítás a megfogó zárásának pillanatában ne okozzon felcsattanást m_{sz} értékét korlátozzák. Szokásos megoldás még az is, hogy a megfogó szerkezet rugalmasra, lágy rugósára készítik, amely záráskor a tranziszt erőhatásokat felfogja és csillapítja. Egy ilyen megoldást mutat a 8.10.ábra .



8.10. ábra. Megfogószerkezet vázlatos rajza.



8.14. ábra. Csúszási ill. gördülési határ érzékelés.

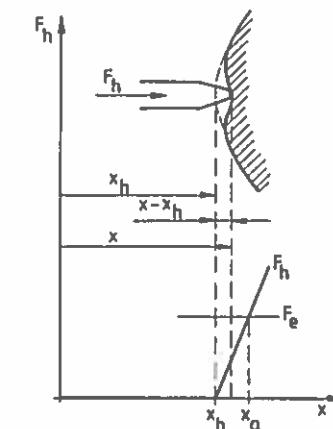
8.2.3. Közvetett nyomatékszabályozási módok

a./ Alakváltozás-mérésre épített erőszabályozás.

Ez a fajta erőszabályozás a visszacsatolójel képzéséhez a közvetlen erőmérés helyett az erő által okozott rugalmas alakváltozás mértékét használja fel. Ehhez fel kell tételezni, hogy az alakváltozás és az öt létrehozó erőhatás között egyértelmű kapcsolat van. Ez a kapcsolat akkor a legegyszerűbb, ha a 8.11. ábra szerinti, azaz $x \geq x_h$ -ra az $(x - x_h)$ alakváltozáshoz szükséges erő: $F_h = (x - x_h) / c_r$, ahol c_r az anyag rugalmassági tényezője.

Ha $x < x_h$, akkor $F_h = 0$. Az $(x - x_h)$ elmozdulásból F_h értékére tehát csak akkor lehet következtetni, ha $x \geq x_h$. Az erőszabályozást pozíció szabályozásra vissza lehet vezetni úgy, hogy az erőt kifejtő elem, szerszám csúcspontjának

poziciójára olyan értéket kell előírni, ami a munkadarab anyagának belséjébe mutat.



8.11. ábra. Alakváltozást leíró idealizált függvény.

Az F_h erőnek a motor tengelyén megfelelő nyomaték:

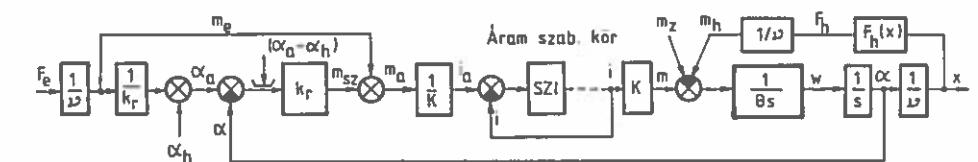
$$m_h = \frac{F_h}{v} = \frac{x - x_h}{c_r v} = \frac{\alpha - \alpha_h}{c_r v^2} = k_r (\alpha - \alpha_h), \text{ ha } x \geq x_h, \alpha \geq \alpha_h. \quad (8.15)$$

A kifejezésben v az áttétel, $\alpha = vx$, $\alpha_h = vx_h$, és $k_r = 1/(c_r v^2)$ a merevségi tényező.

Az erőszabályozást kiváltó pozíciós szabályozó alapjelét a (8.15) segítségével számoljuk ki. Ha a szabályozandó F_h erő értékére F_e -t írunk elő, akkor ehhez

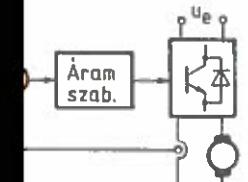
$$\alpha_a = \frac{F_e}{k_r v} + \alpha_h > \alpha_h \quad (8.16)$$

pozíció alapjel megadása szükséges. Az erőszabályozásra használt pozíciós szabályozó arányos és erősítési tényezője k_r . A szabályozó lehetséges felépítését mutatja a 8.12. ábra, egyenáramú szervohajtással, a belső áramszabályozó részletes kirajzolása nélkül.



8.12. ábra. Alakváltozás mérésére épített erőszabályozás.

örgök w_g szögsebességének
szabályozás a hengergörgök
A csúszás szabályozó vagy I



si határ szerint.

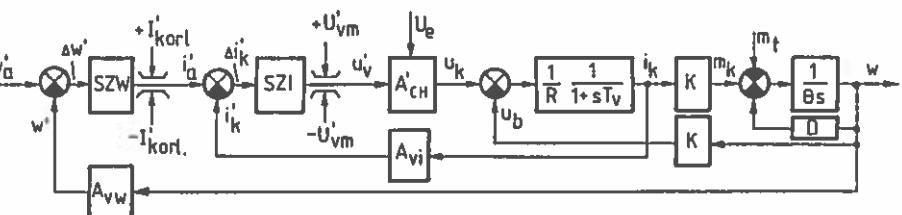
szabályozás

motorokhoz, amelyeknek a
matéket írja elő. Ezt belső
szabályozással kell elérni. Az m_a alapjelet a
szabályozó nyomatéksükségletnek
megfelelően állítja ki, ha a kialakuló
nyomaték nem megfelelő. A külső
szabályozó hurok, de az
elrendelt nyomaték, ill.
elrendelt pozíció szabályozással

szabályozással.

szabályozással

szervohajtáson mutatjuk be,
egy egyszerűbb szabályozással és ennek
szabályozással rendelkezik. Ezt
a 8.16. ábra mutatja a fenti
szabályozással kapcsolatosan a hatásvázlatat.
közelítések alapján rajzoltuk
ki f_k kapcsolási frekvenciája,
 u_k , i_k , m_k középtérékekkel
azóta pedig egy arányos A_{CH}
szabályozással elérhető megfelelő annak, hogy a
szabályozásban használt néztones folytonos üzeművel



8.16. ábra. Fordulatszám szabályozás hatásvázlata.

SZI az áramszabályozó, SZW a fordulatszám szabályozó. Az SZW kimenője az áramszabályozó alapjele. A szabályozók ki és bemenő jeleit visszös mennyiségekkel, a visszacsatoló jelek átviteli tényezőjét általánosan A_{vi} , A_{vw} -vel jelöltük. Az $i'_k = A_{vi}i_k$ a motoráramnak megfelelő visszacsatolójel, a $w' = A_{vw}w$ a fordulatszámnak megfelelő visszacsatolójel. Az áramszabályozó kimenője ilyen általánosítással u'_v , amelyből a motor u_k kapocsfeszültsége $u_k = A'_{CH}u'_v$ -vel számolható. A fenti helyettesítőkép lehetővé teszi a szabad dimenziójú, és a digitális szabályozó modellezését is. Ehhez az általánosításhoz képest a 4.3.2. fejezetben feszültség dimenziós analóg szabályozást vizsgáltunk.

Az alárendelt áramszabályozás működési sajátosságai.

- Az áramszabályozás elektromágneses nyomatékszabályozásnak felel meg, amelynek az alapjelét a fordulatszám szabályozókör szabja meg.
- A 4.3.2. fejezet szerint PI típusú szabályozót alkalmazva a zárt áramszabályozó hurok, az u_b belső visszacsatolás elhanyagolásával T_i időállandójú egytárolós jellegyre beállítható. A beállítási szabályok (4.20.a,b)-ból kiolvashatók. A T_i időállandó a T_v villamos időállandónál jelentősen kisebb lehet.
- Az áramszabályozó kétféle állapotban működhet: lineáris vagy nemlineáris (telítetlen vagy telített) állapotban, a köztük levő átmenet folytonos. A telített állapotú üzem olyan áramhiba esetén van amikor az SZI szabályozó kimenete eléri a $+U'_{vm}$ vagy a $-U'_{vm}$ telítési értéket. A szaggató kimenetén, azaz a motor kapcsain ez $A'_{CH}U'_{vm} = +U_e$, ill. $A'_{CH}(-U'_{vm}) = -U_e$ maximális feszültségek felel meg. Az áramszabályozó ilyenkor hatástanlan, az áram időfüggvényét pl. $+U'_{vm}$ korlátértéknél az $u_k = +U_e$ vel számolt

$$di_k / dt = (U_e - Ri_k - u_b) / L \quad (8.21a)$$

differenciálegyenlet fogja megszabni ($u_b = Kw$). A visszatérés a lineáris tartományba annál a $\Delta i'_k$ áramhiba értéknél fog bekövetkezni, amelyre nézve a szabályozó kimenete éppen az U'_{vm} korlátértékkel megegyező (4.20.ábra). Lineáris állapotú üzemben az i_k áram, (4.19.a)-nak megfelelően, T_i időállandóval követi az i_a alapjelet:

$$di_k / dt = (i_a - i_k) / T_i. \quad (8.21b)$$

Az ISZM modulátoros áramszabályozás lineáris és telített állapotú üzemének részletes leírása a 4.3.2. fejezetben, illetve még többében a Függelék.C.-ben található meg.

A **fordulatszám szabályozó** is működhet lineáris és telített állapotban az áramszabályozóhoz hasonlóan.

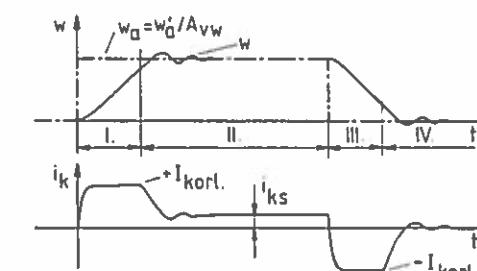
A **telített üzem** olyan fordulatszámhiba esetén jöhet létre, amikor az SZW fordulatszám szabályozó kimenete eléri a $+I'_{korl}$ vagy $-I'_{korl}$ telítési értéket. Ez a jel az alárendelt áramszabályozás áramalapjele, amely a motort a megengedhető I_{korl} áramkorlátozóra szabályozza. Az áramkorlátozás a 4.3.4. fejezet szerint védelmi funkciókat lát el. A fordulatszám szabályozó telített üzemének vizsgálatára feltesszük, hogy $i'_a = +I'_{korl}$ és $i_k(t) = I_{korl}$ a belső áramszabályozó hurok lineáris üzeme által meghatározott T_i időállandóval áll be $i_k = I_o$ -ról $i_k = I_{korl}$ értékre:

$$i_k = I_o + (I_{korl} - I_o)(1 - e^{-t/T_i}). \quad (8.22)$$

Az $i_k(t)$ áram kb. $3T_i$ alatt eléri az I_{korl} értéket, ezt követően addig, amíg $i'_a = I'_{korl}$, a motor $i_k \geq I_{korl}$ maximális árámmal ($m_k = M_{korl} = KI_{korl}$ maximális nyomatékkal) gyorsít. A fordulatszám $w(t)$ időfüggvénye a

$$dw / dt = (K_i_k - m_t - D_w) / \Theta \quad (8.23)$$

differenciálegyenletből számolható. A fordulatszám szabályozó ezalatt hatástanlan. A gyorsítás mértéke munkapontfüggő, m_t , D , w , Θ függvénye. Visszatérés lineáris, nem telített üzembbe annál a $\Delta w'$ fordulatszámhiba értéknél fog bekövetkezni, amelyre nézve a fordulatszám szabályozó kimenője éppen az I'_{korl} értékkel megegyező.



8.17. ábra. Jellegzetes válaszfüggvények négyzet alakú fordulatszám alapjelre

Lineáris tartományban üzemelő fordulatszám szabályozó esetén a fordulatszám és az áram beállási tulajdonságait a két szabályozó együttes működése határozza meg.

A fordulatszám szabályozó telített és lineáris állapotú viselkedését a 8.17. ábrán mutatjuk be a w_a nagyságú négyzetgörböl alapjelre mutatott tipikus válaszfüggvényekkel.

- Az I (telített) szakaszon a w szögsebesség a (8.23) egyenlet szerint alakul, $i_k \equiv I_{k\text{orl}}$.
- A II (lineáris) szakaszon w a szabályozó beállítása és struktúrája szerint lengéssel, vagy lengés nélkül, maradó hibával, vagy anélkül rááll a w_a alapjelre, i_k pedig az i_{ks} állandósult értékre. Az i_{ks} a $w \equiv w_a$ állandósult fordulatszám fenntartásához szükséges m_{ks} elektromágneses nyomatékból számítható pl.: $i_{ks} = m_{ks}/K = (m_t + D_w)/K$.
- A III szakasz az ábrán ismét telített, $i'_a = -I'_{k\text{orl}}$.
- A IV szakasz lineáris (álló állapotban $m_t = 0$ terhelő nyomatéket feltételeztünk).

Az alarendelt áramszabályozás szerepe a II tartományban jól látszik. Ahhoz, hogy $w \equiv w_a$ állandósult fordulatszámmal tudjon a motor forogni, a belső áramszabályozó huroknak biztosítani kell az ehhez szükséges $m_{ks} = K_i i_{ks}$ nyomatéket függetlenül attól, hogy ez a terheléstől, vagy a súrlódásból, stb. származik. Az i_{ks} áramhoz egy $i'_a = i'_{ks}$ állandósult áramalapjel tartozik, mivel a PI típusú áramszabályozó $dw/dt \equiv 0$, $du_b/dt \equiv 0$ esetén nulla hibával működik. Ha a fordulatszám szabályozó P típusú lenne K_F erősítési tényezővel, akkor $i'_a = i'_{ks}$ miatt $\Delta w' = i'_a/K_F = i'_{ks}/K_F$, ill. $\Delta w = \Delta w'/A_{vw}$ állandósult fordulatszám hiba jönne létre. Ez az állandósult hiba PI típusú fordulatszám szabályozó választásakor zérus.

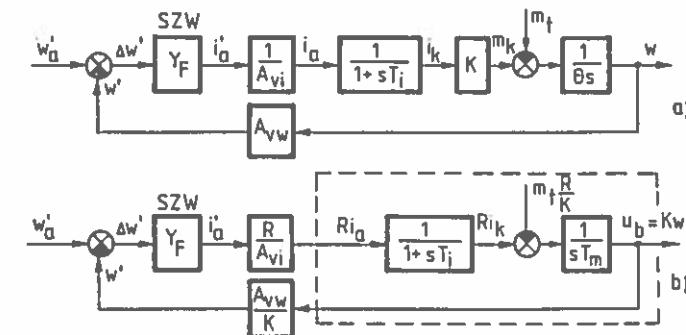
A lineáris tartományban a fordulatszám szabályozó beállítására gyakran alkalmazzák a szimmetrikus optimum kereső eljárást. Feltesszük, hogy az alarendelt zárt áramszabályozó hurok átviteli függvényét a (4.18) összefüggés szerint az $Y_{i_k, i_a} = 1/(1+sT_i)$ -re beállítottuk. Mivel $i'_a = A_{vi} i_a$, ebből következik hogy $Y_{i_k, i'_a} = (1/A_{vi}) Y_{i_k, i_a}$. A fordulatszám szabályozó beállításához a 8.18. ábra egyszerűsített közelítő hatásvázlatait használjuk.

A 8.18.a. ábrát a 8.16.-osból kapjuk, elhanyagolva a súrlódást ($D \approx 0$) és a szögsebesség változásának hatását az áramszabályozásra. A 8.18.b. ábra csak annyiban tér el a 8.18.a. -tól, hogy a szaggatottan bekeretezett részben feszültségszabályozóra vonatkozóan a $T_m = \Theta R / K^2$ az elektromechanikai időállandó. A felnyitott fordulatszám szabályozókör átviteli függvényére a 8.18.b. ábrából az alábbi kifejezést kapjuk

$$Y_{w, \Delta w} = \frac{w}{\Delta w} = \frac{w'}{\Delta w'} = Y_F \frac{R}{A_{vi}} \frac{A_{vw}}{K} \frac{1}{sT_m} \frac{1}{1+sT_i} = Y_F \frac{1}{sT} \frac{1}{1+sT_i}. \quad (8.24)$$

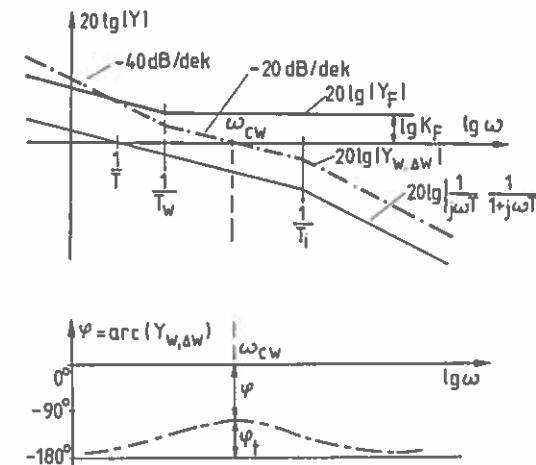
Itt $T = CT_m$ egy eredő időállandó, ahol $C = (K/R)(A_{vi}/Avw)$ dimenziótlan szám. A PI típusú SZW fordulatszám szabályozó átviteli függvénye:

$$Y_F = K_F + \frac{1}{sT_F} = \frac{1+sT_F K_F}{sT_F} = K_F \frac{1+sT_w}{sT_w}, \quad T_w = T_F K_F.$$



8.18. ábra. Egyszerűsített hatásvázlat. a) A motor természetes jeleivel (i_k , m_k , w), b) Feszültségszabályozásra átalakított jeleivel.

A felnyitott fordulatszám szabályozókör $Y(j\omega)$ frekvenciafüggvényének a Bode diagramja a 8.19.ábrán látható.



8.19. ábra. A felnyitott fordulatszám szabályozókör frekvencia diagramja

A fordulatszám szabályozóval ($Y_F(j\omega)$ -val) változtatható az $1/T_w$ törésponti frekvencia és az ω_{cw} vágási körfrekvencia. A szabályozó beállítása azon alapul, hogy $T_w > T_i$ választással a $-40\text{dB}/\text{dekád}$ meredekségű

$20\lg|Y_{w,\Delta w}| + \lg\omega$ amplitúdó-frekvencia diagramba egy -20dB/dekád meredekségű szakaszt iktatunk be. Az ω_{cw} vágási körfrekvenciát a K_F -vel állítjuk be úgy, hogy az így létrehozott -20dB/dekád meredekségű szakasznak a közepére essen. Belátható, hogy ekkor ω_{cw} -nél minimális a φ fáziskésés (maximális a φ_i fázistartalék), azaz a stabilitás szempontjából a rendszer a legjobb. Erre az esetre felírható, hogy $\lg\omega_{cw} = [\lg(1/T_w) + \lg(1/T_i)]/2$, azaz $\omega_{cw} = 1/\sqrt{T_w T_i}$. Felhasználva az $|Y(j\omega_{cw})| = 1$ egyenlőséget és a szabályozókori időállandót $T_w = BT_i$ szerint megválasztva a fordulatszám szabályozó erősítési tényezőjére a

$$K_F = \frac{T}{\sqrt{T_w T_i}} = \frac{T}{T_i \sqrt{B}} = \frac{T_m}{T_i} \frac{C}{\sqrt{B}} \quad (8.25 \text{ a})$$

összefüggést kapjuk. A K_F meghatározása után számítható az integrálási idő

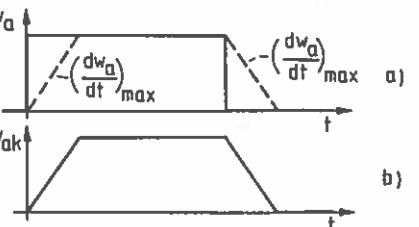
$$T_F = BT_i / K_F. \quad (8.25 \text{ b})$$

A B szorzósámat előreszámolt szimulációs eredmények alapján szokták kiválasztani aszerint, hogy milyen beállási tulajdonságot akarnak elérni. Alapjel ugratásra $B \approx 10$, terhelés ugratásra $B \approx 5$ adja az optimális (gyors beállású, kis tűllendülésű) átmeneti folyamatot.

8.3.2. Fordulatszám alapjel módosítás, interpoláció.

Az alárendelt áramszabályozással ellátott fordulatszám szabályozás legfőbb problémája, hogy a fordulatszám szabályozó telített üzemállapotában a rendszer zavarérzékenyé válik, mivel ilyenkor nem a szabályozó, hanem az $i_k \equiv I_{korl}$ árammal számolt (8.23) mozgásegyenlet szabja meg a szögsebességét. A fordulatszám szabályozó telítődése elkerülhető, ha a fordulatszám alapjelet megfelelő módon adjuk meg.

a./ **Egyszerű meredekségekorlátozással módosított alapjel.** Ennél az alapjel időfüggvény dw_a / dt értékét $\pm(dw_a / dt)_{max}$ értékre korlátozzák. Az így előállított $w_{ak}(t)$ alapjelet (8.20.b. ábra) kapja a fordulatszám szabályozó.



8.20. ábra. Meredekségekorlátozóval módosított alapjel.

A $\pm(dw_a / dt)_{max}$ meredekség korlátozás mértekét a mozgássegyenletből kell meghatározni úgy, hogy az a legrosszabb esetben is teljesíthető legyen a korlátétknél kisebb árammal. Pl. pozitív irányú gyorsulásra:

$$\Theta \left(\frac{dw_a}{dt} \right)_{max} + Dw_a + m_{t max} = K_i_{max} \leq K_i I_{korl}. \quad (8.26)$$

b./ Az alapjel megadása, módosítása m-szer deriválható függvénnnyel.

Ha a rendszer (szabályozott szakasz) leíró differenciálegyenlete a szabályozandó jelre nézve n-ed rendű, akkor elvileg is csak olyan alapjelet tud követni, amelynek az időfüggvénye legalább n-szer deriválható. De ezt is csak akkor, ha az n derivált egyike sem halad meg olyan korlátéket, amelyre a rendszer nem képes.

Az egyenáramú szervohajtás fordulatszám szabályozását vizsgálva a rendszer biztosan korlátos pl. a kapocsfeszültségre és az armatúráramra nézve, de lehet egyéb korlátétek is pl. a fordulatszám maximum:

$$-U_e < u_k < U_e, \quad (8.27a)$$

$$-I_{korl} < i_k < I_{korl}, \quad (8.27b)$$

$$-w_{max} < w < w_{max}. \quad (8.27c)$$

A rendszer

$$u_k = R i_k + L d i_k / dt + K w \quad (8.28a)$$

$$m_k = K_i k = \Theta dw / dt + D w + m_t \quad (8.28b)$$

differenciálegyenleteiből a w deriváltjaira felírható egyenletek:

$$\frac{d^2 w}{dt^2} = -\frac{R\Theta + LD}{L\Theta} \frac{dw}{dt} - \frac{DR + K^2}{L\Theta} w - \frac{R}{L\Theta} m_t - \frac{1}{\Theta} \frac{dm_t}{dt} + \frac{K}{L\Theta} u_k, \quad (8.29a)$$

$$\frac{dw}{dt} = -\frac{D}{\Theta} w - \frac{1}{\Theta} m_t + \frac{K}{\Theta} u_k. \quad (8.29b)$$

A w második deriváltjára nézve a (8.27.a) jelent fizikai korlátot, az első deriváltjára nézve a (8.27.b), w értékére nézve pedig (8.27.c).

Ha a w_a időfüggvénye m-szer deriválható, pl. az idő m-edfokú polinomjával kifejezhető, $w_a = a_0 + a_1 t + a_2 t^2 + \dots + a_m t^m$, és $m \geq n$, akkor megvan annak a lehetősége, hogy a rendszer korlátokba ütközés nélkül követni tudja. Ilyenkor is meg kell vizsgálni a deriváltak nagyságát, hogy a fenti korlátásokkal teljesíthető-e.

A 8.20. ábra szerinti w_{ak} a sarokpontokban nem deriválható.

8.3.3. Fordulatszám szabályozás csúszómódon

8.3.3.1. A csúszómód szabályozás alapjai

A csúszómód szabályozás (angol nevén: sliding mode control) a kétpontszabályozás általánosítása, kiterjesztése olyan szabályozott jellemzőkre, amelyekre vonatkozóan a leíró differenciálegyenlet rendszáma $n > 1$. A csúszómód szabályozás állásos jellegű, így pl. a 4/4-es szaggató, vagy a háromfázisú feszültség inverter közvetlen vezérlésére alkalmas, nem kell hozzá ISZM modulátor. A szabályozó állásainak száma nem lehet több a beavatkozószerv állásainak számánál. A szabályozó különböző állásaihoz a motornál más-más diszkrét beavatkozójel (kapocsfeszültség) tartozik. A csúszómód szabályozó az algoritmusból következően a lehetséges beavatkozójel kombinációkból minden legmegfelelőbbet választja ki.

A csúszómód szabályozás algoritmusára olyan kiértékelési eljárás, amely egy vagy több s_i sliding-hibajel ($i = 1, 2, \dots$) alapján működik, bonyolultabb esetben ds_i / dt számítási eredményeinek felhasználásával. Az algoritmusban annyi s_i sliding-hibajel szerepel, ahány x_i jellemzőt akarunk szabályozni a rendszerben. Az s_i hibajel a Δx_i szabályozási eltérés függvénye, általános definíciója (8.30) szerinti. Több s_i sliding-hibajel esetén ezeket az algoritmusban rangsorolni kell. Lehetnek mellérendelt szerepű sliding-hibák, ha több változót akarunk egyidejűleg szabályozni. Erre mutatunk be példát a 8.3.3.3. szakaszban. Lehetnek olyan sliding-hibák, amelyeknek a figyelését a többi fölé rendeljük, megállapítva egy prioritási sorrendet. Ilyenre mutat be példákat a 8.3.3.2. és a 8.4.3. szakasz. Egy változós szabályozás esetén egy Δx szabályozási hibajel van, a kiértékelési eljárás egy sliding-hibajelre épül.

A sliding-hiba általános definíciója:

$$s = \lambda_0 \Delta x + \lambda_1 d\Delta x / dt + \dots + \lambda_{n-1} d^{(n-1)} \Delta x / dt^{(n-1)}, \quad (8.30)$$

ahol

$$\Delta x = x_a - x, \quad (8.31)$$

a szabályozási eltérés, és n a rendszer $x(t)$ szabályozott jellemzőre vonatkozó differenciálegyenletének rendszáma.

Az s sliding-hiba a Δx szabályozási eltéréssel azonos dimenziójú, és a Δx deriváltjainak lineáris kombinációja ($n-1$ -dik deriváltig). A λ_i értékek $\lambda_i > \lambda_{i\min}$ tartományban választhatók, és gyakori eset, hogy $\lambda_0 = 1$.

Ha $n = 1$, azaz az $x(t)$ jelre a szabályozott szakasz elsőrendű differenciálegyenlettel írható le, akkor az s sliding-hiba

$$s = \lambda_0 \Delta x \quad (8.32)$$

alakura egyszerűsödik. Ilyen lehet pl. a 4.3.3. szakaszban részletesen ismertetett áram kétpontszabályozás sliding-hibajele, ahol $\Delta x = \Delta i = i_a - i$ és $\lambda_0 = 1$, azaz a sliding-hiba a szabályozási eltéréssel megegyező.

Ha $n = 2$, azaz az $x(t)$ jelre a szabályozott szakasz másodrendű differenciálegyenlettel írható le, akkor az s sliding-hiba

$$s = \lambda_0 \Delta x + \lambda_1 d\Delta x / dt. \quad (8.33)$$

alakú, pl. egy motor fordulatszám szabályozásakor, amikor $\Delta x = \Delta w = w_a - w$.

Ha $n = 3$, akkor a sliding-hiba

$$s = \lambda_0 \Delta x + \lambda_1 d\Delta x / dt + \lambda_2 d^2 \Delta x / dt^2 \quad (8.34)$$

alakú, pl. a pozíciós szabályozásnál, ahol $\Delta x = \Delta \alpha = \alpha_a - \alpha$.

A sliding-hibát minden szabályozni kívánt jellemzőre meg kell fogalmazni.

A csúszómód szabályozás beavatkozásának időpontja.

A szabályozó lehet mintavételes, vagy folytonos működésű. A mintavételes szabályozó lehet hiszterézis, vagy hiszterézis nélküli, a folytonos szabályozó minden hiszterézis. Mintavételes szabályozásnál állandó T_0 időközönként van egy kiértékelés és szükség esetén beavatkozás. Folytonos működésű szabályozásnál abban az s nagyságától függő időpillanatban van egy beavatkozás, amikor s az $|s| = S$ hiszterézisnek megfelelő sávból kilépne (a hiszterézis sáv nem lehet túl kicsi, $S \geq S_{\min} > 0$, a kapcsolási frekvencia korlátozása miatt).

Döntési kritériumok a szabályozó beavatkozási állapotainak kiválasztásához.

A beavatkozás kiválasztására kritérium az, hogy a beavatkozás következményeként az éppen érvényes sliding-hibára teljesüljön az

$$ss = s(ds / dt) < 0, \quad \text{vagy} \quad (8.35a)$$

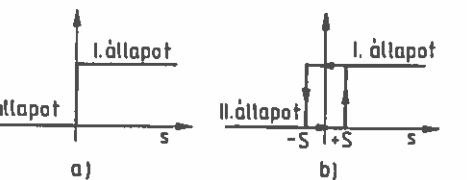
$$ss = s(ds / dt) < -\eta, \quad \text{ahol } \eta > 0 \quad (8.35b)$$

feltétel, amiből az utóbbi a szigorúbb. A (8.35a) feltételt szokás még

$$(1/2)(d/dt)s^2 < 0 \quad (8.35c)$$

alakban is megfogalmazni. A (8.35a) és (8.35c) kritérium azt fejezi ki, hogy ha pillanatnyilag pl. $s > 0$, akkor a kimeneti állapotok közül olyat válasszunk, aminek a hatására az s hiba csökkenjen, azaz $ds / dt < 0$ legyen, és fordítva. A (8.35.b) kritérium a kimeneti állapotok közti döntéshez az $ss < 0$ nagyságát is figyelembe veszi, azt választja, ami $(-\eta) - n$ negatívabb értéket ad.

Kétállású kimenettel rendelkező csúszómód szabályozásnál az állapotok a (8.35a) kritériumnak megfelelően egyszerűen s alapján is kiválaszthatók (8.21. ábra), ha az I állapot minden $ds/dt < 0$, ill. a II állapot minden $ds/dt > 0$ változást idéz elő.



8.21. ábra. Kétállapotú beavatkozási lehetőség.
a. Az s előjele szerinti döntés,
b. Hiszterézis függvény szerinti döntés.

Az s előjele alapján történő hiszterézis nélküli állapot kiválasztást szemlélteti a 8.21.a. ábra, az s előjele és nagysága szerinti hiszterézises állapot kiválasztást mutatja a 8.21.b. ábra. Tipikus kétállású rendszer pl. a bipoláris üzemű 4/4-es szaggatóval épített hajtás.

Többállású kimenettel rendelkező csúszómód szabályozásnál a kimeneti állapotok mindegyikére ki kell számolni ds/dt értékét. Ebből meg kell állapítani, hogy melyik tesz eleget az alkalmazott (8.35) kritériumnak. Ha több kimeneti állapotra is teljesül pl. az $s < 0$ kritérium, akkor ezek közül egyet ki kell választani. A döntés valamilyen célcíktűz szerint történhet, leggyakrabban esetben az $s < 0$ nagysága alapján. A legnegatívabb választása a "legdurvább" beavatkozásnak felel meg, míg a legkevésbé negatív a "legszelidebbnek". Hárromállású rendszer pl. az $u = 0$ állapotot is kihasználó 4/4-es egyenáramú szaggatós hajtás. Többállású rendszerek pl. az inverteres hajtások.

A ds/dt számítása a kiértékelési eljáráshoz.

Az s (8.30) szerinti definíciójából következik, hogy

$$ds/dt = \lambda_0 d\Delta x / dt + \lambda_1 d^2 \Delta x / dt^2 + \dots + \lambda_{n-1} d^n \Delta x / dt^n, \quad (8.36a)$$

azaz a ds/dt kifejezésében szerepel a $\Delta x = x_a - x$ hiba n-dik deriváltja, ami kifejtve:

$$d^n \Delta x / dt^n = d^n x_a / dt^n - d^n x / dt^n. \quad (8.36b)$$

A (8.36.b) második tagja a szabályozott jellemző n-dik deriváltja, ami a rendszer n-edrendű differenciálegyenletével meghatározható. A $d^n x / dt^n$ -re felírt differenciálegyenletben a beavatkozójel (pl. a feszültség) ugrásszerű, és annyi értéket vehet fel, ahányfélé állapotot a szabályozó vezérelni tud. A ds/dt számításához a (8.36.a) kifejezése szerint, az ($x, dx/dt, \dots, d^{n-1}x / dt^{n-1}$)

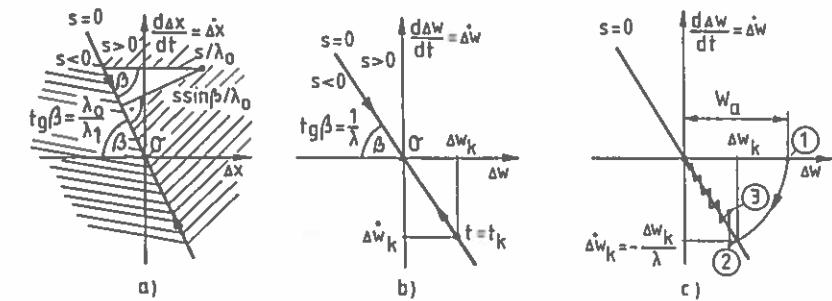
állapotváltozók és az ($x_a, dx_a/dt, \dots, d^{n-1}x_a / dt^{n-1}$) alapjel-változók szükségesek. Ezek meghatározásához a zavarójeleket (pl. terhelőnyomatékot) is ismerni kell. A (8.35a) szerinti döntési kritériumhoz általában a teljes számítást nem kell elvégezni. Elegendő olyan becslés, amellyel a ds/dt előjele megállapítható.

A csúszómód szabályozás működése, a szabályozás célfüggvénye.

A (8.35) kritériumok szerinti beavatkozások sorozata a rendszer arra kényszeríti, hogy az éppen érvényes $|s_i|$ pillanatértéke a beavatkozás következményeként nulla felé tartson. Tekintettel arra, hogy a csúszómód szabályozás beavatkozási frekvenciája véges, és a beavatkozás durva diszkrét állapotok közül választható, a sliding-hiba a kétpontszabályozáshoz hasonlóan nulla körül ingadozik. Elméletileg fontos annak az ideális esetnek a vizsgálata, amely feltételezi, hogy a sliding-hiba ingadozásmentesen nulla. A (8.30) definícióból következik, hogy minden $s_i = 0$ feltételezéshez hozzátarozik egy $\Delta x_i(t)$ függvényt, amely a (8.30) egyenlet megoldása 0-ra. Ez a $\Delta x_i(t)$ a csúszómód szabályozó x_i szabályozott jellemzőre vonatkozó célfüggvénye.

A célfüggvény megmondja, hogy a rendszer milyen időfüggvény szerint érje el, ill. közelítse meg a $\Delta x_i = 0$ végállapotot. Az $s_i(t)$ sliding-hiba függvényeket úgy fogalmazzák meg, hogy a szabályozó beállása a kívánt jellegű legyen. A (8.30) egyenletben $\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{n-1}$ tényezőket úgy választják meg, hogy $\Delta x_i(t)$ -re aperiodikus, lengésmentes beállást írjon elő. Az $n=1$ esetére megfogalmazott (8.32)-ból számítható célfüggvény kivételes, $\Delta x_i(t) = 0$, azaz maga a zérus szabályozási hiba.

A csúszómód szabályozás működésének ábrázolása hibaállapotváltozókkal.



8.22. ábra. Az $s=0$ függvény ábrázolása a hibaállapotokon $n=2$ esetén.

a. Általános függvény, és

b. $\lambda_0=1$ választással.

c. Az $s=0$ függvény megközelítésének módja.

Az $n=1$ esetére az áram kétpontszabályozás működését hiba állapotokon a 4.29. ábra mutatja be. A csúszómód szabályozás működését is jól lehet érzékelni hiba állapotváltozókkal. Az $n=2$ esetén a (8.33)-ból számítható $s=0$

célfüggvény pl. a hibaállapotokon egy $(-\lambda_0/\lambda_1)$ meredekségű egyenes, az ún. csúszóegyenes, mint ahogy ezt a 8.22.a. ábra mutatja, ($\beta = \arctg(\lambda_0/\lambda_1)$). Ebben az ábrázolásban a csúszómód szabályozás működése úgy fogalmazható meg, hogy a szabályozó a rendszert arra kényszeríti, hogy a $\Delta x = 0$ állapotot, az 0 origót, ezen a csúszóegyenesen közelítse meg. A csúszóegyenes a síkot két félsíkra bontja s előjele szerint. Az s nagysága a csúszóegyenestől mért, előjeles távolsággal arányos. Az $n > 2$ esetén a szabályozó működése n-dimenziós hibaállapottérben ábrázolható, ami nehézkesebb.

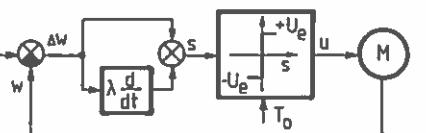
8.3.3.2. Egyenáramú szervohajtás fordulatszámszabályozása csúszómódon

A szabályozást egy 4/4-es, bipoláris üzemű $\pm U_e$ feszültséget kiadó szaggatóról táplált egyenáramú szervohajtásra mutatjuk be, v=1 áttétel és merev tengely feltételezéssel. A rendszer differenciálegyenlete w-re nézve (8.29a.) szerinti, azaz $n = 2$. A $\Delta w = w_a - w$ fordulatszámszabályozó segítségével felírható sliding-hiba a (8.33) szerinti. A csúszómód szabályozó a bipoláris üzem miatt kétállású. Mintavételek szabályozást feltételezve a beavatkozási állapotokat T_0 mintavételi időközönként döntjük el a 8.21.a. ábra szerint sign(s) alapján. Feltételezzük, hogy az I állapothoz $u = +U_e$ feszültség tartozik a motor kapcsain, és ez minden $ds/dt < 0$ változást okoz, mik a II állapothoz $u = -U_e$ feszültség és $ds/dt > 0$ változás tartozik. A beavatkozási állapotok közti döntés módja:

$$\begin{aligned} \text{ha } s \geq 0, \text{ akkor legyen } u = +U_e, \\ \text{ha } s < 0, \text{ akkor legyen } u = -U_e. \end{aligned} \quad (8.37)$$

A (8.33) definícióban az s előjele szerinti döntés miatt $\lambda_0 = 1 - \lambda$ választható, így az aktuális sliding-hiba ($\lambda_1 = \lambda$ jelöléssel):

$$s = \Delta w + \lambda(d\Delta w/dt). \quad (8.38)$$



8.23. ábra. A csúszómód szabályozás hatásvázata.

A λ tényező dimenziója [s]. A szabályozó megvalósításának vázlatát mutatja a 8.23. ábra. Szabályos mintavételi időközönként a Δw hibajelből a (8.38) definíció szerint kiszámolt s változó előjelét figyelik, és eszerint relé jellegűen állítják a motor kapocsfeszültségét.

Az $s = 0$ csúszóegyenes egyenlete:

$$\Delta w / dt = \Delta \dot{w} = -(1/\lambda)\Delta w. \quad (8.39)$$

Ezt az állapotokon a 8.22b. ábra mutatja. Az egyenestől jobbra eső félsíkban $s > 0$, a balra eső félsíkban $s < 0$. A csúszómód szabályozás célja az, hogy a rendszer a $\Delta w = 0$ hibájú 0 origó pontot a fenti csúszóegyenesen közelítse meg, és ezt megelőzően az $s = 0$ csúszóegyenest minél gyorsabban érje el. Most vizsgáljuk meg, hogy mit jelent ez a $\Delta w(t)$ hiba időfüggvényére nézve.

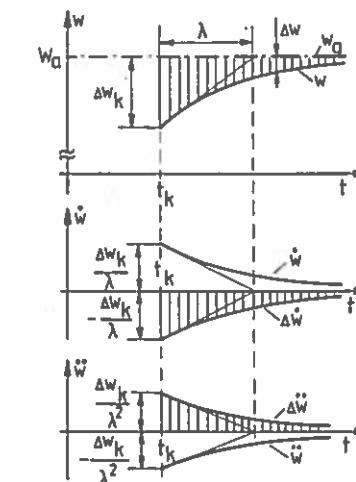
Az idealizált fordulatszám csúszómód szabályozás működése.

Tegyük fel, hogy a rendszer a $t = t_k$ időpillanattól kezdve már az $s = 0$ csúszóegyenesen van a

$$\Delta w = \Delta w_k, \quad \Delta \dot{w} = \Delta \dot{w}_k, \quad t = t_k \quad (8.40)$$

kezdeti értékekkel. A (8.39) differenciálegyenlet megoldása a (8.40) kezdeti feltételekkel:

$$\Delta w(t) = \Delta w_k e^{-(t-t_k)/\lambda}, \quad \text{ha } t > t_k. \quad (8.41)$$



8.24. ábra. A szögsebességhiba megszűnése idealizált csúszómód szabályozás esetén.

Ez a csúszómód fordulatszámszabályozás célfüggvénye. Ha az $s = 0$ -t tartani tudnánk, a $\Delta w(t)$ hibafüggvény beállása exponenciális lenne λ időállandóval. A 8.24. ábra egy W_a nagyságú alapjel-ugratás hatására $s = 0$ esetben kialakuló ideális $w(t)$, $\dot{w}(t)$, $\ddot{w}(t)$ függvényeket, és a $\Delta w(t)$, $\Delta \dot{w}(t)$, $\Delta \ddot{w}(t)$ hibafüggvényeket mutatja a $t > t_k$ tartományban. Az alapjel ugrásáról

feltételeztük, hogy ez $t_0 < t_k$ időpillanatban következett be, így a $t > t_k$ tartományban már $d\Delta w_a / dt = 0$ és $d^2 \Delta w_a / dt^2 = 0$ érvényes. A (8.41)-ból a $w(t)$ függvény $t > t_k$ -ra

$$w = W_s - \Delta w = W_s - \Delta w_k e^{-(t-t_k)/\lambda}, \quad (8.42a)$$

$$\dot{\mathbf{w}} = -\Delta \mathbf{w}, \quad \ddot{\mathbf{w}} = -\Delta \ddot{\mathbf{w}}. \quad (8.42b,c)$$

A 8.24. ábrából látható, hogy w és \dot{w} maximális értéke Δw_k -től és λ -tól függ, Δw_k pedig attól függ, hogy a rendszer hol éri el a csúszóegyenest (8.22 c. ábra). A λ választható, de nem tetszőlegesen, csak $\lambda > \lambda_{\min}$ értékre. Ha a Δw_k ismert, akkor a λ_{\min} -ot az szabja meg, hogy a $(d^2 w / dt^2)_{t_k} = -\Delta w_k / \lambda^2$ második derivált és a $(dw / dt)_{t_k} = \Delta w_k / \lambda$ első derivált (a gyorsulás) nem haladhatja meg a (8.29a és b) differenciálegyenletek által megengedett értéket.

A fordulatszám csúszómód szabályozás valóságos működése.

A (8.29a, b) egyenletekkel leírható rendszert vizsgáljuk az előbbi W_a nagyságú lapjel ugratással. Feltesszük, hogy $t < t_0$ -ra $w = 0$, $w_a = 0$, $\Delta w = 0$, tehát a rendszer nyugalomban van, a hibásikon kifejezve pedig az 0 origóban van.
A $t > t_0$ -ra felirható:

$$w_a = W_a, \quad \dot{w}_a = 0, \quad \ddot{w}_a = 0, \quad (8.43a)$$

$$\Delta w = W_a - w, \quad \Delta \dot{w} = -\dot{w}, \quad \Delta \ddot{w} = -\ddot{w}. \quad (8.43b)$$

A hibaállapotokon, a 8.22.c. ábrán az 1 pont mutatja közvetlenül az lapjelugratás utáni pillanatot. A csúszómód szabályozás $s \geq 0 - t$ érzékel és 8.37) szerint $u = +U_e$ feszültséget kapcsol a motorra, amely a (8.29) differenciálegyenletek szerint elindít egy tranziens folyamatot az 1 pontra jellemző kezdeti feltételekkel. Az egyenlettel meghatározható $w(t)$, $\dot{w}(t)$ ésebből (8.43b) segítségével $\Delta w(t)$, $\Delta \dot{w}(t)$. A csúszómód szabályozó minden tartja az $u = +U_e$ állapotot, míg $s \geq 0 - t$ érzékel. Változás csak a 2 pontban fog ekövetkezni. A szabályozó itt már $s < 0 - t$ érzékel és ennek megfelelően a motort $u = -U_e$ feszültségre kapcsolja. Ez a kapcsolás a 2 pontra jellemző kezdeti értékekkel egy új tranziens folyamatot indít el. Az $s = 0$ csúszóegyenes követése z egyes tranziens szakaszokkal minőséig a 8.22.c. ábrán látható. Az $s = 0$ örölli ingadozás a csúszómód szabályozó állásos működéséből következik. Az ingadozás mértéke a T_0 mintavételi idővel együtt csökkenhető. Hiszterézises súszómód szabályozás esetén az s sliding hiba az $s = 0$ csúszóegyenyestől $S \sin \beta$ távolságra lévő $s = +S$ és $s = -S$ egyenesek között ingadozna.

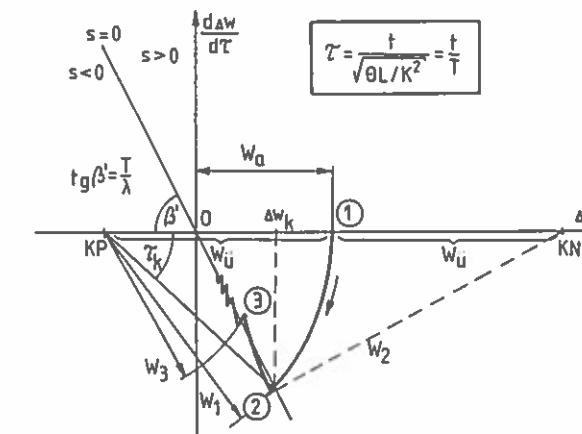
Az 1, 2, 3, ... stb. pontok közti tranziens folyamatokat nagyon egyszerűsítve érzékelhetjük. Feltesszük, hogy a (8.29a) egyenletben $R = 0$.

$D = 0$, $m_t = 0$, $dm_t / dt = 0$. Átrendezéssel és új τ időlépték bevezetésével a leegyszerűsített differenciálegyenlet:

$$\frac{L\Theta}{K^2} \frac{d^2 w}{dt^2} + w = \frac{d^2 w}{dt^2} + w = \frac{u}{K} = w_{\bar{u}} \quad (8.44)$$

alakú lesz, ahol $u = +U_e$, ha $s \geq 0$ és $u = -U_e$, ha $s < 0$. A $w_u = u/K$ üresjárási fordulatszám, u -nak megfelelően szintén két értéket vehet fel: $w_{\dot{u}} = +W_e = U_e/K$ vagy $w_{\dot{u}} = -W_e = -U_e/K$ értéket. A $\tau = t/T$, az új relatív időlépték, ahol $T = \sqrt{\Theta L/K^2}$ a (8.44) differenciálegyenlettel leírt csillapítatlan lengés periódusideje. Az új időléptékkel felrajzolt hiba állapotsíkon a vizsgált tranzisztors folyamatok a fenti egyszerűsítő feltételekkel körszakaszokká alakulnak át (8.25. ábra). A körszakaszok szerkesztésének bemutatására a (8.43b) felhasználásával átírjuk a (8.44) egyenletet a Δw hibajelre:

$$\frac{d^2\Delta w}{dt^2} + \Delta w = W_s - w_0. \quad (8.45)$$



8.25. ábra. Az $s=0$ trajektóriára szabályozás a valóságban

A (8.45) egyenlet a hibaállapotokon $\Delta w = W_a - w_{\bar{u}}$, $\Delta \dot{w} = 0$ középpontú körököt ír le. Mivel $w_{\bar{u}}$ kétértékű, $s \geq 0$ esetén $w_{\bar{u}} = +W_{\bar{u}}$, $s < 0$ esetén $w_{\bar{u}} = -W_{\bar{u}}$, két középpont KP és KN jelölhető ki. A (8.45) egyenlet általános megoldása w_0 sugarú kör:

$$\Delta w = W_r - w_a + w_0 \cos \tau, \quad \Delta \dot{w} = w_0 \sin \tau, \quad \Delta \ddot{w} = -w_0 \cos \tau, \quad (8.46a,b,c)$$

amely láthatóan minden w_0 -ra kielégíti a (8.45) egyenletet. A kör w_0 sugarát mindenkor az éppen induló tranziens folyamat kezdeti értékei határozzák meg. Az 1

pontra vonatkozóan pl. a kör $w_0 = W_1$ sugara (8.46a)-ból $\tau = 0$ -val számolható. Mivel $\Delta w(\tau = 0) = W_a$ és $w_0 = W_{\dot{a}}$, ezért $W_1 = \Delta w(\tau = 0) - W_a + W_{\dot{a}} = W_{\dot{a}}$. A 2 pontra vonatkozóan a kör $w_0 = W_2$ sugara a szaggatott vonallal jelölt nagyságú (l. a 8.25. ábrán), stb. Az új időléptékezés miatt a csúszóegyenes meredeksége megváltozott $\operatorname{tg}\beta' = T/\lambda$ -ra.

A tranzien folyamatok vizsgálatánál bevezetett egyszerűsítő feltevések értékelése:

- Ha $\tau = t/T$ új időléptéket nem vezetjük be, körök helyett ellipsziseket kapunk a hibafázissíkon;
- Ha a terhelőnyomaték hatását figyelembevesszük, akkor a KP és KN körközéppontok a Δw tengelyen eltolónak (ha m_t állandó, akkor mindenkor nincs hatása, amig $R = 0$ -át feltételezzük);
- Ha az $R \neq 0$, $D \neq 0$ hatását figyelembevesszük, akkor csillapodó sugarú spirálisokból állna össze a tranzienek sorozata. Az egyes tranzien folyamatok elején a csillapítás elhanyagolása nem jelent nagy hibát, ha $T > \lambda$. Ha a csúszómód szabályozás a 8.21.b. ábra szerinti hiszterézises lenne, akkor folytonos működést és pillanatszerű kiértékelési eljárást feltételezve - a kapcsolások az $s = 0$ egyenestől állandó $|s| = S \sin \beta$ távolságra következnének be. Ha a csúszómód szabályozás mintavételeles, akkor ez a távolság változik.

A csúszómód szabályozás érzéketlen arra, hogy az $s = 0$ -tól való eltérést mi okozza, robusztus és zavarérzéketlen. A csúszómód szabályozás elméleti vizsgálatával, stabilitásával kiterjedt irodalom foglalkozik. Külön vizsgálat tárgya a T_0 mintavételi idő és az S hiszterézis megválasztása. Ezekkel nem foglalkozunk.

A csúszómód szabályozás két hibája:

Az 0 origó környékén is megőrzi az állásos jellegéből adódó ingadozást. A hiszterézis, ill. a mintavételi idő csökkentésével ez leszorítható. Az eddig leírt alapkiépítésben a csúszómód szabályozónak nincsen hatása arra, hogy a rendszer hol és hogyan érje el az $s = 0$ környezetét. Ha az $s = 0$ környezetét a rendszer nagy Δw_k -nál éri el, akkor a 8.24. ábrából láthatóan a beálláshoz nagy \dot{w} gyorsulás igény tartozik, amely meghaladhatja a megengedettet. Ezen a problémán segít a következőkben leírt fölérőrendelt csúszómód szabályozás.

Gyorsuláskorlátozással kiegészített fordulatszám csúszómód szabályozás fölérőrendelt sliding hibafüggyeléssel.

Az eddig bemutatott fordulatszámszabályozás a (8.38)-ban definiált s sliding-hiba alapján működött. Ezt kiegészítjük a fölérőrendelt s_1 , s_2 sliding hibafeltételel a 8.26. ábrának megfelelően. Az s szerinti döntési mechanizmust s_1 , ill. s_2 felülbírálja, azaz jelen esetben ellentétes értelmű döntésre változtatja, ha a $d\Delta w/dt$ egy megengedhető $\dot{\Delta w}_{\max}$ értéket elér, $|d\Delta w/dt| \geq \dot{\Delta w}_{\max}$ lesz. A csúszómód szabályozás működése a következő:

$$\begin{array}{llll} \text{ha } s \geq 0 \text{ és } s_1 \geq 0 & u = +U_e, \\ s \geq 0 \text{ és } s_1 < 0 & u = -U_e, \\ \text{ha } s < 0 \text{ és } s_2 \geq 0 & u = +U_e, \\ s < 0 \text{ és } s_2 < 0 & u = -U_e. \end{array} \quad (8.47)$$

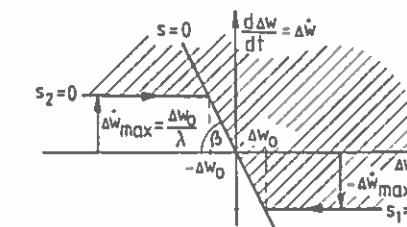
A sliding-hibajelek megfogalmazása:

$$\Delta w \geq \Delta w_0 \quad \text{esetén} \quad s_1 = \Delta w + \dot{\Delta w}_{\max}, \quad (8.48a)$$

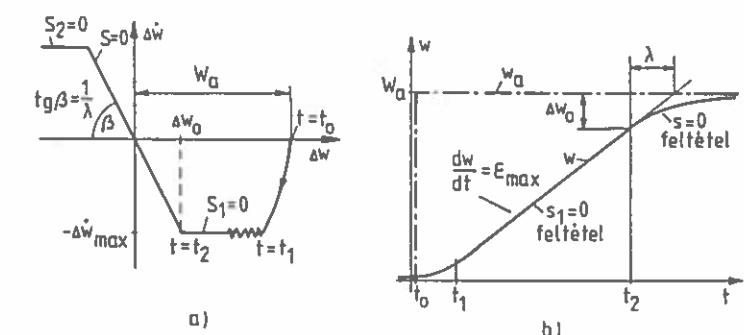
$$|\Delta w| < \Delta w_0 \quad \text{esetén} \quad s = \Delta w + \lambda \dot{\Delta w}, \quad (8.48b)$$

$$\Delta w \leq -\Delta w_0 \quad \text{esetén} \quad s_2 = \Delta w - \dot{\Delta w}_{\max}, \quad (8.48c)$$

ahol Δw_0 a törésponti Δw hiba értéke a 8.26. ábrán. Az ábra a döntési eljárást jól szemlélteti, ha ugyanis a rendszer a mintavételi időpillanatban a vonalkázott félsíkon van, $u = +U_e$ kapcsolandó, ha a másikon, akkor $u = -U_e$.



8.26. ábra. Gyorsuláskorlátozással módosított hibajel trajektória.



8.27. ábra. A szabályozó beállása. a) A hibaállapot sikon, b) Az idő függvényében ábrázolva.

A (8.43b) alapján a $|\Delta w| \leq \dot{\Delta w}_{\max}$ korlátozás megfelel a $|dw/dt| \leq \epsilon_{\max}$ gyorsuláskorlátozásnak ($\epsilon_{\max} = \dot{\Delta w}_{\max}$). Az új fölérőrendelt fordulatszám csúszómód szabályozás beállási tulajdonságait mutatja a 8.27. ábra, a 8.27.a. ábra a hibaállapotsíkon, a 8.27.b. ábra az idő függvényében, kis hiszterézis és $T_0 \ll \lambda$

mintavételi idő feltételezésével. Az $s_1 = 0$ feltétel előréseig, $t < t_1$ ideig, a rendszer $u = +U_e$ feszültséggel szabadon gyorsul, majd $s_1 = 0$ miatt állandó ϵ_{\max} gyorsulással. Erről a szakaszról az $s = 0$ csúszóegyenesre törésmentesen megy át, időben λ időállandójú exponenciális beállással.

Az s_1, s_2 kiegészítő sliding feltételt meg lehet fogalmazni a Δw hibaderívált (gyorsuláshiba) helyett közvetlenül az áramra is pl. $s_1 = I_{\max} - i$; $s_2 = -I_{\max} - i$ alakban. Ebben az esetben áramkorlátozással ellátott fordulatszám szabályozást lehet megvalósítani csúszómódon.

8.3.3.3. Szinuszmezős szinkron szervohajtás csúszómód fordulatszám-szabályozása

A szinkron szervohajtások táplálására háromfázisú feszültséginvertert használnak. Mintavételek szabályozót feltételezve T_o időközönként kell döntenie az inverter kapcsoló elemeinek kapcsolási állapotáról. A szokásos 5.68.a. ábra szerinti inverterrel a motor kapcsaira az 5.VII. táblázatnak megfelelően 7 féleképpen adható feszültség, ($\bar{u}_{VIIp} = \bar{u}_{VIIIN} = \bar{u}_{VII}$), azaz az \bar{u} kapocsfeszültség a lehetséges 7-féle feszültségvektorból választható ki (5.68.b. ábra). A csúszómód rendszerű szabályozó algoritmus T_o időközönként közvetlenül (külön ISZM modulátor nélkül) határozza meg a következő T_o időtartamra érvényes legjobb kapcsolási állapotot.

A szabályozó algoritmus szinkron szervohajtásnál több s_i ($i = 1, 2, \dots, 5$) sliding-hibajel alapján működik. Ezek közül az első kettő, s_1 és s_2 látja el a szervohajtás fő feladatát, a fordulatszámszabályozás és az illesztett áramvektor szabályozás egyidejű megvalósítását. Az s_1 és s_2 kiértékelésére vonatkozó algoritmusban s_1 és s_2 mellérendelt szerepük. Mellérendelt s_1 és s_2 sliding hiba csak olyan lehet, amelyekre nézve a rendszer megengedi azt, hogy azokat egymástól függetlenül lehessen változtatni, azaz amelyekre nézve a rendszerben két szétcsatolt, vagy csak gyenge kereszthatást tanúsító beavatkozási lehetőség van.

A fordulatszám szabályozásra szolgál az s_1 sliding hibajel, amely a 8.3.3.2. alfejezet megfontolásai alapján a (8.38) szerinti alakul:

$$s_1 = \Delta w + \lambda \frac{d\Delta w}{dt}; \quad \Delta w = w_a - w; \quad \lambda > 0.$$

Az s_1 sliding-hibát megfogalmazhatnánk a nyomaték, vagy poziciószabályozásra érvényes szabályok szerint is, ha a mechanikai jellemzők közül ezeket akarnánk szabályozni. A csúszómód szabályozás előírásai szerint a sliding-hiba nyomaték szabályozásra: $s_1 = \Delta m$, $\Delta m = m_a - m$,

poziciószabályozásra: $s_1 = \Delta \alpha + \lambda_1(d\Delta \alpha / dt) + \lambda_2(d^2 \Delta \alpha / dt^2)$, $\Delta \alpha = \alpha_a - \alpha$ lenne.

A szinkron szervohajtás illesztett áramvektor szabályozásra szolgál az s_2 sliding hiba. A szinuszmezős szinkron szervohajtás normál (nem mezőgyengítéses) üzemére érvényes illesztési szabály a $\theta_p = \pm 90^\circ$ nyomatékszög előírására vonatkozik (5.6.1., 5.6.2. fejezet). Ez megfelel annak, hogy a forgórézmágnes irányával meghatározott d irányhoz viszonyítva az állórész áramvektor d irányú komponensére $i_{da} = 0$ alapjálet írunk elő. A normál üzemű áramvektor illesztésére vonatkozó sliding-hiba definíciója eszerint:

$$s_2 = \Delta i_d = i_{da} - i_d, \quad \text{ahol } i_{da} = 0. \quad (8.49)$$

A fordulatszám szabályozott szinkron szervohajtás áramkorlátozás mentes normál üzemére a csúszómód szabályozás alap algoritmusa az s_1 és s_2 sliding-hibákra épül. minden T_o mintavételi időpillanatban meg kell állapítani s_1 és s_2 előjelét. Ezután az inverteren olyan kapcsolási állapotot kell beállítani, amellyel a rendszer az

$$s_1 \dot{s}_1 < 0 \quad \text{és} \quad s_2 \dot{s}_2 < 0 \quad (8.50)$$

feltételeket egyidejűleg teljesíteni tudja. Ehhez meg kell állapítani az összes lehetséges kapcsolási állapothoz, kapocsfeszültségvektorhoz tartozó s_1 és s_2 előjelét, ahol

$$\dot{s}_1 = ds_1 / dt = d\Delta w / dt + \lambda(d^2 \Delta w / dt^2), \quad (8.51a)$$

$$\dot{s}_2 = ds_2 / dt = d\Delta i_d / dt. \quad (8.51b)$$

Ha a fordulatszámszabályozást egységugrásszerű w_a alapjelre vizsgáljuk, akkor $t > 0$ -ra, $dw_a / dt = d^2 w_a / dt^2 = 0$, azaz $d\Delta w / dt = -dw / dt$, $d^2 \Delta w / dt^2 = -d^2 w / dt^2$. Abból pedig, hogy $i_{da} = 0$, eleve következik, hogy $d\Delta i_d / dt = -di_d / dt$. Tehát s_1 és s_2 előjelét a rendszer dw / dt , $d^2 w / dt^2$ és di_d / dt -re érvényes differenciálegyenleteiből kell meghatározni.

A szinkrongép 5.43. ábra szerinti modelljét vesszük alapul. A forgórészhez rögzített $d-q$ koordinátarendszerben a feszültségegyenletek az (5.85a, és b) alakúak. A továbbiakban az $L_d = L_q$ közelítést alkalmazzuk. A nyomaték (5.44c) alapján $m = C\Psi_p i_q$ szerint számolható ($C=3/2$, mivel $2p=2$ pólusszámot vettünk fel).

A mozgásegyenlet megadja dw/dt -t:

$$dw / dt = (C\Psi_p i_q - m_t) / \Theta.$$

A deriváltja, felhasználva az (5.85b) egyenletet:

$$\frac{d^2 w}{dt^2} = \frac{C\Psi_p}{\Theta L_d} (-R i_q - w L_d i_d - w \Psi_p - \frac{L_d}{C\Psi_p} \frac{dm_t}{dt} + u_q).$$

E két egyenletből az előbbi feltételezésekkel \dot{s}_1 -ra az

$$\dot{s}_1 = -dw/dt - \lambda d^2w/dt^2 = -(\lambda C\Psi_p / (\Theta L_d))(u_q - u_{q0}) \quad (8.52)$$

kifejezés írható fel, ahol

$$u_{q0} = -\frac{L_d}{\lambda} i_q + \frac{L_d}{C\Psi_p \lambda} m_t + R i_q + w L_d i_d + w \Psi_p + \frac{L_d}{C\Psi_p} \frac{dm_t}{dt}.$$

Az \dot{s}_2 az (5.85a)-ból kapható meg:

$$\dot{s}_2 = -di_d/dt = -(u_d - u_{d0})/L_d, \quad (8.53)$$

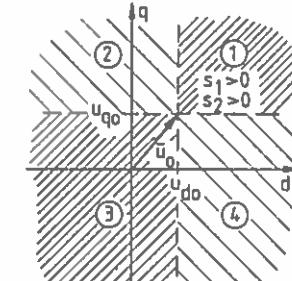
ahol

$$u_{d0} = R i_d - w L_d i_q.$$

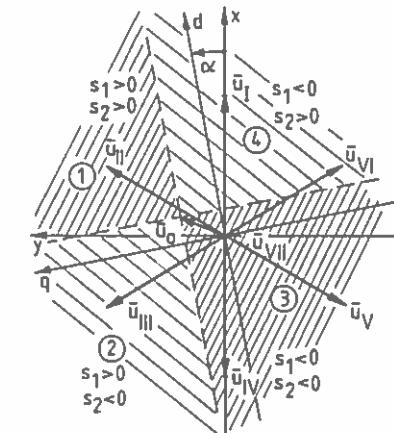
Az \dot{s}_1 és \dot{s}_2 kifejezésében szereplő u_{d0} , u_{q0} a rendszer állapotától függő mennyiségek. Az $\bar{u}_o = u_{d0} + j u_{q0}$ pillanatértékével eltolt tengelykereszttel a d-q koordinátarendszer síkját négy részre lehet bontani (8.28. ábra). Ha az inverterrel olyan u_d , u_q feszültséget hozunk létre, amely az 1 tartományba mutat, azaz $u_d > u_{d0}$; $u_q > u_{q0}$, akkor ebből a fentiek szerint az következik, hogy $\dot{s}_1 < 0$, $\dot{s}_2 < 0$. Másként fogalmazva: az 1 tartományba mutató kapocsfeszültségvektort akkor kell választani, ha $s_1 > 0$ és $s_2 > 0$, mert ilyenkor fog teljesülni az $s_1 \dot{s}_1 < 0$ és $s_2 \dot{s}_2 < 0$ feltétel. A 2 tartomány szerint kell választani, ha $s_1 > 0$ és $s_2 < 0$, a 3 szerint, ha $s_1 < 0$ és $s_2 < 0$, és a 4 szerint, ha $s_1 < 0$ és $s_2 > 0$.

Az inverter hét különböző \bar{u}_k feszültségvektort ($k = I, II, \dots, VII$) tud a motorra kapcsolni, ami az álló x-y koordinátarendszerben egy csillagot alkot (5.68.b. ábra). A d-q koordinátarendszer az álló x-y koordinátarendszerhez képest a forgórésszel együtt $w = d\alpha/dt$ szögsebességgel forog. A d-q rendszerben meghatározott 1, ..., 4 tartományokba $\alpha(t)$ szerint minden más kapocsfeszültség vektor mutatható (8.29. ábra). Az ábrázolt pillanatban az látszik, hogy csak az 1 és 2 tartományban egyértelmű a kapocsfeszültség vektor kiválasztása \bar{u}_{II} és \bar{u}_{III} -ra. A 4 tartományba két vektor \bar{u}_I és \bar{u}_{VI} mutat, míg a 3 tartomány feltételeinek három \bar{u}_{IV} , \bar{u}_V és \bar{u}_{VII} kapocsfeszültség vektor is megfelel. Ahol több lehetőség is van, ott a 8.3.3.1. szakasz szerinti stratégiák egyikével kell ezek közül választani pl. a legintenzívebb, vagy a legszelidebb beavatkozást.

A szabályozás s_1 és s_2 jelekre épülő fő feladatai mellett vannak félérendelt szabályozási feladatok is. Ezeket rendre az s_3 , s_4 , s_5 jelű sliding-hiba bevonásával lehet az algoritmusban érvényesíteni.



8.28. ábra. A feszültségvektor kiválasztásához
szükséges tartományok a d-q
koordinátarendszerben



8.29. ábra. A feszültségvektor kiválasztása az
x-y koordinátarendszerben

Az s_3 függvény szolgál az áram, ill. nyomaték korlátozására. Ez a feltétel akkor módosítja az s_1 és s_2 által kiválasztott beavatkozást, ha az \bar{I} áramvektor nagysága nagyobb, mint a megengedett I_{max} . A beavatkozás olyan, hogy az eddig leírt döntési eljárás úgy módosítja, mintha s_1 előjele megfordulna. Pl. ha az s_1 fordulatszám sliding-hiba túl nagy gyorsító nyomatéket ír elő és ezzel túláramot okoz, akkor s_3 az u_q -ra nézve a beavatkozást ellentétes értelmüre változtatja, azaz az i_q áramkomponenst csökkenti. Hasonlóan működik fekezéskor, ill. fordított irányú üzemben is.

Az s_3 definíciója:

$$s_3 = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} - I_{max}. \quad (8.54)$$

Ha $s_3 > 0$, akkor a fent leírt döntési eljárás úgy kell elvégezni, mintha az s_1 előjele megfordult volna.

Az s_4 függvény szolgál a mezőgyengítéses üzem engedélyezésére. Ez a függvény csak akkor avatkozik be az alapsabályozásba, ha a motor u_{a1} , u_{b1} , u_{c1} alapharmonikus (szürt) fázisfeszültségeiből képzett kapocsfeszültség \bar{u}_1 vektorának nagysága egy U_{max} értéket meghalad. Ez akkor következik be, ha a w_a fordulatszám alapjel olyan nagy, hogy $i_d = 0$ -val csak U_{max} -nál nagyobb feszültséggel lenne teljesíthető. Az s_4 hatására létrejövő beavatkozás $i_d < 0$ mezőgyengítést előidéző áramkomponens kialakítására ad parancsot. Ezzel az s_2 függvény hatását, amely $i_d = 0$ -ra szabályoz a normál üzemben felülírja.

Az s_4 definíciója:

$$s_4 = \sqrt{u_{id}^2 + u_{iq}^2} - U_{max}. \quad (8.55)$$

Ha $s_4 > 0$, akkor olyan beavatkozást ír elő, hogy $di_d / dt < 0$, azaz (8.53) szerint $u_d < u_{do}$ legyen.

Az s_5 függvény szolgál az i_d mezőgyengítő áramkomponens korlátozására. Ez a függvény az előbbi s_4 függvényt felülbírálja, ha az i_d áramkomponens az I_{dmeq} megengedhető értéket túllépi.

Az s_5 definíciója:

$$s_5 = |i_d| - I_{dmeq}, \quad I_{dmeq} > 0. \quad (8.56)$$

Ha $s_5 > 0$, akkor olyan beavatkozást ír elő, hogy $u_d > u_{do}$ legyen.

A szabályozási algoritmus felépítésének olyannak kell lennie, hogy a kapcsolási állapotok közti döntéshez alapvetően az s_1, s_2 sliding-hiba szerinti feltételeket kell figyelembe vennie. Az $s_3 > 0$ feltétel felülbírálhatja az s_1 -et, az $s_4 > 0$ feltétel s_2 -öt és az $s_5 > 0$ feltétel az s_4 -et.

8.4. Poziciósabályozás

Alapvetően kétfajta poziciósabályozás van:

- PTP (point to point), pontról-pontra szabályozás, és
- CP (continuous path), pályakövetés folytonos pozíció időfüggvény szerint.

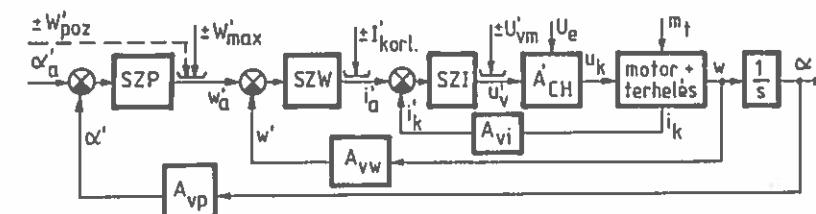
A PTP szabályozásnál abból indulunk ki, hogy a rendszer α_k kiindulási helyzetben van és az α_v véghezjelzést akarjuk elérni. A közbenső mozgás időbeli viselkedését csak néhány jellemzőjével korlátozzuk. Az $\alpha_a = \alpha_v - \alpha_k$ alapjelet a poziciósabályozó egységugrásszerűen kapja meg. A véghezjelzett (célpozíció) megadásán kívül általában megadják a pozicionálás szögsebességét, amelynek az állandósult értéke W_{poz} . Megadhatják még a gyorsítás és lassítás mértékét és a véghezjelzetre állás minőségét (lengő, vagy szigorúan túllendülésmentes beállás). A pontról-pontra szabályozás kritikus adata az új pozíció eléréséhez szükséges idő, ami meghatározza azt, hogy pl. mikor kezdhető el a pozicionálást követő technológiai művelet. PTP szabályozást alkalmaznak pl. sornyomtatókban, nyomatott áramkör fénőnél, stb.

A CP pályakövetésnél a pályát kitűzött pontokkal előre ki kell jelölni. Ezekre a pontokra rá kell fektetni egy folytonos görbét, amelyhez időskálát kell rendelni, azaz meg kell határozni a bejárni kívánt pálya $\alpha_a(t)$ időfüggvényét. Ennek az időfüggvénynek olyannak kell lennie, hogy a pályamenteni sebesség és gyorsulás a tervezett értékű legyen. A poziciósabályozó $\alpha_a(t)$ alapjele ilyenkor tehát folytonos időfüggvény, a szabályozó feladata ennek a függvénynek minél pontosabb követése. A jó követési tulajdonságok alapvető feltétele az, hogy az $\alpha_a(t)$ -vel tervezett sebesség, gyorsulás, lassulás, stb. értékek a hajtás

teljesítőképességét ne haladják meg (pl. $|d\alpha_a / dt| \leq W_{max}$). Jó pályakövetés szükséges pl. plotterben, ívhegesztő robotnál, stb.

A 8.4.1. alfejezet a többhurkos poziciósabályozást írja le, amely alkalmas CP pályakövetésre és PTP pozicionálásra is. A 8.4.2. alfejezet a PTP pozicionálásra olyan szabályozási módot mutat be, amellyel a fékezés időfüggvénye, a lassulás jellege és időtartama beállítható. Ezt pl. olyan pozicionálásnál használják, ahol helyzetkapcsoló indítja el a fékezést. A 8.4.3. alfejezet szerinti csúszómód szabályozás a lassítás és a beállás időfüggvényein kívül a gyorsítás értékét és a pozicionálás sebességét is közvetlenül előírja. A 8.4.5. és 8.4.6. alfejezet a pályakövető szabályozások közül mutat be néhányat.

8.4.1. Alarendelt fordulatszám-, és áramszabályozó hurokkal rendelkező poziciósabályozás



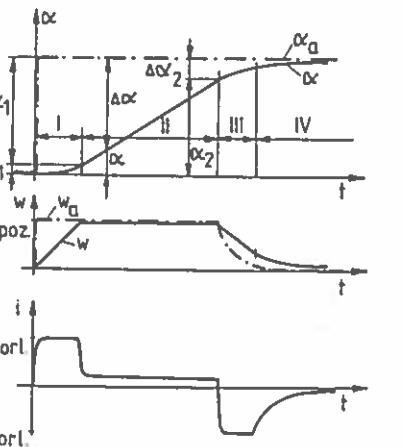
8.30. ábra. Poziciósabályozás hatásvázata.

Az alarendelt struktúrájú poziciósabályozók felépítését a 8.30. ábra mutatja. A belső szabályozókör a 8.3.1. fejezetben részletesen ismertetett, alarendelt áramszabályozással ellátott fordulatszámszabályozó kör. Ennek w'_a alapjelét az SZP poziciósabályozó szabja meg. A vesszős mennyiségek ugyanúgy, mint a 8.16. ábrán a szabályozó jelszintjére és jeltípusára átalakított jelek. A vesszős és a valódi i, w , ill. α jelek közti átszámításra az $i' = A_{vi}i$, $w' = A_{vw}w$, ill. $\alpha' = A_{vp}\alpha$ összefüggések szolgálnak. A fordulatszám alapjel valódi értéke $w_a = w'_a / A_{vw}$ – vel számolható, stb.

A belső áramszabályozó kör szerepe a fordulatszámszabályozó kör által megkívánt elektromágneses nyomaték biztosítása, ill. az áram korlátozása. Az alarendelt fordulatszámszabályozó kör szerepe a tervezett pozicionálási sebesség, ill. fordulatszám biztosítása és korlátozása.

Ezzel a szabályozással a lehetséges legnagyobb szögsebesség és szöggyorsulás, ill. lassulás valósítható meg, ha a belső szabályozási hurkok korlátozási értékei a motor által megengedett maximumra vannak beállítva: a szögsebességek korlát $\pm W_{max}$ -ra, az áramkorlát $\pm I_{korl}$ -ra. A szöggyorsulás, ill. lassulás lehetséges legnagyobb értéke kiadódik abból, hogy a megengedett $\pm I_{korl}$ árammal a motor az adott pillanatban, az adott m_t , Θ , D terhelési, tehetetlenségi és súrlódási viszonyok között mennyire tud gyorsulni vagy lassulni. A szögsebesség legnagyobb értékét a motor vagy a mozgató mechanika szabja meg. Ha a

pozicionálásra W_{\max} -nál kisebb abszolútértékű W_{poz} szögsebességet szeretnénk előírni, akkor ennek egyik módja az, hogy a szögsebesség korlátértékét módosítani kell $\pm W_{\max}$ helyett $\pm W_{\text{poz}}$ -ra. A másik módszer a pozíciószabályozó alapjelének olyan megadása, ami az alapjel meredekségét, azaz a pozícionálás szögsebességét is előírja. Az alapjel megadással előírhatjuk a szögggyorsulást, ill. a pozíció alapjel magasabb deriváltjainak értékét is. Ezzel foglalkozik a 8.4.4. fejezet.



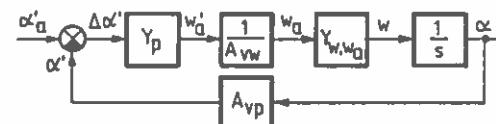
8.31. ábra. Jellegzetes válaszfüggvények egységugrás pozíció alapjelre.

Az alarendelt körös, többhurkos pozíciószabályozó viselkedését részletesen a PTP pozícionálásra vizsgáljuk meg, arra az esetre, ha a szögsebesség alapjel a 8.30. ábra szaggatott vonalas bemenőjével $\pm W_{\text{poz}}$ -ra van korlátozva. Egy α_a nagyságú egységugrás alapjelre a rendszer jellegzetes válaszfüggvényeit a 8.31. ábra mutatja. Az ábrában olyan nagy alapjelugratást tételeztünk fel, hogy az ugrás hatására az SZP, SZW, ill. Szi szabályozók a lineáris működési tartományukat korlátozó, telített üzemű állapotba kerülnek. Telített üzemű állapotot SZP számára az, ha a kimenete $\pm W_{\text{poz}}$ értéken, SZW számára, ha $\pm I_{\text{korl}}$ értéken vagy Szi számára, ha $\pm U_{\text{vm}}$ értéken telítődik. A telített üzem oka a szabályozók bemenetén mérhettő nagy és/vagy tartós hibajel.

A 8.31. ábrán négy szakasz lehet megkülönböztetni a 8.17. ábrához hasonlóan. Az I-II szakasz az alapjel ugrásának pillanatában kezdődik és addig tart, míg $\Delta\alpha \geq \Delta\alpha_2$. Ez alatt a belső fordulatszám szabályozókör a pozícionálási szögsebességre szabályoz, a fordulatszám szabályozó alapjele $w_a = W_{\text{poz}}$, SZP telített állapotú. A belső fordulatszám szabályozás működése során kialakul egy I jelű gyorsítási és egy II jelű szabályozott állandó fordulatszámu szakasz, mint ahogyan ezt a 8.3.1. fejezetben részleteztük. A gyorsítás a (8.22, 8.23) egyenletek szerint megy végbe a $w = W_{\text{poz}}$ szabályozott érték eléréséig. A pozíció az

$\alpha = \int w dt$ -ból számítható. A $w = W_{\text{poz}}$ állandó sebességű szakaszhoz lineáris pozícióváltozás tartozik a $\Delta\alpha_1 \geq \Delta\alpha \geq \Delta\alpha_2$ tartományban. Ha α_2 -ig w nem éri el $W_{\text{poz}} - t$, akkor a II szakasz kimarad.

A III és IV szakasz a lassítási és a pozícióbeállási szakasz. Fő jellemzője, hogy SZP elhagyja az előbbi telített üzemet, $w_a < W_{\text{poz}}$, a fordulatszám szabályozó lassítási, ill. fékezési parancsot kap. A pozíciószabályozó átviteli függvényétől függ, hogy a lassítási folyamat milyen jellegű lesz, és hogy kialakul-e a III szakasz, amelyre a fékezési áramkorlát jellemző (8.31.ábra). A IV szakaszban valamennyi szabályozó a lineáris tartományában működik.



8.32. ábra. Egyszerűsített hatásvázlat.

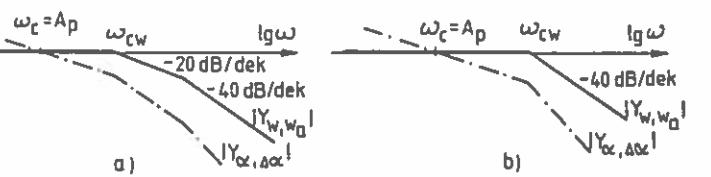
A pozíciószabályozás beállási tulajdonságait a 8.32. ábra szerinti hatásvázlat alapján vizsgáljuk. Az Y_{w,w_a} a zárt fordulatszám szabályozó hurok átviteli függvénye. Az Y_p pozíciószabályozó átviteli függvénye általános esetben PID-típusú, $Y_p = K_p + 1/(sT_{pi}) + sT_{pd}$.

A felnyitott pozíciószabályozókör átviteli függvénye:

$$Y_{\alpha,\Delta\alpha} = \frac{\alpha}{\Delta\alpha} = \frac{\alpha'}{\Delta\alpha'} = Y_{w,w_a} \frac{A_{vp}}{A_{vw}} Y_p \frac{1}{s} = Y_{w,w_a} \left(K_1 + \frac{1}{sT_1} + \frac{1}{s^2T_2^2} \right), \quad (8.57a)$$

ahol $K_1 = (A_{vp}/A_{vw})T_{pd}$, $T_1 = A_{vw}/(A_{vp}K_p)$, és $T_2 = \sqrt{(A_{vw}/A_{vp})T_{pi}}$. Látható, hogy a pozíciószabályozó körben az $\alpha = \int w dt$ összefüggésből származó integrálóhatás ($1/s$ tag) miatt a szabályozó PID tényezői megváltozott hatást fejtenek ki. Például a D tag (T_{pd}) a körerősítésre hat, a P tag (K_p) pedig az integrálási időállandót szabja meg a körben. Ennek következtében arányos pozíciószabályozóval is megvalósítható egy-típusú kör, azaz egységugrás alapjelre hibamentes beállás. Egy PI szabályozó a kört kettős integráló tulajdonságúvá teszi. A gyakorlatban P, PD szabályozókat alkalmazznak.

Arányos $Y_p = K_p$ pozíciószabályozóval épített szabályozókör beállási tulajdonságai. A belső fordulatszám szabályozókör beállítására a 8.3.1. fejezetben bemutattunk egy módszert, amelynek alapján a felnyitott kör átviteli függvényére (8.24) adódott. Átszámítva zárt huroakra és a kisebb időállandókat elhanyagolva Y_{w,w_a} -ról az mondható, hogy az tipikusan kéttárolós jellegű ω_{cw} vágási körfrekvenciával. A 8.33.ábrán folytonos vonallal rajzoltuk be a Bode-diagramját az a. ábrán nem lengő, a b. ábrán lengő jellegű beállás esetére.



8.33. ábra. Pozíciósabályozó Bode diagramja.a. Nem lengő, b. Lengő jellegű belső fordulatszámsabályozás esetén.

A felnyitott pozíciósabályozó hurok átviteli függvénye:

$$Y_{\alpha,\Delta\alpha} = Y_{w,w_0} \frac{A_{vp}}{A_{vv}} \frac{K_p}{s} = Y_{w,w_0} \frac{A_p}{s}, \quad (8.57b)$$

ahol $A_p = (A_{vp}/A_{vv})K_p$.

Az A_p/s tag egy $T = 1/A_p$ időállandójú integrátor, amelynek az $1/T = A_p$ vágási körfrekvenciája egyben a felnyitott pozíciósabályozókör ω_c vágási körfrekvenciája is, $\omega_c = A_p$. Ez úgy választható, hogy $\omega_c < \omega_{cw}$ legyen. Az ω_c maximális értékét a $180^\circ - \text{arc}(Y_{\alpha,\alpha_0}(\omega_c)) = 90^\circ - \text{arc}(Y_{w,w_0}(\omega_c))$ fázistartalék szabja meg, amelynek a kívánatos értéke $\approx 60^\circ$. A 8.33. ábrán a felnyitott pozíciósabályozókör Bode-diagramját a pont-vonallal jelöltük. Az ábrából látszik, hogy a kör jellege alapvetően integráló $T = 1/A_p$ időállandóval. A pozíciósabályozás beállítási tulajdonságainak vizsgálatához a következőkben elhanyagoljuk $\omega > \omega_c$ körfrekvenciákon a -20dB/dekáról meredekebb szűrő jelleget. Ez megfelel annak, hogy a beállási tulajdonságok vizsgálatához ideális fordulatszám szabályozást tételezünk fel $Y_{w,w_0} = 1$ átviteli függvénnyel, amiből $w(t) = w_a(t)$, $\Delta w = 0$ idealizálás következik. A felnyitott pozíciósabályozó kör (8.57b) átviteli függvénye így $Y_{\alpha,\Delta\alpha} = 1/(sT)$, a zárt pozíciósabályozó köré $Y_{\alpha,\alpha_0} = 1/(1+sT)$.

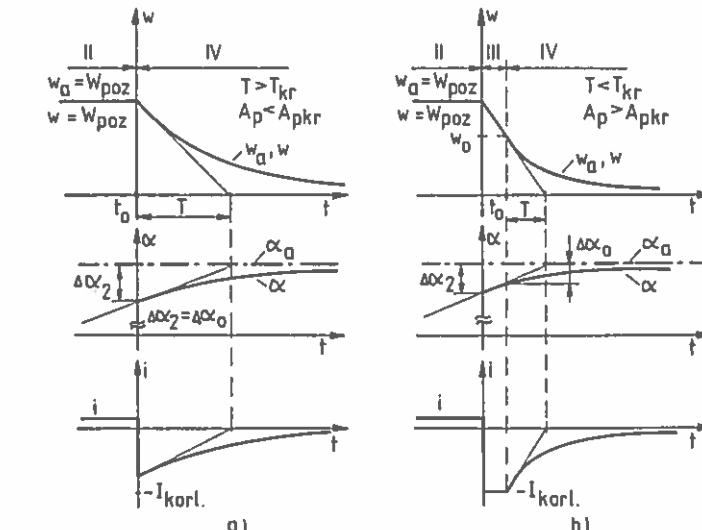
A körre felírható differenciálegyenlet:

$$\frac{d\alpha}{dt} = w = (\alpha_a - \alpha)/T = \Delta\alpha/T. \quad (8.58)$$

Mivel egységugrás alapjel válaszfüggvényének a fékezési szakaszát vizsgáljuk, $d\alpha_a/dt = 0$ és $d\alpha/dt = -d\Delta\alpha/dt$. A pozíció hibajelre és a deriváltjára a (8.58) egyenlet megoldása:

$$\Delta\alpha(t) = \Delta\alpha_0 e^{-(t-t_0)/T} \quad (8.59a)$$

$$\frac{d\Delta\alpha}{dt} = -\frac{d\alpha}{dt} = -\frac{\Delta\alpha_0}{T} e^{-(t-t_0)/T}. \quad (8.59b)$$



8.34. ábra. Fékezési folyamat. a. Lineáris tartományban működő szabályozóval, b. A fékáram korlátozása esetén.

Ha a III szakasz kezdeti pillanatától kezdve minden szabályozó a lineáris tartományában tudna üzemelni, akkor a fenti idealizálással a 8.34.a. ábra szerinti fékezési folyamat jönne létre $T = 1/A_p$ időállandójú exponenciális beállással. Ha feltessük továbbá, hogy a 8.31. ábra jelöléseivel élve, $\Delta\alpha_2 < \Delta\alpha_1$, azaz a fékezést megelőzően a szögsebesség $w \approx W_{poz}$, akkor a fékezés megkezdésének a pillanatában $dw/dt = W_{poz}$ és a mérhető pozícióhiba:

$$\Delta\alpha_2 = \Delta\alpha_0 = W_{poz}T. \quad (8.60)$$

A fékezésre kiadott lassítási parancs az első $t = t_0$ pillanatban a legnagyobb $(dw/dt)_0 = -W_{poz}/T = -W_{poz}A_p$. Az ehhez szükséges maximális fékáram az

$$\begin{aligned} i &= m/K = (\Theta(dw/dt)_0 + m_t + DW_{poz})/K = \\ &= (-\Theta W_{poz}A_p + m_t + DW_{poz})/K \end{aligned} \quad (8.61)$$

egyenletből számítható.

Ha a $W_{poz}A_p$ kicsi, akkor a teljes fékezési folyamat létrejöhét $|i| < I_{korl}$ árammal, és az SZF, SZI szabályozók lineáris üzemet. A pozíciósabályozó K_p erősítésével lesz egy olyan A_{pkr} kritikus A_p érték, ill. egy $T_{kr} = 1/A_{pkr}$ időállandó érték, amelynél a pozíciósabályozó által előírt $(-W_{poz}A_{pkr})$ lassításhoz szükséges áram éppen eléri az $i = -I_{korl}$ fékáramot.

Ha az $A_p > A_{pkr}$, ill. $T < T_{kr}$, akkor a lassító áram beáll az $i = -I_{korl}$ fékáramra, kialakul a III szakasz (8.34.b. ábra). Az $i = -I_{korl}$ fékáram által létrehozott lassulás a

$$dw/dt = -\varepsilon_f = (-KI_{korl} - m_t - Dw)/\Theta \quad (8.62)$$

egyenletből számítható és az adott rendszerre a legnagyobb.

Ha $\varepsilon_f = \varepsilon_{korl}$ közel állandó, akkor a fordulatszám lineárisan, a $\Delta\alpha$ pozicióhiba pedig ennek megfelelően parabolikusan csökken. Ez a folyamat addig tart, amíg a fordulatszám $w_0 = \varepsilon_{korl}T$ -re, ill. a pozicióhiba $\Delta\alpha_0 = w_0T$ értékre le nem csökken. Ettől a t_0 időpontról indul a lineáris üzemű IV jelű fékezési folyamat T időállandójú exponenciális beállással, a (8.59) egyenleteknek megfelelően.

A fenti egyszerűsített, közelítő vizsgálatokhoz ideális belső fordulatszám és belső áramszabályozó köröket tételeztünk fel. A 8.34. ábra szerinti fékáram a valóságban nem ugrásszerű, hanem korlátos meredekséggel és időállandóval alakul ki, és a fordulatszám szabályozása sem tökéletes.

A poziciószabályozó nagyjelű, egységugrásszerű alapjelre adott válaszfüggvényének vizsgálatából az látható, hogy a gyorsítás és a lassítás időfüggvényeit közvetve az áramkorlátozás szabja meg. A rendszer pontos ismerete nélkül a pozicionálás időtartama nem határozható meg jól. Ez hátrányt jelenthet olyan esetekben, ahol egy műveletterv részeként PTP pozicionálási feladatokat kell beiktatni, pl. koordinátafuró vezérlésénél, ahol minden furási parancsot megelőz egy pozicionálás. Az alárendelt szabályozókörökkel épített poziciószabályozás hibáinak javítására többséle módszert dolgoztak ki. Először azokat ismertetjük, amelyek a gyorsulás és lassulás értékeitet közvetlenül írják elő az áramkorlátozás által megengedett értéken belül. Az áramkorlátozás ilyenkor védelmi funkciójú, a pozicionálást nem befolyásolja, csak mechanikai korlátozás, pl. akadályba ütközés, esetén működik.

8.4.2. Nemlineáris, változó erősítési tényezőjű pozicíószabályozás

A szabályozási mód angol rövidítése NVGC (nonlinear variable gain control). Ezt a szabályozást gyakran alkalmazzák az előző fejezetben leírt alárendelt belsőhurkos PTP poziciószabályozás módosítására. A módosítás abban áll, hogy a 8.30. ábra SZP poziciószabályozója P-típusú ugyan, de az erősítési tényezője a pozicióhiba nagyságától függő. A 8.32. ábra szerinti egyszerű hatásválatban emiatt a poziciószabályozót az $Y_p = K_p(\Delta\alpha)$ átviteli függvénytel visszük figyelembe.

A 8.4.1. fejezetben vizsgált állandó K_p erősítési tényezőjű PTP poziciószabályozásnál a II szakaszt követő fékezés és véghezre állás exponenciális jellegű, ha $A_p < A_{pkr}$. A pozíció beállás időfüggvényeit erre az esetre a 8.34.a. ábra mutatja. Az NVGC szabályozás azt tüzi ki célul, hogy a

pozicionálás T_f idő alatt befejeződjön, a $w = W_{poz}$ szögsebesség T_f fékezési idő alatt csökkenjen le nullára a $dw/dt = -W_{poz}/T_f = -\varepsilon_f$ állandó lassulással. Az ε_f értéke szabadon választható mindaddig, míg a lassuláshoz szükséges fékáram (8.61) szerint el nem éri a $(-I_{korl})$ értékét.

Az állandó ε_f lassuláshoz tartozó $\Delta\alpha(w)$ és $\Delta\alpha(t)$ hibafüggvényeket

$$\frac{d\Delta\alpha}{dw} = \frac{d\Delta\alpha/dt}{dw/dt} = \frac{-d\alpha/dt}{-\varepsilon_f} = \frac{w}{\varepsilon_f} \quad (8.63)$$

egyenlet w szerinti integrálásával kaphatjuk meg:

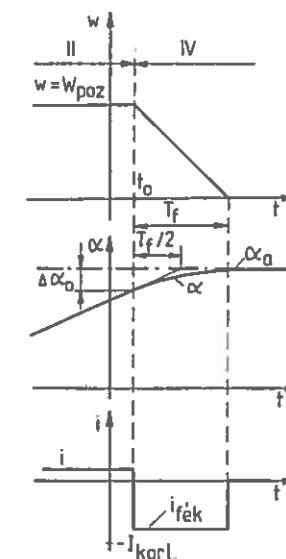
$$\Delta\alpha(w) = w^2/(2\varepsilon_f), \quad (8.64.a)$$

$$\Delta\alpha(t) = w(t)^2/(2\varepsilon_f). \quad (8.64.b)$$

Ha a fékezés kezdőpillanatát t_0 -lal jelöljük, akkor $t = t_0$ -ra

$$\Delta\alpha_0 = \Delta\alpha_2 = W_{poz}^2/(2\varepsilon_f) = W_{poz}T_f/2, \quad (8.64.c)$$

míg a fékezés végére $t = t_0 + T_f$ -re $w = 0$, $\Delta\alpha = 0$, közben $\Delta\alpha$ parabola görbürt ir le a 8.35.ábra szerint.



8.35. ábra. Ideális fékezési folyamat állandó lassulással.

Ha az előző 8.4.1 fejezet szerinti ideális belső fordulatszám szabályozókort továbbra is feltételezzük, akkor a (8.64a)-ból olvasható ki, hogy hogyan kell a w' alapjelét $\Delta\alpha'$ függvényében megadni ahhoz, hogy a lassulás ε_f állandó értékű legyen. Ehhez a

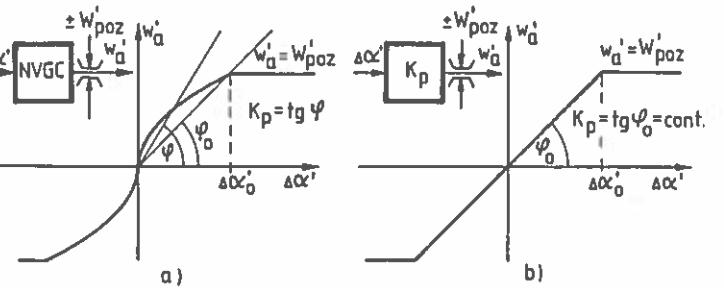
$$w'_a = \text{sign}(\Delta\alpha)W'_{poz}, \text{ ha } |\Delta\alpha| > \Delta\alpha_0 \quad (8.65 \text{ a})$$

$$w'_a = C \text{sign}(\Delta\alpha) \sqrt{|\Delta\alpha'|}, \text{ ha } |\Delta\alpha| \leq \Delta\alpha_0 \quad (8.65 \text{ b})$$

szerinti függvényt kell az SZP pozíciósabályozóba építeni, ahol $C = A_{vw} \sqrt{2\varepsilon_f / A_{vp}}$, $W'_{poz} = A_{vw} W_{poz}$, $w'_a = A_{vw} w_a$, $\Delta\alpha' = A_{vp} \Delta\alpha$ (8.36.a. ábra). A függvény (8.65 a) szakasza a pozíciósabályozó telítődési tartományát írja le. A függvény (8.65 b) szakasza változó erősítési tényezőjű P-típusú pozíciósabályozó leírása, ahol

$$K_p = \frac{w'_a(t)}{\Delta\alpha'(t)} = C \frac{1}{\sqrt{|\Delta\alpha'|}}, \text{ ha } |\Delta\alpha| \leq \Delta\alpha_0, \quad (8.66)$$

$$K_{p\min} = \frac{W'_{poz}}{\Delta\alpha'_0} = \frac{A_{vw} W_{poz}}{A_{vp} \Delta\alpha_0} = \frac{A_{vw}}{A_{vp}} \frac{2}{T_f}, \quad K_{p\max} = \infty. \quad (8.67)$$



8.36. ábra. A pozíciósabályozó kimenő jele. a. Nemlineáris erősítési tényezőjű szabályozó, b. Állandó erősítési tényezőjű szabályozó esetén.

A $K_{p\min}$ a fékezés első pillanatában alakul ki, míg $K_{p\max}$ a $\Delta\alpha=0$ véghelyzetre álláskor. Az igen nagy erősítési tényező a cél közelében jelentős lengést okozhat, aminek az elkerülésére K_p -t a $\Delta\alpha=0$ környékén korlátozzák pl. a 8.36.a. ábra szerinti görbét a $\Delta\alpha=0$ környékén egy φ_{\max} szögű, korlátos meredekségű egyenessel módosítják. Egy lehetséges módosítás pl.a (8.65 b) helyett a

$$w'_a = C \text{sign}(\Delta\alpha) (\sqrt{|\Delta\alpha'| + \beta^2} - \beta) \quad (8.68)$$

függvény alkalmazása, ami $|\Delta\alpha| \rightarrow 0$ esetén $w'_a = [C/(2\beta)]\Delta\alpha'$ alakúra egyszerűsödik. A $\beta = C/(2K_{p\max})$ beállítás esetén $K_p \leq K_{p\max}$, ahol $K_{p\max}$ a még megengedhető erősítés. A 8.36.b. árában összehasonlíthatók a K_p állandó erősítési tényezőjű szabályozó $w'_a(\Delta\alpha')$ függvényét is.

A 8.35. ábra mutatja a fékezés folyamatát a (8.65) függvény szerint megvalósított változó erősítési tényezőjű szabályozó esetén. A fékezés T_f idő alatt végbe mérhető ε_f lassulással, ha ezalatt a fékáramigény $|j| < I_{korl}$, és a fordulatszám szabályozás ideális követési tulajdonságú. Ha a 8.34.a. és a 8.35. ábrabeli időfüggvényeket összehasonlíthatunk, és a két ábrában a II szakaszra azonos $w = W_{poz}$ szögsebességet tételezünk fel, akkor a fékezés megkezdésének $t = t_0$ pillanatában a lassulás az egyik esetben $\varepsilon = W_{poz}/T$, a másik esetben $\varepsilon_f = W_{poz}/T_f$. Ha $T = T_f$, akkor az NVGC szabályozásnál mérhető $\Delta\alpha_0$ fele akkora, mint a 8.34.a ábra szerinti esetben (l. (8.60) és (8.64c)). A (8.67) összefüggés szerint $K_{p\min} = (A_{vw}/A_{vp})/2/T = 2K_p$, ahol K_p az állandó erősítési tényezőjű pozíciósabályozó erősítése ($1/T = (A_{vp}/A_{vw})K_p$).

Az NVGC pozíciósabályozás tehát a 8.4.1. szakaszban leírt szabályozás módosítása a (8.66) $K_p(\Delta\alpha)$ függvény szerint.

Az NVGC szabályozást olyan PTP pozicionálásnál alkalmazzák, ahol helyzetkapcsoló indítja el a fékezési folyamatot és ehhez képest a megállás helyét és idejét pontosan be akarják állítani.

8.4.3. Pozíciósabályozás csúszómódon

A csúszómód szabályozást pozíciósabályozásra is alkalmazzák, elsősorban PTP pozicionálásra. Csúszómód szabályozással elő lehet írni a pozicionálás teljes időfüggvényét, a szögsebességet, a gyorsítás, a lassítás mértékét és a véghelyzetre állás minőségét (lengő vagy tűllendüléshentes beállás). Ehhez négyféle s_i ($i = \alpha, g, f, w$) sliding-hibajel megfogalmazása szükséges, az s_α a pozicionálásra, s_g a gyorsulás, s_f a fékezési lassulás, és az s_w a pozicionálási szögsebesség szabályozására. A szabályozási algoritmus s_α szerint végzi a kiértékelési eljárást mindaddig, míg az s_g , s_f vagy s_w -ból származó fölérendelt feltételek bármelyike felülről nem bírálja.

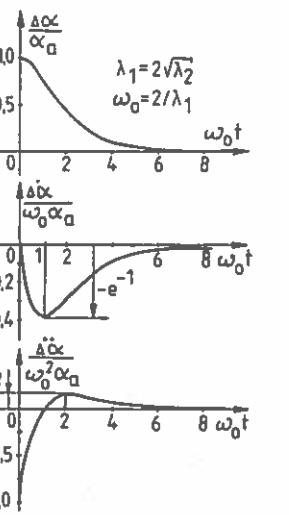
Ezt a szabályozási módot is a 8.3.3.2. fejezetben részletezett tulajdonságú egyenáramú szervohajtásokon mutatjuk be. Érvényesek a rendszerre a (8.29) differenciálegyenletek. A (8.29a) egyenlet w -re nézve másodrendű ($n=2$), α -ra nézve $w = d\alpha/dt$ miatt harmadrendű ($n=3$), és az $\varepsilon = dw/dt$ gyorsulásra nézve elsőrendű ($n=1$). A fentiekben következik, hogy definíciószerűen s_α (8.34) alakú, s_w (8.33) alakú, míg s_g és s_f a (8.32) szerint fogalmazható meg. Kétállapotú mintavételeles csúszómód szabályozást tételezünk fel, ahol a beavatkozási állapotot a 8.21.a. ábra szerint sign(s) alapján döntjük el, ezért minden s_i -ben $\lambda_0 = 1$ -re választható.

Az s_α sliding-hiba $\lambda_0 = 1$ választással:

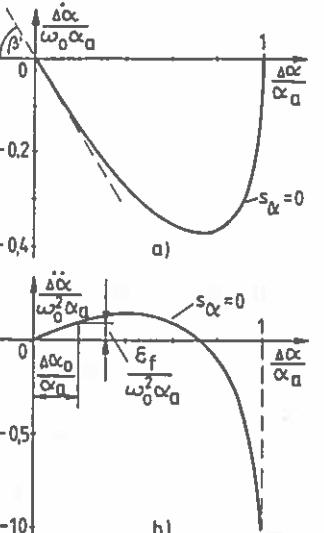
$$s_\alpha = \Delta\alpha + \lambda_1 d\Delta\alpha/dt + \lambda_2 d^2\Delta\alpha/dt^2. \quad (8.69)$$

Az $s_\alpha = 0$ másodrendű differenciálegyenlet megoldásai közül először ki kell választani azt, amelyik a csúszómód szabályozás célfüggvényeként a legjobban megfelel. Az $s_\alpha = 0$ differenciálegyenlet megoldása lehet lengő $0 < \xi < 1$ csillapítási tényezővel, lehet túllendülésmentes $\xi \geq 1$ csillapítási tényezővel. A csillapítatlan lengés körfrekvenciája $\omega_0 = 1/\sqrt{\lambda_2}$, a csillapítási tényező $\xi = \lambda_1/(2\sqrt{\lambda_2})$ szerint függ λ_1, λ_2 választásától. A $\xi \geq 1$ csillapítás akkor jön létre, ha $\lambda_1 \geq 2\sqrt{\lambda_2}$. Ha túllendülésmentes pozicionálást tervezünk, akkor célszerű a leggyorsabb, $\xi=1$ csillapítási tényezőjű aperiódikus határeset szerinti beállást választani. A $\xi=1$ csillapítás $\lambda_1 = 2\sqrt{\lambda_2}$ esetén jön létre. Ha λ_1, λ_2 választásánál ezt betartjuk, akkor az $s_\alpha = 0$ egyenlet általános megoldása α_a nagyságú egységugrás alapjáre:

$$\begin{aligned}\Delta\alpha(t) &= \alpha_a(1 + \omega_0 t)e^{-\omega_0 t}, \\ \Delta\dot{\alpha}(t) &= -\alpha_a \omega_0^2 t e^{-\omega_0 t}, \\ \Delta\ddot{\alpha}(t) &= -\alpha_a \omega_0^2 (1 - \omega_0 t) e^{-\omega_0 t}.\end{aligned}$$



8.37. ábra. Csúszómód pozíciósabályozó ideális beállásának időfüggvényei.



8.38. ábra. A csúszómód pozíciósabályozás $s_\alpha = 0$ görbái.

a. $\Delta\alpha$ - $\Delta\dot{\alpha}$ hibásikon, b. $\Delta\alpha$ - $\Delta\ddot{\alpha}$ hibásikon.

Az egyenletek dimenziótlan normált alakja:

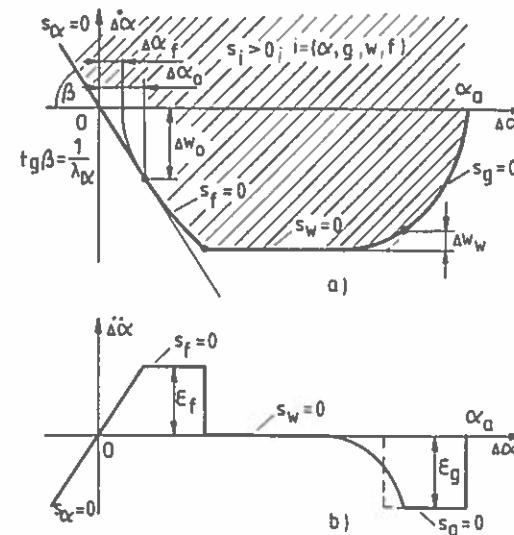
$$\Delta\alpha(t)/\alpha_a = (1 + \omega_0 t)e^{-\omega_0 t}, \quad (8.70 \text{ a})$$

$$\Delta\dot{\alpha}(t)/(\alpha_a \omega_0) = -\omega_0 t e^{-\omega_0 t}, \quad (8.70 \text{ b})$$

$$\Delta\ddot{\alpha}(t)/(\alpha_a \omega_0^2) = -(1 - \omega_0 t) e^{-\omega_0 t}, \quad (8.70 \text{ c})$$

ahol $\omega_0 = 1/\sqrt{\lambda_2} = 2/\lambda_1$. A (8.70) időfüggvényeket a 8.37. ábra mutatja $\omega_0 t = 2t/\lambda_1$ relatív időlépték szerint. Ezek közül a $\Delta\alpha(t)/\alpha_a$ a csúszómód pozíciósabályozás célfüggvénye a hiba megszűnésére vontakozóan. A 8.38.a. ábra a $\Delta\alpha, \Delta\dot{\alpha}$ hibásikon, a 8.38.b. ábra a $\Delta\alpha, \Delta\ddot{\alpha}$ hibásikon mutatja be a pozicionálás jellegét az előbbi normálással.

Pozitív egységugrás alapjelre elvégzünk egy vizsgálatot. Az ugrás pillanatát leszámítva $d\alpha_a/dt = d^2\alpha_a/dt^2 = 0$. A motor pozíciója: $\alpha = \alpha_a - \Delta\alpha$, a szögsebessége: $w = d\alpha/dt = -d\Delta\alpha/dt$, a szögggyorsulása: $\varepsilon = d^2\alpha/dt^2 = -d^2\Delta\alpha/dt^2$.



8.39. ábra. A szögsebesség és gyorsulás korlátozással ellátott hibajel trajektoriák.

Az $s_\alpha = 0$ ideális csúszómód szabályozás megvalósítása esetén a pozícióra állás szögsebességének a maximuma az általános megoldásból láthatóan $t = 1/\omega_0$ -nál van és értéke $w_{max} = \omega_0 e^{-1} \alpha_a$, a szögggyorsulás maximuma $t = 0$ -nál van és értéke $\varepsilon_{max} = \omega_0^2 \alpha_a$. Mindkét érték függ a λ_1, λ_2 megválasztásán kívül α_a nagyságától és emiatt megengedhetetlen nagy értékükre is kiadódhatalna. Ezért a szögsebességet is és a szögggyorsulást is korlátozni kell. A korlátozást megvalósító algoritmushoz a fentebb említett három sliding-hiba megfogalmazása szükséges. A pozicionálási szögsebesség $+W_{poz}$ értékre korlátozásához az

$$s_w = \Delta w + \lambda_w d\Delta w / dt, \quad \Delta w = W_{poz} - w, \quad (8.71)$$

a szöggysorsulás $+\varepsilon_g$ értékre korlátozásához

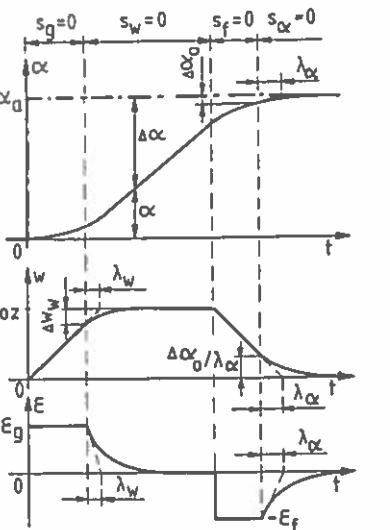
$$s_g = \varepsilon_g - \varepsilon = \varepsilon_g - dw / dt, \quad (8.72)$$

és a lassulás $-\varepsilon_f$ értékre korlátozásához az

$$s_f = -\varepsilon_f - \varepsilon = -\varepsilon_f - dw / dt \quad (8.73)$$

sliding-hibákat kell figyelembevenni.

Nagy α_a alapjelugratás esetén mindenkoron korlátozás felléphet. A pozicionálást a 8.38. ábrához hasonló, de nem normált hibaállapotokon a 8.39. ábra mutatja.



8.40. ábra. Csúszómód poziciósabályozás beállása.

A görbék olyan ideális esetre rajzoltak fel, amelynél az $s_i = 0$ -tól ($i = \alpha, g, f, w$) való eltérés, ill. ingadozás mértéke elhanyagolható. Ugyanilyen idealizálást feltételezve a 8.40. ábra mutatja a pozicionálás időfüggvényeit.

Az $s_g = 0$ szakasz állandó $+\varepsilon_g$ szöggysorsulást ír elő, így $\Delta\alpha$ időfüggvénye $\Delta\alpha = \alpha_a - \varepsilon_g t^2 / 2$, a $\Delta\dot{\alpha}$ időfüggvénye $\dot{\alpha} = -\Delta\dot{\alpha} = \varepsilon_g t$. A $\Delta\alpha, \Delta\dot{\alpha}$ hibásikon az $s_g = 0$ görbe parabola, amelyet az előbbi két egyenletből következő $\Delta\alpha = \alpha_a - \Delta\dot{\alpha}^2 / 2\varepsilon_g$ összefüggés ír le.

Az $s_w = 0$ szakasz az állandó $+W_{poz}$ szögsebességre szabályozás célfüggvénye. A (8.71) definícióban választott λ_w -től függ az, hogy az $s_g = 0$ szakasz mikor éri el a Δw_w szögsebességhiba éréket, ahol $\Delta w_w = \varepsilon_g \lambda_w$. Ebben a

pillanatban a két szakasz gyorsulásugrás nélkül váltja egymást, az exponenciális beállás kezdeti meredeksége: $\Delta w_w / \lambda_w = \varepsilon_g$ az előírt szöggysorsulással megegyező.

Az $s_f = 0$ félkezési szakasz állandó $-\varepsilon_f < 0$ lassulást ír elő, amely az $s_g = 0$ gyorsulási szakaszhoz hasonló $\Delta\alpha = \Delta\dot{\alpha}^2 / 2\varepsilon_f + \Delta\alpha_f$ parabolikus görbét ír le a 8.39. ábrán látható módon. A $\Delta\alpha_f$ eltolás abból adódik ki, hogy az $s_\alpha = 0$ pozicionálási célfüggvényre a rendszer gyorsulásugrás mentesen tudjon átátni. Ehhez az szükséges, hogy a $\Delta\alpha, \Delta\dot{\alpha}$ hibásikon az $s_\alpha = 0$ görbe az $s_f = 0$ görbe érintője legyen. Ha az $s_\alpha = 0$ görbe az origó környezetében egyenesen közelíthető, akkor a parabola tulajdonságai miatt $\Delta\alpha_f = \Delta\alpha_0 / 2$, ahol $\Delta\alpha_0$ az érintési ponthoz tartozó pozícióhiba. Ha az $s_\alpha = 0$ görbét közelítő egyenes meredeksége $-1/\lambda_\alpha$, akkor ez a közelítés egy λ_α egyidőállandós exponenciális pozíció beállási időfüggvénynek felelne meg, hasonlóan a 8.3.3.2. fejezetbeli fordulatszám szabályozáshoz. Ilyen közelítéssel a 8.24. ábra analógiájára itt is kimutatható, hogy a $\Delta\alpha_0$ hibához $\Delta\alpha_0 / \lambda_\alpha$ szögsebesség és $-\Delta\alpha_0 / \lambda_\alpha^2$ szöggysorsulásérték tartozik. Az ugrásmentes félkezéshez az kell, hogy $-\Delta\alpha_0 / \lambda_\alpha^2 = -\varepsilon_f$ legyen. Ebből meghatározható $\Delta\alpha_0 = \varepsilon_f \lambda_\alpha^2$, ill. $\Delta\alpha_f = \Delta\alpha_0 / 2 = \varepsilon_f \lambda_\alpha^2 / 2$.

A $\xi=1$ csillapítással tervezett tényleges $s_\alpha = 0$ görbét a (8.70) szerinti normálással a 8.38.a. ábra mutatja. Az origóban ($t \rightarrow \infty$ -nél) a (8.70a,b) egyenletek alapján az $s_\alpha = 0$ görbe érintője a $\Delta\dot{\alpha} = -\omega_0 \Delta\alpha = (-2/\lambda_1) \Delta\alpha$ egyenes. A görbénél ez a szakasza közelíthető $-\tan\beta = -1/\lambda_\alpha = -2/\lambda_1$ meredekségű egyenes, amiből $\lambda_\alpha = 0,5\lambda_1$ következik. A normálás miatt a 8.38.a. árában β szerepel és $\tan\beta' = \tan\beta / \omega_0$. Növelhető a közelítés tartománya, ha az érintő helyett egy szelőt választunk, pl. a $\lambda_\alpha = 0,62\lambda_1$ meredekséggel. Ez a $\Delta\alpha / \alpha_a \leq 0,1$ tartományban jól közelíti a valóságos $s_\alpha = 0$ görbét.

Az előbbi $\Delta\alpha_0 = \varepsilon_f \lambda_\alpha^2$ számítás csak akkor ad jó eredményt, ha $\Delta\alpha / \alpha_a \leq 0,1$, azaz ha $\alpha_a > 10\Delta\alpha_0$. Ha ez nem teljesül, akkor a pozicionálás utolsó $s_\alpha = 0$ szakaszának kezdetéhez tartozó $\Delta\alpha_0$ a 8.38.b. ábrából olvasható le, mint az ε_f lassuláshoz tartozó érték.

A szabályozási algoritmus az s_α szerint működik, de az s_g, s_f vagy s_w sliding-hibákkal leírt korlátozási feltételek bármelyike a beavatkozás értelmét megfordíthatja. Kétállapotú beavatkozási lehetőség esetén a következő módszert kell követni:

- ha s_α, s_g, s_f, s_w midegyike ≥ 0 , akkor $u = +U_e$,
- ha $s_\alpha \geq 0$, de s_g, s_f vagy s_w bármelyik eleme < 0 , akkor $u = -U_e$,
- ha $s_\alpha < 0$, akkor s_g, s_f vagy s_w -től függetlenül $u = -U_e$.

Ez a feltételrendszer a 8.39.a. ábrázolásban megfelel annak, hogy $u = +U_e t$ kell a motorra kapcsolni az $s_a = 0$, $s_g = 0$, $s_w = 0$, $s_f = 0$ görbüktől felfelé eső vonalkázott félsíkon, míg a másik oldalon $u = -U_e t$.

A szabályozás korlátozási feltételeiben szereplő $+\varepsilon_g$ és $-\varepsilon_f$ gyorsulás csak akkora értékre választható, amelyik a $\pm I_{korl}$ áramkorlátozási tartományon belül teljesíthető. A pozicionálási szögsebesség választására kikötés, hogy $|W_{poz}| \leq W_{max}$ legyen.

8.4.4. Pozíció alapjel megadása, módosítása, interpolációs módszerek

A 8.4.1. fejezetben leírt alarendelt körös pozíciószabályozás legfőbb problémája a szabályozó nemlineáris, telítődő üzeme, amely alatt a pozicionálás időbeli viselkedése függvényével változik a terhelő nyomatéktól, a gyorsítandó tömegtől, a súrlódástól, stb.

A pozíció alapjel módosítása azt jelenti, hogy olyan pozíció alapjel időfüggvényt írunk elő, amellyel a szabályozó a lineáris tartományon belül tud működni. Már az alapjel megadásánál figyelembe vesszük azt, hogy az így előírt szögsebesség, szögggyorsulás a rendszer számára a korlátozási értékeken belül teljesíthető legyen.

A fordulatszám szabályozás alapjel módosítására a 8.3.2. alfejezet b. pontjában általános eljárást adtunk meg. Az ott leírt megfontolások a pozíciószabályozás alapjelének módosítására is érvényesek. A változás az, hogy most a pozíciójelre a szabályozandó rendszert leíró differenciálegyenlet n=3-ad rendű. Ez a (8.29a) egyenletből látható $w = d\alpha / dt$ behelyettesítéssel. A pozíció harmadik deriváltjára (8.27a), a második deriváltjára a (8.27b), míg az első deriváltjára a (8.27c) jelent fizikai korlátot.

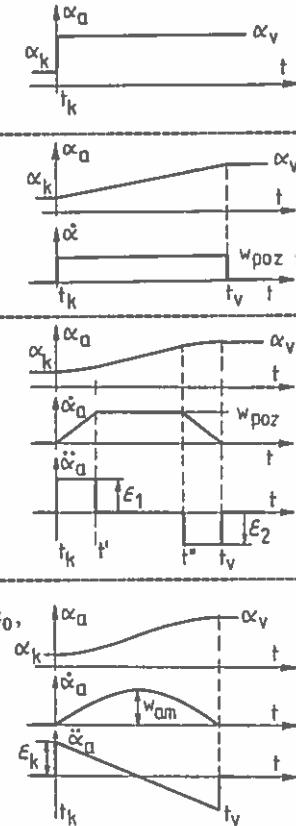
Először a pontról-pontra szabályozás egységugrás alapjelének módosító eljárásait, majd a megadott pályapontokra simuló CP alapjel-időfüggvény előállítási módjait mutatjuk be.

A pontról-pontra szabályozás alapjelének módosítása.

Az $\alpha_a(t)$ alapjel-időfüggvényt az idő m-edfokú polinomával módosítják. A polinom fokszáma szerint a leginkább előforduló függvényeket a 8.I. táblázat foglalja össze. A táblázatban α_k a pozíció kezdőértéke a t_k kezdeti időpillanatban és α_v az elérni kívánt végpozíció, amelynek a tervezett elérési pillanata t_v .

8.I. táblázat
Alapjel időfüggvény

Fokszám m	
0	$\alpha_a(t) = \alpha_k + (\alpha_v - \alpha_k) l(t - t_k)$ egységugrás függvény.
1	$\alpha_a(t) = \alpha_k + w_{poz}(t - t_k); (t_k \leq t \leq t_v)$ egységsebesség függvény.
2	$\alpha_a(t) = \alpha_k + \varepsilon_1(t - t_k)^2 / 2; (t_k \leq t \leq t')$ $\alpha_a(t) = \alpha_a(t') + w_{poz}(t - t'); (t' < t < t'')$ $\alpha_a(t) = \alpha_v - \varepsilon_2(t_v - t)^2 / 2, \text{ ha } (t'' \leq t \leq t_v)$ egységsebesség függvény, parabolikus gyorsítással, lassítással.
3	$\alpha_a(t) = c_3(t - t_k)^3 + c_2(t - t_k)^2 + c_1(t - t_k) + c_0,$ ahol $(t_k \leq t \leq t_v)$ és c_3, c_2, c_1, c_0 az $\alpha_a(t_k) = \alpha_k, \alpha_a(t_v) = \alpha_v,$ $\frac{d\alpha_a}{dt}(t_k) = 0, \text{ és } \frac{d\alpha_a}{dt}(t_v) = 0$ feltételekből számolható, $c_0 = \alpha_k$.



Az α_k és α_v kezdő és végpont általánosan m-edfokú polinommal köthető össze,

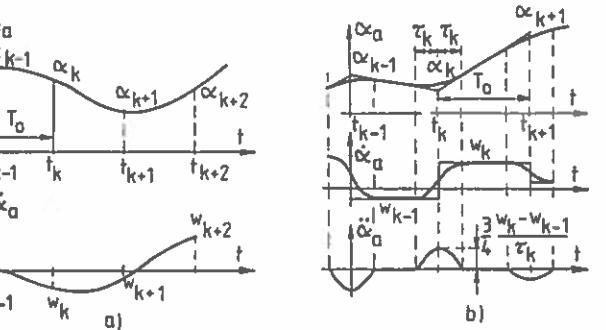
$$\alpha_a(t) = c_m(t - t_k)^m + c_{m-1}(t - t_k)^{m-1} + \dots + c_1(t - t_k) + c_0.$$

A c_i konstansok a kezdő és végponthoz tartozó pozíció, szögsebesség, szögggyorsulás, stb. adatokból határozhatók meg, pl. $c_0 = \alpha_k$. Ha az interpolációs polinom fokszáma m, akkor az alapjel időfüggvény legalább m-szer derválható. Ha az interpolációs polinomot szakaszonként fogalmazzák meg, akkor a deriváltak is szakaszonként értelmezhetők. Az interpolációs függvényt úgy kell megtervezni, hogy az alapjel egyik deriváltja se legyen olyan értékű, hogy teljesítéséhez a motorra megengedhető (8.27 a,b,c) szerinti abszolút korlátértékek valamelyikét túl kellene lépni. Például az interpolációs függvényből (8.I. táblázat) leolvasható $\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_k, \varepsilon_v$ gyorsulásértéket a (8.29 b) szerint ellenőrizni kell,

hogy a $\pm I_{korl}$ áramkorláton belüli árámmal teljesíthető-e, valamint ellenőrizni kell, hogy a w_{poz} , w_{am} belül van-e a $\pm W_{max}$ fordulatszámkorláton.

Kitűzött pályapontokra simuló CP alapjel-időfüggvény megadása.

Általában a hajtás a központi vezérlőtől csak T_0 mintavételi időközönként kap új alapjel értéket. Az $\alpha_a(t_k)$, $\alpha_a(t_{k+1})$, stb. diszkrét alapjel érték sorozatból $\alpha_a(t)$ folytonos alapjel-időfüggvényt kell előállítani. Ezt a feladatot pálya-interpolációnak nevezik. A 8.41.a. ábra harmadfokú, a 8.41.b. ábra a robotokban gyakran alkalmazott negyedfokú interpolációra mutat be példát.



8.41. ábra. Pályainterpolació. a. Harmadfokú és b. Negyedfokú interpolació.

A 8.41.a. ábra a harmadfokú pályainterpolaciót mutatja be. Az egyszerűség kedvéért a T_0 mintavételi időközönként megadott pozíció parancsokat α_k , α_{k+1} , α_{k+2} ...-vel jelöltük. minden T_0 időintervallumra meg kell határozni a 3-adfokú polinom négy konstansát. Ehhez minden T_0 mintavételi időpillanatban az α_k értékén kívül az α_k ponthoz tartozó w_k pályasebességet is meg kell adni. Az $\alpha_a(t)$ alapjel időfüggvény és deriváltjának a számítása a $t_k \leq t < t_{k+1}$ intervallumban a következő:

$$\alpha_a(t) = c_3(t - t_k)^3 + c_2(t - t_k)^2 + c_1(t - t_k) + c_0,$$

$$\dot{\alpha}_a(t) = 3c_3(t - t_k)^2 + 2c_2(t - t_k) + c_1,$$

ahol a négy konstans a következő négy egyenletből határozható meg:

$$\alpha_a(t_k) = \alpha_k, \quad \alpha_a(t_{k+1}) = \alpha_{k+1}, \quad \dot{\alpha}_a(t_k) = w_k, \quad \dot{\alpha}_a(t_{k+1}) = w_{k+1}.$$

Az $\alpha_a(t)$ alapjel időfüggvény második és harmadik deriváltja:

$$\ddot{\alpha}_a(t) = 6c_3(t - t_k) + 2c_2, \quad \text{és} \quad \dddot{\alpha}_a(t) = 6c_3.$$

Az $\alpha_a(t)$ alapjel időfüggvény számítása viszonylag bonyolult, ezzel szemben a tervezett pályapontokon átmegy, és az előírt sebességgel rásimul.

A 8.41.b. ábra a negyedfokú interpolaciót mutatja be. Itt is a T_0 mintavételi időközönként megadott pozíció parancsokat α_k , α_{k+1} , α_{k+2} ...-vel jelöltük. Ez a negyedfokú módszer az elsőfokú interpoláció módosítása. A pálya tervezett α_k , α_{k+1} , α_{k+2} , ... pontjait egyenesekkel összekötő szakaszokból indul ki. Ez lépcsősen ugráló, szakaszonként állandó szögsebesség előírásnak felelne meg az $\alpha_a(t)$ időfüggvényében. A szakaszonként előírt szögsebesség alapjele:

$$w_k = (\alpha_{k+1} - \alpha_k) / T_0. \quad (8.74)$$

A végtelen szögggyorsulások elkerülésére minden t_k időpont $\pm \tau_k$ környezetében parabolikus időfüggvény szerinti szögggyorsulást írnak elő. Az $\ddot{\alpha}_a(t)$ alapjel időfüggvény legyen a $(t_k - \tau_k) \leq t < (t_k + \tau_k)$ intervallumban $\ddot{\alpha}_a(t') = c_4 t'^2 + c_3 t' + c_2$ alakú, bevezetve a t_k környezetében érvényes $t' = t - t_k$ relativ időt. A parabola legyen a t_k -ra nézve szimmetrikus. Ebből következik, hogy a konstansok:

$$c_4 = -\frac{3}{4} \frac{w_k - w_{k-1}}{\tau_k^3}, \quad c_3 = 0, \quad c_2 = -\frac{3}{4} \frac{w_k - w_{k-1}}{\tau_k}.$$

Az $\alpha_a(t)$ alapjel-időfüggvény és a deriváltja két szakaszból áll.

A $(t_k - \tau_k) \leq t < (t_k + \tau_k)$ intervallumban a $t' = t - t_k$ relativ idővel felírva:

$$\alpha_a(t') = c_4 \frac{t'^4}{12} + c_3 \frac{t'^3}{6} + c_2 \frac{t'^2}{2} + c_1 t' + c_0, \quad \text{és} \quad \dot{\alpha}_a(t') = c_4 \frac{t'^3}{3} + c_3 \frac{t'^2}{2} + c_2 t' + c_1.$$

A $(t_k + \tau_k) \leq t < (t_{k+1} - \tau_{k+1})$ intervallumra a t valós idővel felírva:

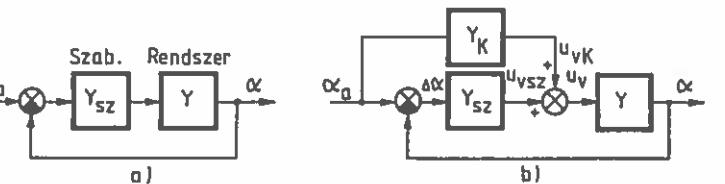
$$\alpha_a(t) = \alpha_k + w_k(t - t_k), \quad \text{ill.} \quad \dot{\alpha}_a(t) = w_k \quad \text{érvényes.} \quad \text{A maradó két konstans:} \quad c_1 = (w_k + w_{k-1})/2 \quad \text{és} \\ c_0 = \alpha_k + (3/16)(w_k - w_{k-1})\tau_k.$$

Az ábrán látható, hogy az így interpolált pálya az előírt pontokon nem megy át, csak megközelíti azt. Ha valamelyik pontra pontosan rá akarunk állni, akkor ezt a pontot egymás után kétszer kell megadni. Emiatt az interpoláció egy T_0 mintavételi idővel meghosszabbodik. A parabolikus szögggyorsulás függvények maximum értékei könnyen meghatározhatók, és ellenőrizhető, hogy a hajtás tudja-e azokat teljesíteni. A maximális szögggyorsulás a τ_k , τ_{k+1} , ... időtartamok megválasztásától függ, és értéke:

$$\epsilon_{max} = c_2 = \frac{3}{4} \frac{w_k - w_{k-1}}{\tau_k}. \quad (8.75)$$

8.4.5. Pozicíoszabályozás előrecsatolt kompenzárással

E szabályozás angol neve: feed-forward control. Sok pozicionálási feladatnál általános időfüggvény alakú alapjel van. A szabályozót úgy kell elkezdeni, hogy minél jobb követési tulajdonságú legyen, azaz a szabályozott rendszer minél jobban megközelítse az $Y_{\alpha,\alpha_s} = 1$ ideális átvitelt az alapjel és a szabályozott jel között. Hagyományos poziciószabályozást mutat a 8.42.a. ábra, míg a 8.42.b. ábra ugyanennek az Y_K előrecsatolt kompenzárással kiegészített változatát.



8.42. ábra. Poziciószabályozás. a. Hagyományos módon,
b. Előrecsatolt kompenzárással kiegészítve.

A $\Delta\alpha(s)$ hibajelre felírható:

$$\Delta\alpha(s) = \alpha_s - \alpha = \alpha_s - Y(Y_{sz}\Delta\alpha + Y_K\alpha_s), \quad \Delta\alpha(s) = \frac{1 - Y_K Y}{1 + Y_{sz} Y} \alpha_s(s)$$

egyenletekből az következik, hogy az alapjeltől független 0-hiba, ill. az $\alpha(s)$ szabályozott jelre felírható:

$$\alpha(s) = \frac{Y_K Y + Y_{sz} Y}{1 + Y_{sz} Y} \alpha_s(s) = Y_{\alpha,\alpha_s}(s) \alpha_s(s)$$

egyenletből az ideális $Y_{\alpha,\alpha_s} = 1$ átvitel csak akkor jöhet létre, ha $Y_K = Y^{-1}$. A rendszert azonban sohasem ismerjük pontosan, ezért az Y^{-1} inverz függvényét sem tudjuk pontosan előállítani, csak közelíteni. Egy jól becsült Y_K kompenzárással a szabályozó feladata leszükül a kompenzáció bizonytalanságaiból származó hibák kiküszöbölésére.

Az $\alpha_s(t)$ alapjelre épített előrecsatoló Y_K kompenzálo ág az Y rendszer számára létrehoz, "kiszámol" egy $u_{vk}(s) = Y_K \alpha_s(s)$ vezérlojelet. Példaként a szabályozott rendszer legyen ismét a 4/4-es szaggatóról táplált egyenáramú szervohajtás, de ez esetben ISZM modulátoros vezérlőt is feltételezzük. Az $u_v(t)$ legyen a modulátor vezérlojele, amely $u_k(t) = A_{CH} u_v(t)$ kapocsfeszültség középértéket állít elő a motor számára. Az előrecsatolt kompenzáshoz az $\alpha(t) = \alpha_s(t)$ időfüggvény teljesítéséhez szükséges $u_k(t)$ kapocsfeszültséget, és az ennek megfelelő $u_{vk}(t)$ vezérlojelet előre ki kell számítani. Ismert $\alpha_s(t)$

alapjel időfüggvényre, és ismert $m_t = m_t(\alpha_s)$ terhelésre a (8.29a) differenciálegyenlettel az $u_k(t)$ számítása:

$$u_k(t) = \frac{L\Theta d^3\alpha_s}{K dt^3} + \frac{R\Theta + LD d^2\alpha_s}{K dt^2} + \frac{DR + K^2}{K} \frac{d\alpha_s}{dt} + \frac{R}{K} m_t + \frac{L}{K} \frac{dm_t}{dt}. \quad (8.76)$$

Az ehhez szükséges vezérlőjel $u_{vk}(t) = u_k(t) / A_{CH}$. A számítás akkor lenne pontos, ha minden együtthatót minden időpillanatban ismernénk, és pontosan ismernénk az $m_t = m_t(\alpha_s)$ függvényt. A számolás bizonytalanságaiból az adódik, hogy a számolt $u_k(t)$ hatására kialakuló $\alpha(t)$ eltér az $\alpha_s(t)$ alapjeltől. A $\Delta\alpha = \alpha_s - \alpha$ hiba minimalizálására szolgál az Y_{sz} szabályozó, amely lehet alárendelt rendszerű is. Gyakran a következő egyszerű

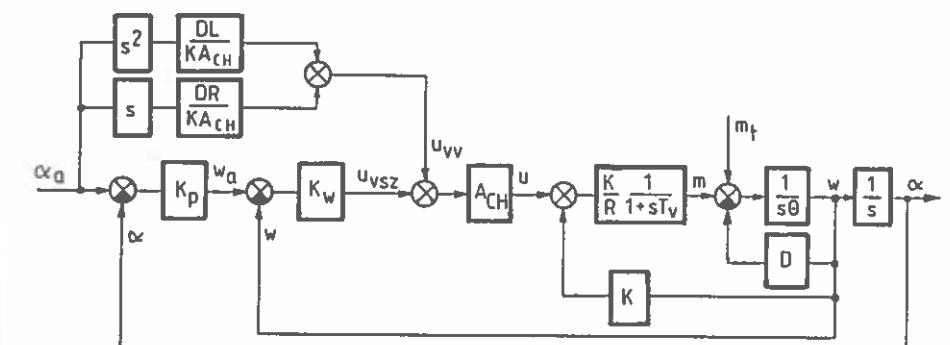
$$u_{vs} = K_p K_w (\alpha_s - \alpha) - K_w w = [K_p (\alpha_s - \alpha) - w] K_w \quad (8.77)$$

szabályozási törvényt alkalmazzák, amely arányos poziciószabályozónak és alárendelt szintén arányos fordulatszám szabályozónak felel meg.

Az előrecsatolt kompenzáció egy módja a részleges kompenzáció. Pl. a fenti hajtás viszkózus súrlódásból származó hibajelének kompenzálsára alkalmazni lehet az

$$u_{vk}(t) = u_{vv} = \frac{1}{A_{CH}} \left(\frac{DR}{K} \frac{d\alpha_s}{dt} + \frac{DL}{K} \frac{d^2\alpha_s}{dt^2} \right)$$

kompenzálojelet. Egy ilyen kompenzációjával ellátott poziciószabályozás hatásvázlatát a 8.43. ábra mutatja. A kompenzálojel számításához szükséges az R, L, K motorparaméterek ismerete. A D súrlódási együttható nehezen becsülhető és a gyakorlatban nem állandó értékű.



8.43. ábra. A viszkózus súrlódás hatásának kompenzációja.

Az előrecsatolt kompenzálat általában olyan pozicionálási feladatoknál alkalmazzák, ahol a rendszer állandó együtthatós és $m_t \approx 0$, pl. vonalíró plotter pozíciósabályozásához. Változó paraméterű rendszer esetén az előrecsatolt kompenzálat is változtatni kellene, ami adaptív szabályozáshoz vezet. Az előrecsatolt kompenzálat nem csak pozíciósabályozásra alkalmazzák.

8.4.6. Modellreferenciás pozíciósabályozás

Ezt a szabályozást az előbbiekkel összehasonlítva változó paraméterű rendszereknél alkalmazzák. Változó paraméterű rendszernél is meg lehet valósítani azt, hogy egy általános $\alpha_a(t)$ alapjel időfüggvényt a szabályozó a változásokra érzéketlenül, a változásoktól függetlenül minden azonos módon kövessen, ha a paraméter változás a szabályozási időhöz viszonyítva lassú.

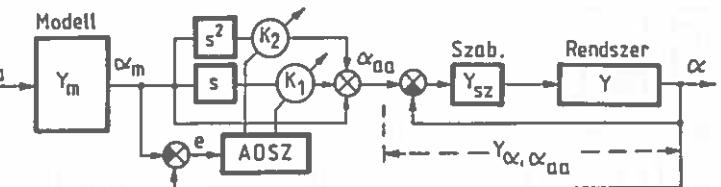
A szabályozás célja az, hogy a valóságos rendszer a lehető legjobban hasonlitsa egy modellhez az $\alpha_a(t)$ alapjelre adott válaszfüggvénye szempontjából. A modell állandó paraméterű és megválasztásánál a következőket kell betartani:

- a modell ugyanannyi vagy kevesebb energiatárolót tartalmazza, mint a valóságos rendszer, és hasonló struktúrájú legyen,
- ne legyen gyorsabb, mint a korlátokkal megfogott valóságos rendszer és önmagában stabilis legyen.

Sokféle modellreferenciás szabályozás létezik. Ezek közül csak kettővel foglalkozunk.

8.4.6.1. Előrevezető ágba épített modell szerinti szabályozás

Ennél a módszernél az önálló, egyszerű pozíciósabályozással ellátott rendszer alapjelét módosítják az eléje épített modell jelei szerint úgy, hogy a szabályozott $\alpha(t)$ jel a modell $\alpha_m(t)$ kimenőjelétől minél kevésbé térjen el. A szabályozás hatásvázlatát egy másodrendű rendszerre a 8.44. ábra mutatja.



8.44. ábra. Előrevezető ágba épített modell.

Példaként tételezzük fel, hogy az önálló pozíciósabályozókör $\alpha_{aa}(s)$ alapjele és az $\alpha(s)$ kimenőjele közötti $Y_{\alpha,\alpha_{aa}}(s)$ átviteli függvény kéttárolós jellegű és lengő,

$$\alpha(s) = Y_{\alpha,\alpha_{aa}}(s)\alpha_{aa}(s) = \frac{1}{1+2\xi sT+sT^2}\alpha_{aa}(s), \quad (8.78)$$

ahol T és ξ paraméterfüggő. Az α_{aa} alapjelét az Y_m modell α_m kimenőjeléből képezzük az alábbi összefüggés szerint:

$$\alpha_{aa}(s) = \alpha_m + sK_1\alpha_m + s^2K_2\alpha_m, \quad \text{ahol } \alpha_m(s) = Y_m(s)\alpha_a(s).$$

Helyettesítsek be az $\alpha_{aa}(s)$ alapjel kifejezését (8.78)-ba:

$$\alpha(s) = \frac{1}{1+2\xi sT+sT^2}(1+K_1s+K_2s^2)Y_m(s)\alpha_a(s). \quad (8.79)$$

Ha az előrevezető ág két erősítési tényezőjét $K_1 = 2\xi T$, és $K_2 = T^2$ szerint állítjuk be, akkor az átvitel leírására az $\alpha(s) = Y_m(s)\alpha_a(s)$ egyszerű összefüggést kapjuk. Ez azt jelenti, hogy a szabályozó az $\alpha_a(t)$ alapjelre a modellnek megfelelő átviteli tulajdonsággal válaszol. Azaz az előrevezető ágbeli Y_m modell szabja meg a rendszer viselkedését. Ha az $Y_{\alpha,\alpha_{aa}}(s)$ zárt szabályozott szakasz vágási körfrekvenciája ω_α , akkor elvileg is csak olyan modell szerint lehet szabályozni, amelynek a frekvencia átviteli tartománya nem éri el az ω_α -t.

Változó paraméterű $Y_{\alpha,\alpha_{aa}}(s)$ szabályozott rendszerre ξ és T változó értékű, ezért szükség van K_1 és K_2 adaptív utánállítására. Az ADSZ adaptív szabályozó a K_1 és K_2 szorzótényezőt úgy változtatja, hogy a szabályozott pozíció és a modell kimenőjele közti $e = \alpha - \alpha_m$ eltérés minimális legyen. Az e hibát ennek megfelelően úgy kell felvenni, mint a K_1 , K_2 függvényét. Az e hibát a négyzetes, vagy az abszolút értéke szerint lehet minimalizálni.

a./ Az $e^2 = (\alpha - \alpha_m)^2$ négyzetes hiba nagysága csökkenő, ha

$$\frac{de^2}{dt} = 2e \frac{de}{dt} < 0, \quad \text{ahol } \frac{de}{dt} = \frac{\partial e}{\partial K_1} \frac{dK_1}{dt} + \frac{\partial e}{\partial K_2} \frac{dK_2}{dt}. \quad (8.80)$$

Az adaptációs törvényt K_1 és K_2 változtatására:

$$\frac{dK_1}{dt} = -\gamma_1 e \frac{\partial e}{\partial K_1}, \quad \frac{dK_2}{dt} = -\gamma_2 e \frac{\partial e}{\partial K_2} \quad (8.81)$$

alakban fogalmazzuk meg, ahol a $\gamma_1 > 0$, $\gamma_2 > 0$ adaptációs paraméterek választhatók. A (8.81) behelyettesítésével belátható, hogy a (8.80) egyenlőtlenség eleve teljesül:

$$\frac{de^2}{dt} = 2 \left(e \frac{\partial e}{\partial K_1} \right)^2 (-\gamma_1) + 2 \left(e \frac{\partial e}{\partial K_2} \right)^2 (-\gamma_2) < 0.$$

A (8.81) adaptációs törvény azt fejezi ki, hogy ha pl. $e > 0$ és $\partial e / \partial K_i > 0$, akkor K_i erősítési tényezőt csökkenteni kell.

b./ Az $|e| = |\alpha - \alpha_m|$ abszolút hiba minimalizálására vonatkozó adaptációs törvény:

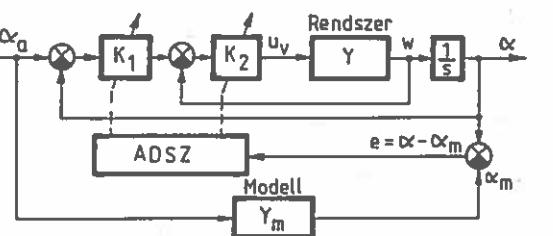
$$\frac{dK_i}{dt} = -\gamma_i \frac{\partial e}{\partial K_i} \text{ sign}(e) \quad (8.82)$$

alakúra egyszerűsödik.

Mind a két (8.81) és (8.82) szerinti adaptációs törvényben $\partial e / \partial K_i = \partial \alpha / \partial K_i$ -vel helyettesíthető. Ugyanis az Y_m modell és így az α_m kimenőjel is független K_1 és K_2 -től, azaz $\partial \alpha_m / \partial K_i = 0$. A szabályozó működtetéséhez ismerni kell az e hibát és a $\partial e / \partial K_i$ értékét. Az utóbbiak meghatározására sok egyedi eljárás van.

8.4.6.2. Modellreferenciás adaptív szabályozás

Ennél a módszernél az egyszerű pozíció szabályozással ellátott rendszer szabályozási paramétereit módosítják úgy, hogy a szabályozott $\alpha(t)$ jel a párhuzamosan működő modell $\alpha_m(t)$ kimenőjelétől minél kevésbé térjen el. A szabályozás hatásvázlatát a 8.45. ábra mutatja arra az esetre, amikor az alapszabályozó kör két paramétere, K_1 és K_2 változtatható. A szabályozóban ezek a paraméterek lehetnek pl. az $u_v = [K_p(\alpha_a - \alpha) - w]K_w$ szabályozási törvény erősítési tényezői, ($K_1 \rightarrow K_p$), ($K_2 \rightarrow K_w$). De K_1 , K_2 -nek lehet más szerepe is.



8.45. ábra. Modellreferenciás adaptív szabályozás.

A modellreferenciás ADSZ adaptív szabályozó a K_1 és K_2 paramétereket úgy változtatja, hogy az $e^2 = (\alpha - \alpha_m)^2$ négyzetes hiba értéke minimális legyen. Az előző fejezetben kapott (8.80) egyenlet, és a (8.81) szerinti adaptációs törvény itt is érvényes. Hasonlóan érvényes a (8.82) szerinti adaptációs törvény is az $|e| = |\alpha - \alpha_m|$ hiba abszolútérték minimalizálására.

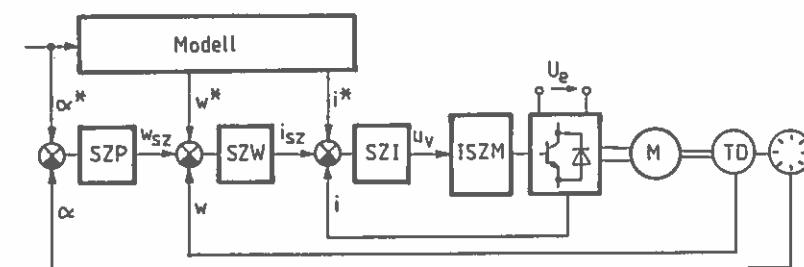
8.4.6.3. Modellkövető állapotváltozó-szabályozás

Az előző két szakaszban leírt módszerek a valóságos rendszer és a modell kimenőjelének $e = \alpha - \alpha_m$ eltérése függvényében avatkoznak be. A beavatkozás kétféle, a 8.4.6.1. fejezetben alapjelmódosítás, a 8.4.6.2. fejezetben az eredeti szabályozó paramétereinek módosítása azzal a céllal, hogy a modell kimenőjelét a rendszer minél pontosabban kövesse. A követési tulajdonságot még javítani lehet úgy, hogy a mozgás létrehozásához szükséges összes állapotváltozóra nézve megkívánjuk azt, hogy a valóságos rendszer és a modell jelei minél kevésbé térjenek el egymástól.

A bemutatandó szabályozás olyan, amelynél a modell az előrecsatoló ágban van. A modell az alapjelnek megfelelően előállítja, előreszámolja a mozgást leíró összes állapotváltozót: az $\alpha^*(t)$ pozíció-, a $w^*(t)$ szögsebesség- és az $\epsilon^*(t)$ szögggyorsulás-időfüggvényeket, vagy a motorra vonatkozó három állapotváltozót: $\alpha^*(t)$, $w^*(t)$ és $i^*(t)$ -t.

A szabályozó beavatkozóje többféle lehet. Pl. az ISZM modulátoros szaggatóról táplált egyenáramú szervohajtásnál a beavatkozójel a modulátor vezérlője jele, de ideális áramszabályozókort feltételezve a beavatkozójel lehet az áram alapjele is. Ez utóbbit gyakran alkalmazzák bonyolultabb hajtásoknál.

Az ideális mozgást leíró állapotváltozók lesznek a modellkövető szabályozás alapjelei.



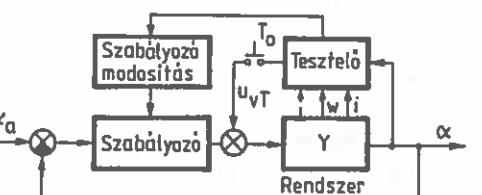
8.46. ábra. Modellkövető állapot-szabályozás.

A modellkövető állapotváltozó-szabályozó minden kiválasztott állapotváltozóra nézve meghatározza az eltérést az előre számított értéktől és a beavatkozójelet úgy módosítja, hogy a rendszer állapota az előre számított állapottól a lehető legkevésbé térjen el. A modellkövető állapotváltozó-szabályozás egy lehetséges megvalósítási módját a 8.46. ábra mutatja. A hajtásszabályozás felépítése hasonló az egyszerű alarendelt körös pozíciószabályozáshoz. Az előre csatoló ágban levő modell az állapotváltozók számítását elvégzi. Ha a tényleges állapotváltozók az előre számolt állapotváltozóktól eltérnek, akkor az alarendelt szabályozó körök w_{sz} és i_{sz} jelei működésbe lépnek úgy, hogy a rendszer állapota az előre számoltat minél jobban megközelítse. Az alarendelt szabályozó körök a nem ismert zavarások hatásait

korrígálják. A szabályozó dinamikai tulajdonsága jó, mert a modelltől jövő jelek a szabályozó belső köreinek leghatásosabb részére hatnak.

8.4.7. Önbeállító pozíciós szabályozás

Ez a szabályozási mód egyszerű szabályozóval ellátott rendszer paraméter érzékenységének a javítására szolgál. A rendszer paraméter változásait öntesztelessel megállapítják, majd ennek ismeretében beállítják a legjobb szabályozási paramétereiket. Az öntesztelelés egy kísérleti folyamatban alapul. A tesztelő jel lehet egységugrás vagy impulzus függvény alakú. A rendszeren bizonyos időközönként ezzel a jelrel egy zavarást okoznak és a rendszer válaszából következnek a paramétereire. Az önbeállító szabályozás blokkvázlata a 8.47. ábrán látható.



8.47. ábra. Önbeállító szabályozás.

A rendszer tesztelése helyett alkalmazhatnak közvetlen paraméter figyelőt (angolul: state observer), ha valamelyik, egy vagy több segédmennyiség változásából következhetni lehet a fontosabb paraméterekek pillanatnyi értékére. A rendszer paramétereinek becslésére általános szabály nem adható meg, sok egyedi eljárás van.

9. Intelligens szabályozások

A korszerű hagyományos és az intelligens szabályozások egyik célja az alapfeladatuk mellett a robosztusság, hogy minimálisra csökkenjen a szabályozott rendszer zavar- és paraméterérzékenysége.

A hagyományos szabályozók előre megtervezett, folyamatárával leírható algoritmusok szerint működnek. Az algoritmusok meghatározásához szükség van a szabályozott rendszer modelljének és paramétereinek megfelelő ismeretére. Nehezíti a szabályozótervezést, ha a rendszer nemlineáris, ill. változó paraméterű.

Az intelligens szabályozók önszervező és alkalmazkodóképessé teszik a szabályozott rendszert, így nem igénylik annak pontos ismeretét. Működésükhez felhasználják az emberi intelligencia eszközeit: az adott témaiban felhalmozott ismeretanyagokat és tapasztalatokat pl. a megfigyelő jelek kiválasztására, a jeltartományok felvételére, a be- és kimenőjelek közti kapcsolatok meghatározására. Az intelligens szabályozások hardver eszközei a mikrokontrollerek, a digitális jelprocesszorok (DSP-k) és a nagy teljesítőképességű digitális és analóg céláramkörök, szoftver eszközei az emberi gondolkodást utánzó speciális programok. Alapvető működésük mintavételes és digitális.

Az intelligens szabályozások szokásos fő típusai: expert, fuzzy, neurális, neuro-fuzzy, genetikus és hierarchikus.

Expert (szakértői) rendszerek a szakértői tudást és a problémamegoldási képességet modellezik. A szakértői ismeretek szabály- és adatbázis típusúak. A szabálybázis összefüggések és eljárási szabályok gyűjteménye. minden szabály egyszerű HA ... AKKOR... kapcsolatot fejez ki. A bennük szereplő paraméterek numerikus, logikai vagy szimbolikus (szöveges) értékkel rendelkeznek. Az expert rendszert leggyakrabban diagnosztikai, tesztelési feladatokra használják, de alkalmas rendszer analizisre, tervezési és szabályozási feladatok megoldására is. Az expert szabályozó tanulásra, önhangolásra képes.

Fuzzy szabályozásnál a szabályozási algoritmus szerepét olyan következetések és szabályok veszik át, amelyeket a fuzzy állapotváltozókkal, ill. ezek tagsági függvényeivel fogalmaznak meg. A szabályok fuzzy logikai műveletekből épülnek fel. A fuzzy változók és a tagsági függvények meghatározása, valamint a szabályok megfogalmazása szakértői feladat. Egyidejűleg általában több szabály érvényes, amelyekből speciális logikai megfontolásokkal egy eredő hatást konstruálnak, ami meghatározza a szabályozó beavatkozó jelét. A szakértő tapasztalata alapján felállított szabályok HA...VAGY/ES....AKKOR... alakúak. A gyakorlatban fuzzy IC-k is léteznek, amelyekkel a számítás leegyszerűsödik.

Neurális hálózat a bemenetek és a kimenetek közötti összefüggéseket tanulással beállítja (a tanulás konvergenciája általában lassú). A szakértő a belső összefüggéseket sem előre megadni, sem utólag értelmezni nem tudja. A szabályozási célnak megfelelő be- és kimenetekkel rendelkező neurális hálózat képezi a neurális szabályozó alapját. Léteznek kész neurális IC-k és alkalmazói programok.

Neuro-fuzzy hálózat a fuzzy logika és a neurális hálózat kombinációja. A szakértő által megadott tagsági függvények és szabályok tanulással módosíthatók, optimalizálhatók, adaptívá tehetők. A tanulás konvergenciája gyorsabb mint a neurális hálózatnál. A szakértő a tanulás végeredményét (a végleges tagsági függvényeket és szabályokat) megérzi, így legközelebb felhasználhatja azokat.

Genetikai szabályozás olyan kereső algoritmust használ, amelyik a természetes kiválasztás, a genetika mechanizmusára épül és a szakértő problémamegoldási képességeivel rendelkezik.

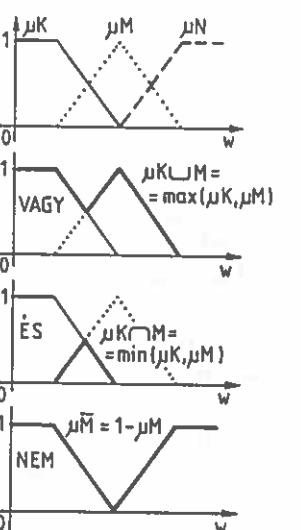
Hierarchikus szabályozásnál a többszintű feladatra egyidejűleg többféle intelligens szabályozást alkalmaznak. A szinteknek megfelelően a szabályozások rangsorolva működnek.

A következőkben fuzzy és neurális hajtásszabályozásra mutatunk be példát.

9.1. Fuzzy szabályozás

A fuzzy szabályozás alapja a fuzzy halmazelmélet és a fuzzy logika. A szabályozástechnikában a halmazok a figyelt jelek tartományait jelentik. E tartományok durvább vagy finomabb nagyságkategóriák. Pl. a $w \geq 0$ szögsebesség 3 tartománya lehet: K- kicsi, M- közepes (medium), N- nagy. A fuzzy halmazelméletben életlen, folytonos a halmazok határa. A w jel pl. K tartományhoz tartozásának a mértékét a $\mu K(w)$ tagsági függvény adja meg, ami 0 és 1 között bármilyen értékű lehet. A $\mu K(w)=0$ megfelel annak, hogy w egyáltalán nincs a K tartományban, $\mu K(w)>0$ pedig annak, hogy valamelyen μ tagsági fokkal a K tartományhoz tartozik:

$$\mu K(w)=0, \text{ ha } w \notin K, \quad 0 < \mu K(w) \leq 1, \text{ ha } w \in K. \quad (9.1.a,b)$$



9.1. ábra: A szögsebesség μK , μM és μN tagsági függvényei és a fuzzy logika alapműveletei.

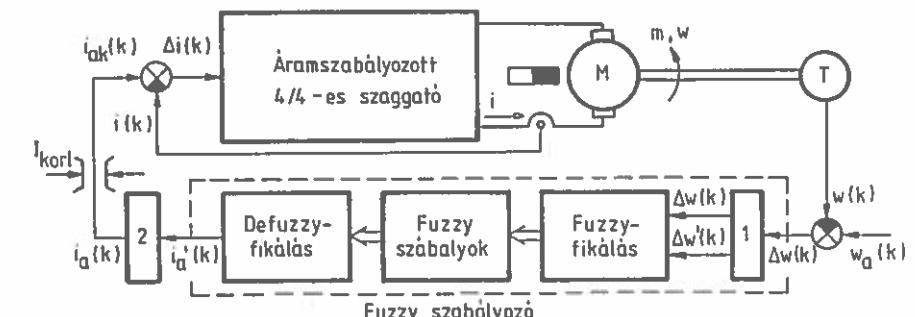
A fuzzy logika tagsági függvényekkel számol, amelyeknek az alakja háromszög (9.1. ábra), trapéz vagy Gauss görbeszerű, szimmetrikus vagy aszimmetrikus. A w jel minden értéke valamelyik tartományhoz tartozik, ezért eredő tagsági foka általában: $\mu K(w) + \mu M(w) + \mu N(w) = 1$. Egyidejűleg általában két tartományhoz tartozik a w jel, pl. $\mu K(w)=0,7$, $\mu M(w)=0,3$, $\mu N(w)=0$ szerint K-hoz és M-hez. A 9.1. ábra a $\mu K(w)$, $\mu M(w)$ és $\mu N(w)$ lineáris, háromszög alakú tagsági függvényekkel végzett VAGY, ÉS és NEM fuzzy logikai műveleteket szemlélteti egy-egy példában.

Fuzzy fordulatszám szabályozást mutatunk be példaként. A 9.2. ábrának megfelelően feltételezzük, hogy a vizsgált 4/4-es egyenáramú szervohajtás hagyományos áramszabályozással rendelkezik és a fuzzy fordulatszám szabályozó szolgáltatja az i_a áramalapjelét. Az elvi blokkvázlatban az A/D és D/A átalakítókat, a mintavezőket, a tartószerelést stb. nem tüntettük fel. Ha a fordulatszám szabályozó hagyományos PI típusú digitális szabályozó lenne, akkor felső téglány szerint integrálva az alábbi szabályozó algoritmus (Függelék.B.2. fejezet) adódna:

$$i_a(k) - i_a(k-1) = K_p [\Delta w(k) - \Delta w(k-1)] + (T_o / T_i) \Delta w(k). \quad (9.2)$$

Itt k a mintavételi taktus sorszáma, K_p az arányos erősítési tényező, T_i az integrálási időállandó, T_o a mintavételi taktusidő, és feltételeztük, hogy a szabályozóköré i_a áramalapjel és Δw szögsebességhibajel azonos dimenziójú. E PI algoritmus alapján működtetve a fuzzy fordulatszám szabályozást a bemeneti állapotjellemzők (változók) a szögsebességhibajel és annak mintavételi idő alatti megváltozása:

$$\Delta w(k) = w_a(k) - w(k), \quad \Delta w'(k) = \Delta w(k) - \Delta w(k-1). \quad (9.3.a,b)$$

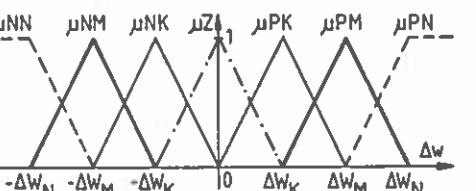


9.2. ábra: Egyenáramú szervohajtás fuzzy fordulatszám szabályozása.

A $\Delta w'(k)$ -t az 1 jelű egység számítja ki. A kimeneti állapotjellemző az áramalapjel $i_a(k) = i_a(k) - i_a(k-1)$ megváltozása, amiből az áramalapjel a 2 egység az alábbiak szerint számítja:

$$i_a(k) = i_a(k-1) + i_a'(k). \quad (9.4)$$

PD algoritmus alapján működő fuzzy fordulatszám szabályozásnál a kimeneti állapotjellemző az $i_a(k)$ áramalapjel lenne. Az állapotjellemzők (a fuzzy változók) értelmezési tartományát részekre osztjuk és a részekhez tagsági függvényeket rendelünk. A numerikus bemeneti változókhöz taktusonként kiszámítjuk a fuzzy tagsági értékeket (ez a fuzzyifikálás). Az egyszerűség érdekében minden Δw -re, minden $\Delta w'$ -re 7 nagyságkategóriát veszünk fel: NN-negatív nagy, NM-negatív közepes, NK-negatív kicsi, Z-közeliítőleg zérus, PK-pozitív kicsi, PM-pozitív közepes, PN-pozitív nagy. Az i_a -nél az NNN-negatív nagyon nagy és a PNN-pozitív nagyon nagy kategóriákat is bevezetve 9 nagyságkategóriát értelmezünk. Mindhárom jellemző μ tagsági függvényei legyenek lineárisak, és a két szélén kivéve szimmetrikus háromszögek. Példaként a Δw NN, NM, NK, Z, PK, PM, PN kategóriáinak a μ_{NN} , μ_{NM} , μ_{NK} , μ_Z , μ_{PK} , μ_{PM} , μ_{PN} tagsági függvényeit mutatja a 9.3. ábra. A w_a és a w jelek értelmezési tartománya: $-W_{max} \leq w_a \leq W_{max}$, $-W_{max} \leq w \leq W_{max}$, a szögsebességhibajel értelmezési tartománya: $-2W_{max} \leq \Delta w \leq 2W_{max}$. A 9.3. ábrában bejelölt $\pm \Delta w_N$ a szögsebességhibajel értelmezési tartományán belül van, így $\Delta w_N \leq 2W_{max}$.

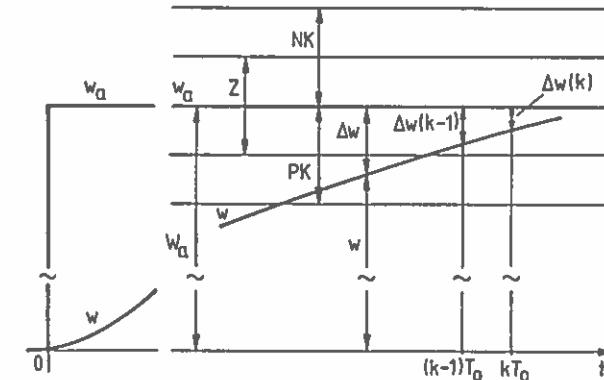


9.3. ábra: A Δw szögsebességhiba tagsági függvényei.

9.I. táblázat

Δw	NN	NM	NK	Z	PK	PM	PN
NN	NNN	NNN	NNN	NN	NM	NK	Z
NM	NNN	NNN	NN	NM	NK	Z	PK
NK	NNN	NN	NM	NK	Z	PK	PM
Z	NN	NM	NK	Z	PK	NM	PN
PK	NM	NK	Z	PK	NM	PN	PNN
PM	NK	Z	PK	NM	PN	PNN	PNN
PN	Z	PK	NM	PN	PNN	PNN	PNN

A szakértő által kialakított szabályokat foglalja össze a 9.I. táblázat. A fuzzy fordulatszám szabályozás e táblázat alapján eldönti, hogy a Δw és $\Delta w'$ bemenőjelek adott tartományaihoz milyen tartományú i_a kimenőjel tartozik. Látható, hogy a Z áltól távolodva egyre durvább beavatkozásokat ír elő a táblázat és a beavatkozás finomítható lenne az NNN és PNN kategóriák 3 alkategóriára bontásával.



9.4. ábra: A w_a , w és Δw szögsebességelek az indítási folyamat végén.

Példaként vizsgáljuk az indítást $w_a = W_a l(t)$ egységugrás alapjelre. Tételezzük fel, hogy már az indítás végén vagyunk és a 9.4. ábrának megfelelően $\Delta w(k)$ a PK és a Z tartományban van. Tegyük fel, hogy ugyanakkor $\Delta w'(k)$ az NK és Z tartományba esik. A 9.5.a. ábra tagsági függvényeibe bejelöltük az aktuális $\Delta w(k)$ és $\Delta w'(k)$ értékeit. Ekkor a 9.I. táblázatból a megvastagított 4 db szabály hat egyidejűleg. Szimbolikus jelöléssel a szabályok a következők (a mintavétel sorszáma utaló k -t elhagyjuk, így pl. $\Delta w(k) \rightarrow \Delta w$ jelölést használjuk):

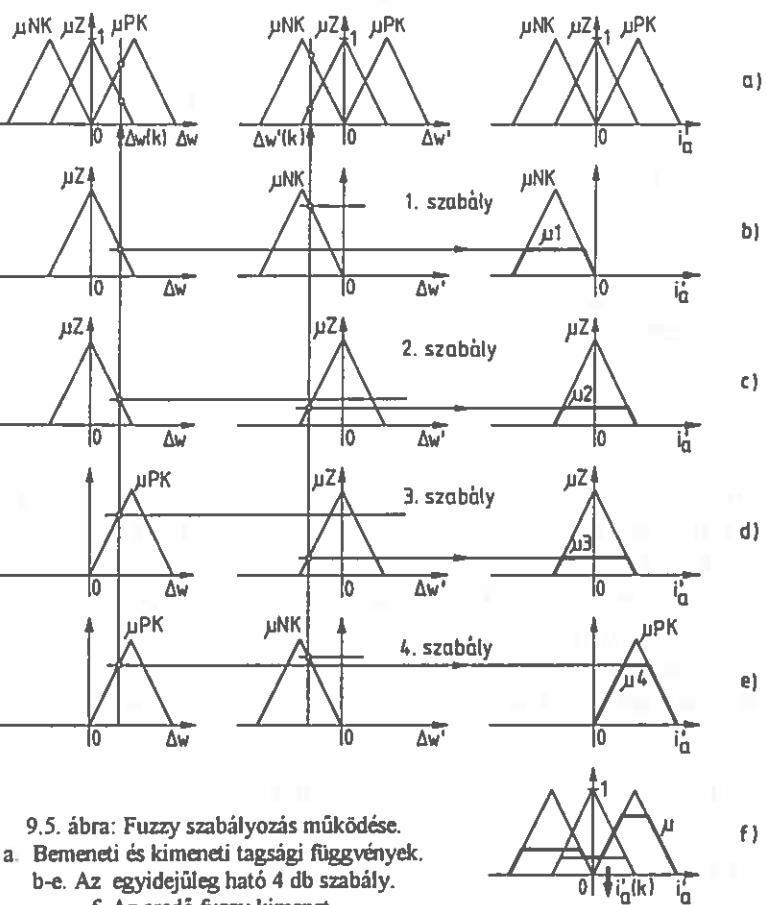
- 1.szabály ha $\Delta w \in Z$ és $\Delta w' \in NK$, akkor legyen $i_a' \in NK$.
- 2.szabály ha $\Delta w \in Z$ és $\Delta w' \in Z$, akkor legyen $i_a' \in Z$.
- 3.szabály ha $\Delta w \in PK$ és $\Delta w' \in Z$, akkor legyen $i_a' \in Z$.
- 4.szabály ha $\Delta w \in PK$ és $\Delta w' \in NK$, akkor legyen $i_a' \in PK$ (9.5.a-d)

Minden egyes szabálynál az eredményt, az i_a' kimenőjelre vonatkozó tagsági függvényt - az és kapcsolatnak megfelelően -minimum képzéssel nyerjük (9.5.b.-e. ábrák). Pl. az 1. szabálynál az eredményt képező $\mu 1$ tagsági függvény:

$$\mu 1(i_a') = \min[\mu Z(\Delta w), \mu NK(\Delta w'), \mu NK(i_a')]. \quad (9.6)$$

A fuzzy kimenetet az egyes szabályok eredményeinek a vagy kapcsolatnak megfelelő összekombinálásával, uniójával nyerjük. Így a fuzzy kimenőjelet, az eredő tagsági függvényt a 9.5.f. ábra szerinti maximum képzéssel kapjuk a 9.5.b.-e. ábrák $\mu 1$ - $\mu 4$ tagsági függvényeiből:

$$\mu(i_a') = \max[\mu 1(i_a'), \mu 2(i_a'), \mu 3(i_a'), \mu 4(i_a')]. \quad (9.7)$$



9.5. ábra: Fuzzy szabályozás működése.
a. Bemeneti és kimeneti tagsági függvények.
b-e. Az egyidejűleg ható 4 db szabály.
f. Az eredő fuzzy kimenet.

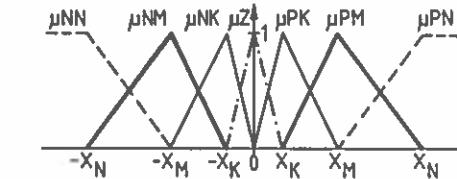
A fenti eljárást az irodalom MAX-MIN (maximum-minimum) kompozíciós elvnek nevezi. Az így kapott - mintavételei ciklusonként változó - $\mu(i'_a) \rightarrow \mu_k(i'_a)$ eredő tagsági függvényből elő kell állítani az áramszabályozás részére az $i'_a(k)$ jelet. Ez az un. defuzzifikálás általában az eredő kimeneti tagsági függvény súlypontjának a meghatározásán alapszik:

$$i'_a(k) = \int i'_a \mu_k(i'_a) di'_a / \int \mu_k(i'_a) di'_a. \quad (9.8)$$

A 9.5.f. ábrába berajzoltuk a súlypontnak megfelelő $i'_a(k)$ jelet. A fuzzy fordulatszám szabályozásnak alárendelt áramszabályozó a (9.4)-gyel számított $i'_a(k)$ áramalapjelnek a korlátozott $i_{ak}(k)$ értékét kapja (9.2.ábra).

A fuzzy szabályozás tulajdonsága az állapotjellemzők tagsági függvényeivel és a szabályozási táblával befolyásolható. Villamos hajtásokban a szimmetrikus

háromszögek helyett gyakran alkalmaznak aszimmetrikus háromszögű (9.6.ábra) tagsági függvényeket is, a nagyságkategóriák száma általában 5-11.

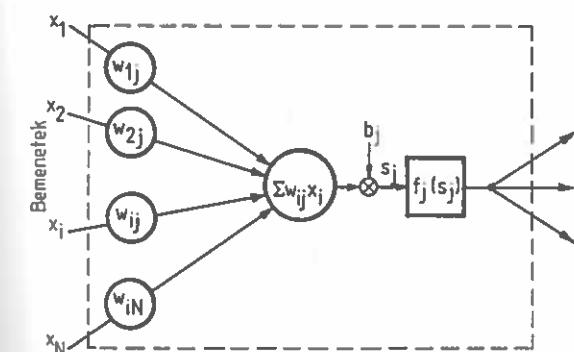


9.6. ábra: Aszimmetrikus háromszögű tagsági függvények.

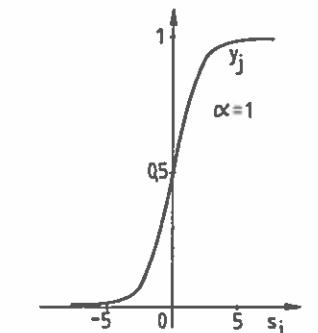
A gyakorlatban néha a fuzzy szabályozással párhuzamosan hagyományos PI, vagy PID szabályozót is működtetnek. Ekkor a statikus pontosságot és a dinamikus viselkedést elsősorban a klasszikus szabályozás, a robuszstusságot elsősorban a fuzzy szabályozás biztosítja. Két fuzzy szabályozás párhuzamos működtetése is szokás. Ekkor az egyik finom, a másik durva nagyságkategóriákkal dolgozik.

9.2. Neurális szabályozás

A neurális szabályozás alapját a mesterséges neurális hálózatok képezik. A neurális hálózat előrekesztő, vagy visszacsatolt szerkezetű. Az előbbinél a belső összeköttetések egyirányban, a bemenettől a kimenet felé, az utóbbinál kétirányban hatnak. Villamos hajtások szabályozásában általában az előrekesztő hálózatokat alkalmazzák, ezért csak ezekkel foglalkozunk.



9.7. ábra: Neuron alapfelépítése.



9.8. ábra: Tipikus szigmoid függvény.

A neurális hálózat mesterséges sejtekből, neuronokból áll. A neuron szerkezetének alapfelépítését mutatja a 9.7. ábra. A j-edik neuron az x_1-x_N bemenőjelekből - a w_{ij} súlyzótényezők és a b_j eltolás ismeretekben - kiszámítja az s_j mennyiséget:

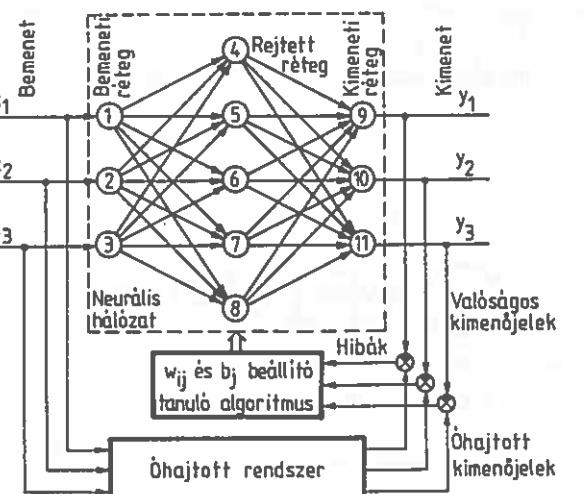
$$s_j = \sum_{i=1}^N w_{ij}x_i + b_j. \quad (9.9)$$

Az s_j -ből általában sigmoid aktivizáló függvény képezi a j-edik neuron kimenőjelét:

$$y_j = f_j(s_j) = 1/(1+e^{-\alpha s_j}). \quad (9.10)$$

Az α a sigmoid függvény 0 és 1 közötti átmenetének a meredekségét befolyásolja, gyakran $\alpha=1$ (9.8.ábra).

A neurális hálózat általában többréteges, egy bemeneti, egy vagy több rejtett és egy kimeneti rétegből áll. Mivel a legegyszerűbb többréteges hálózat, az egyetlen rejtett rétegből álló háromréteges (9.9.ábra) már képes akármilyen komplikált nemlineáris függvény tetszőleges pontosságú közelítésére, ezért a gyakorlatban ezt alkalmazzák széleskörűen. A bemeneti és a rejtett réteg minden neuronja kimenőjelét elküldi a következő réteg minden neuronjához. A bemeneti réteg mint interface a külvilágából vett információt közvetíti a rejtett réteghez. A bemeneti réteg neuronjaiban rendszerint lineáris az aktivizáló függvény. A rejtett réteg neuronjaiban jellegzetes, nemlineáris aktivizáló függvény. A kimeneti réteg mint interface a külvilág felé küld információt.

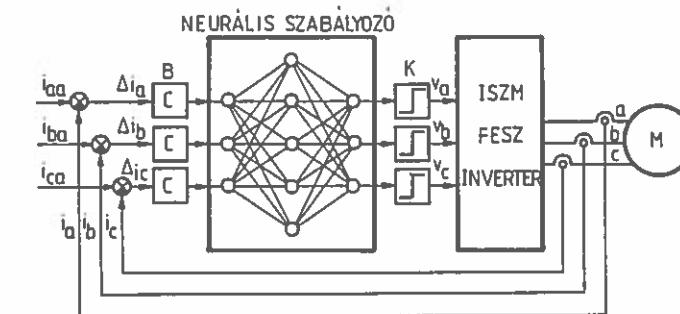


9.9. ábra: Neurális hálózat hiba visszavezetéses tanulással.

A megfelelő számú be- és kimenettel rendelkező neurális hálózat tréningezéssel, tanulással válik neurális szabályozóvá. Tanulásra általában a hiba visszavezetéses algoritmust használják, és a tanulás során a neuronok w_{ij} szúlyzótényezőit és b_j additív tagjait módosítják a 9.9.ábra szerint. A tanító be- és kimenőjelket - mintákat - úgy kell megválasztani, hogy elegendő információt

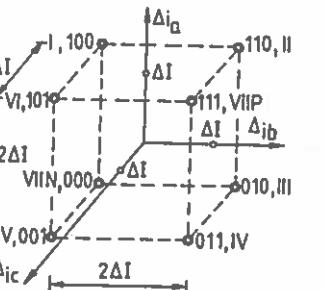
tartalmazzanak: a szabályozó lényeges tulajdonságairól. A tanulás a hiba visszavezetéses eljárás alapváltozatában sok mintát feldolgozó, lassú folyamat. A tanulás befejezhető, ha az óhajtott és a valóságos kimenőjelök közötti hibaeltérések adott érték alá csökkennek valamennyi mintára.

Háromfázisú ISZM feszültséginverter neurális áramszabályozását mutatjuk be példaként (9.10.ábra). Az M motor lehet szinkron vagy aszinkron gép. A feltételezett neurális szabályozó háromréteges és rétegenként 3-5-3 neuronból áll. A bemeneti és a kimeneti rétegek neuronjainak a számát (3-3) a fázisszám határozza meg. A neurális áramszabályozó bemenőjelei a $\Delta i_a = i_{aa} - i_a$, $\Delta i_b = i_{ba} - i_b$, $\Delta i_c = i_{ca} - i_c$ fázisáram hibák, kimenőjelei a v_a, v_b, v_c inverter vezérlőjelök. Az analóg bemenetek és a digitális kimenetek közötti kapcsolat nemlineáris, ami jól megtervezhető a komparátorokkal kiegészített neurális hálózattal. A bemeneti B illesztők C együtthatói a léptékezést, A kimeneti K komparátorok a folytonos sigmoid jelek digitalizálását végzik. Az így kapott neurális áramszabályozó egy háromfázisú neurális komparátor, amely a be- és kimeneteit tekintve, a fázisonkénti hiszterézises áram kétpontszabályozáshoz (5.72. ábra) hasonló. A hiszterézises áram kétpontszabályozó fázisai önállóan működnek, a neurális áramszabályozó fázisai a 9.10. ábrának megfelelően, szoros kapcsolatban vannak egymással. Ez a kapcsolat teszi lehetővé, hogy megfelelő tanulás után a neurális áramszabályozó kedvezőbben - pl. kisebb hibával, ill. hullámossággal és kisebb kapcsolási frekvenciával, határciklus mentesen - működjön mint a hiszterézises áram kétpontszabályozó.



9.10. ábra: Háromfázisú ISZM feszültséginverter neurális áramszabályozása.

A háromfázisú ISZM feszültséginverter 8 állásának (5.VII. táblázat) megfelelően minimálisan 8 db minta szükséges a tanuláshoz. A tanulást a $\Delta i_a, \Delta i_b, \Delta i_c$ bemeneti és a v_a, v_b, v_c kimeneti jelek között, azaz a B bemeneti illesztőkkel és a K kimeneti komparátorokkal kiegészített neurális hálózaton célszerű végezni. A legegyszerűbb 8 db tanító minta a 9.11. ábrán és a 9.II. táblázatban látható. A bemeneti $\Delta i_a, \Delta i_b, \Delta i_c$, áramhiba minták az origó középpontú, $2\Delta I$ oldalhosszúságú kocka csúcspontjaiban találhatók, a csúcspontokhoz írt 3 bites számok az adott hibánál megkívánt v_a, v_b, v_c kimenő vezérlőjelket, a római számok az u_k feszültségvektor sorszámát adják meg. A



9.11. ábra: Tanító jelminták.

tanító minták fázisonkénti $2\Delta I$ szélességű hiszterézises áram kétpontszabályozó működésének felelnek meg. Így pl. ha $\Delta i_a = \Delta I$, akkor $v_a = 1$, ha $\Delta i_a = -\Delta I$, akkor $v_a = 0$ kell a Δi_a hiba csökkentéséhez. A tanításra használt bemeneti minták nem valóságosak, mivel $\Delta i_a + \Delta i_b + \Delta i_c \neq 0$, azaz minden esetben zérussorrendet is tartalmaznak. A valóságban $i_{aa} + i_{ba} + i_{ca} = 0$, $i_a + i_b + i_c = 0$ és így $\Delta i_a + \Delta i_b + \Delta i_c = 0$. Ennek ellenére e minták eredményesen használhatók a tanításhoz. A 9.II. táblázat utolsó két sorában megadjuk az áramhiba minták $\Delta i_o = (\Delta i_a + \Delta i_b + \Delta i_c) / 3$ zérussorrendű összetevőjét és $I = (4/3)\Delta I$ jelöléssel a $\bar{\Delta}i = (2/3)(\Delta i_a + \bar{a}\Delta i_b + \bar{a}^2\Delta i_c)$ vektorát. Megállapítható, hogy az előírt \bar{u}_k feszültségektor minden a $\bar{\Delta}i$ minta áramhibavektor irányába mutat.

9.II. táblázat

Δi_a	$+\Delta I$	$+\Delta I$	$-\Delta I$	$-\Delta I$	$-\Delta I$	$+\Delta I$	$+\Delta I$	$-\Delta I$
Δi_b	$-\Delta I$	$+\Delta I$	$+\Delta I$	$+\Delta I$	$-\Delta I$	$-\Delta I$	$+\Delta I$	$-\Delta I$
Δi_c	$-\Delta I$	$-\Delta I$	$-\Delta I$	$+\Delta I$	$+\Delta I$	$+\Delta I$	$+\Delta I$	$-\Delta I$
v_a	1	1	0	0	0	1	1	0
v_b	0	1	1	1	0	0	1	0
v_c	0	0	0	1	1	1	1	0
k	I	II	III	IV	V	VI	VIIIP	VIIIN
\bar{u}_k	U	Ue^{j60°	Ue^{j120°	-U	Ue^{j240°	Ue^{j300°	0	0
Δi_o	$-\Delta I/3$	$+\Delta I/3$	$-\Delta I/3$	$+\Delta I/3$	$-\Delta I/3$	$+\Delta I/3$	$+\Delta I$	$-\Delta I$
$\bar{\Delta}i$	I	Ie^{j60°	Ie^{j120°	-I	Ie^{j240°	Ie^{j300°	0	0

Az utóbbi időben egyre gyakrabban alkalmazzák a kombinált intelligens szabályozásokat, pl. a neuro-fuzzy szabályozást.

10. Cél integrált áramkörös és mikroszámítógépes hajtásirányítás

10.1. Hajtások cél integrált áramkörökkel

Az évek során a tervezők a motor vezérlő és szabályozó áramkörök széles választékát állították össze diszkrét elemekből, mindenféle igény kielégítésére. Kialakultak jól bevált alapkapsolások, funkcionálisan elkülönülő áramköri egységek, mint például:

- főáramköri alapkapsolások,
- főáramköri félvezető elemek vezérlésére szolgáló egységek,
- kapcsoló üzemű vezérlésekhez impulzus szélesség modulátorok,
- érzékelő jelek feldolgozására szolgáló modulok,
- hajtás szabályozó egységek,
- védelmi célokat ellátó áramkörök,
- segédüzemi tápegységek, stb.

Az egységek nagy része univerzális tulajdonságokkal rendelkezik. Ezeket az egységeket kezdettől fogva a jó áttekinthetőség és a hibakeresés megkönnyítése céljából fiókba, kártyára tömörítve terveztek. Az utóbbi években pedig egyre nagyobb hányaduk jelenik meg a piacon integrált áramkör vagy áramköri modul formájában.

Az első integrált áramkörök, amelyeket a villamos hajtásokban is alkalmaztak, az analóg szabályozók műveleti erősítői és a tápegységek stabilizátorai voltak. Később kiegészült a választék pl. az 50Hz-es hálózatról szinkronozható tirisztor gyújtásvezérlő áramkörökkel, analóg kapsolókkal, optocsatolókkal, stb. Logikai funkciók ellátására a hajtásokban is jól beváltak az egyébként is széles körben alkalmazott TTL és C-MOS integrált áramkörök.

Az integrált áramköri modulok választéka folyamatosan bővül és ezek egyre összetettebb feladat elvégzésére képesek. Egyre több a hajtás-specifikus céláramkör. A nagyobb teljesítményű hajtásoknál a részfeladatok ellátására szolgáló áramköröket integrálják áramköri modulok formájában. A kisebb teljesítményű hajtások legtöbb típusára pedig a teljes hajtásvezérlés integrált áramkörös megvalósítását tüzik ki célul.

Integrált áramköri modulok többsége technológiával készülnek. A kisteljesítményű bonyolult áramkörök mikroáramköri technológiával, a nagyobb teljesítményű modulok pedig hibrid vagy vastagréteg áramköri technológiával készülnek.

10.1.1. Áramköri modulok villamos szervohajtásokhoz

Főáramköri modulokkal, úgynevezett array elemekkel oldják meg a főáramköri kapcsolások integrálását. Egy-egy főáramköri modul két vagy több vezérelhető félvezetőt tartalmaz, néhány kiegészítővel, védőelemmel pl. visszáramdiódával összeépítve. A modulokat hütőfelülettel rendelkező tokba

épitik. Ez a hűtőfelület a félvezetőktől szigetelt, és emiatt több ilyen array is elhelyezhető egy közös hűtőn. A beépített félvezető elemek kiválasztása és a kiválasztott elemek belső összekötése olyan, hogy a szokásos félvezetős kapcsolásokat könnyen és egyszerűen össze lehessen velük állítani és többfélé alapkapcsolás kialakítására alkalmasak legyenek. Például vannak olyan modulok, amelyek egy hídág elemeit tartalmazzák, amiből két modullal egy 4/4-es üzemű szaggató kapcsolás, három modullal pedig egy háromfázisú inverter kapcsolás állítható össze. Emellett kaphatók olyan modulok is, amelyekben a teljes kapcsolást, pl. az előbbi két gyakran alkalmazott alapkapcsolást integrálják.

Főáramköri modulok szinte minden félvezetőtípussal készülnek. Létezik tirisztoros, GTO oltható tirisztoros, FET-, MOSFET-, IGBT- és bipoláris tranzisztorokból álló modul. Szervohajtásokban elsősorban a tranzisztoros modulokat alkalmazzák.

Meghajtó modulok elnevezésű egységekben integrálják a főáramköri félvezetőket (tranzisztorok) vezérlő áramköreit. A meghajtó modul feladata az általa vezérelt félvezető elem olyan vezetési állapotának létrehozása, amit a kisteljesítményű, kis jelszintű vezérlőjel a modul információ-bemenetén előír. A meghajtó modul elsősorban jelerősítő, de ellát minden olyan funkciót, ami a félvezetők biztonságos vezérléséhez szükséges. Biztosítja többek között az azonos hídában levő félvezetők egyidejű vezérelhetőségének a kizárását, ellátja a félvezetők túláram, túlmelegedés, zárlatvédelemét, stb.

A védelmi áramkörök szinte kivétel nélkül úgy avatkoznak be, hogy hiba esetén a félvezető árammentes állapotba vezérlik, azaz kikapcsolják. A védelmi funkciók közül a legfontosabb a túláramvédelem. A félvezető túláramát közvetlenül, vagy közvetve érzékelik. Közvetlen áramérzékelés lehet pl. söntellenállásról, vagy egyes FET tranzisztoroknál a beépített árammérő jelről. Ahol ilyen árammérő nincs, ott a félvezető túláramát közvetve úgy állapítják meg, hogy a túláram következetében a félvezetőn mérhető nyitóirányú feszültség megnövekedését érzékelik. Zárlatvédelmet általában közvetlen áramméréssel oldják meg. A túlmelegedés mérésére leggyakrabban bimetálos hőkapcsolót vagy termisztoros hőérzékelőt használnak.

A meghajtó modulnak a katalógus adat szerinti szigetelési szinten belül tetszőleges potenciálon működő félvezető vezérlésére alkalmasnak kell lennie. Szigetelés általában az információs be- és kimeneteknél és a meghajtó modul segédenergia bevitelénél van. Az információs be- és kimeneteken rendszerint optócsatolós leválasztást alkalmaznak. A vezérléshez szükséges segédenergiát általában szigetelő, leválasztó transzformátoron keresztül adják át. A méretek csökkentése miatt ezek jobbára nagyfrekvenciás transzformátorok. Egyes esetekben a modul táplálásához a vezérelendő félvezető főáramköri tápfotónak használják fel.

Meghajtó modulok többfélé félvezető típusra és kapcsolásra készülnek. Olyan vezérlő jeleket állítanak elő, amelyeknek a jelszintje és jelalakja megfelel a vezérelendő félvezetők katalógus adatainak. A modulok tartalmaznak minden olyan vezérlő és védelmi célú áramkört, ami az adott típusú félvezető

működtetéséhez szükségesek. Az információs bemenetek a félvezetők kapcsolási állapotát meghatározó, engedélyező- és tiltó-, általában TTL-szintű jelek. Az információs kimenetek a meghajtó modul által érzékelte hiba-, ill. tiltójelek.

A meghajtó modulok működtetéséhez sok esetben külső illesztő elemek is szükségesek.

Főáramköri modulok kaphatók meghajtó fokozattal összeépítve is. Ekkor a modul (smart power) tartalmazza a komplett kapcsolást és a kapcsolásban szereplő összes vezérelhető félvezetőhöz a hozzá illesztett meghajtó fokozatot is.

Impulzus szélesség modulátor IC-k viszonylag régóta vannak forgalomban. Az ISZM impulzus szélesség moduláció a motorokat tápláló, kapcsolóüzemben működő félvezetős kapcsolások vezérlésére jól bevált módszer. A modulátor feladatai, áramköri funkciói az évek során jól körülhatárolódtak. A modulátor a kapcsolásban szereplő összes félvezető be- és kikapcsolási időtartamát meghatározza úgy, hogy a félvezetők kapcsolási frekvenciája beállítható.

Az impulzus szélesség modulátor főbb alkalmazási területei:

- egyenáramú szaggató vezérlése,
- egyfázisú inverter vezérlése,
- háromfázisú inverter vezérlése.

a./ **Egyenáramú szaggató kapcsolás ISZM-vezérlésére** kétféle modulátor használunk. Ezekkel a két modulációs eljárás valósítható meg: az **ellenütemű**, és az **alternatív** vezérlési mód. A két modulációs eljárást és az áramköri megvalósítás módjait részletesen leírja a 4.3.2. fejezet. Ezek a modulátorok állandó modulációs frekvenciával működnek.

b./ **Egyfázisú és háromfázisú inverterek ISZM-vezérlésére** szolgáló modulátorok vagy állandó modulációs frekvenciával működnek, vagy egy savon belül változó értékű frekvenciával. Az állandó modulációs frekvenciával működő invertereknél az f_1 alapharmonikus frekvencia és az f_Δ modulációs frekvencia hárnyadosa folytonosan változik. A inverter kimenő feszültségének félperiódusai állandósult üzemben sem lesznek szimmetrikusak, kivéve néhány munkapontot. Ezért fejlesztettek ki olyan modulátorokat, amelyekben a kimenő feszültség alapharmonikusának két félperiódusára nézve szimmetrikus be- és kikapcsolási időtartamokból álló modulációs mintákat tárolnak el. A mintát úgy határozzák meg, hogy az inverter kimenetén a szinuszos alapharmonikus feszültségen kívül fellépő felharmonikus feszültség komponensek minimálisak legyenek. Az egy periódusidőn belüli modulációs minta finomsága az alapharmonikus frekvencia nagyságától függ. Ha az inverter egy munkapontjában az alapharmonikus frekvencia f_1 és az egy periódusidőn belüli kapcsolások száma m , akkor a félvezetők átlagos kapcsolási frekvenciája ebben a munkapontban: mf_1 . Az m számot és az ehhez tartozó kapcsolási mintát az inverter alapharmonikus frekvencia tartományában szakaszonként úgy változtatják, hogy az mf_1 kapcsolási frekvencia meghatározott savon belül maradjon.

Hajtásszabályozó modulok a jellegzetes szabályozási módok megvalósítására készülnek. A hajtásszabályozó modulokban minden van áramkorlátozást, áramvédelmet lehetővé tevő áramkör függetlenül attól, hogy mi a fő szabályozott jellemző, és hogy mi a szabályozás módja.

Villamos szervohajtásoknál a fő szabályozott jellemző leggyakrabban a fordulatszám és a pozíció, de a fő szabályozott jellemző lehet bármilyen más jel is, ha erről a jelről olyan visszacsatoló jel áll rendelkezésre, amelyet a szabályozó modul fogadni képes. A visszacsatoló jel lehet analóg, digitális vagy a szabályozott jellemzővel arányos frekvenciajel, egyes esetekben az előbbiek közül több is kiválasztható. A következőkben néhány készen kapható hajtás szabályozó modul típust ismertetünk.

a./ Analóg szabályozó modul alárendelt analóg áramszabályozóval és impulzus szélesség modulátor fokozattal egybeépítve.

A beépített impulzus szélesség modulátor lehetővé teszi, hogy az analóg szabályozó modul kapcsolóüzemben működő főáramkori félvezetőket vezérelhessen. A külső analóg szabályozókör kimenőjele megszabja az áramszabályozás alapjelét. Lehetőség van a szabályozókör korlátéteréinek beállítására, pl. az áramkorlátozás szintjének változtatására. Az analóg szabályozók paramétereinek beállításához külső, diszkrét ellenállás és kondenzátor elemeket kell használni. Az ISZM modulátoros áramszabályozással részletesen foglalkozik a 4.3.2. fejezet.

b./ Analóg szabályozó modul alárendelt áram kétpontszabályozással.

Ez olyan egység, amelyik kétállapotú kimenőjellel rendelkezik. A főáramkori félvezetők vezérlésére két állapotot tud megkülönböztetni, pl. ki- és bekapcsolást, vagy két félvezető csoport ellentétes fázisú vezérlését. A szabályozó modul két fő egységből áll: analóg szabályozó erősítőből és állítható hiszterézis sávú komparáló áramkorból. Az analóg szabályozó paramétereit külső, diszkrét ellenállás és kondenzátor elemekkel lehet beállítani.

Az analóg szabályozókör kimenőjele megszabja az áramszabályozás alapjelét. A komparátor úgy változtatja a kétállapotú kimenet állapotát, hogy az áramhiba a megengedhető hibasávon belül maradjon. Az áramingadozás mértéke a hiszterézis sávval állítható. Az áramalapjel nagysága korlátos, így valósul meg az áramkorlátozás. Az áram kétpontszabályozás részletes leírása megtalálható a 4.3.3. fejezetben.

c./ Háromfázisú áramszabályozó modul.

Az ilyen modul háromfázisú alapjelképzőt, háromfázisú áramszabályozót és háromfázisú impulzus szélesség modulátort tartalmaz (5.6.5.4. fejezet).

A háromfázisú alapjelképző előállítja a három fázis áramának az alapjelét. A motor tipusa szerinti illesztett táplálásnak megfelelően az alapjelképző beállítja az alapjelek fázisszögét, jelalakját, és a külső, főlérendelt szabályozókörnek megfelelően az amplitúdóját. A fázisszög beállításához a modul bemenetére szinkronozó jelet kell adni. A szinkronozójel a felhasználástól függően többféle lehet: hálózati szinkronozójel kell pl. hálózatbarát tápegységekhez, a motor

elfordulási szögétől függő szinkronozójel kell pl. a szinkron szervohajtásoknál, vagy gépmodelles fluxusjelről jövő szinkronozójel kell pl. a mezőorientált aszinkron motoros szabályozások esetén. Az alapjel amplitúdóját a modul bemenetére adott jel, vagy a főréndelt, pl. nyomaték szabályozókör kimenőjele szabja meg.

A háromfázisú áramszabályozó megvalósulhat egy, két, vagy három önálló áramszabályozával.

Három önálló áramszabályozóval van a teljes kiépítés. A három áramszabályozó u_{va}, u_{vb}, u_{vc} kimenőjele vezéri a háromfázisú impulzus szélesség modulátort.

A két-áramszabályozós felépítés csak akkor lehetséges, ha az áram alapjelek és az érzéktel áramjelek nem tartalmaznak zérus sorrendű összetevőt és az áramszabályozók lineáris tartományban működnek. Ha nincs zérus sorrendű összetevő, pl. csillagpontos kapcsolásnál, akkor elegendő két fázis áramát érzékelni, a harmadik fázis áramjele az $i_a + i_b + i_c = 0$ egyenletből számolható. Két-áramszabályozós felépítésnél, lineáris üzemben a háromfázisú impulzus szélesség modulátor harmadik vezérlőjele a két szabályozó kimenőjeléből előállítható az $u_{va} + u_{vb} + u_{vc} = 0$ egyenletnek megfelelően.

Létezik olyan háromfázisú áramszabályozó is, ahol csak egyetlen áramszabályozó és egy egyszerű impulzus szélesség modulátor van. Ezt használják az olyan háromfázisú negyszög alakú áramok szabályozására, amikor a három fázisáram közül felváltva minden csak kettőt-kettőt kell szabályozni, és a harmadik fázis vezetése le van tiltva (5.2.1. fejezet). Az áramkörhöz tartozik egy olyan logikai áramkör, amelyik kiválasztja azt, hogy melyik két fázis vezessen és milyen irányú legyen a közös áramuk.

A háromfázisú impulzus szélesség modulátor a három fázisra nézve közös háromszöjjel működik (5.75. ábra). A három fázishoz tartozó félvezetőágak mindegyike minden modulációs periódusban kapcsol a vezérlőjelek és a háromszöjjel komparálási pillanatainak megfelelően..

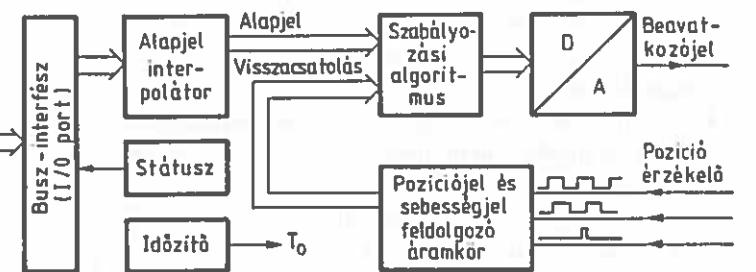
d./ Fázis zárt burkos (PLL) fordulatszám szabályozó modul.

Ezt a szabályozást általában szigorúan állandó és egyenletes fordulatszámot igénylő hajtások fordulatszám szabályozásához használják, pl. a floppy-hajtásokhoz. A fordulatszám alapjele és visszacsatolójele frekvenciajel. Az alapjel rendszerint kvarcgenerátorról veszik. A fordulatszám visszacsatolójelet pedig olyan impulzusadóval állítják elő, amelyik a motor egy körülfordulása alatt adott számú egyenletesen kiosztott impulzust ad. A szabályozó a motor fordulatszámát állandó és ingadozásmentes értéken tartja úgy, hogy a kvarcgenerátor leosztott frekvenciájú jeléhez a motor impulzusadójának jelét folytonosan szinkronizálja.

e./ Digitális pozíószabályozó áramkör.

Egyik változata látható a 10.1 ábrán. Az áramkör tartalmaz minden olyan lényeges elemet, ami egy motor számítógépes irányítású digitális pozíció szabályozásához szükséges. Az áramkör busz-interfészen keresztül csatlakozhat a számítógéphez. Ezenkívül tartalmaz alapjel interpolátort, előjelhelyes pozíció- és

ebességgel feldolgozó áramkört, számlálót az aktuális pozíció tárolásához, valamint programozható időzítőt a T_0 mintavételi idő beállításához. Beépített mikroszámitógép gondoskodik a szabályozási algoritmus tárolásáról és működtetéséről. Az áramkör kimenete vagy digitális kimenőjel csatorna, vagy ennek negfelelő analóg jel. A kimenőjel a hajtás számára a beavatkozójel, pl. az áramalapjel.



0.1. ábra. Pozíciós szabályozó áramkör.

Erzékelőjelek feldolgozására szolgáló modulok nagy számban készülnek. Ezek ilyen integrált áramkörök, amelyeket a bonyolultabb erzékelőkhöz, pl. a szöveterhekhez fejlesztettek ki. Az erzékelő jeleit fogadják, hibaelmezésnek vetik át, a jeleket feldolgozzák, az esetleges számítási feladatokat elvégzik, és a modul mindenkorban megjelenítik az erzékteljesített jellet arányos analóg, vagy digitális jelet.

Védelmi és hibajelző áramkörök integrált változatai önállóan is léteznek. Ilyenek pl. az önálló túláram vagy túlmelegedés jelző IC-k, a "túl nagy" vagy "túl alacsony tápfeszültség" jelző áramkörök, visszacsatolójelek szakadását, vagy óvidrezárt állapotát jelző áramkörök, stb. Ezek az integrált elemek rendszerint több, beállítható hiszterézis sávú, vagy hiszterézis nélküli szinterzékelő komparáló áramkört tartalmaznak hibajel gyűjtővel és engedélyezési, ill. nyugtázási lehetőséget biztosító áramkörrel.

Egédüzemi tápegyeség modulok a hajtások elengedhetetlen kellékei. Nagy álasztékban, különböző méretekben kaphatók sokféle feszültségszintre és erhelhetőségre. A modulok tartalmazzák a saját védelemhez szükséges ramköröket is.

Villamos hajtások hibadiagnosztizálásához speciális integrált áramköröket fejlesztettek ki. Ilyen pl. a ZPRAM (Zero Power RAM) tároló áramkör, amelyik rövid idejű áramszünet után gyorsan visszatérítő módon tölti fel az adatokat. Ez lehetővé teszi a programozással kiválasztott jelek értékeit és állapotait az utolsó néhány ms időtartamra vonatkozóan. Hiba esetén ezeket az értékeket megnegörzi és megteremti az utólagos vizsgálat lehetőségét arra, hogy mi okozta a hibát.

Hajtás vezérlő interfések és hajtásbusz vezérlők olyan digitális integrált ramköri egységek, amelyeket újabb fejlesztésű hajtásokhoz alakítottak ki. A hajtások számítógépes vezérlésének megkönnyítésére szolgálnak, lehetővé teszik hajtások központi irányítását. Megvalósítják az irányító számítógépek és a

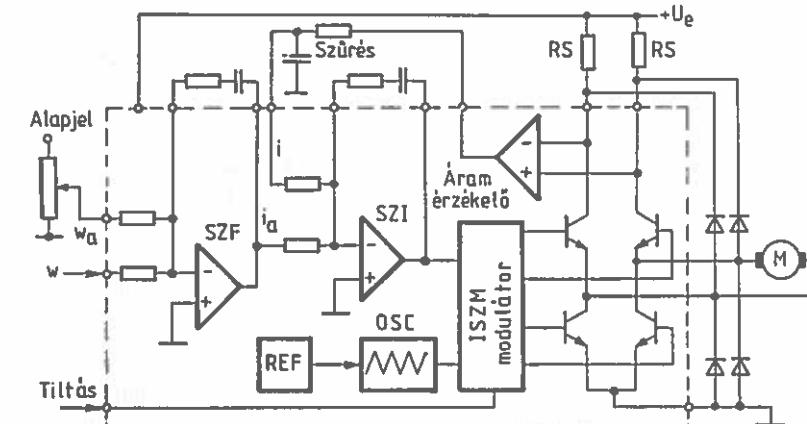
hajtások közti információt, a hajtások számára biztosítják rendszeres időközönként a buszhozzáférési lehetőséget.

10.1.2. Komplett hajtásvezérlő áramkörök

A motorvezérlő integrált áramkörök a 80-as évek elején jelentek meg. Az első generáció legsikeresebb eleme léptetőmotoros hajtás vezérlésére szolgált, szabályozási feladatot nem látott el. Azóta szinte minden motor tipusra kifejlesztettek komplett hajásvezérlőt, amelyek jól illeszkednek a motor tulajdonságaihoz. Az integrált szabályozó és vezérlőkörök kiválasztásánál igyekeznek jó hatásfokú, a motor számára jó kihasználást biztosító megoldásokat beépíteni. Teljes integrálást csak kisteljesítményű hajtásoknál lehet megvalósítani.

Komplett hajtásvezérlő áramkörök közül néhányat ismertetünk

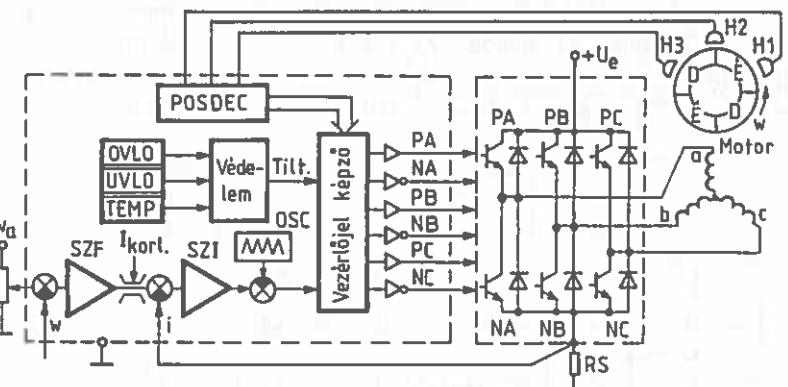
Egyenáramú kismotoros hajtásvezérlőt mutat a 10.2. ábra. A megoldás nagyon egyszerű. Az áramkör tartalmazza, az összes szabályozó és vezérlő elemet a főáramköri szaggató kapcsolással együtt, kivéve a visszáram diódákat és az áramérzékelő RS sötellenállásokat. Az SZF jelű a főszabályozó (az ábrában fordulatszám szabályozó) és az SZI jelű az alarendelt áramszabályozó, mindenkető analóg működésű. Mindkét szabályozó szabályozási paramétereit külső R-C elemekkel állíthatók. Az analóg SZI szabályozó az ISZM impulzus szélesség modulátoron át vezérli a főáramköri szaggató tranzisztorait. A moduláló frekvenciát az OSC áramkör állítja elő. Hibajelre a végfokozat működése letilt.



10.2. ábra. Egyenáramú kismotor hajtásvezérlője

Egyenáramú kismotoros hajtásvezérlők között van olyan is, amelyikben választani lehet az impulzus szélesség modulációhoz az ellenütemű és az alternatív vezérlés közül. Léteznek áram kétpontszabályozással működő, valamint digitális, mikrokontrolleres hajtásvezérlők is. Ezenkívül van olyan vezérlő is amelyik a főáramkör egy vagy két tranzisztorát nem kapcsolóüzemű, hanem folytonos üzemű tartományban vezérli.

Kisteljesítményű négyszögmezős szinkron szervomotoros hajtásvezérlő tipikus kapcsolása látható a 10.3. ábrán. Ebben az áramkörben a főáramköri hidkapsoláson kívül minden integrálva van, ami egy kisteljesítményű négyszögmezős szinkron szervomotor egyszerűsített szabályozásához és vezérléséhez szükséges. SZF a beépített fordulatszám- vagy kapocsfeszültség szabályozó, Szi az alarendelt áramszabályozó, minden két analóg és a szabályozási paraméterek különböző diszkrét elemekkel állíthatók. A főáramköri kapcsolás tranzisztorainak vezérlése a forgórész szöghelyzetéről szinkronozott (5.2.1. fejezet). A szinkronizálást a motorba beépített H1, H2, H3 szöghelyzet érzékelők jelei szerint végezik. A motornak felváltva minden csatlakoztatott fázis áramát kell szabályozni, ezért a háromfázisú áramszabályozást egyetlen áramszabályozó látja el. A POSDEC nevű szinkronizáló logikai kapcsolás jelölő ki, hogy az áramszabályozó melyik két fázis áramát szabályozza és milyen előjellel. Az áramszabályozás impulzus szélesség modulátoron keresztül avatkozik be a kijelölt fázisok tranzisztorainak vezérlésével. Az OSC nevű jelgenerátor adja a moduláló jelet. Ha az áramkör hibát jelez, akkor az impulzus szélesség modulátor jelét letiltja. Hibajelzés keletkezik tűl nagy, ill. tűl kicsi tápfeszültség esetén (UVLO és OVLO áramkör), vagy túlmelegedés (TEMP-jel) esetén.

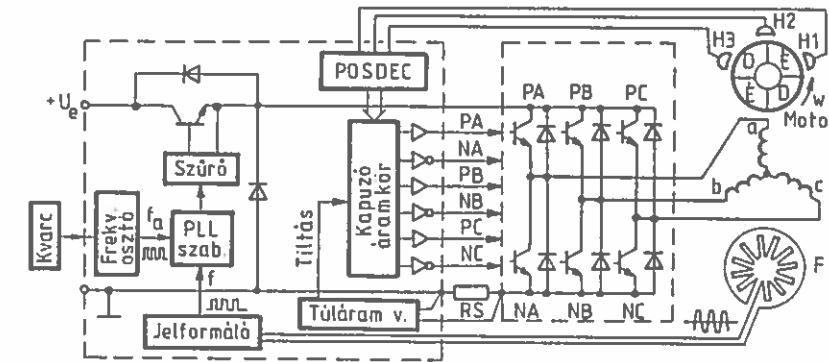


10.3. ábra. Kisteljesítményű szinkron szervomotor hajtásvezérlője.

Floppy hajtásvezérlők az elektronikus motorvezérlők külön csoportját képezik. Az áramkör az 5.4.1. vagy az 5.4.2. fejezet szerinti működésű. A főáramköri tranzisztorok vezérlése a motorba épített Hall-érzékelők jeléről történik. Háromfázisú motor esetén három Hall-jeladó, két, vagy négyfázisú motornál két Hall-jeladó beépítése szükséges. A 10.4. ábra háromfázisú változatot mutat.

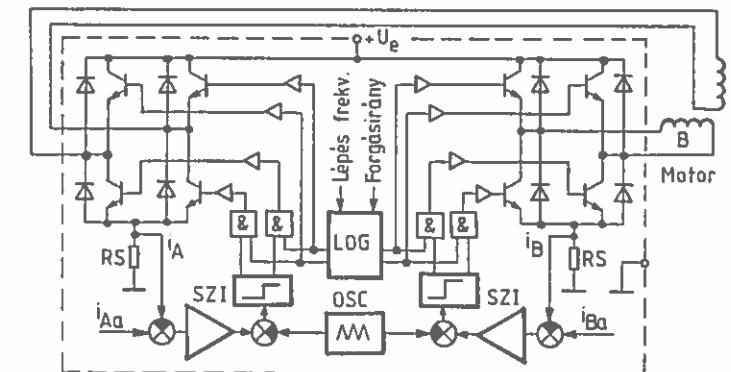
A floppy hajtásokban a motort szigorúan állandó fordulatszámról kell szabályozni. Az áramkörök ezért analóg fordulatszám szabályozó helyett PLL (phase locked loop) fázis-zárt hurkos szabályozót alkalmaznak. A PLL fordulatszám szabályozáshoz az f_a frekvencia alapjára rendszerint kvargenerátorról veszik, a fordulatszám visszacsatoló jelet pedig a motor fordulatszámával arányos f frekvenciájú impulzusadóról, pl. a Függelék A.3.-ban leírt F jelű felharmonikus érzékelőről. A szabályozó a motor fordulatszámát

szigorúan állandó, ingadozásmentes értéken tartja úgy, hogy a kvargenerátor leosztott jeléhez a motor impulzusadójának jelét folytonosan szinkronizálja.



10.4. ábra. Floppy hajtásvezérlő.

Léptetőmotoros hajtásvezérlőt mutat a 10.5. ábra. Az áramkör kétfázisú léptetőmotor (7.24. ábra) vezérlésére szolgál. Az egyes fázisok áramának amplitudójára külön-külön, lépésről lépére szabályozható a beépített ISZM áramszabályozókkal. Az áramkörben van egy LOG jelű logikai egység, amelyik a kivánt frekvenciájú és irányú léptetést vezérli és kiválasztja a teljes vagy féllépépes vezérlési módot. Az áramkörbe be van építve a teljes főáramköri félvezető kapcsolás. Az árammérő sűrűnellenállást gyakran kívülről kell az áramkörhöz illeszteni.



10.5. ábra. Léptetőmotor hajtásvezérlője.

Léptetőmotoros hajtásvezérlők készülnek több, pl. ötfázisú léptetőmotorhoz is. Egyes léptetőmotor vezérlőknél ezenkívül lehetőség van lépésenként az áramalapjel amplitudójának finom változtatására is és ezzel mikrolépések üzem megvalósítására. A léptetőmotoros hajtásvezérlők között találhatók zárt-hurkos vezérlők is.

Mikrogépes intelligens szervohajtásvezérlő digitális fordulatszám-, és pozíciós szabályozott háromfázisú szervohajtás teljes jelfeldolgozásának ellátására szolgál. Ilyen céláramkör az eddig ismertetett egyszerű hajtásvezérlőkhöz képest sokkal nagyobb fejlesztési munkát és ráfordítást igényelő termék. A következőkben ismertetett Vecon néven forgalomba hozott szervohajtásvezérlő áramkörök megvalósításához is több cég összefogása volt szükséges.

A szervohajtásvezérlő háromfázisú inverterről táplált szinkron vagy aszinkron motoros hajtás intelligens vezérlésére alkalmas:

- ellátja az inverter vezérlését és védelmét,
- fogadja és átalakítja az áram- és az elfordulási szöghelyzet érzékelőjeleit,
- ellátja a belső áram- illetve áramvektor szabályozás és áramkorlátozás feladatát,
- a külső szabályozó körök választhatók, fordulatszám-, pozíció-, esetleg fluxus szabályozás,
- a szabályozási és vezérlési eljárások választhatók és az eljárások paraméterei állíthatók,
- ellátja a kommunikációs feladatokat a hajtás és a külső rendszer között, és biztosítja a hajtás kezelését és védelmét.

A szervohajtásvezérlő két áramkörből tevődik össze, az analóg és a digitális jelfeldolgozó áramkörből.

Az analóg Vecon-áramkör az analóg áram és szögadó jelek nagyfelbontású digitalizálására szolgál. Az áramjel feldolgozási feladatok: a három fázisáram érzékelő analóg jeleinek fogadása, analóg túláramérzékelés és jelzés, a digitalizált, mintavételezett áramjelek továbbítása A/D átalakítón keresztül. Mivel az összetartozó fázisáram értékek egyidejű mérése a hajtásszabályozás szempontjából fontos, ezért a Vecon-áramkörben három darab 12 bites A/D átalakító van. A túláramjelzéshez a kritikus áramszint beépített D/A átalakítón keresztül programozható. A motor tengelyére szerelt elfordulási szögadók nagy része, pl. a rezolver, analóg és digitális jelfeldolgozást is kíván. A szögadók jeleit az analóg Vecon-áramkör az előbbi A/D átalakítókkal, bemeneti multiplexerek segítségével digitalizálja. Az áramkör tartalmaz a fentiekben túlmenően még 10 komparátort, amivel analóg jelek nullaátmenetét, vagy határérték túllépését lehet érzékelni. Az analóg Vecon-áramkör soros vonalon keresztül kapcsolódik a digitális Vecon-áramkörhöz, ahonnan a programozható vezérlőjeleit kapja. A soros vonalon át jutnak a mért és digitalizált jelek a digitális egységbe további feldolgozásra.

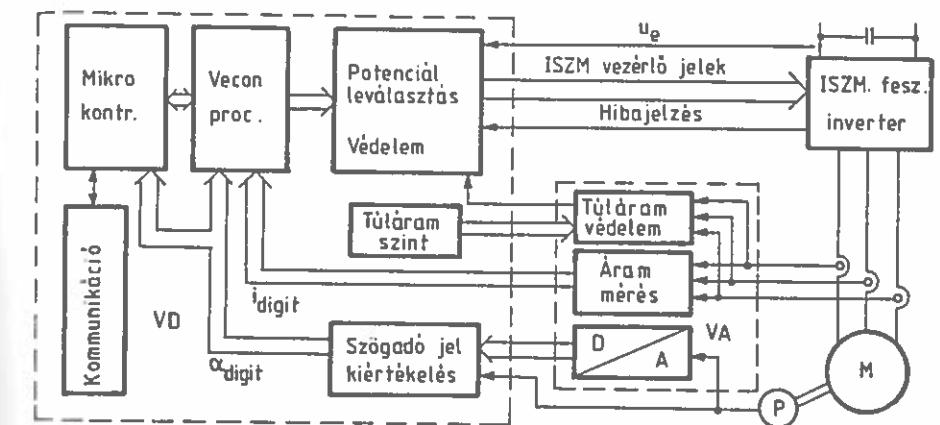
A digitális Vecon-áramkör fő részei: két processzor, több tárolóelem és többséle interfész, amelyeken keresztül az áramkör a külső egységekhez, az inverterhez, az analóg Vecon-áramkörhöz és a hajtás környezetéhez, a hajtás beépítési helyét meghatározó rendszerhez csatlakozik. Magasszintű nyelven programozható mikrokontroller gondoskodik a külső szabályozókör működéséről, a belső buszrendszer és az interfések vezérléséről, valamint a hajtás beépítési helyét meghatározó rendszer és a hajtás közötti kommunikáció megteremtéséről. Külön speciális Vecon-processzor van beépítve a belső áramszabályozás,

áramvektorszabályozás megvalósítására. Ez a processzor végzi a szabályozáshoz és az esetleges koordinátatranszformációhoz szükséges számításokat, aritmetikai műveleteket, szorzásokat, azaz jelprocesszor feladatokat lát el. A teljesítőképességre jellemző, hogy az áramvektorszabályozáshoz kevesebb, mint 40µs ciklusidőt tud megvalósítani.

A digitális Vecon-áramkör perifériafunkciói:

- inverter impuluzzálesség modulációs vezérlése többsélel eljárással,
- inverter kapcsolási jelek ellenőrzése, a védelmi holtidők betartása,
- túráramvédelem fázisonként, inverter hiba kiértékelése,
- kapcsolási zavarok kompenzáció,
- jelátvitel optocsatolával vagy impulzusátadóval,
- közbensőkori túlfeszültség figyelés és védelem,
- elfordulási szöghelyzetadó jelek kiértékelése,
- hajtás vezérlőjelek értékelése, stb.

A Vecon szervohajtásvezérlő vázlatos rajza a 10.6. ábrán látható. Az M jelű motor szinkron vagy aszinkron motor, a P jelű elfordulásérzékelő inkrementális szögadó vagy rezolver, VA az analóg, míg VD a digitális Vecon-áramkör által elvégzendő feladatkörökkel jelöli.



10.6. ábra. Vecon hajtásvezérlő áramkör blokkvázlat.

Többgépes hajtásrendszer szabályozó is található az integrált áramkörök között. Ilyen például a videóhoz kifejlesztett céláramkör, ami a videófej mozgató és a szalag továbbító motorok fordulatszámát a feladatnak megfelelően, összehangoltan szabályozza. Videó "felvétel" üzemben a sejdob motornak kell a félkép szinkron jelhez képest szinkronozva forognia úgy, hogy a félkép adás kezdeténél a videófej az új sáv kezdő helyénél legyen. "Lejátszás" üzemben a szalag továbbító motornak kell a szalagra felvett vezérlő jelrel szinkronozott mozgást végeznie úgy, hogy a szalag megfelelő időben érjen a fejhez. A céláramkör minden üzemben ellátja a fentiek szerint összeszinkronozott együttfutás szabályozását.

10.2. Mikroszámítógépes hajtásirányítás

A mikroprocesszorok megjelenése gyors és forradalomszerű változást indított el az irányítástechnika minden területén. Ebből nem maradt ki a hajtásirányítás sem. A lehetőségek egész tárházát nyitotta meg a mikroprocesszorok logikai, számítási és irányítási (processzálló) képessége. Manapság már minden villamos hajtástechnikával foglalkozó vállalat termékeinek nagy részét a digitális irányítású hajtások teszik ki. E fejezettel átfogó áttekintést szeretnénk nyújtani a mikroszámítógépes hajtásirányítás jelenlegi helyzetéről, jövőbeni várható fejlődési irányairól. E célból áttekintjük a digitális hajtásirányítás rövid történetét, lehetséges szintjeit, a feladatok lehetséges megosztását, elemeit, eszközeit. A fejezet végén bemutatunk néhány alkalmazási példát is.

Az első négy bites, erősen korlátozott képességű processzor arhitektúra 1971-es megjelenése óta az eltelt 25 évben gyors és egyre gyorsuló fejlődés vezetett a napjainkban hozzáférhető 64 bites összetett arhitektúrákhoz, amelyek hatalmas számítási teljesítmennnyel bírnak. A fejlődés több összetevő együttes hatása. Az igazán meghatározó a technológia fejlődése, ami lehetővé tette minél több elem egyetlen egységbe integrálását (VLSI- Very Large Scale Integration). A minőség javulása természetesen nem volt elegendő a mikroprocesszorok tömeges elterjedéséhez, az áruknak is elfogadható szintre kellett csökkennie. A technológia fejlődése és a tömegtermelés ezt lehetővé tette.

A technológia mellett egyéb területeken is jelentős fejlődés volt tapasztalható. A fejlesztők olyan új arhitektúrákkal jelentek meg, amelyek a teljesítőképesség növelését tették lehetővé. Ezen túlmenően olyan új rendszerelemek és elvek jelentek meg, amelyek szintén ebbe az irányba hatottak (cache, coprocessor, stb.).

Az így kiadódó hatalmas számítási teljesítményt a tudomány és az ipar minden területén igyekeznek kihasználni. A mikroprocesszorok hagyományos alkalmazási területei: számítások, adatfeldolgozás, távközlési rendszerek, kép- és hangfeldolgozás, stb.

Szabályozási rendszerekben a követelmények mások, mint e hagyományos alkalmazási területeken, valós idejű (real-time) szabályozási-, szűrési, adatfeldolgozási algoritmusok, stb. végrehajtását igénylik. Az igazán nagy teljesítőképességű processzorok megjelenése előtt ez csak analóg eszközökkel volt megvalósítható. E hajtásokban a lehetőségek jelentősen korlátozottak voltak a megvalósítható algoritmusok, a szabályozás minősége, az adaptivitás, az összetett szabályozások, stb. területén. A komplex mozgás-szabályozásokban, ahol bonyolult feladatokat kell megoldani intenzív számítási (processzállási) igénytelivel, a digitális irányítás az egyetlen szóbajöhétő megoldás. A digitális irányítás analóg irányítással szembeni összes előnye a processzorok programozhatóságával, számítási és kommunikációs képességével kapcsolatos (újraprogramozhatóság, bonyolult szabályozási algoritmusok megvalósíthatósága,

adaptív, önbeállító, nemlineáris algoritmusok, kommunikációs képesség egyéb hajtásokkal, ill. a központi irányítással, tárolási képesség, stb.). Ezzel szemben a digitális hajtásirányítás korlátait és hátrányait a rendszer diszkrét tulajdonsága okozza (digitalizálás, mintavételezés, holtidő, kvantálási hiba, stb.). Mindezek a problémák egyre kisebbek az egyre gyorsabb és nagyobb felbontású processzorok alkalmazásával, megközelítve az analóg szabályozás lehetőségeit. Adott rendszernél mindenket figyelembe kell venni, és az adott feladatra optimális megosztást kell választani az analóg és a digitális rész között.

Napjainkban a hajtás-szabályozások fejlődését az ipari alkalmazások egyre növekvő minőségi, megbízhatósági, teljesítőképességi és költségcsökkenési igényei motiválják. Ehhez több szakterület együttes fejlesztése szükséges: villamos gépek és hajtások, teljesítményelektronika, szabályozástechnika és mikroprocesszor technika. Ezek között természetesen kölcsönhatás van. Az egyik fejlődése lehetővé teszi a másik terület fejlődését is, ugyanakkor az egyik területen jelentkező igény inspirálhatja a másik fejlődését. Az egyre gyorsabb teljesítménykapcsolók nagyobb kapcsolási frekvenciát és gyorsabb beavatkozást tesznek lehetővé, megkövetelve az irányítástól az egyre gyorsabb szabályozást. Az új szabályozási elvek egyre kifinomultabb hajtásszabályozást tesznek lehetővé, ugyanakkor megvalósíthatóságuk a mikroprocesszor technika fejletségtől függ. Jó példa erre a manapság széles körben alkalmazott mezőorientált szabályozás. Az elvét már a hetvenes évek elején kitalálták, széleskörű elterjedéséhez azonban megfelelő teljesítőképességű, viszonylag olcsó processzorokra volt szükség. De napjainkban is megfigyelhetjük e területek egymással párhuzamos, egymást követő és egymásra ható fejlődését: állapot visszacsatolásos (state feedback) szabályozás, adaptív szabályozások, érzékelő nélküli (sensorless) szabályozások megvalósításánál. Ez mind olyan példa, ahol a processzor nagy számítási teljesítményére van szükség a valós idejű szabályozáshoz. Például az érzékelő nélküli szabályozásokban a szükséges mechanikai jelek mérése helyett az egyébként rendelkezésre álló villamos jelekből pl. a fordulatszám becsülhető. Ez természetesen valamilyen algoritmus végrehajtását igényli (pl. Kalman szűrőn alapuló observer), így csak digitális irányítással lehetséges. A napjainkban feljövőben lévő új mesterséges intelligencia technológiák (szakértő rendszerek, fuzzy logika, neurális hálózatok) szintén digitális irányítást igényelnek. Egyre nagyobb az igény a hibatűrő, hibafelismerő, öndiagnosztizáló, önbeállító rendszerek iránt. Ezekhez is digitális irányítás szükséges. Ezzel át is tekintettük azokat a területeket, ahol a digitális irányítást elsősorban alkalmazzák.

10.2.1. A digitális hajtásirányítás elemei

A szervo hajtásokat általában komplex mozgás-szabályozásokban, pl. szerszámegépekben és robotokban alkalmazzák. Ezekben több tengely összehangolt mozgatására van szükség. A tengelyeket mozgató hajtások közös

irányítását központi irányításnak (felsőbb szintű irányításnak) nevezük. A központi irányítás végezi a teljes rendszer mozgásának koordinálását, hogy a tervezett mozgás adott pontból egy cél pontba adott trajektória mentén menjen végbe. Természetesen ez is digitális irányítás, ami kiszámítja a szükséges alapjeleket (pl. fordulatszám vagy pozíció) és azokat a decentralizált (alsó szintű) hajtásirányításoknak kiadja. Ez az alsó szintű irányítás az adott feladattól függően lehet nyomaték-, erő-, gyorsulás-, sebesség- vagy pozíció szabályozás. Mi a továbbiakban ezzel az alsó szintű irányítással, annak digitális megvalósításának vizsgálatával foglalkozunk.

Ezen belül is további feladat-megosztásra van szükség a különböző alrendszerek között:

-Feladat-megosztás a hardver és a szoftver megvalósítás között:

Mindig az adott feladatot figyelembevéve kell eldönteni ezek arányát. Ez minden kompromisszumok elfogadását jelenti. Minél több a hardver eszközökkel elvégzett feladat, annál gyorsabb a rendszer, és annál inkább közelít az analóg megoldás tulajdonságaihoz. De ugyanakkor ez a költségekre is kihatással van, a több hardver elem drágább. Ráadásul több hardver elemmel a digitális irányítás elveszti azt a flexibilitását (vagy legalábbis egy részét), ami a szoftverbenv megvalósított funkciók programozhatóságából ered. Mérlegelní kell, hogy adott alkalmazásnál melyik szempont fontosabb.

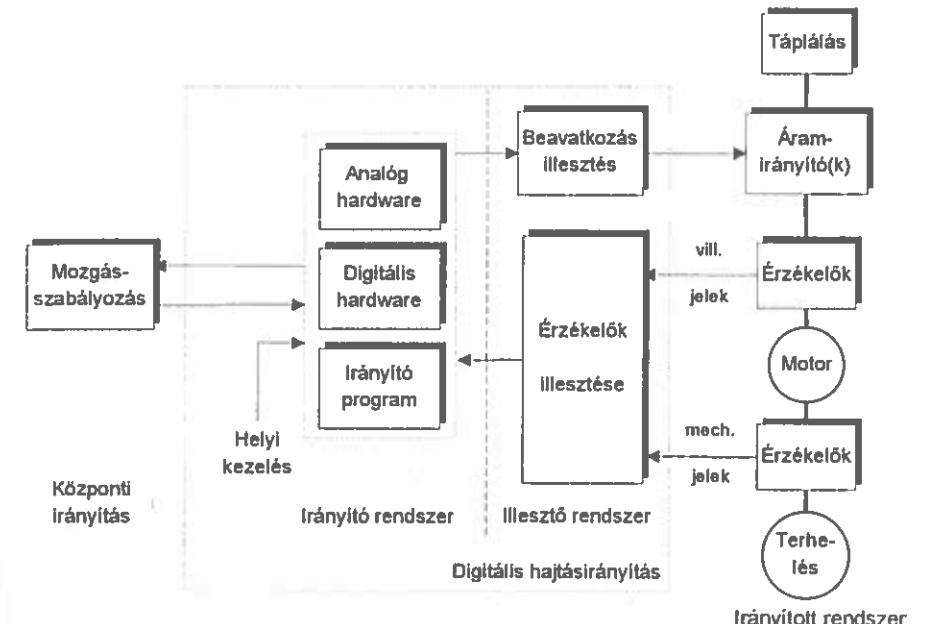
-Feladat-megosztás az analóg és digitális megvalósítás között:

Hosszú ideig az analóg irányítás egyeduralkodó volt. Ma a digitális irányítás egyre inkább előtérbe kerül és egyre több funkciót lehet megvalósítani vele a digitális elemek fejlődésének következtében. Ez elsősorban sebességük rohamos növekedése és áruk jelentős csökkenésének köszönhető. A napjainkban rendelkezésre álló processzorok nagy számítási teljesítménye olyan nagy mintavételei frekvenciát tesz lehetővé, ami csökkenti a rendszer diszkrétségeből adódó hátrányait. Így a digitális rendszer egyre inkább közelít (bár sosem éri el természetesen) a folyamatos rendszer tulajdonságait. Jó példa erre a szervo hajtások áramszabályozása. Ez még az esetek többségében napjainkban is analóg áramkörökkel van megvalósítva a nagy sebességigény miatt. Azonban egyre több hajtás jelenik meg teljesen digitális irányítással, amit a nagy teljesítményű hardver elemek (processzorok, perifériák, stb.) tesznek lehetővé.

A digitális irányítású hajtások általános felépítését a 10.7. ábra mutatja. Ez alapvetően három részre osztható: irányított rendszer, illesztő rendszer, irányító rendszer.

- **Irányított rendszer.** Ez tartalmazza az erősáramú kört, a motort, a motort tápláló elektronikus kapcsolást (áramirányítókat), a szükséges érzékelőket (mechanikai, villamos), és a terhelést.

- **Illesztő rendszer.** Ez tartalmazza egyrészt az érzékelők által szolgáltatott jelek illesztését a digitális irányításhoz (A/D átalakítás, szürés, stb.). Másrészt ez illeszti a beavatkozó jeleket a digitális irányítástól az áramirányítók felé (gyújtásvezérlés, impulzusszélesség moduláció, stb.).
- **Irányító rendszer.** Ez végzi el az irányítási feladatokat. Az alapjára(ke)t a központi irányítástól vagy a helyi kezelőszervektől kapja. Az irányításhoz szükséges visszacsatoló jeleket az illesztő rendszertől kapja, és a beavatkozást is azon keresztül végzi. Alapvetően három részre osztható a feladat-megosztásnál elmondottak szerint: analóg hardver, digitális hardver, irányító program.



10.7. ábra. A digitális irányítású hajtás általános felépítése.

A digitális hajtásirányítás általános funkciót a 10.8. ábra illusztrálja:

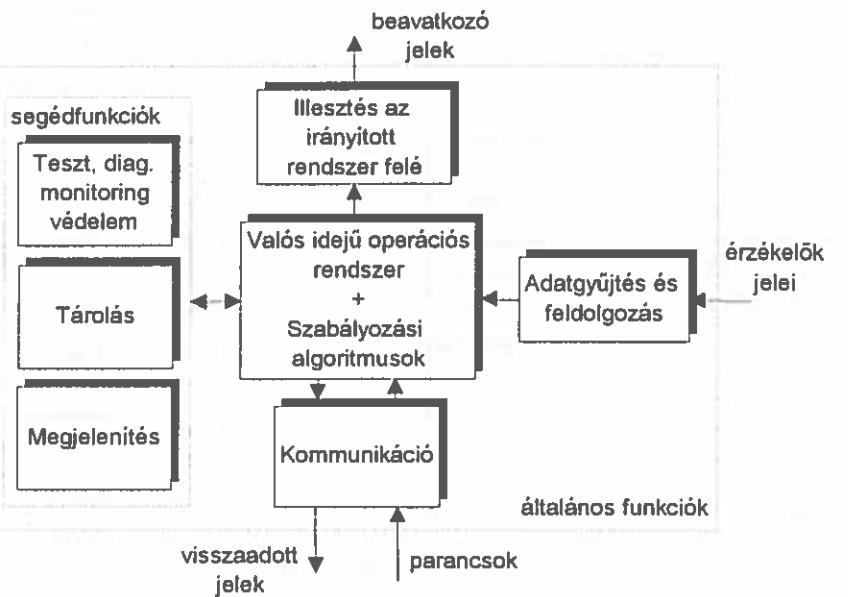
1. **Adatgyűjtés és -feldolgozás.** Az érzékelők jeleinek illesztése és feldolgozása.
2. **Kommunikáció.** Irányító jelek (alapjel, vezérlőjel). Parancs fogadás, a központi irányításhoz szükséges jelek továbbítása.
3. **Rendszer-logika és szabályozási algoritmusok.** Ez a funkció-csoport végzi a hajtásirányító fő feladatait. A rendszer-logika tipikusan valós idejű operációs rendszer (RTOS- Real Time Operating System). Ez több feladat egyidejű (kvázi egyidejű) végrehajtását koordinálja. A szabályozási algoritmusok szolgálnak a szabályozási-, vezérlési-, identifikációs- és becslési feladatok megvalósítására. A rendszer működési állapotától és stratégiájától valamint a

parancsoktól függően a valós idejű operációs rendszer választja ki a végrehajtandó feladatokat.

4. Beavatkozó jelek illesztése.

5. Segédfunkciók. Egyéb, a hajtás működéséhez, működtetéséhez szükséges funkciók: teszt, diagnosztika, monitoring, védelem, megjelenítés, tárolás.

Az, hogy ezek a funkciók hardver vagy szoftver úton vannak-e megoldva, az a feladat-megosztástól függ. Pl. az adatfeldolgozás tartalmaz hardver elemeket (A/D átalakítók), de ugyanakkor tartalmazhat szoftver elemeket is (szűrési, becslési algoritmusok).



10.8. ábra. A digitális hajtásirányítás általános funkciói.

A digitális irányítás elemeinek kiválasztását, az egyes alrendszerek közti feladat-megosztást alapvetően a következő tulajdonságok, ill. követelmények határozzák meg:

1. Valós idejű működés. Ez több követelményt támaszt a digitális hajtásirányító elemeivel szemben. Először is a többszintű megszakítás rendszer támogatása alapvető követelmény, hogy az irányító programot szinkronizálni lehessen a külső eseményekhez. A megszakítás kérése és kiszolgálása közti időt olyan kicsire kell leszorítani, amilyenre csak lehetséges. Ez megfelelő megszakítási prioritás kezelést igényel (a szoftver ehhez lassú). A megszakítás kiszolgálás előtt a processzor aktuális állapotát (legalábbis annak kritikus részét) el kell

menteni (context switching). Ennek megfelelő sebessége függ a processzor arhitektúrájától, a kiszolgáló szubrutinok regiszter használataitól, stb.

Másrészt digitális hajtásirányítóban sok időzítőre van szükség a valós idejű működés támogatásához. Az irányító program működésével aszinkron jelek generálását mindenkor hardver időzítők megfelelő programozásával kell megoldani (gyűjtásvezérlés, impulzus szélesség moduláció, baud rate generálás, periódus idő mérés, stb.).

Harmadrészt gyors működésű párhuzamos portokra van szükség az érzékelők, a kijelzők, az erősáramú berendezés felé és felől.

2. A szükséges matematikai műveletek. Az irányító program algoritmusában használt matematikai műveletek alapvetően meghatározzák a program futási idejét adott processzornál, illetve a processzor kiválasztását adott sebességeigény esetén. A legáltalánosabb műveletek az összeadás, szorzás, osztás. Ezek nem mindenkor található meg minden processzor utasításkészletében. Ilyen szempontból a processzor utasításkészlete a "kódösürűséggel" jellemzhető. Minél több nagyobb bonyolultságú művelet megtalálható a processzor utasításkészletében, annál nagyobb a kódösürűség. Ugyanis ilyenkor adott művelet elvégzéséhez kevesebb utasítást kell végrehajtani, a programkód rövidebb (sűrűbb) lesz.

Nemlineáris függvények (sin, cos, tg, négyzetgyök, stb.) gyakorlatilag csak aritmetikai processzorok utasításkészletében találhatók meg. Ha ezekre a műveletekre szükség van, aritmetikai processzort is kell használni.

Szűrőknél és a konvencionális szabályozási algoritmusoknál széles körben használt a szorzás-akkumulálás (összeadás) művelet. Jelfeldolgozó processzorok utasításkészlete éppen ezért tartalmaz is ilyen utasítást.

Bonyolult szabályozási algoritmusok (állapot egyenleten alapuló szabályozás, állapot obszerverek, adaptív szabályozók, stb.) mátrix műveletek végrehajtását is gyakran igényelhetik.

3. Mintavételi frekvencia. A mintavételi frekvencia megválasztását a digitális szabályozással szemben támásztott dinamikai követelmények határozzák meg. Felülről a processzor sebessége korlátozza. Az ideális választás a dinamikai követelményeket kielégítő legnagyobb mintavételi idő, ami kompromisszum a teljesítőképesség és a költségegyenlőtlenség közötti szempontjából.

A mintavételi idő alapvetően a rendszer zavartűrő képességét, a beavatkozásokra adott válaszának simaságát, minőségét és a paraméter változásokra való érzékenységét befolyásolja. Mintavételek zárt szabályozási hurokra elméletileg megállapított legkisebb mintavételi frekvencia az igényelt vágási frekvencia kétszerese. A gyakorlatban azonban ennek többszörösét (10-50) választják a szabályozás minőségének javítása céljából. Hajtásszabályozás esetén a mechanikai és a villamos időállandók általában különböző nagyságrendűek, ezért a különféle szabályozási hurkokra különböző mintavételi időket kell alkalmazni. Általában ezek egymás számú

többszörösei (ugyanazt az időzítőt használják a mintavétel időzítésére, a megszakítást kiszolgáló szubrutinban számlálva az aktuális mintavételi állapotot).

4. Adattípusok. A digitális irányítás numerikus adatokkal dolgozik. Ezek jellemzésére a szóhosszúságot és a formátumot használhatjuk:

A szóhosszt a processzor adatbuszának szélessége határozza meg. Például 16 bites processzor operandusainak alapvető mérete 16 bit. Adott bitszámú processzorral is lehet nagyobb bitszámú adatokkal is műveleteket végezni (egyes utasítások azt támogathatják is), de ez a sebesség rovására megy (több lépéssel lehet pl. a memoriából az adatot elhozni). A számításokban alkalmazott szóhossz meghatározza a változók felbontását és átfogását tartományukat. A hajtásszabályozásokban leggyakrabban alkalmazott szóhosszak: 8, 16 és 32 bit.

Az alkalmazható numerikus formátum két féle lehet: fixpontos vagy lebegőpontos. Ennek megfelelően a processzorok is kétfélék lehetnek: fixpontos vagy lebegőpontos processzorok. Mindkettő alapvetően a megadott numerikus formátumú adatokon végzett műveletekre van tervezve. Természetesen fixpontos processzorral is lehet lebegőpontos operandusokkal számolni, de ez a számítási idő megnövekedését (a sebesség csökkenését) eredményezi.

A fixpontos processzorok felbontása a szóhossal arányosan nő. A teljes dinamikus tartomány kihasználása, és a túlcordulás elkerülése érdekében a változókat megfelelően léptékezni kell.

A lebegőpontos processzorok dinamikus tartománya sokkal nagyobb mértékben nő a szóhossz növelésével. Azonban adott szóhossznál a lebegőpontos felbontás rosszabb is lehet, mint a fixpontos, mivel a mantissa kevesebb bitet tartalmaz. A lebegőpontos processzorok legnagyobb előnye, hogy a változók léptékezése nem szükséges, ami jelentősen megkönnyíti a fejlesztést és megtakaríthatunk számítási lépésekkel is így, növelve a sebességet.

10.2.2. A digitális hajtásirányítás eszközei

A digitális hajtásirányítás eszközei alapvetően két részre oszthatók: hardver és szoftver eszközökre.

10.2.2.1. Hardver eszközök

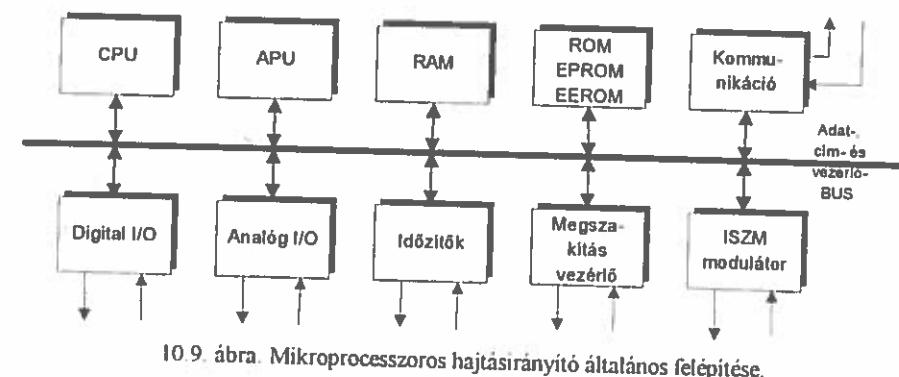
A rendszer alapvető működését a központi egység típusa határozza meg. Digitális hajtásirányítás esetén az igényelt valós idejű szabályozásra a következő típusok jöhettek szóba:

- Általános célú mikroprocesszorok (μ P).
- Mikrokontrollerek (μ C).

- Digitális jelprocesszorok (Digital Signal Processor, DSP).
- Csökkenett utasításkészletű processzorok (Reduced-Instruction-Set Computing, RISC).
- Párhuzamos processzorok.

1. Általános célú mikroprocesszorok (μ P):

Ezek általános központi processzáló elemek (Central Processing Units, CPU), amelyeket alapvetően (nagy mennyiséggű) adatokon való műveletvégzés céljára terveztek. Mint a megnevezésükből is kiderül, ezek csak a központi egységet képezik, egyéb elemekkel kell körbeépíteni őket. Valós idejű alkalmazásokhoz ez fokozottan igaz. Mikroprocesszoron alapuló hajtásszabályozási rendszer alapvető konfigurációja a 10.9. ábrán látható. A szükséges periféria típusokat az összes processzorra a későbbiekben együtt tárgyaljuk. Mivel ezek általános célú processzorok, külön hajtásirányítási célra nem emelhetők ki közülük egyes típusok. Bitszám tekintetében lehet egy tartományt megállapítani: korszerű hajtási célra legalább 16 bites processzorok kellenek, de 32 bitesnél ritkán kell nagyobb.



10.9. ábra. Mikroprocesszoros hajtásirányító általános felépítése.

2. Mikrokontrollerek (μ C):

Ezek szabályozás (control) orientált eszközök. A perifériák ugyanazon chip-be integrálásával az elemek (IC-k) száma jelentősen csökkenhető. Az adat-, cím- és vezérő busz szintén a chip-ben található. Ez a nagyfokú integráltság a rendszer árának csökkenését, a megbízhatóság és a teljesítmény növelését eredményezi. Általában a következő perifériák vannak integrálva: időzítők, A/D, D/A átalakítók, ISZM modulátorok, interrupt vezérlők, I/O portok, memória, stb. Nagyon sokféle mikrokontroller hozzáférhető napjainkban különféle célokra kifejlesztve. Talán két gyártó gyártmány családját lehetne kiemelni, amelyek a mikrokontrollerek széles skáláját kinálják, amelyek nagyon jól használhatók hajtásirányítási célokra is: Intel MCS-96 család és a Motorola 68HCxx család.

Az eddig tárgyalt két processzor típus a hagyományos kategóriába sorolható. Mindkettő a Neumann János féle arhitektúrát alkalmazza, ahol az utasítások és az adatok ugyanabban a memoriában vannak tárolva és ugyanazon a buszrendszeren keresztül mozognak. Így az egyidejű adat- és utasítás mozgatás (feldolgozás) (pipelined operation) nem lehetséges, a feldolgozási sebességet a busz-szélesség korlátozza. Utasításkészletük általános, komplex, ezért ezeket szokás Complex Instruction Set Computing (CISC) processzoroknak nevezni.

A következőkben tárgyalandó processzorok a korszerű, nagy teljesítőképességű kategóriát alkotják. A korszerű, sok számítást igénylő szabályozási elvek és algoritmusok igénylik ezt a megnövelt számítási teljesítményt a valós idejű alkalmazásokban. Föbb közös tulajdonságaik:

- Többszörös buszrendszer az adatátvitel sebességének növelésére.
- Utasítás- és adat cache memória az egyidejű adat- és utasítás feldolgozáshoz.
- Egyszerű utasításkészlet a hatásos fordításhoz.

3. Digitális jelprocesszorok (DSP):

A digitális jelprocesszorok a hetvenes évek végén jelentek meg, kifejezetten valós idejű alkalmazásokra. Legnagyobb részük a Harvard arhitektúrát alkalmazza, amelyben az adatok és az utasítások külön memoriában vannak és külön buszkon mozgathatók, lehetővé téve az egyidejű adat- és utasítás feldolgozást. A sebesség növelése céljából egyes, az általános processzorokban szoftverben megvalósított operációkra hardver elemek lettek beintegrálva: shiftező, szorzó. E tulajdonságok lehetővé teszik, hogy az utasítások nagy része egy óraciklus alatt végrehajtódik, így biztosítva a nagy számítási teljesítményt. A szorzás-összeadás (akkumulálás) az egyik tipikusan DSP jellegű utasítás, amely nagyon jól kihasználható a szabályozási-, szűrési algoritmusokban. Speciális utasítások teszik lehetővé a feldolgozás gyorsítását, úgy mint pl. a block-repeat.

A DSP piac jelentős részét a Texas Instruments TMS320-as családja uralja. Ezek két kategóriába sorolhatók: fixpontos és lebegőpontos DSP-k. A fixpontos, 16 bites elemek fejlettégi és időrendi sorrendben: TMS320C1x, TMS320C2x, TMS320C5x, TMS320C6x. A lebegőpontos, 32 bites DSP-k: TMS320C3x, TMS320C4x, TMS320C8x. Hajtásirányítási célra talán a fixpontosok közül a legújabb C6x család és a lebegőpontosok közül a C3x család nyújtja a legjobb teljesítmény/ár viszonyt.

Hajtásirányítási célra a jelprocesszorok nagy számítási teljesítményét használhatjuk ki. A nagy bonyolultságú algoritmusok implementálhatóságán túlmenően a DSP-k alkalmazásak az intelligens hajtásszabályozások (neurális hálózatok, fuzzy logika, szakértői rendszerek) megvalósítására is.

A DSP-k alkalmazásának egyik legnagyobb hátránya a hajtásirányítókban a szükséges elemek (IC-k) viszonylag nagy száma, a beintegrált perifériák hiánya. Megtartva a DSP-k kedvező tulajdonságait, ennek kiküszöbölésére két mód van: perifériák beintegrálása a DSP maghoz, és DSP jellegű funkciók

beépítése a meglévő mikrokontrollerekbe. Mindkettőre találhatunk példát napjaink új fejlesztéseiben. A TMS320C24x DSP controller az első filozófiát követi, olyan perifériákat beintegrálva egy DSP mag köré, ami kifejezetten hajtásirányítási feladatokra teszi alkalmassá ezt az elemet (ISZM kimenetek, A/D-k, időzítők, portok, impulzusadó jelfeldolgozó). Az Intel MCS-96-os mikrokontroller családjának új eleme a 80296 az említett második elvet követi, DSP jellegű funkciók beiktatásával. Szintén erre példa a Motrola 68HC16-os családja.

A jelprocesszorok másik nagy hátránya a magas áruk. Természetesen a beépített perifériák ezt a hátrányt nemiképp csökkentik, így leginkább ezek a megoldások fognak széles körben elterjedni. A magas ár kategóriájába tartoznak a jelprocesszorok fejlesztő eszközei is.

4. Csökkentett utasításkészletű (RISC) processzorok:

A RISC arhitektúrában a processzor egyszerűségén és hatékonyságán van a hangsúly. Legfőbb jellemzője a nevében is megtalálható: Reduced Instruction Set Computing - csökkentett utasításkészletű számítás. A CISC processzorokkal összehasonlítva kevesebb utasítása van, a bonyolultabb műveleteket a szoftverben kell elvégezni. Föbb jellemzői:

- Csökkentett utasításkészlet (50-70 utasítás).
- Egy óraciklus alatt végrehajtott utasítások.
- Az utasítások hardverben vannak megvalósítva, a CISC processzorok mikrokódolt utasításaival ellentétben.
- Egyszerű címzési módok.
- Pipeline arhitektúra.
- Nagy regiszter-file.

A RISC arhitektúra főként olyan programok futásának gyorsítására van optimalizálva a pipeline, átmeneti tár (cache) használatával, ahol az utasítások elsősorban folyamatosan követik egymást. Ez a valós idejű, több feladatot ellátó (multitask) hajtásirányítás esetén kedvezőtlenül befolyásolhatja a teljesítőképességet. Egyik hiányossága a megszakítás kezelés szegényessége. Többségüknek csak egyetlen megszakítás vektora van, így a megszakítás kezelés hatékonysága a kiszolgáló szoftvertől függ. Ugyancsak ehhez kapcsolódik a processzor állapot elmentésének (context switching) nehézkessége, amire multitask-os rendszernél nagyon gyakran szükség van. A cache, a pipeline és a regiszter-file viszonylag nagy mérete miatt ez hosszú időt vesz igénybe. Erre a problémára a gyártók is figyeltek. A RISC mag köré egyéb funkciókat is beintegráltak, hogy ki lehessen használni a RISC processzorok nagy számítási teljesítményét valós idejű alkalmazásokban is. Néhány példa ezekre: Advanced Micro Devices AMD29000, Intel i960, Advanced RISC Machines ARM6000. Ezen túlmenően kifejezetten szabályozási jellegű alkalmazásokra is fejlesztettek RISC alapú

processzorokat, melyeket RISController-nek hívnak. Ilyen pl. az Integrated Device Technology Inc. R3001-es családja.

5. Párhuzamos processzorok:

A párhuzamos számítási koncepció már kb. a 80-as évek elején megjelent, de gyakorlati alkalmazására csak a technológia fejlődése teremtette meg a lehetőséget. A többprocesszoros arhitektúra fejlett, gyors kommunikációs képességű processzorokat igényel, melyekből mint téglákból egy nagyobb rendszer összerakható.

A multiprocesszoros rendszerek valós idejű alkalmazásának egyik legnagyobb problémája az egyidejűen végrehajtandó feladatok megfelelő felosztása. Ezt úgy kell megoldani, hogy a számítási terhelés egyenletes legyen és az egy processzoros megvalósításhoz képest a sebesség megfelelően nagyobb legyen (speeding factor). A processzorok közti kommunikációk számát minimalizálni kell, hogy azok ne vigyék az időt. A párhuzamosan futó feladatok közti szinkronizálás szintén kritikus feladat.

Alapvetően kétféle processzor típus alkalmas ilyen szempontok alapján hatékony párhuzamos működésre: a transzputer és a párhuzamos DSP-k.

Transzputer: Körülbelül a 80-as évek közepén hozta forgalomba az első transzputert az INMOS Inc., ami egy speciális processzor, chipen belüli (on-chip) memoriával és kommunikációs csatornákkal. Azóta természetesen jelentős fejlődésben ment keresztül, tartalmazva már akár 64 bites lebegőpontos egységet is. A kommunikációs sebesség eléri a 20Mbyte/s-os értéket. Ilyen pl. az IMS T9000 transzputer. Programozása új technikát és eszközöket igényel. A transzputerek programozhatók a szekvenciális programozási nyelveken is, de az egyidejű feladatvégrehajtó és kommunikációs képessége párhuzamos nyelv alkalmazásával aknázható ki. Ilyen az Ocaml programozási nyelv, amit kifejezetten transzputerekhez fejlesztettek ki. Ez lehetővé teszi, hogy a rendszert mint egyidejűleg végrehajtható, egymással és a külső világgal kommunikáló folyamatok összességét tekintsük.

Párhuzamos DSP: A Texas Instruments TMS320-as családjában a lebegőpontos processzorok közül a TMS320C4x családot kifejezetten multiprocesszoros, párhuzamos működésre terveztek. Számítási teljesítményét a 40 bites lebegőpontos és integer szorzója, a 32 bites barrel shiftere és 32 bites aritmetikája jellemzi. A közvetlen processzor-processzor kommunikációt hat aszinkron, nagysebességű, párhuzamos kommunikációs port biztosítja, maximum 20Mbyte/s sebességgel. Az adatátvitelt az on-chip DMA koprocesszor is támogatja. Tetszőleges formában, a feladatnak megfelelő geometriában (2D, 3D, hiperkocka, stb.) kapcsolódhatnak egymáshoz a processzorok.

A multiprocesszoros rendszerek legnagyobb hátránya a rendszer magas ára. Ez minden a hardverre, minden a szoftver fejlesztésére, a fejlesztő rendszerekre is

igaz. A meglévő fejlesztő eszközök is elsősorban adatfeldolgozási alkalmazásokra lettek kifejlesztve, valós idejű támogatásuk nincs. Ezért elterjedésükre még várunk kell.

Az irányítási feladatokat ellátó központi egységen kívül egyéb elemekre is szükség van. Ezeknek fajtája, száma az adott feladattól függ. Egy részük (csaknem) minden rendszerben szükséges, és vannak olyanok, amelyek hajtásirányítási, vagy teljesítményelektronikai célú alkalmazásban kellenek csak. Ezek vagy külön áramköri egységek, vagy a processzorral egy chip-be integráltak, ami főként a mikrokontrollerekre jellemző. Tekintsük át a digitális hajtásirányítóban előforduló egyéb elemeket (10.9. ábra):

1. Memória:

Célja a tárolás. A tárolt egység vagy adat, vagy program. Lehet RAM, ROM, EPROM, EEPROM. Ez egy általános periféria, minden mikroprocesszoros rendszerben szükség van rá. Az eltérés az egyes memória fajták arányában van. Általános célú számítógépben nagy méretű RAM-ra és kevés ROM-ra van szükség, adott célú alkalmazásnál ez megfordul: RAM csak az átmeneti adattárolásra szükséges, kis mennyiségen, ROM-ban pedig általában a programot tároljuk, az adott feladattól függő méretben. A program mérete sem olyan nagy, mint általános célú számítógépben, pár tiz kbyte lehet.

2. Aritmetikai processzor (APU):

Nem feltétlenül szükséges. A CPU utasításkészletének támogatása, kiterjesztése, az elvégzendő matematikai műveletek és a szükséges sebesség határozza meg, kell-e.

3. Perifériák:

I/O portok: A hajtásirányítási feladatok gyors kiszolgálásához párhuzamos portokra van szükség. Ezeknek általában programozhatóknak kell lenniük a nagyobb flexibilitás érdekében. Ez általában az adatirány megválasztására irányul. Az adat kicsit általánosabban értendő, mint pl. matematikai műveletnél: sokszor az egyes biteknek ugyanabban a byte-ban semmi közük egymáshoz, külön-külön értelmezendők, más a funkcióik. Ekkor írásnál és olvasásnál is a kívánt bit maszkolására van szükség. Egyes esetekben (ez általában az adatátvitel esete) handshake funkcióra is szükség van a szinkronizálás érdekében.

Analóg I/O: Mivel a processzorok numerikus adatokkal számolnak, az analóg környezetet illeszteni kell ehhez. Ez kétirányú illesztést jelent.

Az A/D átalakítók az analóg jeleket alakítják digitálissá. Főbb jellemzőik a bitszám (felbontás), átalakítási idő és az ár. Sebességük (átalakítási idejük) alapvetően meghatározza a mintavételi frekvenciát és az árakat is. Ha több jelet kell mintavételezni, és spórolni akarunk az A/D átalakítókkal, multiplexelve is kezelhetjük őket. Azonban ilyenkor az átalakítási idők

összeadódnak. Ha egyidejű mintavételezésre van szükségünk, mintavező-tartó áramkörökkel kell alkalmaznunk. A másik jellemző tulajdonságuk a felbontásuk, amit a bitszám határoz meg. Hajtásirányításnál ezen kívül van egy speciális átalakító, ami a fordulatszámmal arányos frekvenciát alakítja át digitális értékké: a tengelyre szerelt impulzus jeladó és a feldolgozó elektronika.

A D/A átalakítók a processzor adatait, digitális számokat alakítanak át analóg jelekké. Ennek egyik célja a rendszer analóg részének illesztése a digitális részhez (a beavatkozó jel átalakítása analóg jelé, pl. áramalapjel az analóg áramszabályozónak). Másik célja lehet a megjelenítés. Az analóg formában meglévő belső jel sokkal könnyebben megjeleníthető, ill. nyomkövethető (pl. oszcilloszkópon), mint digitális formában.

Megszakítás vezérlők: A digitális hajtásirányító komplex rendszerénél több forrásból jöhetnek megszakításkérések: mintavételi időzítő, védelem, kommunikáció, handshake, szinkronizálás, stb. A különböző megszakítás kérések (források) között prioritást kell megállapítani és biztosítani. Hatékony megszakításvezérlő mentesíti a processzort a funkciók szoftverben való ellátása alól. Így a megszakításkérés és a kiszolgálás közti idő jelentősen lecsökkenhető.

Időzítők: Egy hajtásirányítóban jóval több időzítőre van szükség, mint egy általános rendszerben. Az általuk támogatott funkciók lehetnek: időzítés (pl. mintavétel), esemény számlálás, impulzusszélesség-, periódusidő-, frekvencia mérés, impulzusszélesség moduláció, watchdog funkció, stb. Ezek ellátására az esetek többségében programozható számlálókra van szükség.

Kommunikációs portok: Erre elsősorban soros portokat használnak. A kommunikáció történhet több processzor között, ami nagy sebességgel miatt szinkronozott kommunikációt igényel, vagy egy központi irányító számitógéppel, amire aszinkron átvitel is alkalmas. Az új generációs DSP-k már beépített soros porttal rendelkeznek.

ISZM modulátorok: Ez kifejezetten teljesítményelektronikai célú periféria. Az áramirányító vezérlő jeleit szolgáltatja. Lehet egy- vagy háromfázisú. Sajnos, a mikrokontrollerekben on-chip elemként megtalálható ISZM modulátorok nem támogatják a háromfázisú modulációt, csak bekapszolási viszony állítható velük. Vannak cél integrált áramkörök erre a háromfázisú esetre kifejlesztve. Az ISZM kimenet szűréssel együtt D/A átalakítási célra is felhasználható.

10.2.2.2. Szoftver eszközök

Egy rendszer tárgyalásánál a hardver és a szoftver nem választható el élesen egymástól, a lehetőségeket a kettő együttesen, ugyanakkor egymásra is hatva

együtt határozzák meg. A hardver eszközök tárgyalásánál már több utalást tettünk a szoftver eszközökre vonatkozóan is. Ebben a részben ezeket összefoglalóan, az eddig nem tárgyalt részek kiemelésével tárgyaljuk.

1. Utasításkészlet:

Meg kell különböztetni általános, komplex utasításkészletü (CISC), és speciális, csökkentett utasítás készletű processzorokat (RISC). Ebbe az utóbbi kategóriába tartoznak a DSP-k is. Az utasításkészlet összetettségét a kódúsítással jellemzhetjük.

A CISC processzorok utasításkészlete általános célú utasítás csoportokat tartalmaz (aritmetikai, adatmozgató, vezérlésátadó, stb.). Minél bonyolultabb, több elemet tartalmazó processzorról vagy mikrokontrollerről van szó, az utasításkészlet is annál több utasítást tartalmaz. Pl. a mikrokontrollereknek kell, hogy legyenek a beépített perifériák kezelésére utasításai.

A csökkentett utasításkészletű processzorok egyszerű utasításkészletét a hatékony fordítás (akár magasszintű nyelvről) igénye alakította ki. Vannak speciális utasításai, mint például a DSP-k szorzás-akkumulálás utasítása, amelyek megkönnyítik egyes funkciók megvalósítását.

2. Operációs rendszer:

A valós idejű, multifunkciós alkalmazásokhoz szükség van a feladatokat összehangoló valós idejű operációs rendszerre (RTOS). Ezt egyszerűbb esetekben a fejlesztő megírhatja, bonyolultabb esetekben azonban a kereskedelemben hozzáférhető rendszereket kell alkalmazni.

3. Programozási nyelvek:

Két választás van: gépi (assembler) vagy magasszintű nyelv.

Az assemblerben megírt program a leghatékonyabb a méret és a sebesség szempontjából. Ez annak az eredménye, hogy ezen a szinten a programozó sokkal jobban ki tudja használni a processzor és a rendszer belső struktúráját. Ilyen szempontból valós idejű alkalmazásokra az assembler a legjobb választás. Hátránya a fejlesztés nehézsége és a program processzor-függősége.

Ezzel szemben a magasszinten megírt program nagyobb méretű és lassabb futású (több lépést tartalmazó). Természetesen ezek a paraméterek a fordító program fejlettségétől is függnek. Egyre jobb és jobb fordítók jelennek meg, amelyek pl. optimalizálni tudják a processzor regisztereinek kihasználását vezérlés átadás esetén. Napjainkban erre a céllra szinte kizárolag a C nyelvet használnak. Ez az a magasszintű nyelv, amely a "legközelebb" van a hardverhez, leginkább ki tudja használni a hardver erőforrásait. A magasszinten megírt program processzor-független.

Láttuk, hogy a párhuzamos processzorok programozására külön eszközöket kell használni.

4. Program-fejlesztés:

A szoftver fejlesztés eszközei tipikusan: C compiler, macro assembler, linker, szimulátor, debugger, in-circuit emulator. A fejlesztő rendszerek magas ára egy időre alapvetően meghatározza a processzor választást adott vállalatnál. A valós idejű programfejlesztés más szemléletmódot és eszközöket igényel, mint pl. egy számítási feladat fejlesztése. Valós időben a programot nem lehet lépésenként végrehajtani, töréspontnál megállítani. Csak arra van lehetőség, hogy adott (pl. feltételektől függő) pillanatban egy bizonyos mélységű "felvétel" készüljön a memóriába mentéssel (trace). Ezt a fejlesztő eszköznek támogatnia kell. Célszerű a programot modulszerűen megvalósítani, ami az átláthatóságot és javíthatóságot segíti. A program megfelelő dokumentálása alapvető követelmény.

10.2.3. Távlatok, jövőbeni irányzatok

Mindenekelőtt előrebocsátandó, hogy nagyon nehéz kellő biztonsággal megjósolni még rövid (egy évtized) távon is, hogy a mikroszámitógépes hajtásirányítás milyen irányban és milyen mértékben fog fejlődni. Ha csak az elmúlt két évtizedet vesszük figyelembe, amelynek során ez a terület széduletes fejlődésben ment keresztül, biztosak lehetünk abban, hogy a nyolcvanas évek elején sem lehetett előre látni napjaink lehetőségeit. Ez talán még fokozottabban igaz napjainkra, hiszen most már látható, hogy ez a fejlődés nem egyenletes, hanem egyre gyorsul. A technológia fejlődése talán még egész jó prognosztizálható. Az azonban, hogy milyen új arhitektúrák, milyen új elvek és eszközök jelennek meg, előre nem látható. Éppen ezért csak egészen rövid távú és főként általános elvek és tendenciák állapíthatók meg.

A fejlődés első lépése a most még bevezetési szakaszukban lévő új elemek térhódítása lesz. Ide sorolhatók például a DSP kontrollerek.

Az biztonsággal megállapítható, hogy ez a gyorsuló fejlődési tendencia folytatódni fog. A fejlődés tárgya elsősorban valószínűleg nem a processzorok teljesítőképessége lesz, hanem főként az integráltsági szint. Ez lehetővé teszi egyre bonyolultabb elemek beintegrálását ugyanabba a chip-be. Ugyanakkor a fejlődés követni és támogatni fogja azokat az új irányítási elveket, amelyeket közösen intelligens szabályozásoknak hívunk.

Ezen általános elvek alapján egy kicsit konkrétabban a jövőbeni fejlődés a következőképpen prognosztizálható:

- Új elemek megjelenése, amelyekben a korszerű processzorok (DSP, RISC) mellé, ugyanabba az egységbe az összes szükséges periféria elemet beintegrálják. Ennek előfutára a TMS320C24x DSP kontroller.
- Saját tervezésű cél integrált áramkörök fejlesztésének lehetősége, amelyek tartalmazzák a korszerű processzort (DSP, RISC), a periféria elemeket, illesztve az adott alkalmazáshoz, és elkerülve a szükségesnél több elem okozta

redundanciát (ld. 10.2.4.1. alkalmazási példa). Ez természetesen csak nagy darabszám esetén járható út.

- Szabályozás (kontrol) orientált párhuzamos processzorok kifejlesztése, amelyek lehetővé teszik multiprocesszoros hajtásirányító fejlesztését.
- CélinTEGRÁLT ÁRAMKÖRÖK fejlesztése az intelligens szabályozási elvek (neurális hálózatok, fuzzy logika) hatékony megvalósítására.

10.2.4. Alkalmazási példák

Egy digitális hajtásirányítás olyan komplex rendszert alkot, hogy annak teljeskörű leírása nagyon részletes tárgyalást igényelne. A célunk az itt bemutatott alkalmazási példákban az elvek és a lehetőségek érzékeltetése.

10.2.4.1. Állandómágneses szinkron szervohajtás digitális irányítása [10.9]

A vizsgált hajtás egy szinuszmézos szinkron szervohajtás, pozíció- és fordulatszám szabályozással, pólusmezőhöz orientált áramvektor-szabályozással. Az áramvektor-szabályozás álló háromfázisú abc koordináta rendszerben történik, az ISZM vezérő egy háromfázisú ISZM modulátor. Ennek megfelelően csak a dq koordináta rendszerben lévő alapjeleket kell álló koordináta rendszerbe áttranszformálni (5.62.ábra).

Ez az alkalmazási példa kicsit túlmutat a napjainkban elterjedt digitális hajtásirányítási megoldásokon. A távlatoknál felsorolt, a közeljövőben várható továbblépési trendek egyikét, a saját tervezésű cél integrált áramkörök fejlesztését valósították meg.

A kiindulási cél a kisebb méret, kevesebb elemszám, kevesebb hibalehetőség, nagyobb megbízhatóság, diagnosztikai funkciók beépítése és megfelelő darabszám esetén az ár csökkentése volt. Pozíciós szabályozott szervohajtásban általában rezolver a pozícióadó, így a legdrágább kiegészítő egységek: a rezolver konverter, az áramérzékelés, a potenciálleválasztás (optocsatolók). Főként ezek minél olcsóbb és kompakt kiváltásán volt a hangsúly.

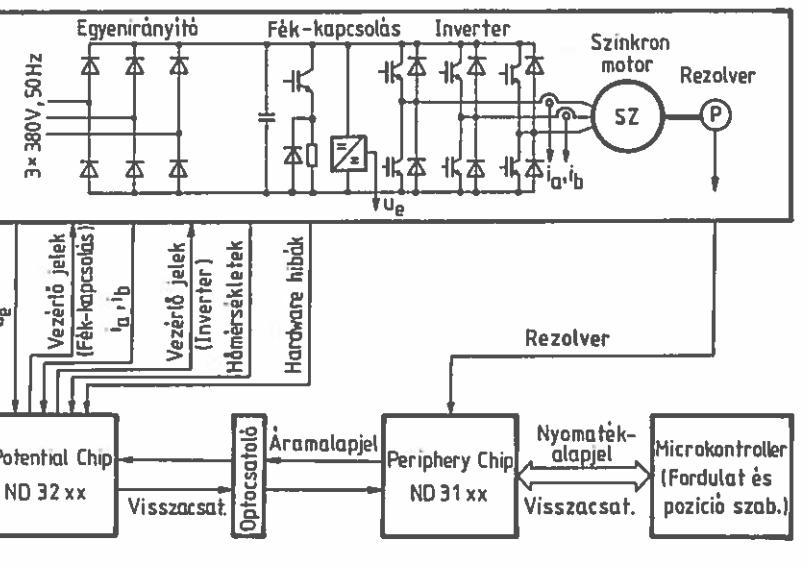
A rendszer felépítése a 10.10. ábrán látható. Alapvetően két chip-ből áll a készlet. Az egyik chip fő feladata az áramszabályozás, a másik chip főként az illesztési feladatokat látja el. Így az egyéb funkciók ellátására egy 8 bites univerzális mikrokontroller is elegendő. A két cél integrált áramkört mutatjuk be főbb funkcióik és a beintegrált egységek rövid ismertetésén keresztül.

1. Potential chip:

Feladatai:

- Illesztés az erősáramú kör felé:

- A visszacsatolt jelek illesztése (i_a , i_b , u_e).
- A diagnosztikai jelek (hőmérséklet, hardver hibák) illesztése.
- A kapcsolóelemek vezérlése (inverter, fék-kapcsolás).

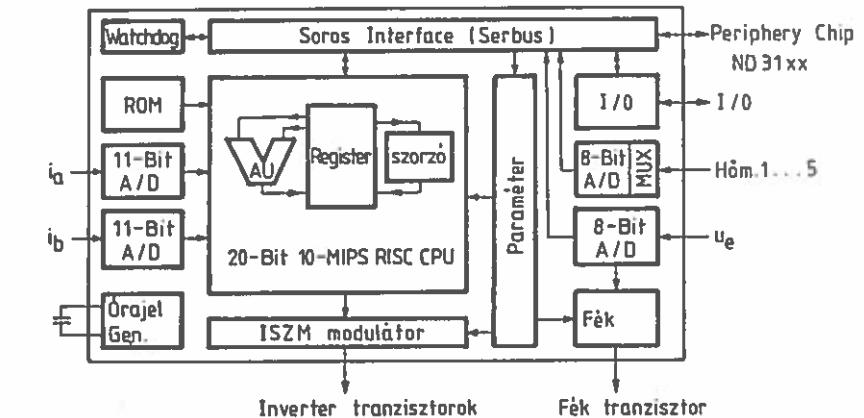


10.10. ábra. A hajtás blokkvázata.

- **Belső funkciók:**
 - Áramszabályozás.
 - Háromfázisú impulzusszélesség moduláció.
 - Egyenfeszültség korlátozás.
- **Illesztés a hajtás-vezérlés felé:**
 - A szükséges adatok (áramalapjelek, korlátok, paraméterek) vétele.
 - A szükséges jelek (érzékeltek, státusz) adása.

A funkcióknak megfelelő beintegrált egységek (10.11. ábra):

- **Visszacsatolt jelek illesztése:**
 - 11 bites nagy felbontású, gyors A/D átalakítók az áramérzékeléshez.
 - 8 bites A/D átalakító elegendő az egyenfeszültséghez.
- **Diagnosztikai jelek illesztése:** 8 bites A/D átalakító multiplexelve a hőmérési jelek (motor, IGBT-k) érzékelésére.
- **Kapcsolóelemek vezérlése:** IGBT meghajtó áramkörök.
- **Áramszabályozás:**
 - 20 bites 10MIPS RISC processzor. Független aritmetikai- és szorzó egység.
 - Az áramszabályozási algoritmus nagy sebességű, adaptív, digitális PI vektor-szabályozás, pólusfeszültség kompenzációval. Programja maszkprogramozott ROM-ban van.



10.11. ábra. A potential chip blokkvázata.

- **ISZM modulátor:** 9 bites digitális, programozható háromfázisú ISZM modulátor. Programozható: kapcsolási frekvencia, minimális bekapsolási idő, bekapsolási késleltetés.
- **Egyenfeszültség korlátozás:** Programozható digitális fékkapcsolás.
- **Illesztés a hajtás-vezérlés felé:** Soros interface, hogy csak egy optocsatoló kelljen (SERBUS). 1Mbit/s átviteli sebesség, handshake üzem.

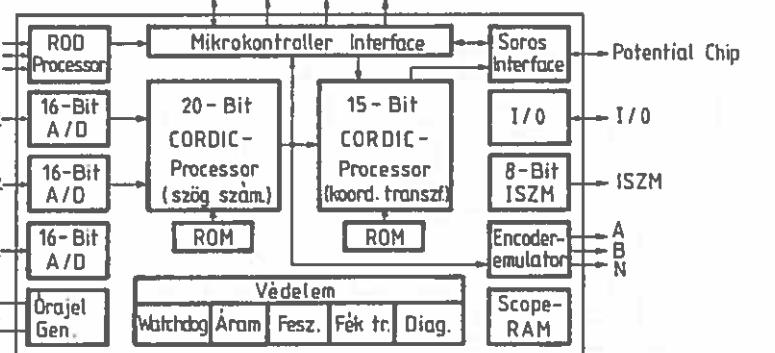
2. Periphery chip:

Feladatai:

- A potential chip és a mikrokontroller közti információ áramlás vezérlése és felügyelete.
- A pozíció mérés és a visszacsatolás előállítása.
- Pólusmezőhöz orientált szabályozás.
- Felügyelet, monitoring, diagnosztika.

Beintegrált egységek (10.12. ábra):

- **Rezolver konverter:** Nagy felbontású (16 bites) A/D átalakítók a rezolver által szolgáltatott, az α szögpozíció sin α és cos α szögfüggvényeivel arányos analóg jelek megfelelő pontosságú és sebességű átalakítására. A pozíció kiszámítása kifejezetten trigonometrikus függvények kezelésére kifejlesztett és optimalizált CORDIC (Coordinate Rotation Digital Computer) processzorral (20 bites, 10MHz).
- **Encoder interface:** ROD processzor a relativ szöghelyzetadó (encoder) jeleinek feldolgozására. Encoder elmulató a rezolverrel mért pozíció értékének impulzusokká alakítására (master-slave működéshez keilhet).



10.12. ábra. A periphery chip blokkvázlata.

- **Pólusmezőhöz orientált szabályozás:** A koordináta transzformációk elvégzésére egy másik CORDIC processzor (15 bites).
- **Mikrokontroller interface:** Több mint 100 regiszteres. Egyéb perifériák illesztését is elvégzi. Számítógép csatlakoztatható.
- **Egyéb feladatok:** Diagnosztika, védelem támogatása. Szabadon használható 16 bites A/D átalakító. 8 bites ISZM modulátor (pl. D/A-ra). Scope RAM diagnosztikai, üzembehelyezési, debugg célra (256byte).

Az alkalmazott technológia: Mixed signal, GATE Forest, Standard 0.8µm CMOS sea-of-gates.

Látható, hogy a chip-ekben milyen nagy integráltságot tudtak elérni. A potential chip 31000 aktív tranzisztor tartalmaz egy PLCC44 tokban, a periphery chip 106000 aktív tranzisztor tartalmaz egy PLCC68 tokban.

10.2.4.2. Váltakozóáramú hajtások univerzális irányító egysége

[10.10, 10.12]

Napjaink új koncepciója az univerzális váltakozóáramú hajtás (UNIDRIVE). Ez azt jelenti, hogy ugyanaz az irányító egység képes aszinkron- és szinkron motorok irányítására.

A váltakozóáramú hajtások erősáramú köre gyakorlatilag ugyanaz: áramszabályozott ISZM feszültséginverter. Az áramszabályozásukhoz szükséges érzékelők és áramszabályozásuk is gyakorlatilag ugyanaz. A fölérendelt fordulatszám szabályozás minden esetben mezőorientált szabályozás, aminek a megvalósítása különbözik a kétféllel motornál. Az irányító hardver pedig programozható, így a különbség a flexibilis szoftverben lesz. Megfelelő irányító programmal meg lehet hagyni a lehetőséget, hogy a felhasználó konfigurálhassa a

rendszeret: milyen motorral, milyen szabályozási struktúrával és módszerrel végezze a hajtásszabályozást.

Ennek előnye a gyártó szempontjából az egyszeri fejlesztési költségben, nagyobb eladható darabszámban, a felhasználó szempontjából pedig több hajtás felhasználása esetén az egyszeri betanulásban, az egyfélé tartalékalkatrész, tartalékhajtás raktározásában, egy szállítóval való kapcsolattartásban található. Ára természetesen egy kicsit magasabb lesz az univerzalitáshoz szükséges beépített konfigurálhatóság miatt. Másrészt egy univerzális egység minden drágább, mint egy speciális, csak az adott feladathoz feltétlenül szükséges funkciókat tartalmazó egységnél.

A hivatalos gyártmány a következő tulajdonságokkal rendelkezik:

- Választható működési módok: nyílt hurkú, zárt hurkú működés, érzékelő nélküli mezőorientált vektor szabályozás.
- Csatlakoztatható opcionális modulok a túl nagy redundancia elkerülésére. (több encoder feldolgozó, rezolver konverter, EMC szűrő, kommunikációs egységek, stb.)
- Csatlakoztatható opciós modulok az alkalmazás mégjobb illesztése érdekében.
- Könnyen kezelhető programozói (konfigurációs) menüvezérelt interface. Ezekből is látszik, hogy ez a gyártmány egy jól átgondolt stratégián alapul, amire született is egy új terminológia: firmware.

A megadott alkalmazási példa [10.10] egy papírgyári tekercselő egység hajtás rendszerét mutatja be. A kétféle tekercselési iránynak megfelelő két főhajtás zárt hurkú, mezőorientált, érzékelős hajtás. A megfelelő technológiát két segédhajtás biztosítja, ezek közül az egyik érzékelő nélküli módban üzemel. A négy hajtás közös egyensínre csatlakozik, lehetővé téve a visszatáplált energia elfogyasztását az éppen hajtó másik hajtással.

A gyártó cég legújabb fejlesztése az UD70 is sok tanulsággal szolgál [10.12]. Ezzel az alkalmazási modullal a hajtásrendszerek osztott intelligenciájú vezérlése –PLC nélkül – egyszerűen és gazdaságosan valósítható meg. A 32 bites UD70 feladatbázisú opciós modul tökéletesen illeszkedik az UNIDRIVE belső rendszeréhez, gazdaságosan kihasználható eszközökkel áll rendelkezésre alkalmazói programok megírásához és biztosítja a valós idejű, közvetlen kommunikáció lehetőségét anélkül, hogy szükség lenne PLC-re vagy más külső vezérlőre.

A nagy számítási teljesítményt egy Intel 960-as 32 bites RISC processzor biztosítja. Az egység kétpáros RAM-ot használ a hajtás belsejében lévő főprocesszorral való minden két irányú kapcsolattartáshoz, lehetővé téve a hozzáférést a hajtás bármelyik iránytól olvasható paraméterehez.

A sokféle alkalmazáshoz való illesztés megkönnyítésére az UD70 a kommunikációs opciók gazdag választékával (RS485, CTNet, Interbus-S, Profibus, Modbus) rendelkezik.

Bár ez a modul rendkívül kompakt felépítésű, mégis tartalmaz egytengelyes pozíciós szabályozót. A beágyazott kialakítás és a kommunikáció közvetlen

lehetősége nagymértékben leegyszerűsíti a csatlakozást a belső fordulatszám-szabályozóhoz.

Két tipikus példát említ [10.12] az UD70 alkalmazására, amelyek kihasználják a modul nyújtotta lehetőségeket. Az egyikben lifthajtás rendszervezérőjeként alkalmazzák, amelyre eddig túlnyomórészt különálló PLC-ket használtak. Az UD70 alkalmazásával a teljes liftvezérlő rendszert és rendszerkommunikációt egyetlen kompakt modulban valósították meg, ami a felhasználó számára nyilvánvaló előnyökkel jár (kevesebb készülék, kisebb rendszerköltség). A másik példában több hajtás összehangolt működésére használtak a modult nyomai kikészítő rendszerben, kihasználva az UD70 nyújtotta valós idejű kommunikáció és a hajtásparaméterekhez való hozzáférés lehetőségét.

10.2.4.3. Nagy integráltságú frekvenciaváltó

Az integráltságra törekvés egy másik irányát figyelhetjük meg ebben az alkalmazási példában [10.13]. Nemcsak az irányítás elemeit integrálták be egy egységbe, hanem a frekvenciaváltó teljesítményelektronikai részeit is. A gyártók által "Inverter-System-Power-Modul"-nak (ISPM) nevezett frekvenciaváltó kis térfogatban integrálja az egyenirányítót, az invertort, az ellenállásos fékkapcsolást, a meghajtó- és védelmi köröket, az irányító mikroszámitógépet, a soros vonalat, a beépített, a technológiához használható PID szabályozót. Így ez a frekvenciváltó család jelentős lépés a miniatürizált, kompakt, nagy megbízhatóságú, egyszerű kezelésű frekvenciaváltók irányába.

Az integráltság a programozhatóságban is megvalósul. Többsélelű szabályozási módban használható (sensorless mezőorientált vektor-szabályozás a paraméterek automatikus detektálásával, skaláris üzem különféle fordulatszám-nyomaték karakteristikákra). A számos védelmi funkció közül néhány: túláram, túlfeszültség, alacsony feszültség, földzárlat, túlterhelés elleni védelem, elektronikus motorvédelem, termisztos motor hővédelem bemenet. Digitális be- és kimeneti programozhatók.

11. Többgépes rendszerek hajtásszabályozása

Az automatizált, modern gyártási eljárások komplex többgépes rendszerrel valósíthatók meg, ahol az egyes megmunkálási fázisokat végző szerszámgépek, vagy a kiszolgálást végző manipulátorok, robotok önmagukban is többgépes egységek. Ennek megfelelően egy gyártósor központi irányítása több hajtást, ill. önálló vezérléssel, szabályozással ellátott többgépes egységet hangol össze.

Ha az egyes hajtások többgépes rendszerbe kerülnek beépítésre, akkor szabályozástechnikai beállításuk szempontjából számítani kell a hajtások mechanikai kölcsönhatásaira, ill. az ebből fakadó paraméter változásokra.

A többgépes hajtásrendszerek típusai:

- sorrendi vezérléssel kapcsolódó hajtások,
- master-slave kapcsolatban álló hajtások,
- közös, egyidejű feladatokat ellátó hajtások.

Egy-egy gyártósoron a felsorolt típusokból többsélelű kapcsolódás is előfordulhat.

11.1. Sorrendi vezérléssel kapcsolódó hajtások

A feladatban résztvevő hajtásokat egymás után indítják, egymástól függetlenül működnek. Két hajtás működése csak úgy kapcsolódik egymáshoz, hogy pl. a második hajtás bevárja az első hajtás "kész" jelét. Az ilyen rendszer valójában nem többgépes. Egyedi szabályozott hajtásokból áll. Sorrendi vezérlés pl. a sornyomtató, ahol a soremelést végző motor "kész" jelzése után indulhat a kocsi, ill. szánmozgató hajtás.

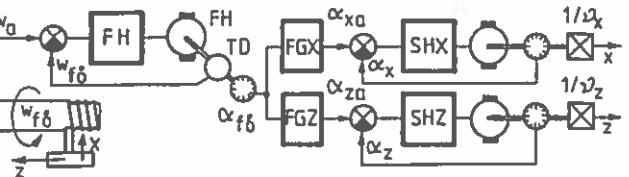
11.2. Master-slave kapcsolatban álló hajtások

Ebben az esetben van egy kitüntetett főhajtás (master), amely a föfeladatnak megfelelő szabályozott mozgást végzi. A többi hajtás (slave) a főhajtásnak van alárendelve, a főhajtás által előidézett mozgáshoz van szinkronozva. A legegyszerűbb master-slave rendszer: két vagy több hajtás együttfutás szabályozása. Például mozgó szállítószalagon végzett műveletnél a master a szállítószalag hajtása, és slave a műveleteket végző összes többi hajtás.

11.2.1. Követő együttfutás szabályozás

Ilyen rendszerben a főhajtás által előidézett mozgás érzékelte jelével állítják elő a többi hajtás szabályozójának az alapjelét. A főhajtás egyedi szabályozott hajtás, míg a többi követő feladatot lát el. A fő- és mellékmozgás szinkronizálásának a jósága a mellék hajtások követési tulajdonságaitól függ, ezért ezeknek a hajtásoknak általában sokkal jobb szabályozási dinamikával kell rendelkezniük, mint a főhajtásnak. Ilyen jellegű szabályozás van pl. a

szerszámegépekben a fogaskerékgyártásnál vagy menetvágásnál, menetköszörülésnél. Egy esztergagép hajtásainak együttfutás szabályozási módját mutatja be a 11.1. ábra egy menetvágási művelet elvégzése közben. Az FH főhajtás fordulatszám szabályozású, az SHX, SHZ mellékhajtások a főhajtás elfordulási szögétől függő pozíció alapjelre szabályoznak. A pozíció alapjelkéket a gyártandó menetprofil szerint az FGX, FGZ függvénygenerátorok állítják elő. A mellékhajtások követési tulajdonságai közvetlenül kihatnak a gyártandó menetprofil minőségére.



11.1. ábra. Követő együttfutás szabályozás.

11.2.2. Együttfutás szabályozás különbségi jel szerint

Szalagszerű árúk gyártásánál, húzó, hengerlő, csévélő, papírgyártó, stb. technológiáknál a munkahengerek együttfutását szabályozással biztosítani kell. A gépsor két vagy több munkahengerből áll, valamint terelő és továbbító hengerekből. A munkahengereknek önálló hajtása van, az anyagot továbbító és terelőhengerek hajtás nélkül szabadonfutók. A megmunkálandó anyag nem torlódhat fel és túl nagy feszítő erő sem veheti igénybe, mert elszakad. Ilyen alkalmazásoknál a megmunkálás (gépsor) sebességének a pontos értéken tartásánál még fontosabb a munkahengerek együttfutása.

Az együttfutás szabályozáshoz az összes hajtás önálló fordulatszám szabályozával rendelkezik. A főhajtás alapjele szabja meg az anyag megmunkálási sebességét. Az összes többi hajtás a főhajtás alapjelével összerendelt, azonos vagy előre meghatározott mértékben eltérő vagy arányos alapjelét kap. Tipikus példa erre egy kétmunkahengeres nyomdagép, ahol a főhajtás a papíradagolót, a mellékhajtás a papírlehúzó hengert működteti. A nyomdai műveletek (festés, száritás, fényszínezés) után a papír megnyúlik, azaz a művelet végén levő lehúzó henger fordulatszámát nagyobbra kell beállítani, mint az adagolót. Ha a fordulatszámkülönbség túl nagy a papír szakad, ha túl kicsi, akkor felgyűrődhet.

Sok alkalmazásnál, mint az előbbi példánál is, a henger-fordulatszámok különbsége állandó értékre állítható és emiatt az együttfutás szabályozás leegyszerűsödhet ennek a fordulatszám különbségnek a betartására. Más a helyzet pl. a dróthúzó, csévélőgépek együttfutás szabályozása esetén. Ekkor a le- és felcsévélődobon a csévélési átmérő változik, ezért azonos megmunkálási sebességhöz a lecsévélődob-motor fordulatszámát állandóan növelni kellene, mik

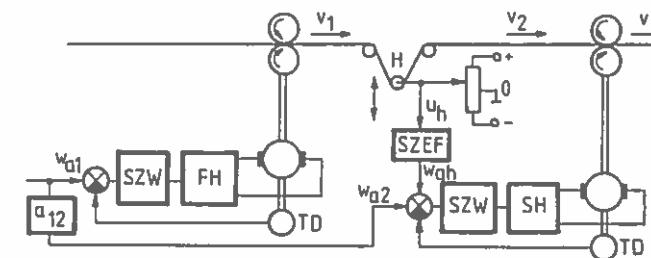
a felcsévélőt csökkenteni. A bonyolultabb együttfutás szabályozásokhoz minden két szomszédos munkahenger között együttfutási hibát mérnek pl.:

- hurokérzékelővel, vagy
- húzóerő érzékelővel.

Minden mért együttfutás hibajelre együttfutás szabályozót építenek be. Ennek a kimenőjelével a két szomszédos munkahenger hajtása közül annak az alapjelét korrigálják, amelyik a technológiai sorrendben később kap szerepet. A korrekciót úgy végezik el, hogy az együttfutási hiba csökkenjen. Az együttfutás szabályozás jósága a mellékhajtások szabályozási dinamikájától és nagymértékben az együttfutási hibajelre épített szabályozó gyorsaságától függ.

Hurokszabályozás.

Ebben az esetben minden két szomszédos megmunkáló henger között az anyagból a szakirodalomban elterjedt nevén, ugyanevezett hurokot képeznek úgy, hogy szabadon mozgó hengerrel az anyagot elterelik. A hurokok nagyságát mérik. Ebből következtethetünk lehet a hajtások együttfutási hibáira. Pl. ha két munkahenger között túl nagy a hurok, akkor gyorsítani kell azt a hengert, ami az anyagot onnan kihúzza, ha túl kicsi akkor lassítani.



11.2. ábra. Hurokszabályozás.

Két hajtásból álló hurokszabályozást mutat be a 11.2. ábra, amelynél FH a főhajtás, SH a mellékhajtás. Jó beállás esetén a H hurok középméretű, az ábrázolt egyszerű potenciometeres elmozdulásérzékelő középállásban van, kimenőjele: $u_h = 0$. Hibás együttfutás esetén a hurok nő vagy csökken. A hurok feszítő H henger elmozdulása az anyagsebesség különbségének integráljával arányos. A potenciometeres hurokérzékelő jele leírható:

$$u_h(t) = \frac{1}{T_h} \int (v_1 - v_2) dt$$

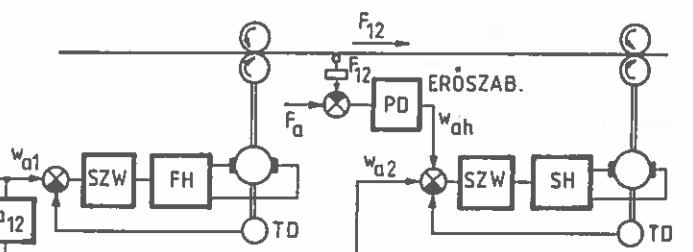
alakban, ahol T_h az integrálási időállandó. Erre a hibajelre épül a SZE, együttfutás szabályozó, ami az SH hajtás alapjelét w_{ah} -val módosítja. Ha az SH hajtás lemarad, a hurok megnyúlik és ennek hatására a SZE megnöveli az

alapjelét. Nagy anyagsebességnél a gyors korrekció fontos, ezért a SZEFT együttfutás szabályozót PD tipusúra készítik.

Hurokszabályozásnál két munkahenger között az anyagra ható húzóerőt a H henger súlya, vagy a hengert selfüggesztő rugóerők szabják meg.

Húzóerőszabályozás.

A 11.3. ábra közvetlen húzóerőszabályozást mutat. Itt a hajtások fordulatszámának a kiegyenlítését közvetlen erőméréssel oldják meg. Az SH hajtás alapjelének korrekciója akkor következik be, ha a húzóerő az előírt F_a alapjeltől eltér. Húzóerőszabályozást ott alkalmaznak, ahol az anyag vastag, szívós és nem lehet vele hurkot létrehozni.



11.3. ábra. Húzóerő szabályozás.

Darabológépek szabályozása.

A hurokszabályozás egy speciális alkalmazása található olyan vágó-, darabológépeknél, ahol a vágás helyét az anyagon levő jelhez szinkronozni kell, pl. a nyomdagépeknél az oldalak nyomtatás szerinti vágásánál. Ebben az esetben a vágóél előtt a levágandó anyagból szabályozott méretű hurkot képeznek egy, a hurok méretét állító hajtással. A hurok méretét úgy szabályozzák, hogy a vágás helye az anyagon a szinkronjellel egybeessen.

A másik megoldás a vágás helyének szinkronizálására a vágóél gyors mozgatása az anyag fölött a szinkron jelnek megfelelően.

11.3. Közös, egyidejű feladatokat ellátó hajtások

Ekkor a hajtások egy központi irányító egységtől egyidejűleg kapják meg a feladatnak megfelelő alapjeleket. A közös feladat általában sokféle lehet, de ezek közül igényességével kitűnik a síkbeli, vagy térbeli pozicionálás. A pozicionálórendszerben résztvevő hajtásoknak kb. azonos dinamikával kell rendelkezniük. Ez nem jelenti azt, hogy a hajtások azonos teljesítményük, pl. a robotok főhajtásai nagyobb teljesítményük, mint a fejmozgató hajtások (1.2. ábra), ezeknek ugyanis lényegesen kisebb tömegeket kell mozgatniuk, ill. gyorsítaniuk. Egy N szabadságfokú pozicionálást N számú hajtás tud létrehozni,

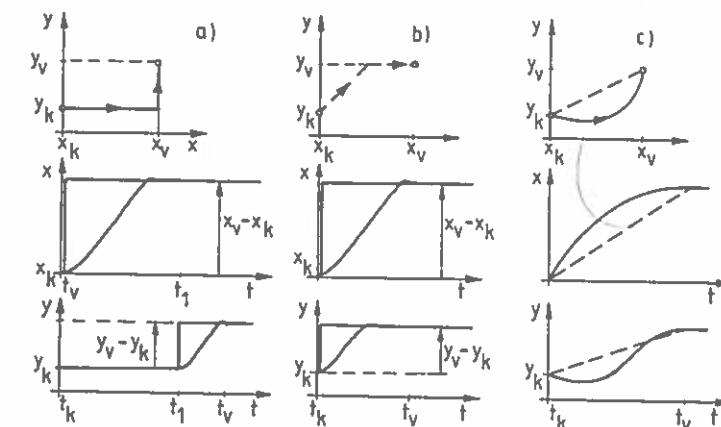
és a mozgás pályája egy N-változós $\bar{q}(t)$ függvénytel írható le. A legegyszerűbb többgépes pozicionálási feladat a síkbeli, két szabadságfokú, a legbonyolultabb pozicionálás a hat szabadságfokú. (A mozgatást végző rendszer lehet redundáns, azaz a szükségesnél nagyobb szabadságfokú is).

A $\bar{q}_a(t)$ pozíció alapjel-időfüggvény megadási módjai:

- a hajtások alapjele képződhet egy mesterminta letapogatási jeleiből, pl. másoló esztergagépnél, kulcsmásolónál. Egy újszerű alkalmazás: függöny alsó csípkézése (pl. lézervágóval), a függöny kamerával letapogatott, képfeldolgozással értékelt mintája alapján;
- a hajtások alapjele képződhet egy mintaként elfogadott mozgás rekorderrel rögzített $\bar{q}(t)$ időfüggvényének jeléből, amely bármikor visszajátszható playback technikával. Ilyen pl. a festőrobot kézi mozgatással betanított pályamegadása;
- a hajtások $\bar{q}_a(t)$ alapjele lehet programozott, koordinátkkal megadott, vagy betanított pontokra fektetett számított időfüggvény.

11.3.1. Síkbeli, két szabadságfokú pozicionálás

A két szabadságfokú mozgás lehet TT, TR, RT, vagy RR tipusú, ahol T a transzlációs, R a rotációs mozgást jelzi. A szerszámgépeken a leggyakoribb a Descartes koordináták szerint működő, TT tipusú mozgatás, pl. az esztergagépek X, Z irányú késmozgatása (1.1.b. ábra). RT, TR, ill. RR tipusú sok manipulátor (planár-robot).



11.4. ábra. Síkbeli pozicionálás. a. Szakasz vezérléssel, b. Pontról-pontra vezérléssel. c. Pályavezérléssel.

A síkbeli pozicionálás vezérlési módszereit mutatja be a 11.4. ábra TT tipusú mozgásra, x, y Descartes koordinátákkal. Mindegyik esetben x_k , y_k a kiindulási pont és x_v , y_v a pozicionálás célpontja.

A szakaszvezérlést, vagy sorrendi vezérlést mutatja be a 11.4.a. ábra. Mindkét hajtás egységugrás pozíció-alapjelet kap, de pl. az y-hajtás csak akkor, amikor az x-hajtás a saját pozicionálási feladatát már elvégezte. A hajtások sorrendjét a programozással lehet kijelölni. Az ilyen pozicionálás időigényes az egymás után következő fázisok miatt. Ezzel szemben a hajtások pozíciósabályozásának paramétereit egymástól függetlenül be lehet állítani. Általában cél az, hogy a pozicionálás ideje jól számítható legyen, és egyenként tüllendülésmentes beállású legyen.

A két szabadságfokú PTP (point to point), pontról-pontra vezérlést mutatja a 11.4.b. ábra, amelynél a két hajtás az $(x_v - x_k)$, és az $(y_v - y_k)$ növekménynek megfelelő alapjel ugrási parancsot a t_k pillanatban egyszerre kapja meg. Az x és az y irányú mozgás különböző ideig tart, a célpont elérése ellenőrizetlen köztes pályán meg végbe. Ennek ellenére a PTP vezérlés alkalmas lehet koordinátafuró, ponthezesztő stb vezérlésére, ha a köztes pályán biztosan nincs ütközésveszély. Ha az x_v , y_v célpozíciót a rendszer a beállás közben semmiképpen sem lépheti túl, akkor a hajtások pozíciósabályozását feltétlen tüllendülés mentesre kell tervezni. Ilyen fajta vezérlésnél a hajtások között lehet kölcsönhatás, és zavarhatják egymást a szabályozásban.

A két szabadságfokú CP (continuous path), tetszőleges folytonos görbe szerinti pálya vezérlést mutatja a 11.4.c. ábra. A tetszőleges görbe helyett a gyakorlatban kétféle interpoláció terjedt el: az egyenes-, és kör-interpoláció (esetleg ellipszis-interpoláció). Elég sok pályapont kijelölése esetén minden pálya egyenes és körszakaszokból közelítőleg összerakható. Az ilyen fajta vezérléshöz a pályagörbe létrehozásában résztvevő hajtásoknak igen jó és gyors követési tulajdonsággal kell rendelkezniük. Ennek hiányában a pálya hibás lesz.

Egyenes és körinterpolációs eljárások

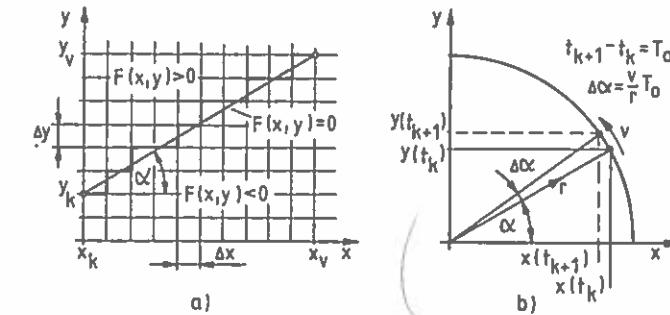
Az a,b. és c. eljárások TT-típusú mozgásra vonatkoznak, míg a d. eljárás RR-típusú.

a./ A kereső lépéses egyenes-interpoláció implicit pálya megadásra épül, azaz a pályára meg kell határozni egy olyan $F(x,y)=0$ függvényt, amely a kívánt pálya minden pontjára nézve zérus értékű, a pályán kívüli pontokra pedig zérustól különböző. Ez a függvény egyenes pályára:

$$F(x,y) = \frac{y - y_k}{y_v - y_k} - \frac{x - x_k}{x_v - x_k} = 0.$$

Feltessük, hogy a pozicionálás pontossága olyan, hogy az x, y irányban megtehető legkisebb pozíció növekmény Δx , Δy mértékű (pl. $1\mu\text{m}$) és $(x_v - x_k)/\Delta x$ és $(y_v - y_k)/\Delta y$ egész szám. Az interpoláció szabálya egyszerű: ha $F(x,y)>0$, akkor x irányban kell lépni Δx -szel, ha $F(x,y)<0$, akkor y irányban Δy -nal, mint ahogy ezt a 11.5.a. ábra mutatja. Ha $F(x,y)=0$, akkor célszerű

ugyancsak x irányban lépni az egyenes irányához közelebbi lépést választva. Ilyen eljárással az előírt egyenestől mérhető legnagyobb hiba is a pontossági értéken belül van. A pályasebesség a mintavételi időtől függően kiadódik. Az interpoláció végét $x = x_v$ és $y = y_v$ jelzi. Az $F(x,y)$ más megválasztával a kereső lépéses interpolációs technika kibővíthető bármilyen monoton függvényre pl. körre.

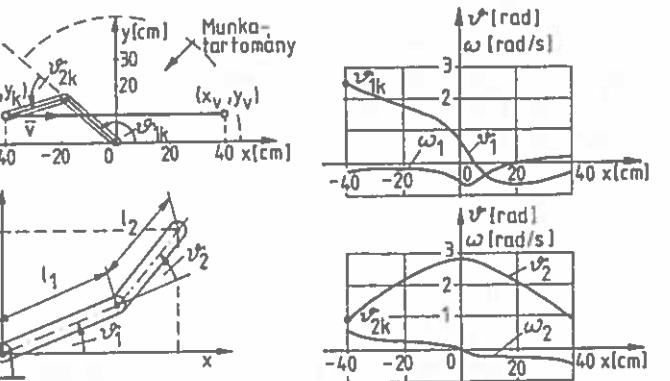


11.5. ábra. Interpolációs módszerek. a.Kereső lépéses, b.Növekményes körinterpoláció.

b./ A sebességet és gyorsulást is előíró egyenes-interpoláció az x és y tengelyre külön-külön a 8.I. táblázat $m=2$ sorában mutatott interpolációt alkalmazza. Az egyenes pálya befutására előírt sebesség legyen v , a gyorsulás és lassulás a. Az x tengely irányú sebesség komponens $v_x = v \cos \alpha$, a gyorsulás-lassulás komponens $a_x = a \cos \alpha$, míg az y irányban $v_y = v \sin \alpha$, $a_y = a \sin \alpha$, ahol $\alpha = \arctg[(y_v - y_k)/(x_v - x_k)]$. A gyorsulási szakaszra érvényes interpoláció az x tengelyre a $v = a_x(t - t_k)$, $x = x_k + a_x(t - t_k)^2 / 2$ egyenletekre, az állandó sebességű szakaszra $v = v_x$, $x = x_k + v_x^2 / (2a_x) + v_x(t - t_k - v_x/a_x)$ egyenletekre, a lassulási szakaszban $v = a_x(t_v - t)$, $x = x_v - a_x(t_v - t)^2 / 2$ egyenletekre épül. Az y tengelyre ugyanígy.

c./ A kör-interpoláció többféle trigonometrikus összefüggésre épülhet. Az egyik eljárás a $\cos(\alpha + \Delta\alpha) = \cos\alpha \cos\Delta\alpha - \sin\alpha \sin\Delta\alpha$, $\sin(\alpha + \Delta\alpha) = \cos\alpha \sin\Delta\alpha + \sin\alpha \cos\Delta\alpha$ összefüggéseket használja fel. A kör középpontja legyen az origó, és a k-dik mintavételi időpillanatban legyen $x(t_k) = r \cos\alpha$, $y(t_k) = r \sin\alpha$ (11.5.b. ábra). A (k+1)-dik mintavételi pillanatban $x(t_{k+1}) = r \cos(\alpha + \Delta\alpha)$, és $y(t_{k+1}) = r \sin(\alpha + \Delta\alpha)$, ahol $\Delta\alpha$ a T_0 mintavételi idő alatt kívánt szögelfordulás, $\Delta\alpha = \omega T_0$, vagy a v kerületi sebességgel felírva $\Delta\alpha = T_0 v / r$. A fenti két trigonometrikus összefüggéssel $x(t_{k+1}) = x(t_k) \cos\Delta\alpha - y(t_k) \sin\Delta\alpha$, ill. $y(t_{k+1}) = x(t_k) \sin\Delta\alpha + y(t_k) \cos\Delta\alpha$. A $\sin\Delta\alpha$ és $\cos\Delta\alpha$ előre kiszámolható.

d./ Egyenes-interpoláció egy RR típusú manipulátor állandósebességű egyenes-vonalú mozgatására (11.6. ábra). A manipulátor mozgását leíró egyenletek, $x = l_1 \cos \vartheta_1 + l_2 \cos(\vartheta_1 + \vartheta_2)$ és $y = l_1 \sin \vartheta_1 + l_2 \sin(\vartheta_1 + \vartheta_2)$. A konkrét példában $l_1 = 25\text{cm}$, $l_2 = 20\text{cm}$, és x , y kezdőértéke $x_k = -40\text{cm}$, $y_k = 10\text{cm}$. Jobbkezes csuklónak megfelelően, $\dot{\vartheta}_{2k} > 0$ -val mozogjon a manipulátor x irányban $v = 5\text{cm/s}$ sebességgel. Az ehhez a mozgáshoz tartozó ϑ_1 , ϑ_2 , $\omega_1 = d\vartheta_1/dt$ és $\omega_2 = d\vartheta_2/dt$ jellemzők időfüggvényei az ábrán láthatók.



11.6. ábra. Manipulátor mozgás szimulációja.

A manipulátor karok kerületi sebességei a $v = 5\text{cm/s}$ sebességet a mozgás folyamán jelentősen túllépik, az 1-es kar maximális kerületi sebessége $v_{1\max} = l_1 \omega_{1\max} \approx -16\text{cm/s}$, míg a 2-es karé $v_{2\max} = l_2 \omega_{2\max} \approx 11\text{cm/s}$.

Az utóbbi példa érzékelteti az RR-típusú manipulátor mozgás számításának bonyolultságát, a hajtásokkal szemben támasztott nagyobb követelményeket, ezen kívül a hajtások közt kölcsönhatásokat is. A 2-es kar mozgása miatt az 1-es kart mozgató hajtás változó gyorsítandó tehetetlenségi tömeget lát, valamint a 2-es kar mozgásából származóan az 1-esre változó nagyságú zavaró erők hatnak. A manipulátorok, robotok mozgásának és kölcsönhatásainak általános leírását a 11.3.3 fejezet mutatja be.

11.3.2. CNC szerszámgép vezérlés

A szerszámgépek elfogadott és egységesített vezérlési módja az NC és CNC technika. A CNC vezérlési mód a korábban kidolgozott NC (Numerical Control) számjegy-vezérlés számítógéppel intelligenssé tett változata (Computerized Numerical Control).

A CNC vezérlő önálló egység, amellyel a szerszámgép működése és a megmunkálás műveletsora programozható, irányítható és ellenőrizhető. A program jósága beépített vizsgáló alprogramokkal és grafikus megjelenítéssel a futtatás előtt ellenőrizhető. A rendszer jellemzők alapértékei, korlátértékei,

paramétereinek beállíthatók és változtathatók. Lehetőség van néhány jellemző pl. a megmunkálási sebesség üzemközben történő megváltoztatására. A CNC vezérlő tehát lehetőséget teremt a szerszámgép kezelő személyzetének valós idejű beavatkozásra is.

A CNC vezérlő tulajdonképpen speciális feladatra készült számítógép képernyővel, kezelő billentyűzettel, interfésszel. Sokféle bemenővel fogadható, és sokféle kimenővel programozható vele.

Menürendszer segítségével választható ki a CNC vezérlés alapvető üzemmállapotja a következők közül:

- diagnosztikai, önteszterű üzem,
- referencia helyzetkereső üzem, a szerszámgép alaphelyzetbe állítása,
- szerszám kiválasztó üzem, a szerszámotól függő koordináta transzformáció,
- kézi vezérlésű üzem, a szerszámgép kézi mozgatása,
- "programozás" üzem, paraméter beállítások,
- "program tesztelés" üzem,
- "automatikus futtatás" üzem.

A kezelő billentyűzet nyomógombjainak egy része a kézi vezérlést, a szerszámgép kézi mozgatását teszi lehetővé. A nyomógombok másik csoportja a szerszámgéppel végzendő műveletek programozására szolgál. Mivel ezeknek a műveleteknek a fajtája, típusa a szerszámgépeknél nem túl nagy számu, ezért a programozás egyszerűsített módon végezhető. minden tipikus műveletnek a programozás nyelvén megfelel egy G jelű 00...99 tartományban számozott ugynevezett típusmondat, ami akkor teljes, ha a kijelölt művelethez tartozó összes paramétert tartalmazza. A programozás eszerint abból áll, hogy az elvégzendő műveletnek megfelelő sorszámu típusmondat kiválasztása után be kell írni a mondat által megkérdezett adatokat, ill. paramétereket. Az adatok egy része opcionális, azaz nem feltétlenül kell kitölteni. Előfordul, hogy az adatmegadás módja is választható pl. körives pálya megadható a kör sugarával, vagy a kör középpontjának koordinátáival.

Induláskor a szerszámgépet referencia helyzetbe kell állítani. Ehhez a referencia ponthoz viszonyított aktuális pozíciót a vezérlő folyamatosan tárolja és a képernyőn kiírja. minden pozicionálási parancsnál csak az elérni kívánt új pozíció koordinátákat kell megadni.

A pozíció megadási módja lehet:

- abszolút, a referencia ponthoz képest mért új koordináták megadásával, vagy
- növekményes, az elmozdulás mértékének megadásával.

Az új pozícióra állás pályája (pl. egyenes, kör, ellipszis) aszerint választható, hogy milyen interpolációs eljárások elvégzésére képes a vezérlő.

A pálya bejárási sebessége alapvetően kétféle lehet:

- a gyorsmeneti sebesség a szabad mozgatáshoz, ami pl. a munkadarab gyors megközelítésére, a holtidők csökkentésére való, és
- a megmunkálási sebesség.

A megmunkálási sebesség is kétféle:

- a főhajtás fordulatszámától független,
- a főhajtás fordulatszámától függő, pl. a vágási sebesség megadásakor.

A megmunkálási mozgás megadható:

- a főhajtás elfordulási szögétől függetlenül, és
- a főhajtás elfordulási szögével szinkronozottan pl. menetvágáshoz.

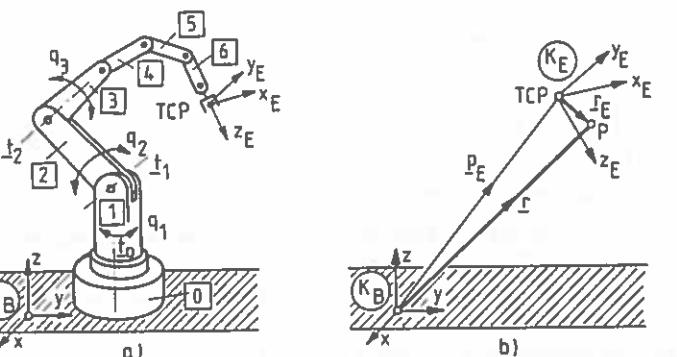
A programozáskor a típusmondat kódjának kiválasztása után a vezérlő egy kitöltésre váró címláncot ajánl fel. Például a G01 kódú típusmondat egyenes vonal menti megmunkálás előírására való. A kód után megjelenő címláncjal a pálya végpontját kijelöli koordinátákon és pálya sebességén kívül megadható a fölös fordulatszáma, az előző egyenespályájú mozgáshoz képest a lekerekítés, vagy letörés mértéke, a szinkronozás szükségessége, várakozási idő stb. A mondatok egy része összetett műveletek megadására szolgál pl. nagyolás, oldalazás stb.

11.3.3. A robotirányítás, robot modellek

Az ipari robotok jellemzői:

- helyhezkötött (nem sétáló),
- nyítláncú, elágazásmentes, azaz egymáshoz kapcsolódó karok, szegmensek láncolata,
- a robot szegmensek merevek, a szegmensekhez hozzárendelt koordinátarendszerből minden pontjuk meghatározható,
- az i-edik szegmenst az i-edik csukló mozgatja az (i-1)-edikhez képest,
- a csuklók egy szabadságfokúak, csuklónként egy-egy motorral (3.5. ábra).

Az i-edik motor az i-edik szegmenst (kart) a q_i csuklóváltóval mozgatja. Ez a mozgás vagy rotációs a t_{i-1} tengely körül, vagy transzlációs a t_{i-1} tengely mentén (11.7.a. ábra).



11.7. ábra. Tipikus robotnál. a. A szegmensek kapcsolódása, b. A szerszámhelyzet meghatározása.

Az ipari robotok elemi feladatai :

- a megfogó szerkezet, szerszám (end-effector) térbeli pozicionálása, irány szerinti beállítása,
- a megfogó szerkezet meghatározott pályájú és sebességű mozgatása,
- adott pozícióban meghatározott erő, ill. nyomaték kifejtés, megmunkáló ill. tartóerő szabályozás.

A mozgatási feladatok megfogalmazásához K_B bázis koordinátarendszert választanak alapul (11.7. ábra), amely azonos lehet a robot nulladik szegmenséhez kötött K_0 koordinátarendszerrel. A megfogó szerkezethez, vagy szerszámhoz kötött koordinátarendszer jele K_E , amelynek az origója a TCP (Tool Center Point) és főirnya a z_E -tengely. A K_B bázis koordinátarendszerhez képest a megfogó szerkezet helyzetét az un. világkoordinátákkal lehet meghatározni, ami 3+3 adat:

- a TCP szerszám középpont P_E eltolási helyvektorának 3 koordináta adata, és
- a szerszám irányítottságát meghatározó 3 adat.

Az irányítottságot a következők szerint többféleképpen lehet megadni.

- **Vektoros megadás.** A K_B bázis koordinátarendszerben létezik egy olyan \underline{t} egységvektor, amely körül a K_E koordinátarendszer elfordulási szöge φ , az elfordulási művelet $\text{Rot}(\underline{t}, \varphi)$ -vel írható le. (Mivel \underline{t} egységvektor, ezért csak két vetülete független változó).
- **Mátrixos megadás** az R_E rotációs mátrixszal, amely a K_E i_E , j_E , k_E egységvektorainak K_B tengelyeire vett vetületeivel írható fel, látszólag 9 változóból áll, de ebből 3 független. A (11.1a) a rotációs mátrix definíciója, a (11.1b) összefüggés pedig megmutatja, hogy hogyan lehet a szerszám egy P pontjának világkoordinátait meghatározni a segítségével.

$$R_E = \begin{vmatrix} i_{Ex} & j_{Ex} & k_{Ex} \\ i_{Ey} & j_{Ey} & k_{Ey} \\ i_{Ez} & j_{Ez} & k_{Ez} \end{vmatrix}, \quad \underline{r} = \begin{pmatrix} l \\ m \\ n \end{pmatrix} = p_E + R_E \begin{pmatrix} u \\ v \\ w \end{pmatrix}, \quad (11.1a \text{ és } b)$$

ahol u , v , w a P pontot K_E -ben leíró \underline{r}_E helyvektornak a koordinátái; l , m , n pedig ugyanezt a pontot K_B -ben leíró \underline{r} helyvektornak a koordinátái (11.7.b. ábra).

- **Az irányítottság megadása három független szöggel.** Szokásos az Euler-szög és a hajózási Roll-Pitch-Yaw elfordulási szög-megadás. Az Euler-szögek ($\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$) értékük, ha a következő három forgatási utasításnak megfelelően lehet K_B -ból K_E -t leképezni:

$$\text{Rot}(z, \varphi_1) \text{Rot}(y', \varphi_2) \text{Rot}(z', \varphi_3).$$

A felső visszö a már elforgatott rendszer új tengely körül forgatást jelenti az adott szöggel.

Mátrixos felirásban $\text{Rot}(z, \varphi_1)$, azaz a z tengely körül φ_1 szöggel elforgatás mátrixa:

$$\underline{\underline{R}}_z = \begin{vmatrix} \cos\varphi_1 & -\sin\varphi_1 & 0 \\ \sin\varphi_1 & \cos\varphi_1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}, \quad (11.2)$$

míg a három egymásutáni, azaz a teljes Euler-féle elforgatás mátrixa:

$$\underline{\underline{R}}_E = \begin{vmatrix} (c_1c_2c_3 - s_1s_3) & (-c_1c_2s_3 - s_1c_3) & c_1s_2 \\ (s_1c_2c_3 + c_1s_3) & (-s_1c_2s_3 + c_1c_3) & s_1s_2 \\ -s_2c_3 & s_2s_3 & c_2 \end{vmatrix}, \quad (11.3)$$

ahol c a cos, s a sin függvényt szimbolizálja, pl. $c_1 = \cos\varphi_1$, $s_1 = \sin\varphi_1$. Az elforgatások értelmezése és sorrendje kötött.

11.3.3.1. A robotok geometriai leírása

Két koordinátarendszer egymáshoz viszonyított eltolásának és elfordulásának együttes jellemzésére vezetették a homogén transzformációs mátrix alkalmazását. Pl. a megfogó szerkezethez rögzített K_E koordinátarendszer helyzetének leírásához a

$$\underline{\underline{T}}_{B,E} = \begin{vmatrix} \underline{\underline{R}}_E & \underline{p}_E \\ 0^T & 1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} i_{Ex} & j_{Ex} & k_{Ex} & p_{Ex} \\ i_{Ey} & j_{Ey} & k_{Ey} & p_{Ey} \\ i_{Ez} & j_{Ez} & k_{Ez} & p_{Ez} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} \quad (11.4)$$

homogén transzformációs mátrixot, ahol $\underline{\underline{R}}_E$ a forgatás mátrixa, \underline{p}_E a TCP pont eltolását leíró vektor, a negyedik sor a $\underline{\underline{T}}_{B,E}$ mátrixot 4x4 elemesre egészít ki. A K_E -ben \underline{r}_E -vel leírt P pont helyzetének a leírása a K_B -hez képest, azaz az \underline{r} helyvektor (11.1) szerint meghatározása, a homogén transzformáció segítségével a következők szerint egyszerűsödik:

$$\underline{r}^* = \underline{\underline{T}}_{B,E}\underline{r}_E^*,$$

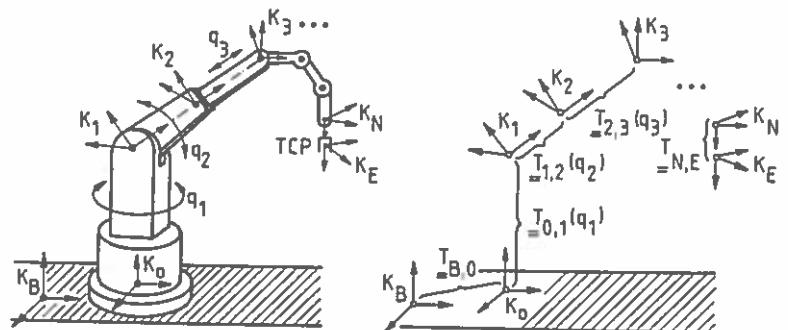
ahol \underline{r}^* , \underline{r}_E^* az \underline{r} és \underline{r}_E négyelemű vektorra kibővített változata, a negyedik elem: "1". Részletesen kiírva:

$$\underline{r}^* = \begin{vmatrix} 1 \\ m \\ n \\ 1 \end{vmatrix} = \underline{\underline{T}}_{B,E} \begin{vmatrix} u \\ v \\ w \\ 1 \end{vmatrix} = \underline{\underline{T}}_{B,E} \underline{r}_E^*. \quad (11.5)$$

A robotban a megfogó szerkezet helyzete, $\underline{\underline{T}}_{B,E}$ tartalma, az egymáshoz kapcsolódó szegmensek helyzetétől függ. Szegmensről szegmensre felírható a homogén transzformációs mátrix, pl az (i-1)-ről az i-edik szegmensre $\underline{\underline{T}}_{i-1,i}$ stb. A homogén transzformáció alkalmazásának előnye, hogy nyitláncú robot struktúra esetén az eredő transzformációs mátrix a szomszédos szegmensek közti transzformációs mátrixok szorzata:

$$\underline{\underline{T}}_{B,E} = \underline{\underline{T}}_{B,0}\underline{\underline{T}}_{0,1}\underline{\underline{T}}_{1,2}\cdots\underline{\underline{T}}_{i-1,i}\cdots\underline{\underline{T}}_{N-1,N}\underline{\underline{T}}_{N,E},$$

ahol $\underline{\underline{T}}_{B,0}$ a bázis megválasztásától függő, de egyébként nem változó transzformációt jelenti, a $\underline{\underline{T}}_{N,E}$ pedig az N-dik szegmensre szerelhető szerszámtól, megfogótól függő koordináta transzformációt írja le. A szerszám a feladattól függően változhat. A szorozat többi eleme az egymáshoz képest csuklókon keresztül kapcsolódó, egymáshoz képest mozgó szegmensek közti transzformációs mátrix (11.8. ábra).



11.8. ábra. Robot koordinátarendserek.

Az egyes csuklókról kikötöttük, hogy egy szabadságfokúak. Az (i-1)-edik szegmenshez képest az i-edik csukló az i-edik szegmenst q_i -vel vagy eltolja vagy elforgatja aszerint, hogy a csukló *transzlációs* vagy *rotációs*. Eszerint az i-edik

szegmens elmozdulását az (i-1)-edikhez képest leíró $\underline{T}_{i-1,i}$ transformációs mátrix csak egy változót, a q_i csuklóváltozót tartalmazza. Az előbbi kifejezésben jelöljük be azt, hogy melyik elem melyik csuklóváltozótól függ:

$$\underline{T}_{B,E} = \underline{T}_{B,0}\underline{T}_{0,1}(q_1)\underline{T}_{1,2}(q_2)\dots\underline{T}_{i-1,i}(q_i)\dots\underline{T}_{N-1,N}(q_N)\underline{T}_{N,E} \quad (11.6)$$

A kifejezésből látszik, hogy a $\underline{T}_{B,E}$ elemei a csuklóváltozóktól bonyolult módon függenek. Rotációs csukló esetén sok sin, cos függvénykapcsolatot tartalmaznak és többétekűek.

Direkt geometriai feladat megoldása szimbolikusan a $\underline{q}(t) \Rightarrow \underline{x}(t)$ irányú megoldás, azaz a csuklókoordináták ismertében a világkoordináták számítása. Akkor használják, ha ismert $q_1(t), q_2(t), \dots, q_N(t)$ csuklóváltozóból meg akárják határozni a szerszám bármelyik P pontjának világkoordinátait. Ehhez ki kell számítani a $\underline{T}_{B,E}(t)$ eredő transzformációs mátrixot a (11.6) összefüggés alapján.

Ismert csuklóváltozókkal a robot bármely jellegzetes szegmens-pontjának világkoordinátái is meghatározhatók. Pl. az i-edik szegmensnek a K_i koordinátarendszerhez képest \underline{r}_i -vel jellemzett P_i pontjának világkoordinátái

$$\underline{r}_i^* = \underline{T}_{B,i} \cdot \underline{r}_i^*$$

szerint számolhatók, ahol $\underline{T}_{B,i}$ a transzformációs mátrixok szorzata B-től az i-edik szegmensig. Ennek segítségével készítik el a robotok mozgását grafikusan bemutató szimulációs programokat.

A direkt geometriai feladat megoldása egyértelmű.

Inverz geometriai feladat megoldása szimbolikusan az $\underline{x}(t) \Rightarrow \underline{q}(t)$ irányú megoldás, azaz megadott világkoordinátákhoz az ezt létrehozó csuklókoordináták számítása. Akkor használják, ha a szerszám világkoordinátákban megadott helyzetéhez és irányításához a hozzátervezett, öt létrehozó csuklókoordinátákat akárják meghatározni, kikeressi. Azaz ismert a $\underline{T}_{B,E}$ eredő transzformációs mátrix minden eleme, és azt keressük, hogy a számszerűen adott \underline{p}_E szerszámeltolás és \underline{R}_E szerszámirányítottság minden csukló változókkal hozható létre. Általános szabály a megoldásra nincs. Elvileg $\underline{T}_{B,E}$ általános alakjának minden eleme tartalmazhatja az összes csukló változót, a sin, cos függvények miatt többétekű behelyettesíthetőséggel. Egy megoldási mód lehet a dekompozíció módszere, amely egyenként keresi ki a csukló változókat, pl. q_1 -et a (11.6) egyenlet következő árendezésével:

$$\underline{T}_{0,1}^{-1}(q_1)\underline{T}_{B,0}\underline{T}_{B,E} = \underline{T}_{1,2}(q_2)\dots\underline{T}_{i-1,i}(q_i)\dots\underline{T}_{N-1,N}(q_N)\underline{T}_{N,E}. \quad (11.7)$$

Az egyenlet baloldala ilyen árendezéssel csak q_1 -től függ. A 4x4 elemes mátrix minden elemét meg kell vizsgálni, melyik tud a jobboldal azonos helyzetű elemével megoldható egyváltozós egyenletet képezni. A dekompozíciót aztán a többi csuklóváltozóra hasonlóan folytatni kell.

Az inverz geometriai feladat megoldása általában többétekű (sin, cos miatt), a számítás elágazásokat tartalmaz, utólag kell dönteni a lehetséges megoldások között. Ez megfelel annak, hogy többséle csuklóállással teljesíthető ugyanolyan világkoordinátákkal leírható helyzet, pl. 'jobbközé', vagy 'balkezes' csuklóállással.

11.3.3.2. Robotok kisjelű, differenciális mozgásának leírása

Ez a módszer a robot munkapont körül kis helyzetváltoztatásainak leírására szolgál. Feltételezi, hogy a munkaponthoz tartozó koordinátákat és a munkapont környezetében a rendszer viselkedését ismerjük, és a csukló- és a világkoordináták kis megváltozása között lineáris kapcsolat teremthető.

A szerszám helyzetének kis megváltozása az eltolás vektor és az elfordulási szög kis megváltozásával adható meg:

- a szerszám TCP pont \underline{p}_E eltolás vektorának δt időegység alatti kis megváltozása $\delta p_{Ex}, \delta p_{Ey}, \delta p_{Ez}$, vektorosan $\delta \underline{p}_E$, a szerszám elmozdulási sebessége $\delta \underline{p}_E / \delta t = \underline{v}_E$.
- a szerszám irányítottságának δt alatti kis megváltozása $\delta \underline{\varphi}_E$, amely a bázis koordinátarendszer x, y, z irányú tengelye körül $\delta \varphi_x, \delta \varphi_y, \delta \varphi_z$ kis szögfordulások vektoros eredője. Kis változásokra a $\delta \varphi_x, \delta \varphi_y, \delta \varphi_z$ szögfordulások egyszerűen vektorosan összegezhetők. Az eredő $\delta \underline{\varphi}_E$ elfordulás vektor időegység alatti megváltozása $\delta \underline{\varphi}_E / \delta t = \underline{\omega}_E$, a szerszám munkapont körül szögsebessége.

A szerszám bármely pontjának világkoordinátái és csukló koordinátái között kis változásokra a Jacobi mátrixszal teremthető kapcsolat:

$$\delta \underline{x}_E = \begin{bmatrix} \delta \underline{p}_E \\ \delta \underline{\varphi}_E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_{L1}, J_{L2}, \dots, J_{LN} \\ J_{A1}, J_{A2}, \dots, J_{AN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta q_1 \\ \delta q_2 \\ \vdots \\ \delta q_N \end{bmatrix}, \quad \delta \underline{x}_E = J \delta \underline{q} = J(\underline{q}) \delta \underline{q}. \quad (11.8)$$

A J Jacobi mátrix elemei munkapontfüggő értékűek, pl. az első eleme $J_{L1} = \delta \underline{p}_E / \delta q_1$ szerint számolható három elemes vektor, $J_{L1} \delta q_1$ az eltolási vektor megváltozása q_1 megváltozásának hatására.

A (11.8) egyenletet δt -vel elosztva látható, hogy ugyanezzel a Jacobi mátrixszal írható fel a szerszám sebessége, szögsebessége és a csukló változók sebessége közti összefüggés, valamint a gyorsulások közti összefüggés:

$$\dot{\underline{x}}_E = \begin{bmatrix} \underline{v}_E \\ \underline{\omega}_E \end{bmatrix} = J \begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \\ \vdots \\ \dot{q}_N \end{bmatrix}, \quad \dot{\underline{x}}_E = J \dot{\underline{q}}, \quad \ddot{\underline{x}}_E = J \ddot{\underline{q}} + J \dot{\underline{q}}. \quad (11.9)$$

A Jacobi mátrix a világ- és csuklókoordináták kis megváltozása, ill. sebességeik között csak akkor teremhet minden irányban egyértelmű kapcsolatot, ha sorainak és oszlopainak száma azonos, azaz ha a robot a független világkoordináták számával azonosan 6 szabadságfokú.

Direkt feladat megoldása kis változásokra a $\underline{\delta q}$, $\dot{\underline{q}}$, $\ddot{\underline{q}}$ csuklóváltozók és a munkapontra érvényes Jacobi mátrix ismeretében a (11.8) és (11.9) egyenletek megoldása a világkoordinátákban mérhető $\underline{\delta \phi}_E$, $\underline{\delta p}_E$, \underline{v}_E , $\underline{\omega}_E$, $\dot{\underline{v}}_E$, $\dot{\underline{\omega}}_E$ valamelyiknek meghatározására.

Inverz feladat megoldása kis változásokra a $\underline{\delta x}_E$, $\dot{\underline{x}}_E$, $\ddot{\underline{x}}_E$ ismertében a $\underline{\delta q}$, $\dot{\underline{q}}$, $\ddot{\underline{q}}$ csuklóváltozók keresése a következő egyenletek szerint:

$$\underline{\delta q} = J^{-1} \underline{\delta x}_E, \quad \dot{\underline{q}} = J^{-1} \dot{\underline{x}}_E, \quad \ddot{\underline{q}} = J^{-1} (\ddot{\underline{x}}_E - J \dot{\underline{q}}) = J^{-1} \ddot{\underline{x}}_E - J^{-1} J J^{-1} \dot{\underline{x}}_E. \quad (11.10)$$

Az inverz feladat akkor oldható meg, ha J^{-1} minden munkapontban létezik, det $J \neq 0$.

11.3.3.3. Szerszámon támadó erők átszámítása a csuklókra

A robotfejbe fogott megfogó szerkezetet vagy szerszámot emeléskor vagy megmunkáláskor f_E erő és m_E nyomaték, összevontan F_k külső erő terhelheti. Ennek a külső erőnek egy része a csuklókra átadódik és a csukló hajtó motorokat igénybeveszi.

A csuklók egyszabadságfokúak. Az i-edik csukló vagy rotációs vagy transzlációs. Ha rotációs, akkor m_i nyomatékot, ha transzlációs, akkor f_i erőt tud kifejteni a külső erők ellentartására. Azért, hogy a csuklók típusa szerint ne kelljen különbözetet tenni, ezeket összevontan $\tau_{k,i}$ -vel jelöljük.

A külső erők ellentartására a csuklókban kialakuló $\tau_{k,i}$ erők sorvektorát $\underline{\tau}_k^T$ -vel jelöljük. A T felső index a transzponálást jelenti. Feltételezzük, hogy a csuklók $\tau_{k,i} \delta q_i$ virtuális munkavégzéseinak összege:

$$\sum_N \delta W_{\text{csukló}} = \tau_{k,1} \delta q_1 + \tau_{k,2} \delta q_2 + \dots = \underline{\tau}_k^T \underline{\delta q}$$

megegyezik a külső eröknek a szerszámon kifejtett

$$\delta W_k = \underline{f}_E^T \underline{\delta p}_E + \underline{m}_E^T \underline{\delta \phi}_E = \underline{F}_k^T \underline{\delta x}_E.$$

virtuális munkájával.

A fenti egyenlőségből és a (11.8) összefüggésből a külső erők csuklókra átszámított értéke, a $\underline{\tau}_k$ oszlopovektor:

$$\underline{\tau}_k = J^T \underline{F}_k. \quad (11.11)$$

Tehát a külső erők hatását is a Jacobi mátrixszal, ill. a transzponáltja segítségével kell a csuklókra átszámítani. A (11.11) összefüggés a robot helyzetétől függő, változó mechanikai áttételként is selfogható. Allandó súly mozgatása esetén is az egyes csuklókra nagyon változó $\tau_{k,i}$ terhelés juthat. Ugyanez érvényes a robot saját súlyából származó, a csuklókra átszámított gravitációs erő komponensekre is.

11.3.3.4. Robotok dinamikai modellje, csuklóerők számítása

A dinamikai modell a mozgó robot teljes leírása a csuklókra ható összes erő figyelembenével. A csuklónként felírható dinamikai egyenletek felirhatók a Newton-Euler módszerrel, vagy a Lagrange-féle módszerrel. A levezetés mellőzésével a csuklókra ható erők, ill. nyomatékok:

$$\tau_i = \sum_{j=1}^N H_{ij} \ddot{q}_j + \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N h_{ijk} \dot{q}_j \dot{q}_k + G_i + \tau_{k,i}, \quad i = 1, 2, \dots, N. \quad (11.12)$$

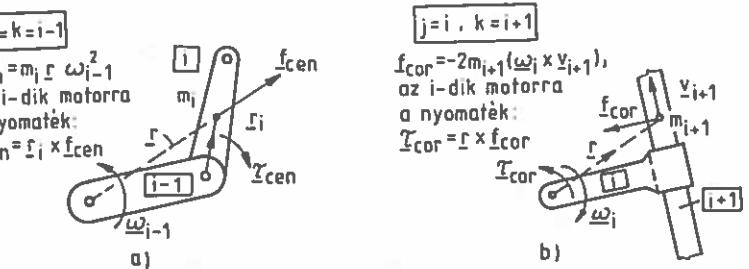
Az egyenlet első tagja a gyorsító nyomaték, ahol H_{ij} a H rendszer-inerciamátrix egy-egy eleme.

- Ha $i=j$, akkor $H_{ij} \ddot{q}_j = H_{ii} \ddot{q}_i$ az i-edik szegmens saját gyorsítására kifejtett nyomatéka, ahol H_{ii} magába foglalja az i-edik csuklót mozgató motor forgórészének és a mechanikai áttételének tehetetlenségi nyomatékát. Ha Θ_i a motor és áttétel tehetetlenségi tömege, v_i az áttétel, akkor

$$H_{ii} = \Theta_i v_i^2 + H'_{ii}, \quad (11.13)$$

ahol H'_{ii} a rendszerből származó tehetetlenségi nyomaték. A motor állórészének a tömegét annak a csuklónak az inercia számításakor veszik figyelembe, amelyre a motor fel van szerelve.

- Ha $i \neq j$, akkor $H_{ij}\ddot{q}_j$ a többi csukló gyorsítása miatt az i-edik szegmensre ható nyomaték.
- Az egyenlet második tagja a centrifugális és Coriolis erőket foglalja magába.
- Ha $j=k < i$, akkor $h_{ijk}\dot{q}_j\dot{q}_k$ a centrifugális erőt írja le (ilyet mutat pl. a 11.9.a.ábra, ahol x-kereszt a vektorális szorzás jele).
- Ha $j \neq k$, akkor $h_{ijk}\dot{q}_j\dot{q}_k$ a Coriolis erőt írja le (ilyet mutat pl. a 11.9.b.ábra az i-edik csuklóra).



11.9. ábra. a. A centrifugális erő. b. A Coriolis erő.

A G_i a gravitációs erők csuklóra ható komponense, és a $\tau_{k,i}$ a külső erők csuklóra átszámított komponense.

A fenti dinamikai egyenletet szokás még a $D_i(\dot{q}_i)$ súrlódási erőkkel kiegészíteni.

A 11.9. ábrából látható, hogy a Coriolis erőből az i-edik csuklóra ható τ_{cor} nyomaték az i-edik csuklót akkor terheli, ha az i+1-edik csukló v_{i+1} sebessége a bejelölt irányú. Ha v_{i+1} iránya fordított, vagy az m_{i+1} tömeg középpont a kar másik oldalára esik, akkor τ_{cor} iránya megfordul és az ω_i -t létrehozó hajtónyomatékkal megegyező irányú lesz. Az ilyen viselkedés a motor szempontjából pozitív visszahatás.

A robotok dinamikai leírása nagyon számítás igényes. Erre a modellre épülő szabályozásokat csak nagy kapacitású és gyors működésű központi irányító számítógéppel lehet elvégezni. A feladatmegoldást nehezíti, hogy a (11.12) egyenletrendszer együtthatói is folyton változnak, munkapontfüggők. A dinamikai leírásnak is van direkt és inverz megfogalmazása is.

A direkt megoldással adott mozgás létrehozásához szükséges nyomatékokat számoljuk ki (11.12) szerint q , \dot{q} , \ddot{q} ismeretében.

Az inverz feladat megoldásnál ismert motor nyomatékhöz számoljuk ki a létrehozott mozgást.

11.3.4. Robotok hajtásainak szabályozása

A robotokba épített hajtások szabályozásának kialakítása nagyon különböző lehet attól függően, hogy az előző fejezet szerinti robot leírások közül melyiket

használják fel. A robot leírások a felsorolás sorrendjében egyre magasabb szintük, számítás igényük egyre nagyobb.

A robotokba épített hajtások szabályozásának egy része decentralizált, azaz hajtásokonként kialakított önálló rendszer. A szabályozás másik része centralizált, és a központi vezérlőre van bízva. A központi vezérlőben történik a programozás szerinti feladatok kijelölése, a pálya görbék meghatározása, az alapjelek kiadása, az egész rendszerről kapott visszacsatolások értékelése, és ennek alapján a hajtások felügyelete, közös szabályozási és vezérlési funkciók ellátása.

A hajtás szabályozások centralizálási foka attól függ, hogy a központi vezérlő melyik robot modell számítására képes. Minél magasabb szintű robot modellel dolgozik a központi vezérlő, annál több szabályozási feladatot tud centralizáltan megoldani, azaz annál kevesebb feladat marad a decentralizáltan működő hajtásszabályozásoknak. A robotba épített hajtások a következő decentralizált szabályozással rendelkezhetnek:

- önálló pozíciós szabályozás,
- önálló fordulatszám szabályozás,
- önálló áram, ill. nyomaték szabályozás.

Mind a háromra mutatunk be példákat a 11.3.4.2.-4. fejezetekben. Mielőtt ezekre rátérnék, felrajzoljuk a robotok egyes hajtásainak nyomaték szempontjából érvényes hatásvázlatát.

11.3.4.1. A hajtások nyomaték igénybevétele

Az i-edik csuklóra épített motor szempontjából a (11.12) nyomatékegyenlet két részre bontható:

$$\tau_i = H_{ii}\ddot{q}_i + \tau_{zi}, \quad (11.14.a)$$

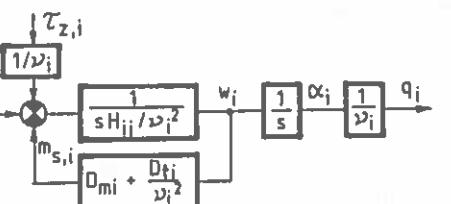
ahol

$$\tau_{zi} = \sum_{j=1}^m H_{ij}\ddot{q}_j + \sum_{j=1}^m \sum_{k=1}^m h_{ijk}\dot{q}_j\dot{q}_k + G_i + \tau_{ki}. \quad (11.14.b)$$

A $H_{ii}\ddot{q}_i$ tag az i-edik csukló gyorsításához szükséges gyorsító nyomaték. A H_{ii} , a rendszer-inerciamátrix i-edik átlós eleme, az i-edik csuklóról látható gyorsítandó tömeget írja le, munkaponttól függően változik és magába foglalja a motor csuklóra átszámított tehetetlenségi nyomatékát a (11.13) összefüggés szerint. Az i-edik csuklóra ható τ_{zi} zavaró nyomaték a (11.12) egyenlet fennmaradó összes többi nyomaték komponense.

A motor szempontjából a H_{ii} -t, illetve a τ_{zi} zavaró nyomatéket a motor tengelyére a v_i mechanikai áttétellel át kell számolni, mint ahogy ezt a 8.1.1 fejezetben megmutattuk. Eredményül a robot i-edik csuklót hajtó motorjára a 11.10. ábrán látható hatásvázlatot kapjuk, ahol figyelembe vettük a súrlódásból

fakadó nyomaték igénybevételt is. A $\tau_{z,i}$ zavaró nyomatékok közül a Coriolis erőből származó nyomaték komponens sok esetben pozitív előjelű zavaró hatást kelt.

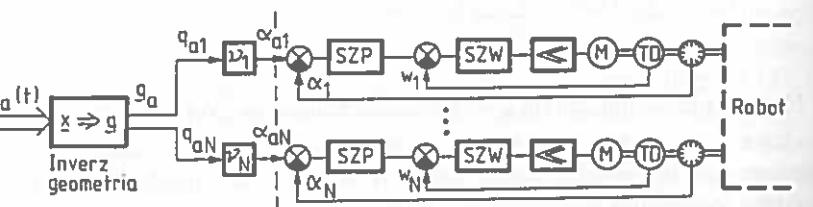


11.10. ábra. Csukló hajtó motor mechanikai hatásvázlat.

A robotban alkalmazott hajtások szabályozástechnikai problémája, hogy a szabályozott rendszer változó paraméterű. Tág határok közt változhat a gyorsítandó tömeg és a zavaró nyomaték, valamint a súrlódás. Emellett persze fellépnek a szokásos zavaró hatások is, mint pl. a tápfeszültség ingadozás, melegedés miatt fellépő paraméter változások, stb.

11.3.4.2. Decentralizált pozíciósabályozás

Ilyen robot szabályozást mutat a 11.11. ábra. A központi vezérlő a betanítással, vagy programozással kijelölt ponton átmenő, az elvégzendő feladatnak megfelelő $x_a(t)$ pályát meghatározza világ koordinátákban. Majd inverz geometriai feladat megoldással meghatározza az ennek megfelelő $q(t)$ csuklókoordináta időfüggvényeket. A kapott függvény szerint kiadja a hajtások számára a $q_a(t)$ pozíció alapjelét. Az egyes hajtások külön-külön önállóan szabályozzák a pozíciójukat a $\alpha_{a1} = v_1 q_{a1}(t)$, $\alpha_{a2} = v_2 q_{a2}(t)$, ... pozíció alapjelük szerint.

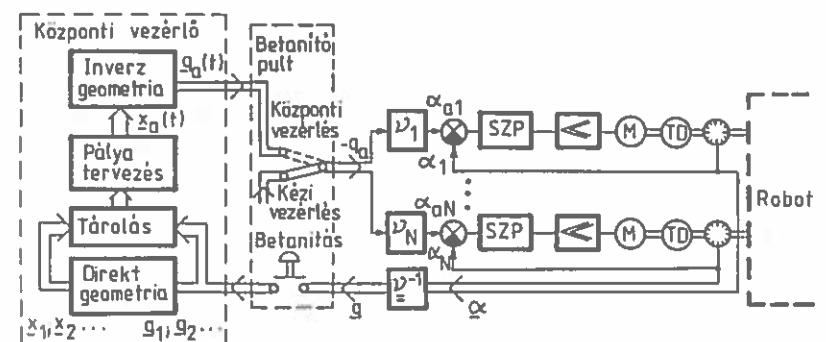


11.11. ábra. Decentralizált pozíciósabályozás.

A hajtások egyenként akárminnen pozíciósabályozással megépíthetők, követelmény az, hogy jó követési tulajdonsággal rendelkezzenek. Esetleges követési hiba a tervezett térbeli pályát eltorzíthatja. Az önálló pozíciósabályozással rendelkező hajtások a roboton, mint mechanikai rendszeren keresztül egymással kölcsönhatásba kerülnek, egymást zavarják, mint

ahogyan ezt a (11.12.) egyenlet mutatja. Ezek a kereszthatások a hajtások szabályozásának beállítását megnehezítik, munkapont függvére teszik.

A 11.11. árában a hajtások a 8.4.1 fejezet szerinti alarendelt körös pozíciósabályozással rendelkeznek, de épülhetnének másféle pozíciósabályozással is. A világkoordinátákban leírt pálya $x_a(t)$ függvénye tehát betanított vagy programozott pályapontokra fektetett térbeli görbület ír le. A betanítási eljárás egyes lépései a 11.12. ábra mutatja. Először is a kritikus pályapontokat a robot kézi vezérlésű állásában ki kell keresni. Ehhez a betanító pult különböző mozgatási lehetőségeket kínál fel. Ebben az üzemállapotban az egyes hajtások kézi működtetéssel kapnak alapjelét. Ha a robot pozíciója és a megfogó szerkezet térbeli irányítása megfelelő, akkor a pont betanítása következik. Ezt jelképezi a betanítópult nyomógombja. A központi vezérlő direkt geometriai számítással a mért csuklókoordinátákból a betanított pontok világkoordinátáit meghatározza, a betanított pontokat csukló, és világkoordinátákban is tárolja. Ha minden pont megvan, akkor programozással kell dönteni arról, hogy milyen görbek szerint legyenek ezek összekötve (pl. világ- vagy szerszámköordináták szerinti térbeli egyenes interpolációval, vagy csuklókoordináták szerinti egyenes interpolációval, stb.). A program kiszámítja ezekután a $q_a(t)$ alapjel időfüggvény vagy közvetlenül, vagy az $x_a(t)$ függvényből inverz geometriai számítással. Az így meghatározott pályán a robot RUN parancssal járatható. Látható, hogy a robot egyszerű betanítási eljárással végrehajtott pozíciósabályozása esetén is szükség van a direkt és az inverz geometriai feladat megoldására.

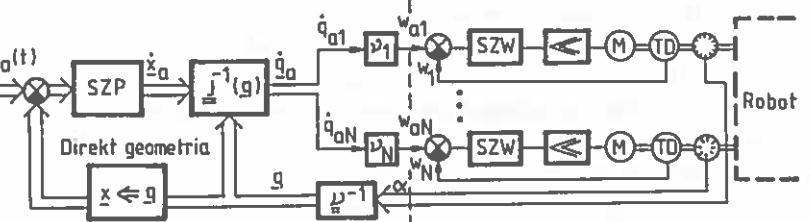


11.12. ábra. Betanítási eljárás.

11.3.4.3. Pozíciósabályozás decentralizált fordulatszám szabályozással

Ilyen hajtássabályozást akkor lehet alkalmazni, ha a hajtások pozíciósabályozását a központi vezérlő végezi. A pozíciósabályozás lehet világ-, vagy csuklókoordináták szerinti. Ha a 8.4.1. fejezet mintájára a pozíciósabályozást alarendelt belsőhurkosra tervezük, akkor a módszerből következően a

centralizált pozíciós szabályozó kimenőjele a belső fordulatszám szabályozó alapjelé. Ahhoz, hogy decentralizált fordulatszám szabályozott hajtást lehessen alkalmazni, a csuklókoordinátákban kell a $\dot{q}_i(t)$ sebesség alapjelét megadni. Az egyes hajtások alapjelé ebből $w_{ai}(t) = v_i \dot{q}_{ai}(t)$ alapján állítható elő. Ha a pozíciós szabályozó világkoordinátákra épül, akkor a központi vezérlőnek a robot kis változásokra érvényes leírásával kell rendelkeznie, minden munkapontban meg kell határozni a robot Jacobi-mátrixát és annak inverzét.



11.13. ábra. Pozíciós szabályozás decentralizált fordulatszám szabályozással.

A 11.13. ábra mutatja az RMC (resolved motion control) néven elterjedt és Whitney-től (1969-ből) származó robotszabályozást. A központi vezérlő a pozíciós szabályozást világkordinátákban végzi, azaz az algoritmust világ koordinátákban számolja. Ehhez a direkt geometriai feladat megoldásával előállítja a pozíció visszacsatolójelek világkordinátait. A pozíciós szabályozó kimenőjele világkordinátákban képződik és ezért a csuklókra át kell számítani. Az átszámítást a központi vezérlő végzi a mindenkor minden munkaponttal függő Jacobi-mátrix inverzével. Ily módon előáll az egyes hajtások fordulatszám alapjelé, amelyre a hajtások külön-külön szabályoznak. A hajtások önálló fordulatszám szabályozókkal rendelkeznek.

A decentralizált fordulatszám szabályozott hajtások alapjelének $d\dot{q}_{ai}/dt = \ddot{q}_{ai}$ meredeksége nem érhet el akkora értéket, amely valamelyik hajtás áramkorlátozását idézi elő, mert akkor a pozíciós szabályozás által előírt gyorsulás nem teljesíthető és a pálya torzul. Az alapjel interpolációt eszerint kell megtervezni.

11.3.4.4. Pozíciós szabályozás decentralizált nyomaték szabályozással

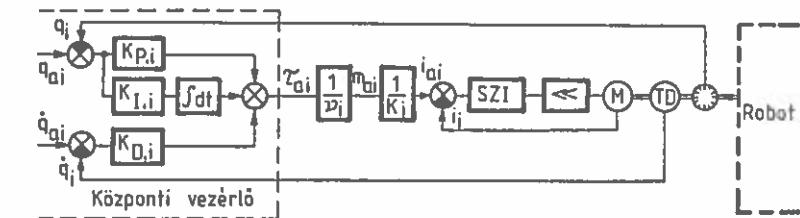
Az egyes hajtások nyomaték szabályozását végeznek, amelyhez az alapjel a központi vezérlőtől kapják. Mivel a szervohajtások nyomaték szabályozása áramszabályozásra visszavezethető, a központi vezérlő a hajtások számára közvetlenül áram alapjelét is adhat. A nyomaték, ill. áram alapjel kiszámítására többféle módszer van. Ezek közül kettőt ismertetünk:

- csuklónként PID pozíciós szabályozási algoritmussal számolt nyomaték alapjel,
- előreszámolt nyomaték módszerével javított alapjel adás.

A csuklónként PID pozíciós szabályozási algoritmussal számolt nyomaték alapjel adásnál feltételezik, hogy a csukló hajtások egymásra hatása, egymás közti zavarása kicsi. A szabályozás algoritmusára az i-edik motorra:

$$\tau_{ai} = K_{P,i}\Delta q_i + K_{I,i}\int \Delta q_i dt + K_{D,i}d\Delta q_i / dt, \quad (11.15)$$

ahol $\Delta q_i = q_{ai} - q_i$ a pozíció hibajel, $K_{P,i}$; $K_{I,i}$; $K_{D,i}$ a PID szabályozó konstansai. Az egyes hajtások nyomaték alapjel $m_{ai} = \tau_{ai} / v_i$ alapján számítható. Külön sebesség szabályozás ebben a megoldásban nincs, a nyomaték alapjel közvetlenül a pozíciós szabályozási algoritmus állítja elő. A pozíció alapjel olyan interpolált függvénytel kell megadni, ami figyelembe veszi azt, hogy a meredeksége a megengedett sebesség határt, a második deriváltja pedig a megengedhető maximális gyorsulás határt ne lépje túl.



11.14. ábra. Pozíciós szabályozás csuklónként PID nyomaték szabályozással.

A szabályozás vázlatos rajza a 11.14. ábrán látható. A csuklónkénti PID pozíciós szabályozás nem veszi figyelembe a csuklók közti kölcsönhatásokat. Ennek az lehet a következménye, hogy egy munkapontban jól beállított szabályozó egy másik munkapontban nagyon eltérően viselkedhet.

Az előreszámolt nyomatékok módszerével javított nyomaték szabályozások.

A CTC (computed torque control) néven elterjedt változatot a 11.15. ábra mutatja be. A módszer felhasználja a robot (11.12) dinamikai egyenleteit. Az összes csuklóra felírt (11.12) egyenlet mátrixos, rövidített alakja a viszkózus súrlódással kiegészítve a következő:

$$\underline{\tau} = \underline{H}\dot{\underline{q}} + \underline{h} + \underline{D}(\dot{\underline{q}}) + \underline{g} + \underline{\tau}_k. \quad (11.16)$$

A CTC módszernél abból indulnak ki, hogy a $\underline{\tau} = (\tau_1, \dots, \tau_N)^T$ nyomaték igényt a dinamikai modell egyenleteivel motoronként előre ki lehet számolni, noha az előreszámolás hibával fog rendelkezni, hiszen a (11.16) egyenletrendszer paramétereireit nem tökéletesen ismerjük. A valóságos \underline{H} helyett csak a becsült $\hat{\underline{H}}$ -val, a valóságos \underline{h} helyett a becsült $\hat{\underline{h}}$ -val, stb. tudunk számolni. Így pl. a

betanított pontokra fektetett interpolált pályagörbe $\ddot{q}_a(t)$ gyorsulás-, $\dot{q}_a(t)$ sebesség-, és $q_a(t)$ pozíció függvényeivel előre számolt nyomaték:

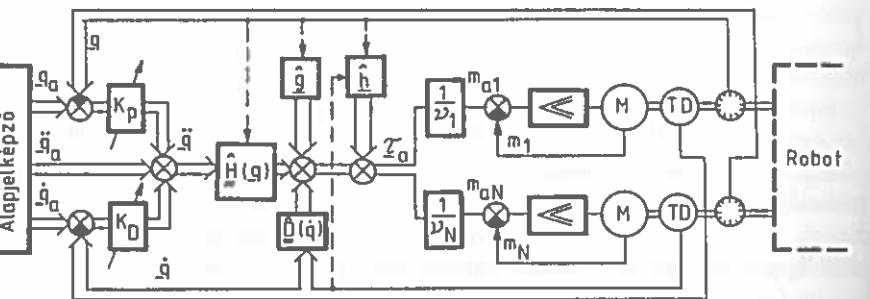
$$\hat{\tau} = \hat{H}\ddot{q}_a + \hat{h} + \hat{D}(\dot{q}_a) + \hat{g} + \hat{i}_k \quad (11.17)$$

lenne. Ez a $\hat{\tau}$ nyomaték a valóságos rendszeren nagy valószínűséggel nem az előírt mozgást idézné elő, $\ddot{q} \neq \ddot{q}_a$, $\dot{q} \neq \dot{q}_a$, és $q \neq q_a$, ezért szabályozó beépítése szükséges. Megfogalmaznak egy általánosított hibát, amely a $\Delta q = q_a - q$ pozíció hibával felírva többféle lehet, pl.:

$$e(t) = K_p \Delta q + K_D \Delta \dot{q} + \Delta \ddot{q}, \text{ vagy } e(t) = K_p \Delta q + K_D \Delta \dot{q} + K_I \int \Delta q dt + \Delta \ddot{q}. \quad (11.18)$$

A szabályozás célja, hogy $e = 0$ legyen. Ebből a feltételből meghatározzák a \ddot{q} értékét, például a (11.18) általánosított hiba első alakjából:

$$\ddot{q} = \ddot{q}_a + K_p \Delta q + K_D \Delta \dot{q}.$$



11.15. ábra. CTC nyomatékszabályozás.

A (11.17) szerinti nyomaték előre számolást ezután úgy módosítják, hogy \ddot{q}_a helyett a fenti gyorsulás értékkel, \ddot{q} és q helyett pedig a mért \ddot{q} és q értékekkel számolnak. Ebből meghatározzák a hajtások $m_{ai} = \hat{\tau}_i / v_i$ nyomaték alapjelét. A teljes szabályozási sémát a 11.15. ábra mutatja. A szabályozó képes arra, hogy a rendszer egyenletek közelítő ismeretéből származó hibákat korrigálja, ha az egyes hajtásokra a szabályozási paramétereik helyesen választották meg.

RMAC (resolved motion acceleration control) néven terjedt el a szakirodalomban a CTC szabályozásnak egy olyan változata, amely közvetlenül a világkoordinátákban mért hibajelek alapján állítja elő a csuklónkénti nyomaték

számításához szükséges \ddot{q} értékeket. Ugyanis az RMAC -nál az általánosított hiba a (11.18)-hoz képest világkoordinátákban van megfogalmazva, pl. a következő alakban:

$$e_x(t) = K_p \Delta x + K_D \Delta \dot{x} + \Delta \ddot{x}, \quad (11.19)$$

ahol $\Delta x = \begin{bmatrix} p_a - p \\ \varphi_a - \varphi \end{bmatrix}$, $\Delta \dot{x} = \begin{bmatrix} v_a - v \\ \omega_a - \omega \end{bmatrix}$, és $\Delta \ddot{x} = \begin{bmatrix} \dot{v}_a - \dot{v} \\ \dot{\omega}_a - \dot{\omega} \end{bmatrix}$ (az e x indexe a világ koordinátákra utal). A szabályozás célja, hogy $e_x = 0$ legyen.

A (11.9) szerinti $\begin{bmatrix} v \\ \omega \end{bmatrix} = J \dot{q}$ és $\begin{bmatrix} \dot{v} \\ \dot{\omega} \end{bmatrix} = J \ddot{q} + J \dot{q}$ azonosságokat (11.19)-be behelyettesítve:

$$e_x = \begin{bmatrix} \dot{v}_a \\ \dot{\omega}_a \end{bmatrix} - J \ddot{q} - J \dot{q} + K_D \begin{bmatrix} v_a \\ \omega_a \end{bmatrix} - K_D J \dot{q} + K_p \Delta x \Rightarrow 0 \quad (11.20)$$

egyenletet kapjuk, ahol \ddot{q} és q mért mennyiségek, $J(q)$ számítható, az alapjelek ismertek. A (11.20)-ból \ddot{q} értékét kifejezve a nyomaték előre számolást a CTC módszerhez hasonlóan a (11.17) egyenlet alapján el lehet végezni (\ddot{q}_a helyett a (11.20)-ból számolt \ddot{q} -tal). Az így kiszámolt nyomatékkal lehet meghatározni a hajtások $m_{ai} = \tau_{ai} / v_i$ nyomaték alapjelét. A szabályozás vázlata a 11.15. ábrához hasonló.

Gravitáció kompenzáció a festőrobotknál alkalmazzák arra, hogy robotot 'súlytalanná' tegyék. Ennek megvalósításához ugyancsak decentralizált nyomaték szabályozással ellátott hajtások kellenek. Ilyen esetben a nyomaték előre-számításához a (11.17) egyenletnek csak a gravitációs erők ellensúlyozására szolgáló elemét veszik figyelembe: $\hat{\tau} = \hat{g}$, és ennek komponenseiből számítják a hajtások alapjelét $m_{ai} = \tau_{ai} / v_i$ szerint. Külön szabályozókor nincs. A $\hat{\tau}$ munkapont függő. Ha az előreszámolás jó, akkor a robot mechanikai felezés nélkül is áll, a saját súlyából származó erőket a csukló nyomatéka ellenártja. Ha a számolás nem jó, akkor a robot elmozdulhat amennyiben a súrlódást legyőzi.

11.3.4.5. Időoptimalizált robot szabályozás

A pakoló, ismételt "pick and place" műveleteket végző robotoknál célszerű lehet a feladat megoldását valamelyen szempontból optimalizálni. Az optimalizálás lehet:

- két pont közti legrövidebb út keresés (csuklókoordináták szerint),
- minimális energia igényű pálya keresés,

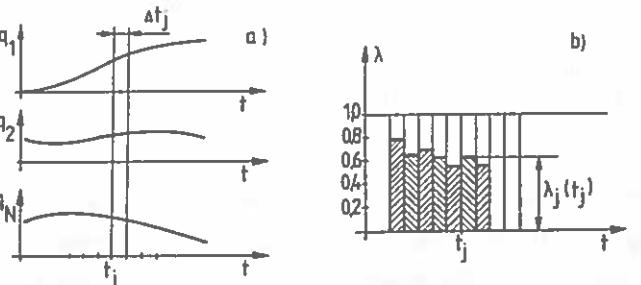
- kötött pálya mentén való mozgás idejének minimalizálása, stb.
Mindegyikkel bőven foglalkozik a szakirodalom, de mi csak az utolsóval.

Az előírt, kötött pálya bármely pontja és irányítottsága megadható az \underline{x} világkoordinátákkal, vagy a \underline{q} csuklókoordinátákkal. Egy-egy szerszám helyzetéhez több \underline{q} koordináta is tartozhat, mivel az inverz geometriai feladat megoldása általában többéértékű. Először is az előírt pontokon áthaladó pályáról feltételezzük, hogy az a lehetséges megoldások közül a minimális csukló elmozdulást igénylő. A következő lépés a pálya időbeli megtervezése, időléptezése. Erre a feladatra többsféle interpolációs eljárással lehet kiszámolni egy olyan $\underline{q}_*(t)$ pályát, amelyik n-ed rendben deriválhatóan sima.

Az interpolációs eljárásokkal a pályát úgy tervezik meg, hogy a tervezett pálya megvalósítható legyen. A megvalósíthatóságot akadályozhatja mechanikai ütközésveszély, sebességkorlát, a hajtómotor áramának vagy feszültségének korlátozása. Az áramkorlátozás szorosan összefügg a gyorsuláskorlátozással. Az interpolációs eljárások bonyolultsága miatt a robot mozgásokat bőven a fenti korlátozások által meghatározott határon belüli $\dot{\underline{q}}(t)$, $\ddot{\underline{q}}(t)$, és $\dddot{\underline{q}}(t)$ értékekre tervezik. Ezért a tervezett pálya befutási ideje általában sokkal hosszabb, mint amit a rendszer teljesíteni tud.

A kötött pálya mentén végzett mozgás idejének minimalizálása.

Ez egy olyan pályatervezés, amely a csukló koordináták szerint figyelembeveszi az előbbi korlátozásokat és ezeket a lehető legjobban ki is használja.

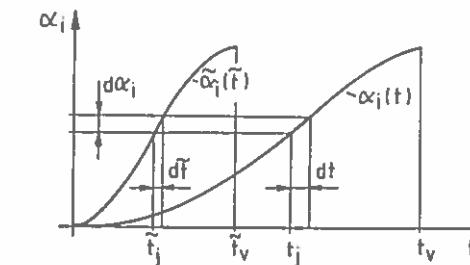


11.16. ábra. a) Pályagörbe bejárási idejének rövidítése,
b) A rövidítések mértéke.

Egy n-edrendű interpolációval előzetesen kiszámolt, a korlátozásokon biztosan belül levő $\underline{q}(t)$ pálya minden Δt időintervallumát megvizsgálják, hogy mennyire rövidíthető le úgy, hogy minden ilyen lerövidítés következtében valamelyik csuklómotor, vagy a gyorsulás-, gyorsulásderivált-, vagy a lehetséges sebességhatárt elérje. Azaz minden legyen egy olyan hajtás, ami a

teljesítőképességének határán, ill. annak szorosan a közelében van. Ha az egymásután következő Δt időintervallumokat megvizsgájuk (11.16.a. ábra), akkor minden Δt_j időintervallumra kiadódik egy $\lambda_j \leq 1$ szám, amely megmutatja, hogy az adott intervallum mennyire rövidíthető le. A Δt_j időintervallumokra λ_j értékeit ábrázolva egy hisztogrammot kapunk (11.16.b. ábra). Erre egy folytonos $\kappa(t)$ időfüggvény fektethető. Ez a $0 < \kappa(t) \leq 1$ az időrövidítés folytonos függvénye, amelynek a segítségével egy új időskála szerkeszthető, amelynek a jele \tilde{t} .

Az i-dik csuklóváltozóra nézve az eredeti időskálán leírt pálya a motorra átszámítva $\alpha_i(t) = v_i q_i(t)$. Az új időskálán leírt pályagörbe $\tilde{\alpha}_i(\tilde{t}) = v_i \tilde{q}_i(\tilde{t})$. Az eredeti és a lerövidített pozíció időfüggvényt együtt a 11.17. ábra mutatja.



11.17. ábra. Lerövidített bejárási idejű pályagörbe.

Az új időskála képzése:

$$d\tilde{t} = \kappa(t) dt,$$

$$\tilde{t} = \int_0^t \kappa(t) dt. \quad (11.21a)$$

Az időskála megváltozásának következményei az i-edik motor változóira nézve: a pozíció megváltozása a t_j , ill. a neki megfelelő új \tilde{t}_j időpillanatban:

$$d\tilde{\alpha}_i(\tilde{t}_j) = d\alpha_i(t_j), \quad (11.21b)$$

$$\text{az új pozíció időfüggvény } \tilde{\alpha}_i(\tilde{t}) = \alpha_i(t), \quad (11.21c)$$

$$\text{az új szögsebesség időfv. } \tilde{\dot{\alpha}}_i(\tilde{t}) = \frac{d\tilde{\alpha}_i(\tilde{t})}{d\tilde{t}} = \tilde{w}_i = \frac{1}{\kappa(t)} \frac{d\alpha_i}{dt} = \frac{w_i(t)}{\kappa(t)}, \quad (11.21d)$$

$$\text{az új szöggyorsulás időfv. } \tilde{\ddot{\alpha}}_i(\tilde{t}) = \frac{d\tilde{w}_i}{d\tilde{t}} = \frac{1}{\kappa(t)} \left(-\frac{\dot{\kappa}(t)}{\kappa(t)} w_i(t) + \frac{dw_i(t)}{dt} \right). \quad (11.21e)$$

A (11.20a)-val számolható az új időskála. A (11.20b és c) azt fejezi ki, hogy ugyanazt a pozícióváltást kívánjuk elérni, ugyanazt a pályát szeretnénk bejárni, mint eredetileg, csak új időskálán, a lehetőségek szerint minimálisra csökkentett idővel. A rövidített időskála miatt megnönek az új sebesség, gyorsulás, gyorsulás-derivált értékek (11.21d,e; a $d^2\ddot{w}_i / dt^2$ gyorsulásderiváltat nem írtuk fel).

Az időoptimalizálás módszerének ellenőrzése: a kötött pálya befutásának ideje akkor lesz minimális, ha a (11.21d,e) alapján minden motorra ($i=1,2,\dots,N$) kiszámolt új sebesség, gyorsulás, vagy gyorsulásderivált időfüggvény egyike minden a hajtások által megengedett egyik korlát értéken vagy annak szorosan a közelében lesz. Egyenáramú szervohajtásra a 8.1.2. fejezetben foglaltuk össze a korlátértékek számításához szükséges differenciálegyenleteket.

11.3.4.6. Kombinált pozíció és erő szabályozás

Ez a fajta szabályozás a robot környezettel való érintkezésének szabályozásával foglalkozik. Ilyen problémát vethet fel a robottal végeztetett megmunkálás, szerelés, vagy pl. táblára írásnál az írás. Egyszerű pozíciószabályozással a környezettel való szabályozott érintkezés általában nem oldható meg, mert pl. a táblára merőleges irányú pozicionálási hiba miatt a kréta eltörhet, vagy nem éri el a felületet. A tábla síkjára merőlegesen célszerű erőszabályozást alkalmazni, míg a tábla eléréséhez, ill. a tábla síkja mentén való mozgatáshoz, 'iráshoz' pozíciószabályozást. A példából is látható, hogy a kombinált erő-, ill. pozíciószabályozást a feladatnak megfelelő koordinátarendszer szerint kell szétválasztani. A feladatnak megfelelő koordinátarendszer kikeresése nehéz, ehhez kereső eljárásokat dolgoztak ki. A legegyszerűbb megoldás pl. a tábla síkjának kikeresése három pontjával.

A kombinált erő és pozíciószabályozás külön erő és pozíciószabályozókkal rendelkezik. A feladatnak megfelelő koordinátarendszer helyzete megszabja azt, hogy melyik irányban melyik kör működik. Például a tábla síkjára merőlegesen az erőszabályozás.

Függelék

A. Szervohajtásokban alkalmazott érzékelők

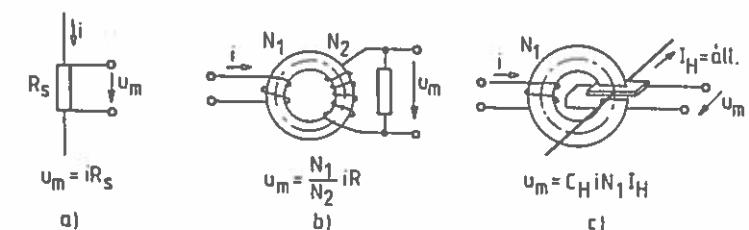
Nagypontosságú és nagy szabályozási dinamikájú szervohajtások csak igényes szabályozókkal valósíthatók meg. A szabályozás jóságát döntő mértékben befolyásolja az alkalmazott érzékelők minősége. A szervohajtásoknál használt érzékelőkkel szemben magas szintük az elvárások vannak. Szokásos követelmények pl. a linearitás, a nullahiba mentes és előjelhelyes érzékelés, a zavar-, zaj- és karbantartásmentesség, az üzembiztoság, az alakhű, torzítás mentes jelátvitel, nagy felbontóképesség és a potenciálfüggetlenség.

A jó minőségű érzékelők ára magas, ezért szerte a világon folyik az érzékelő mentes, ill. az egyszerűbb érzékelőkkel megoldható hajtásszabályozások fejlesztése.

Röviden felsoroljuk a szervohajtásokban gyakran alkalmazott érzékelőket.

A1. Áramérzékelők

A mért áramjelet általában az áramszabályozók visszacsatolójeleként, és a túláram-, ill. zárlatvédelmi áramkörök bemenőjeleként használják. A visszacsatolójel képzéséhez alakhű, és torzításmentes jelátvitel szükséges, az áramjel egyenáramú és váltakozóáramú, kis- és nagyfrekvenciás összetevőire nézve is. A zárlatvédelmi célokra is szolgáló áramérzékelőknek a névleges áram sokszorosát kell elviselniük meghibásodás nélkül, valamint késleltetés mentes jelátvitelt kell biztosítani nagy meredekségű áramok esetén is. Régebbi hajtásokban az induktivitás szegény söntellenállást, az áramváltót vagy az egyszerű Hall-elemes áramérzékelést alkalmazták, míg az újabb hajtásokban a visszacsatolt (null-kompenzált) Hall-elemes áramváltókat.



A.1. ábra. Áramérzékelő. a) Söntellenállással, b) Áramváltóval, c) Hall-elemmel.

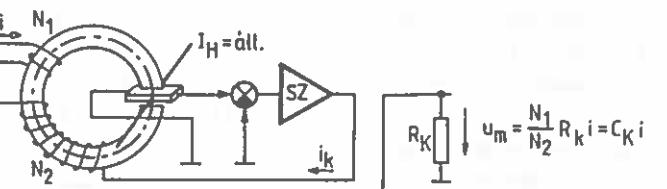
Söntellenállásos áramérzékelőről (A.1.a. ábra) vett jel nem potenciál független és kis jelszintű, jelerősítő nélkül nem használható. Ha a söntellenállás nem induktivitás szegény kivitelű, akkor a kapcsain mért feszültség a mérendő áramjel változási meredekségtől függő hibás komponenst is tartalmaz.

Hagyományos áramváltó (A.1.b. ábra) csak váltakozóáram mérésére alkalmas és pontossága csak a katalógusban szereplő amplitudó és frekvencia feltételek

mellett érvényes. Alacsony frekvenciájú jel átvitelénél a vasmag telítődése miatt a hibája nő.

Hall-elemes áramérzékelő potenciál független áram mérést tesz lehetővé és széles frekvencia tartományú jelre működik. Az egyszerű Hall-elemes érzékelő (A.1.c. ábra) nagy hátránya a nemlineáris átviteli tulajdonság, az átvitel nullahibája és függése a hőmérséklettől.

Visszacsatolt (null-kompenzált) Hall-elemes áramérzékelő (A.2. ábra) az előbbi hátrányokat kiküszöböli. A precíziós kivitelű vasmagban két egymással szemben ható gerjesztés hozza létre a mágneses indukciót, amit a légrésben Hall-elem mér. Az egyik gerjesztést az i mérendő áram hozza létre, a másikat az i_k szabályozott kimenőáram. Az SZ szabályozó zérus Hall-jelre, azaz a vasmag légrésében zérus indukcióra szabályoz. A zérus indukcióra szabályozás statikus és dinamikus jósága a szabályozó átviteli tulajdonságain túlmenően függ a vasmag minőségétől, és a mérési elrendezéstől is. Ezzel az áramérzékelővel gyakorlatilag hiba nélkül mérhetünk a 0...100 kHz frekvencia tartományban. Amennyiben a vasmag légrésében az indukció valóban zérus, akkor a kimenőáram a menetszámátteljelek számolható: $i_k = (N_1/N_2)i$. Az R_k kimenő ellenálláson pedig a mérendő árammal arányos jel vehető le, $u_m = c_k i$.



A.2. ábra. Visszacsatolt (null-kompenzált) Hall-elemes áramérzékelő.

A visszacsatolt Hall-elemes áramérzékelők készen kaphatók, áruk magas.

A2. Feszültségérzékelők

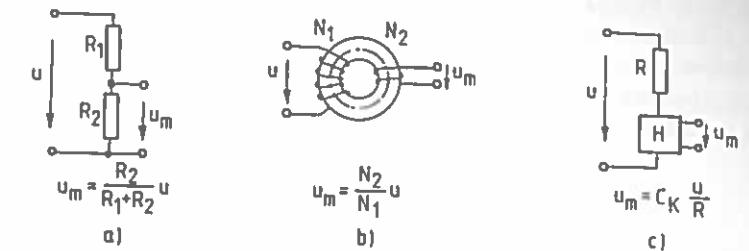
Feszültség mérésére legegyrészt megoldás az ellenállásosztó, váltakozófeszültség mérésére pedig a feszültségváltó. Újabban alkalmazzák a Hall-elemes feszültségmérést.

Ellenállásosztó nem potenciál független feszültségmérő (A.3.a. ábra). Nagyobb feszültségre az osztóhoz nagy teljesítményű ellenállásokat, míg nagy meredekségű feszültségjelek hiteles és késleltetés mentes méréséhez pedig induktivitás és kapacitás szegény ellenállásokat kell alkalmazni.

Feszültségváltó csak váltakozófeszültség mérésére alkalmazható az áramváltóhoz hasonló problémákkal (A.3.b. ábra).

Hall-elemes feszültségméréshez a feszültség mérését áram mérésre vezetik vissza (A.3.c. ábra). A mérendő feszültségpontokra kötött induktivitás- és kapacitásszegény ellenállás áramát az előző szakaszban részletezett H-jelű

visszacsatolt Hall-elemes árammérővel mérik. Erre a célra kaphatók egészen kisáramú (1-10mA-es) árammérők.



A.3. ábra. Feszültségérzékelő.
a. Feszültségesztővel, b. Feszültségváltóval, c. Hall-elemes feszültségmérővel.

A3. Fordulatszám érzékelők

A analóg fordulatszám érzékelők a fordulatszámmal arányos analóg jelet adnak. Ezeket használják az analóg fordulatszám szabályozású szervohajtásokhoz.

A frekvenciajelet adó fordulatszám érzékelők fordulatonként adott számú impulusból álló frekvenciajelet adnak. A jelfeldolgozásuk analóg jellegű. Ezeket használják pl. az állandó fordulatszámú hajtások frekvenciakövető vagy fáziskötő PLL (fáziszárt hurkos) fordulatszám szabályozásához, vagy együttfutás szabályozásokhoz.

A digitális jelet adó fordulatszám érzékelők nagy felbontású szöghelyzetadó jelére épített jelfeldolgozó áramkörök, amelyek a fordulatszámot a szögelfordulásból számolják ki. Az ilyen fordulatszám érzékelőket általában ott használják, ahol a szöghelyzetadó beépítésére más okból is szükség van, pl. szinkronizáláshoz vagy pozíciósabályozáshoz.

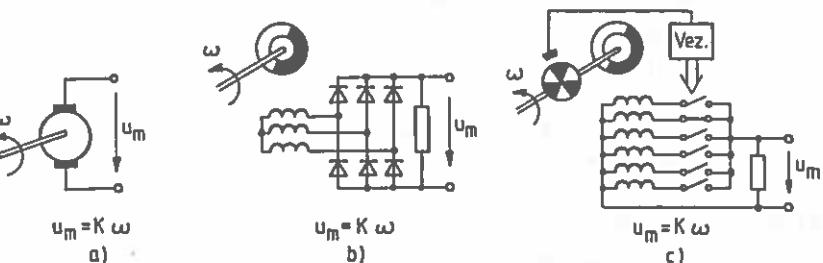
Analóg fordulatszám mérők a fordulatszámmal arányos analóg jelet szolgáltatnak. Ilyenek az egyenáramú tachométer dinamó, az egyszerű diódás és az elektronikusan vezérelt egyenirányítóval ellátott váltakozóáramú tachométer generátor. A felsorolt mérőgépek általában állandómágneses gerjesztésűek, üzem közben kevssé terhelhetők és szétszedésük lemagasztás miatt tilos.

Egyenáramú tachométer dinamó (A.4.a. ábra) precíziós állandómágneses gerjesztésű egyenáramú generátor. Hátránya: a kefék feszültségesése és zajossága miatt létrejövő jelzorítás.

Váltakozóáramú tachométer generátor feszültségjelét fordulatszámméréshez egyenirányítani kell. A hagyományos megoldás az egyszerű diódás egyenirányítás (A.4.b. ábra), aminek a legnagyobb hátránya, hogy a kapott fordulatszámjel egyirányú, nem előjelhelyes.

Elektronikus tachométer generátor állandómágneses, négyzetmegmezős forgórészű, három- vagy hatfázisú állórésztekercselésű generátor, amelyet

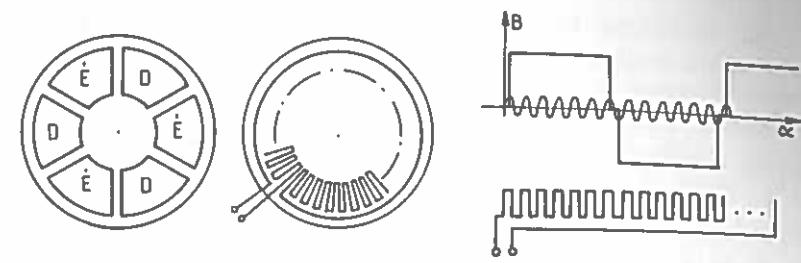
elektronikus vezérlésű tranzisztoros egyenirányítóval látnak el (A.4.c. ábra). Az előfordulási szöghelyzetről vezérelt elektronikus egyenirányítás az 5.2.1. fejezetben leírt módon előjelhelyes és síma fordulatszámmal előállítását teszi lehetővé. Hátránya, hogy az elektronikus egyenirányítás szinkronizálásához szögelfordulásmérőt is fel kell szerelni. Ezt a megoldást leginkább a négyszögmezős szinkron szervohajtásoknál használják, ahol a szögelfordulásmérő nár eleve be van szerelve a motor illesztett áramú táplálásának vezérléséhez.



4. ábra. Fordulatszámmérő tachométer generátor. Egyenáramú, b. Váltakozóáramú, c. Elektronikus.

Frekvenciajelet adó fordulatszám érzékelők kimenőjele fordulatonként adott, de nem túl nagy számú impulzusból álló frekvenciajel. Ezeket leginkább az állandó fordulatszámú kismotoros hajtások fordulatszám szabályozásához használják, pl a floppy-hajtásokhoz, ahol a fordulatszám alapjele és visszacsatolójele is frekvenciajel. Az alapjelet rendszerint kvarcgenerátorról veszik, a fordulatszám szabályozó pedig fázis zárt hurkos rendszerű. A szabályozó a motor fordulatszámát állandó és ingadozás mentes értéken tartja meg, hogy a kvarcgenerátor leosztott frekvenciajeléhez a motor frekvenciajelét teljesen szinkronizálja. A kismotoros floppy hajtásokhoz kifejlesztettek nagyon kis helyigényű fordulatszám érzékelőket, amelyek fordulatonként adott számú feszültséghullából álló frekvenciajelet adnak.

Mezőfelharmonikussal működő frekvenciajeladó (A.5. ábra) csak négyszögmezős állandómágneses forgórészű szinkron motornál alkalmazható. A jeladó olyan un. Meander tekercselés, amely képes a forgórész négyzet alakú négyes térének n -edik (15, 17, vagy 19-dik, stb.) felharmonikusa által indukált feszültség összegyűjtésére. Ehhez az szükséges, hogy a forgórész mágnes bólósosztásának megfelelő szögtartományban n -számú tekercsoldal legyen. A tekercsen jó közelítéssel szinuszos alakú, a motor egy körülfordulása alatt np számú hullámból álló feszültség mérhető, amelynek az amplitúdója a fordulatszámmal lineárisan változik. A fordulatszám mérésére felhasználható a telamitódója vagy a frekvenciája, az utóbbi a szokásos. A Meander tekercselés szokásos megvalósítási módját mutatja az A.5. ábra négyszögmezős, tárcsa forgórészes szinkron szervohajtásra.



A.5. ábra. Mezőfelharmonikust mérő frekvenciajeladó

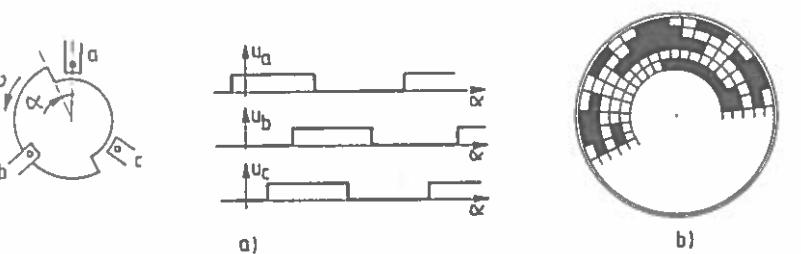
Szuperponált mágnesezéssel működő frekvenciajeladó nagy pólusszámú szuperponált mágnesmező által indukált feszültség mérésén alapul. Az eszköz ugyancsak egy Meander tekercselés, ahol a tekercs elemei a szuperponált mágnesmező pólusosztásának megfelelő osztásúak.

Mindkét újszerű megoldás hátránya, hogy kis fordulatszámokon nem adnak ki jelet.

Digitális jelet adó fordulatszám érzékelők tulajdonképpen nagy felbontású szöghelyzetadóra épített digitális jelfeldolgozó áramkörök. A nagy felbontású szöghelyzetadó a következőkben ismertetett bármelyik típus lehet. A digitális fordulatszámjel számolása vagy azon alapul, hogy a fordulatszám arányos az állandó T_0 mintavételi időközönként mért szögelfordulással, vagy azon alapul, hogy a fordulatszám fordítottan arányos egy állandó nagyságú $\Delta\alpha_0$ szögelforduláshoz szükséges idővel. A számolt fordulatszámjel felbontóképessége csak akkor jó, ha a szöghelyzetadó felbontása nagy. A jelfeldolgozási feladatok közé tartozik a forgásirány érzékelése is. A digitális fordulatszám mérést leginkább ott használják, ahol a nagyfelbontású szöghelyzetadót más okból, pl. a pozíció szabályozás miatt amúgy is be kell építeni.

A4. Forgórész helyzetérzékelők

A motor állórészén, kitüntetett helyen elhelyezett forgórész helyzetérzékelők a motor forgórészének elfordulási szöghelyzetéről, pl. a forgórész mágnes pillanatnyi irányáról adnak információt. Ezzel lehetővé teszik pl. a forgórész helyzetétől függő szinkronozott áramvektorszabályozást. A legegyszerűbb forgórész helyzetérzékelőket az 5.2. fejezetben tárgyalt négy szögmezős szinkron szervohajtásoknál alkalmazzák. Háromfázisú hídkapcsolásról táplált állórészű motorok esetén az áramvektor szabályozásához elegendő a motor forgórészének szöghelyzetét (villamos szögben mérve) 60° -os szögtartományban ismerni. Villás optoérzékelővel működő forgórész helyzetmérőt mutat az A.6.a. ábra. A forgórészre szerelt tárca kivágása 180° -os nyílásszögű és a három darab villás optoérzékelő villamos szögben mért 120° -ra van elhelyezve. Az optoérzékelők jelének (5.19.a. ábra) logikai feldolgozásával lehet megkapni a tranzisztorok 60° -os szektoronként változó vezérlői elét.



A.6. ábra. Forgórészhangzermérő. a. Villás optoérzékelő és jelalakjai, b. Kódárcsa.

Hall-clemmel működő forgórészhangzermérő közvetlenül a forgórész mágnes terét méri, ebből állít elő logikai jelet a mágneses tér előjelének értékelésével. A három Hall-elem szintén villamos 120° -ra van elhelyezve, és a jelfeldolgozás az optoérzékelős megoldáshoz hasonló.

Hasonlóan egyszerű forgórészhangzermérők vannak az 5.4. fejezet szerinti kismotoros szervohajtásokban és a floppy-hajtásokban is.

A5. Nagyfelbontású szöghelyzettmérők

A szöghelyzettmérők többsége optikai vagy induktív elven működik. A mért szögjel lehet abszolút vagy viszonylagos.

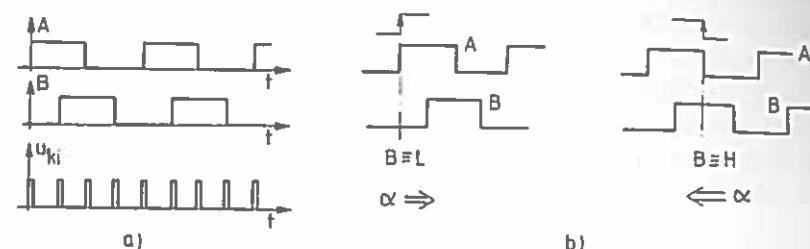
Abszolút szöghelyzettmérők egy körülforduláson ($0\ldots 360^\circ$ tartományon) belül abszolút információt adnak a szögfelváltás mértékéről. Ez az információ a bekapcsolás pillanatában azonnal rendelkezésre áll. Ha a mérendő elfordulási szög több körülfordulánsi nagyságú, akkor bekapcsoláskor először ki kell keresni, hogy melyik 360° -os tartományra vonatkozik az abszolút szög-információ. Szerszámgépeknél, robotoknál ezért kell az üzemet "referencia pont kereső" eljárással kezdeni. A referencia helyzet kereséshez néha elegendő egy -a nagyfelbontású mérővel kombinált-, annál sokkal kisebb igényű, durva, pl. potencióméteres szöghelyzettmérő.

Viszonylagos szöghelyzettmérők arról adnak információt, hogy az elfordulási szög mennyit változott és milyen irányban az előző méréshez képest. A változás mértékét a felbontástól függő nagyságú inkrementek számával lehet megadni. Általában a viszonylagos szöghelyzettmérőknél is van körülfordulásonként egy abszolút szögjel, a nullimpulzus, amihez viszonyítva az előbbihez hasonlóan el lehet végezni a "referencia pont kereső" eljárást.

Optikai elven működő szöghelyzet jeladók.

Kódadók abszolút szöghelyzetet érzékelnek, és minden szöghelyzethez egy-egy kódot rendelnek. A motorral együttforgó tárcsát $\Delta\alpha_0$ szélességű szektoronként sugárirányban kódolják. Egyszerű kódárcsa részlet az A.6.b. ábrán látható. A kódokat optikai úton olvassák le. A leolvasási hibák csökkentésére olyan kódokat alkalmaznak, amelyeknél a szomszédos kódok között csak egy bitjegyben van különbség.

Inkrementális szögadók viszonylagos szöghelyzetet érzékelnek úgy, hogy körülfordulásonként a felbontóképességtől függő számú egyenletesen elosztott jelet (impulzust, vagy szinuszhullámot) állítanak elő. A motorral együttforgó tárcsán $\Delta\alpha_0$ szögösséssel optikai "réseket" vágunk. Ezeknek a részeknek az átláthatóságát négy optoérzékelő figyeli. Az "A" és "B" optoérzékelők egymáshoz képest $\Delta\alpha_0/4$ szöggel eltolt helyzetük. Emiatt az elrendezés miatt az A és B kimenőjel villamosan 90° -os eltolású. Az "A" optocsatoló az "A"-hoz képest és a "B" a "B"-hez képest $\Delta\alpha_0/2$ eltolású, ezért a kimeneteken \bar{A} és \bar{B} jeleket adnak ki. A fenti négy jelen kívül van még az N és \bar{N} jelű nullimpulzus, amit az az optocsatoló ad, amely előtt egy körülfordulás alatt csak egy optikai rés fut el. Az inkrementális szögadó jeleit még az adón belül erősítik és jelformálják. A jelformálás módja szerint az A, \bar{A} , B, \bar{B} kimenőjel lehet: négyzetgalakú vagy szinuszos.

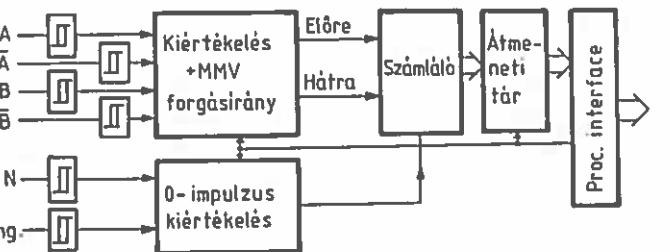


A.7. ábra. Impulzusadó kiértékelése. a. Négyzetgalakú kiértékelés, b. Forgásirány meghatározás.

Impulzusadók négyzetgalakú kimenőjellel rendelkező inkrementális szögadók. Az A és B kimenőjelök az A.7.a. ábrán láthatók. A jelek kiértékelése lehet 1-szeres, 2-szeres vagy 4-szeres aszerint, hogy a szögadó jeleinek fel- és lefutó élei közül hány vesz részt a kimenőjel előállításában. Az A.7.a. ábra 4-szeres kiértékelésű kimenőjel mutat. A kimenő impulzusok száma az A jel körülfordulásonként mérhető periódusának négyzserese. A kimenő impulzusok hosszát monostabil multivibrátor (MMV) állítja be. A kimenő impulzusok nem érhetnek össze, és ez meghatározza az impulzusadó maximális fordulatszámát. A forgásirányt az A.7.b. ábra szerint lehet meghatározni. Az A jel felfutóelekor az egyik irányú forgásnál $B=L$ logikai szinten van, mik a másik irányban $B=H$ logikai szinten. Az \bar{A} jel A-val és \bar{B} jel B-val azonos logikai szintű nem lehet. Ezt használják fel zavarjel ellenőrzésre.

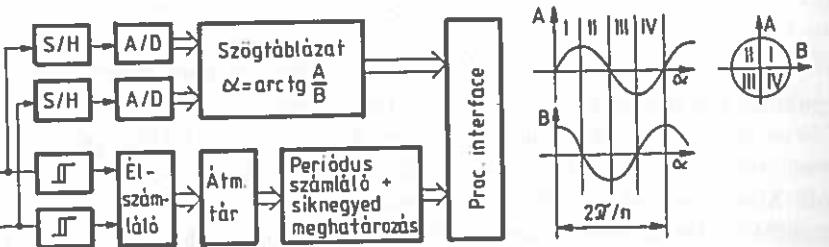
A nullimpulzus szerepe többséle lehet. Lehet vele pl. a körülfordulásokat számolni, vagy az impulzusadó kiértékelő áramkörét alapértékre állítani.

Az impulzusadó kiértékelő áramkörét az A.8. ábra mutatja. Ennek fő eleme az előre-hátra számláló, amely az impulzusadó kimenő impulzusait forgásirány-helyesen számlálja. Ha a számláló tartalmát a referencia helyzetre állással nullázták, akkor a kimenetén leolvasható a referenciahelyzethez képest mérhető pillanatnyi elfordulási szögérték.



A.8. ábra. Impulzusadó kiértékelő áramköre.

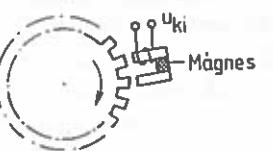
Szinuszos kimenőjelű inkrementális szögadó növelt felbontóképességgel. Szinuszos kimenőjel esetén a kiértékelési eljárásnál a jelalakot is figyelembe lehet venni. Az A jel egy körülfordulás alatt n db szinuszhullám, tehát leírható úgy, mint $A = A_0 \sin \omega t$, míg a 90° -kal eltolt B jel $B = A_0 \cos \omega t$. A két jel hánnyadosa $\tan \omega t$, azaz a szinuszos kimenőjel egy periódusán belül a szöghelyzet az $\alpha = \arctg(A/B)$ -ból számolható. A negyedperiódusok azonosításához az A és B szinuszos jelek előjeleit külön értékelni kell. Az előjeleket figyelésből adódó logikai jelek azonos módon értékelhetők, mint a négyzet alakú kimenőjellel rendelkező impulzusadó jelei. A kiértékelő áramkört az A.9. ábra mutatja.



A.9. ábra. Szinuszos kimenőjelű inkrementális szögadó kiértékelő áramköre.

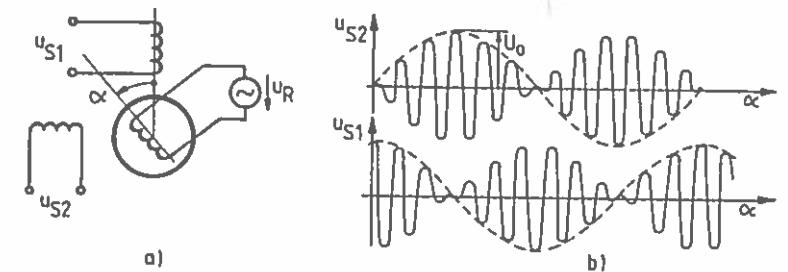
Indukciós szöghelyzetadók.

Egyszerű mágneses vagy induktív szögfordulás érzékelők a fogérzékelők. A fogaskerék fogak és hézagok mágneses tulajdonságainak változása mágneses vagy induktív úton érzékelhető. Egyik megoldás az induktív csatolás változását érzékelő mérőtekercs, a másik megoldás a fogak mellé helyezett kis beépített mágnessel szerelt Hall-elemes érzékelő (A.10.a. ábra).



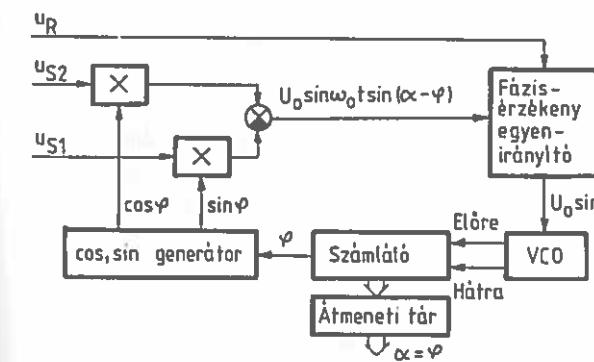
A.10. ábra. Fogaskerekes induktív szögadó.

Rezolverek A legfontosabb indukciós elven működő szögadó a rezolver, amely abszolút szög-jel adására képes precíziós forgógyep. A rezolver állórészén egymásra merőleges elrendezésű S1 és S2 tekercs van, a forgórészén pedig az R tekercs. A rezolver kétfélle kapcsolásban működtethető, amelyhez kétfélle kiértékelési eljárás tartozik. Ezeket megkülönböztetésül rezolver-I és rezolver-II üzemnek nevezik.



A.11. ábra. Rezolver-I üzem. a. Kapsolás, b. Kimenő jelek.

Resolver-I működése az A.11.a. ábrából látható. Az R rotor tekercsre 400-2500Hz frekvenciájú $u_R = U_0 \sin \omega_0 t$ váltakozó feszültséget kapcsolnak, ami a rotorhoz képest lük tető mezöt hoz létre. Ha a forgórezs áll, vagy $w = d\alpha / dt \ll \omega_0$ szögsebességgel forog, akkor az S1 és S2 állórész tekercsekben ugyanilyen, vagy jó közelítéssel ugyanilyen frekvenciájú és fázisú feszültség indukálódik. Az indukálódó feszültség amplitudója a rotor α elfordulási szögétől függ: $u_{S2} = u_R \sin \alpha = U_0 \sin \omega_0 t \sin \alpha$, és $u_{S1} = u_R \cos \alpha = U_0 \sin \omega_0 t \cos \alpha$, ha a tekercsek menetszám áttétele: 1. Az A.11.b. ábra mutatja a rezolver kimenőjelét, az A.12. ábra pedig a jelfeldogozó áramkört. A

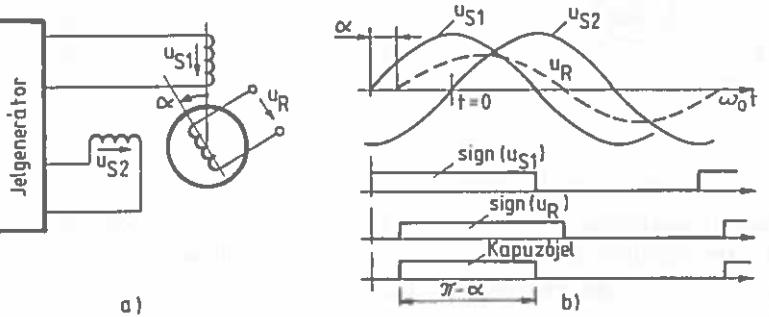


A.12. ábra. Rezolver-I kiértékelő áramköre.

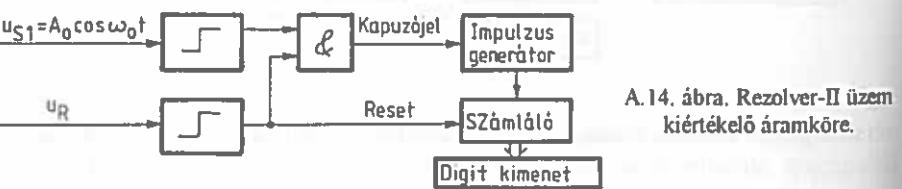
jelfeldolgozás célja az α szög digitális értékének előállítása. A jelfeldolgozáshoz felhasznált algoritmus az $u_{S2} \cos \varphi - u_{S1} \sin \varphi = U_0 \sin \omega_0 t \sin(\alpha - \varphi)$ trigonometrikus összefüggés. A jelfeldolgozó áramkör olyan szabályozókör, ami $\sin(\alpha - \varphi)$

hibajel szerint szabályoz, ahol φ a szabályozó beavatkozójele, ennek a szögnek a koszinuszával és szinuszával kell beszorozni az u_{S2} és u_{S1} jeleket. A $\sin(\alpha-\varphi)$ hibajelet a fázisérzékeny egyenirányító állítja elő úgy, hogy a fenti összefüggésből a hordozófrekvenciát kiszűri. A hibajelből a VCO áramkör a hibajel nagyságától függő frekvenciájú impulzust állít elő, amelyeket a számláló a hibajel előjelétől függően fel vagy le számol. Ha a hibajel nulla, $\alpha=\varphi$, akkor a számláló tartalma nyugalomban van. Az $\alpha=\varphi$ elfordulási szög a számlálóból kiolvasható.

A rezolver R rotor tekercsére az $u_R = U_0 \sin \omega_0 t$ feszültséget hagyományosan csúszógyűrűkkel vitték be, újabban érintkező mentesen, forgótranszformátorral.



Resolver-II működése az A.13.a. ábrából látható. Különbség a resolver-I érzékelőhöz képest, hogy itt az S1 és S2 állórész tekercsékre kapcsolt szinuszosan változó, egymáshoz képest 90° eltolású segédfeszültségek a bemenőjelek és az R rotor tekercsben indukálódó feszültség a kimenőjel. Ha $u_{S1} = U_0 \cos \omega_0 t$ és $u_{S2} = U_0 \sin \omega_0 t$, akkor az állórészhez képest forgó mező jön létre. Ha a forgómező áll, vagy $w = d\alpha / dt \ll \omega_0$ szögsebességgel forog, akkor az R tekercsben indukálódó feszültség ugyanilyen, vagy jó közelítéssel ugyanilyen frekvenciájú. Ugyanekkor az u_R feszültség a menetszám áttételtől függő amplitúdója állandó, ill. közel állandó, a fázisszöge a rotor α elfordulási szögétől függő értékű: $u_R = U_R \cos(\omega_0 t - \alpha)$. A jelek az A.13.b. ábrán láthatók. A kiértékelő áramkört az A.14. ábra mutatja.

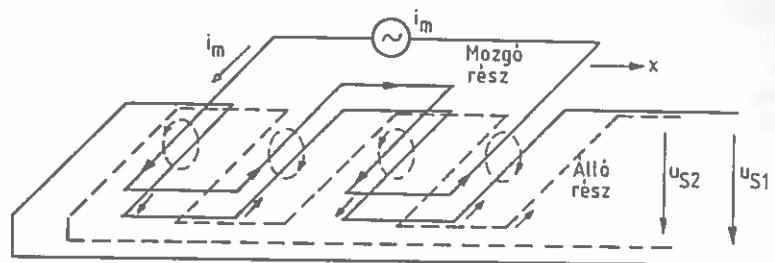


A6. Nagyfelbontású elmozdulásmérők

A lineáris elmozdulásmérők a szögelfordulásmérőkhöz hasonló elven működnek, a jelfeldolgozó áramkörei is hasonlók vagy megegyezők. Léteznek optikai és induktív alapú elmozdulásérzékelők.

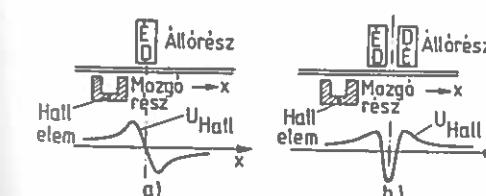
Optikai elmozdulásmérő alapvetően kétféle, létezik a lineáris kódádó és az inkrementális elmozdulásmérő. Az első az abszolút szögelyzetadó (kódádó), a második az inkrementális szögadó lineárisan kiterített változata. A kimenő jelek alakja, és kiértékelése is hasonló, pl. az inkrementális elmozdulásmérő kiértékelése is lehet 1, 2 vagy 4-szeres. Az optikai elmozdulásmérő laser-sugaras optikával $\mu\text{m}-\text{nél}$ pontosabb érzékelést is lehetővé tesznek.

Induktív elmozdulásmérők közül a legismertebb az induktosyn. Az induktosyn a rezolver-I működéséhez nagyon hasonló lineáris elmozdulásmérő. A rajza az A.15. ábrán látható. Három Meander alakú kiterített tekercsből áll. Ebből kettő az állórészben van, és egymáshoz képest negyed osztással el van tolva, a harmadik tekercs a mozgó részen van. A mozgó tekercs gerjesztve van $i_m = I_0 \sin \omega_0 t$ árammal. A mozgó tekercs az elmozdulási helyzetétől függően indukál a két állórésztekercsbe. Az indukált feszültség a rezolver-I u_{S1} és u_{S2} jeleihez hasonló, azaz a kimenőjelek az A.11.b. ábrán mutatott jelekhez hasonlók. A kiértékelő áramkör is azonos lehet a rezolver-I kiértékelő áramkörével.



A7. Végállás jelzök

Ezekből mutat kétféle, állandómágneset és Hall-elemet alkalmazó megoldást az A.16.a. és b. ábra.



B. Szervohajtásokban alkalmazott szabályozók

Szervohajtásokban, az egyéb szabályozott hajtásokhoz hasonlóan analóg, digitális és frekvencia, ill. fázisanalógiás szabályozókat alkalmaznak.

B1. Analóg szabályozók

Ekkor a szabályozók be- és kimenőjelei folytonos analóg mennyiségek. Az analóg szabályozók időben folytonos $u_v(t)$ vezérő jelet állítanak elő a folytonosan rendelkezésre álló $y_a - y = e(t)$ hibajelből (y_a az alapjel, y az ellenőrzőjel). A hajtásokban közvetlen, könnyen kezelhető, hatékony PID szabályozó analóg műveleti erősítő megvalósítása a B.1. ábrán látható. Átviteli függvénye:

$$Y(s) = \frac{(1 + sR_vC_v)(1 + sR_bC_b)}{sR_bC_v}, \text{ ill. } Y(s) = \left(\frac{R_v}{R_b} + \frac{C_b}{C_v} \right) + \frac{1}{sR_bC_v} + sR_vC_b. \quad (\text{B.1.a,b})$$

Az u_v kimenő jel és a Δu_v kimenőjel megváltozás időfüggvénye:

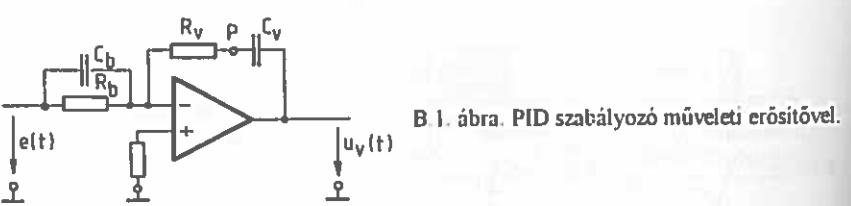
$$u_v(t) = K_p e(t) + \frac{1}{T_1} \int_0^t e(t) dt + u_{cv}(t=0) + T_D \frac{de(t)}{dt},$$

$$\Delta u_v(t) = K_p \Delta e(t) + \frac{\Delta t}{T_1} e(t) + T_D \frac{d\Delta e(t)}{dt}, \quad (\text{B.2.a,b})$$

ahol $u_{cv}(t=0)$ a C_v integráló kondenzátor feszültségének kezdeti értéke. A $K_p = R_v / R_b + C_b / C_v$ arányos tag és a $T_1 = R_b C_v$, $T_D = R_v C_b$ időllandók könnyen változtathatók. A C_b elhagyásával ($C_b = 0$, $T_D = 0$) a szabályozó PI jellegűre, ill. a C_v rövidrezarárával ($C_v = \infty$, $1/T_1 = 0$) PD jellegűre alakítható. Az $u_v(t)$ jel az analóg erősítő telítődése miatt korlátozott:

$$-u_{v\max} \leq u_v(t) \leq +u_{v\max}.$$

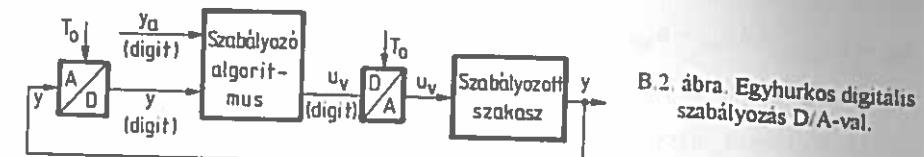
Gyakran beépítenek külön korlátozó áramköröket, amelyekkel a korlátértékek e telítődési határon belül állíthatók. Az $u_{cv}(t=0)$ kezdeti értéket indításkor általában FET-es analóg kapcsolóval állítják be nullára vagy más előírt értékre.



B.1. ábra. PID szabályozó műveleti erősítővel.

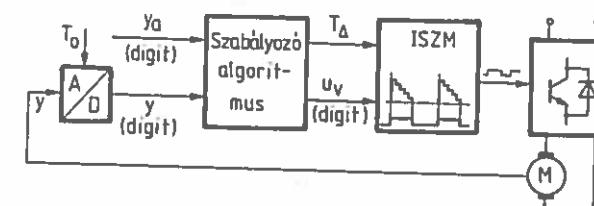
B2. Digitális szabályozók

Ekkor a szabályozók be- és kimenőjelei digitális számértékek. A digitális szabályozók szabályozási algoritmussal számítják ki az u_v vezérő jelet a digitális formában előállított hibajelből. Az y_a alapjelet és az y visszacsatoló jelet $t=kT_o$ ($k=0,1,2,\dots$) diszkrét időpillanatokban olvassák be (mintavételez), ezek ismeretében számolják ki u_v értékét. Az algoritmussal kiszámolt u_v jelet a legutolsó beolvásáshoz képest legkésőbb T_o mintavételi idő mülva ki kell adni. Ennek feltétele, hogy T_o nagyobb legyen mint a számolási idő.



B.2. ábra. Egyhurkos digitális szabályozás D/A-val.

A digitális szabályozó $u_v(\text{digit})$ kimenő jele folytonos rendszerben beavatkozó jelként akkor alkalmazható, ha átalakítják D/A átalakítóval. Egyhurkos digitális szabályozás egyik lehetséges megoldását mutatja a B.2. ábra. A B.3. ábra olyan másfajta digitális szabályozást mutat, ahol a szabályozott szakasz kapcsolóüzemű és ISZM vezérlésű. A digitális ISZM modulátor minden T_o intervallumában az $u_v(\text{digit})$ jel meghatározza a kimenőjel (pl. tranzisztor vezérőjel) kitöltési tényezójét.



B.3. ábra. Egyhurkos digitális szabályozás ISZM-mel.

Az $y(\text{digit})$ visszacsatolójel előállítása és tárolóban való elhelyezése gyakran külön alprogram, amely a jelfeldolgozást (az A/D átalakítást vagy az impulzusszámlálást stb), a digitális szürést, a linearizálást, a jeladóellenőrzést elvégzi. Ha a $t=kT_o$ mintavételi időpillanatban a digitális alapjelet és visszacsatoló jelet y_{ak} -val és y_k -val jelöljük ($y_{ak} = y_a(t=kT_o)$, $y_k = y(t=kT_o)$), akkor az előbbi analóg PID szabályozóhoz hasonlóan működő digitális PID algoritmus az alábbi összefüggést adja az $e_k = y_{ak} - y_k$ hibajel és az $u_{vk} = u_k(t=kT_o)$ kimenőjel között:

$$u_{vk} = K_p e_k + \frac{T_o}{T_1} \sum_{i=1}^k e_{i-1} + \frac{T_D}{T_o} (e_k - e_{k-1}), \quad (\text{B.3})$$

Ebben az integrálást a T_o mintavételi időintervallumokra számolt alsó téglányok összegével közelítjük (a k -adik mintavételnél e_{k-1} -gyel számoljuk a téglányt). A gyakorlatban a fenti algoritmus helyett a (B.2.b) összefüggésen alapuló differenciális, növekményes változatot használják, ahol u_{vk} értékét $u_{v(k-1)}$ felhasználásával számolják. A növekményes alakban felírt PID algoritmus:

$$\Delta u_{vk} = u_{vk} - u_{v(k-1)} = K_p(e_k - e_{k-1}) + \frac{T_o}{T_I} e_{k-1} + \frac{T_D}{T_o} [(e_k - e_{k-1}) - (e_{k-1} - e_{k-2})],$$

$$u_{vk} = u_{v(k-1)} + \Delta u_{vk} = u_{v(k-1)} + \left(K_p + \frac{T_D}{T_o} \right) e_k + \left(-K_p + \frac{T_o}{T_I} - 2 \frac{T_D}{T_o} \right) e_{k-1} + \frac{T_D}{T_o} e_{k-2}. \quad (B.4.a,b)$$

Az alsó téglányos algoritmus PI, I és PD alakjai:

$$PI \text{ algoritmus: } u_{vk} = u_{v(k-1)} + K_p e_k + \left(-K_p + \frac{T_o}{T_I} \right) e_{k-1},$$

$$I \text{ algoritmus: } u_{vk} = u_{v(k-1)} + \frac{T_o}{T_I} e_{k-1},$$

$$PD \text{ algoritmus: } u_{vk} = \left(K_p + \frac{T_D}{T_o} \right) e_k - \frac{T_D}{T_o} e_{k-1}. \quad (B.5.a-c)$$

Az algoritmusok felírásánál az integrálást lehet felső téglánnyal is közelíteni, ekkor a (B.3) módosul:

$$u_{vk} = K_p e_k + \frac{T_o}{T_I} \sum_{i=1}^k e_i + \frac{T_D}{T_o} (e_k - e_{k-1}). \quad (B.6)$$

Ilyenkor a növekményes alakban felírt PID algoritmus:

$$u_{vk} = u_{v(k-1)} + \left(K_p + \frac{T_o}{T_I} + \frac{T_D}{T_o} \right) e_k + \left(-K_p - 2 \frac{T_D}{T_o} \right) e_{k-1} + \frac{T_D}{T_o} e_{k-2}. \quad (B.7)$$

A felső téglányos PI és I algoritmusok:

$$PI: u_{vk} = u_{v(k-1)} + \left(K_p + \frac{T_o}{T_I} \right) e_k - K_p e_{k-1},$$

$$I: u_{vk} = u_{v(k-1)} + \frac{T_o}{T_I} e_k, \quad (B.8.a,b)$$

Az integrálás téglányos közelítésénél jobb a trapézos közelítés. Ekkor a (B.3)-nak megfelelő PID algoritmus:

$$u_{vk} = K_p e_k + \frac{T_o}{T_I} \sum_{i=1}^k \frac{e_i + e_{i-1}}{2} + \frac{T_D}{T_o} (e_k - e_{k-1}). \quad (B.9)$$

Ennek a növekményes alakja:

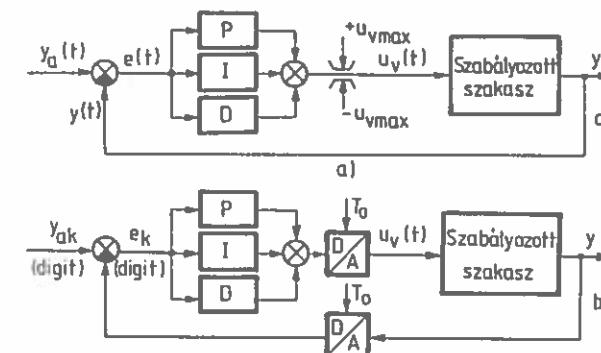
$$u_{vk} = u_{v(k-1)} + \left(K_p + \frac{T_o}{2T_I} + \frac{T_D}{T_o} \right) e_k + \left(-K_p + \frac{T_o}{2T_I} - 2 \frac{T_D}{T_o} \right) e_{k-1} + \frac{T_D}{T_o} e_{k-2}. \quad (B.10)$$

A trapézos PI és I algoritmusok:

$$PI: u_{vk} = u_{v(k-1)} + \left(K_p + \frac{T_o}{2T_I} \right) e_k + \left(-K_p + \frac{T_o}{2T_I} \right) e_{k-1}, \quad (B.11.a,b)$$

$$I: u_{vk} = u_{v(k-1)} + \frac{T_o}{2T_I} e_k + \frac{T_o}{2T_I} e_{k-1}.$$

Az analóg és a digitális PID szabályozás blokkvázlatát mutatja a B.4. ábra.



B.4. ábra. PID szabályozó blokkvázlatára.
a./ Analóg. b./ Digitális.

Digitális szabályozóknál is lényeges a korlátozás. A szabályozók kimenő jelének minden van fizikai jelentése, pl. vezérlő jel, gyűjtásszög, ISZM jelenél bekapsolási idő, félérendelt szabályozónál az alárendelt szabályozó alapjel (pl. áramalapjel). Korlátozásával az adott mennyiséget korlátozását lehet és kell megvalósítani. Ezen túlmenően digitális szabályozásnál a mennyiségek számábrázolási tartománya is véges. Erre különösen ügyelni kell a gyakran alkalmazott fix pontos processzorok és az általuk elsősorban támogatott fix pontos számábrázolás esetén. A számábrázolási tartomány túllépése (túlcordulás) a digitális mennyiség ugrásszerű megváltozását és rossz értékét eredményezi, amit feltétlenül el kell kerülni. Ezért is szükséges a digitális szabályozók korlátozása.

A korlátozás megvalósításához elvileg elegendő a kimenő jel, pl. az u_{vk} vezérlő jel korlátozása a megkívánt értékre. Ilyenkor azonban a (B.3, B.6, B.9)

algoritmusok alkalmazásakor problémát okozhat az önmagában korlátozás nélküli integráló tag. Pl. ha a kimenet korlátozása alatt a nem korlátos integrátor tovább integrál, akkor a hibajel előjelváltásakor időkésést okoz a visszaintegrálás. További kellemetlenség, hogy a korlátozás nélküli integráló tag túlcordulhat. E problémák elvileg megoldódnak, ha a kimenet mellett a integrátorral külön figyeljük és korlátozzuk. Ez azonban újabb problémákat vet fel: Egyrészt kérdés az integrátor korlátjának az értéke. Másrészt a két korlát miatt több utasítást (feltétel vizsgálatot) kell végezni, ami növeli a végrehajtási időt. Ezek miatt alkalmazzák a gyakorlatban (B.3,B.6,B.9) helyett a növekményes algoritmusokat.

A növekményes algoritmusok előnyös korlátozási tulajdonságának bizonyitására fejezzük ki a k-dik mintavételi pillanatra érvényes vezérlőjelet a (B.4.a) algoritmus segítségével:

$$u_{vk} = u_{vo} + \sum_{i=1}^k \Delta u_{vi}, \quad (B.12.a)$$

$$u_{vk} = u_{vo} + \sum_{i=1}^k \left[K_p (e_i - e_{i-1}) + \frac{T_o}{T_I} e_{i-1} + \frac{T_D}{T_o} (e_i - 2e_{i-1} + e_{i-2}) \right]. \quad (B.12.b)$$

Eszerint u_{vk} a (B.4.a) algoritmus $i=1..k$ intervallumra vonatkozó összege, kiegészítve az $u_{vo} = K_p e_o + (T_D / T_o)(e_o - e_{-1})$ kezdőértékkel. A (B.12.b) felirás a (B.3) algoritmus más megfogalmazása. A (B.3, B.4.b és B.12.b) algoritmusok egyenértékűek, ha nincs túlcordulás és telítődés. Korlátozás szempontjából azonban a (B.4.b és B.12.b) kedvezőbb, mert ezeknél elegendő csak az u_{vk} kimenetet figyelni és korlátozni, ha (B.12.b)-ben a Δu_{vi} növekmények P,I és D összetevői, ill. (B.4.b)-ben a Δu_{vk} növekmény P,I és D összetevői nem csordulnak túl. Megfelelő méretezéssel biztosítható, hogy a P, I és D növekmények egyike se csorduljon túl.

A beavatkozó jel kezdeti értékét az inicializáláskor állítják be. A szabályozási algoritmust általánosítva is meg lehet fogalmazni:

$$u_{vk} = p_1 u_{v(k-1)} + p_2 u_{v(k-2)} + \dots + q_o e_k + q_1 e_{k-1} + q_2 e_{k-2} + \dots \quad (B.13)$$

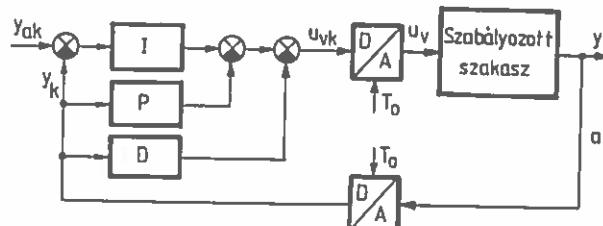
Azaz a (B.4), ill. (B.7) algoritmusok elvileg képezhetők tetszőleges számú előző mintavételi időpillanatban értékelt hibajelből és kiadott vezérlő jelből. A működéshez szükséges, hogy teljesüljön a $p_1+p_2+\dots=1$ feltétel, ugyanis az állandósult hibamentes ($e_k=0, e_{k-1}=0\dots$) állapothoz szükséges $u_{vk} = u_{v(k-1)} = u_{v(k-2)} = \dots$ állandósult vezérlő jelet az algoritmus csak így tudja biztosítani. A szabályozási algoritmus tovább általánosítható, ha $e_k = y_{ak} - y_k$ helyett y_{ak} és y_k külön együtthatókkal szerepel benne:

$$u_{vk} = p_1 u_{v(k-1)} + p_2 u_{v(k-2)} + \dots + q_o y_{ak} + q_1 y_{v(k-1)} + q_2 y_{v(k-2)} + \dots + r_o y_k + r_1 y_{k-1} + r_2 y_{k-2} + \dots \quad (B.14)$$

A (B.14) alakból $r_i = -q_i$ esetén (B.13) visszakapható. A (B.14) algoritmusban különböző együtthatókkal lehet figyelembe venni az alapjelet és a visszacsatoló jelet. Az algoritmusnak van egy olyan közös együtthatójú magja, ami az $e(t)$ hibára vonatkozik. Az ilyen algoritmus gyakorlati alkalmazására két példát mutatunk be.

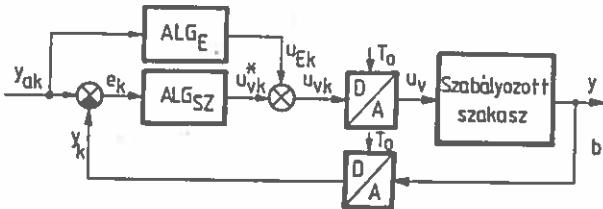
A B.5.a. ábra az un. digitális PDF szabályozót mutatja. Itt a szabályozási hibára nézve a szabályozó I típusú, azaz integráló, a P és D algoritmust csak a visszacsatoló jelre alkalmazzák. Az algoritmus alakja (felső téglány integrálással):

$$u_{vk} = u_{v(k-1)} + \frac{T_o}{T_I} y_{ak} - \left(K_p + \frac{T_o}{T_I} + \frac{T_D}{T_o} \right) y_k + \left(K_p + 2 \frac{T_D}{T_o} \right) y_{k-1} - \frac{T_D}{T_o} y_{k-2}. \quad (B.15)$$



B.5. ábra.

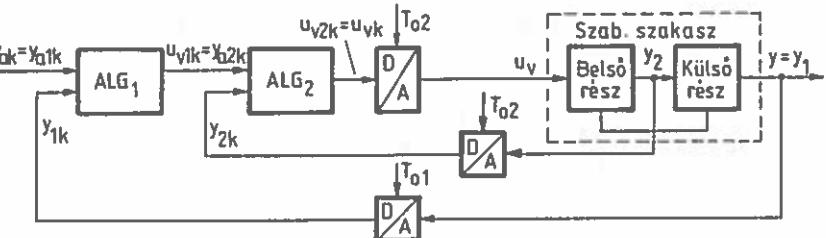
Digitális szabályozások.
a./ PDF szabályozó.
b./ Szabályozó előrecsatolással



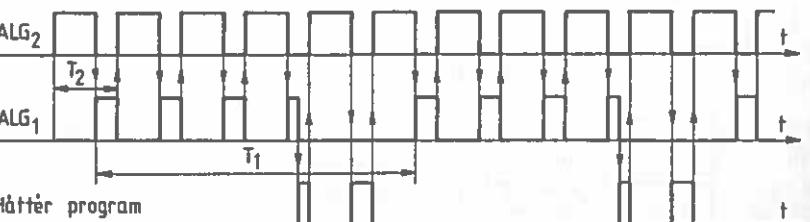
A B.5.b. ábra előrecsatolt szabályozásra mutat példát. Az y_a alapjelre épülő ALG_E algoritmus előreszámolt u_E beavatkozó jelet állít elő. Az $y_{ak} - y_k = e_k$ hibajelre épülő ALG_{SZ} szabályozási algoritmussal számolt u_{vk} jel ezt úgy módosítja, hogy az előreszámolás hibája minimális legyen. Jó előreszámolási algoritmus esetén a szabályozási algoritmus nagyon egyszerű lehet.

Többhurkos szabályozás digitális megvalósítására az analóg megoldáshoz hasonló. Kéthurkos digitális szabályozást mutat a B.6. ábra. Az 1. számú algoritmussal számolt kimenőjel azonos a 2. számú algoritmus alapjelével. A 2. számú algoritmus számolja a rendszer tényleges beavatkozójelét. Többprocesszoros rendszerben az ALG_1, ALG_2, \dots algoritmusok számítása egyidejűleg, egyprocesszoros rendszerben időosztásos módon történhet. Egyprocesszoros rendszer programjának tipikus számítási hierarchiáját és időmenetdiagramját mutatja a B.7. ábra. Szervohajtásban ALG_2 pl. áramszabályozó, ALG_1 pl. fordulatszám szabályozó algoritmus lehet kiegészítve a háttér

programmal, pl. a billentyűzet, a kijelző stb. kezelésével. Szervohajtások áramszabályozásának tipikus ütemideje 50-100 μ s, fordulatszám szabályozásának tipikus ütemideje 0,5-1 ms, ennek megfelelően a k index mászt jelenthet ALG₁-nél és ALG₂-nél. A digitális irányítású váltakozóáramú szervohajtások általában többprocesszorosak.



3.6. ábra. Kéthurkos digitális szabályozás D/A-val.



B.7. ábra. Egyprocesszoros rendszer számítási hierarchiája.

B3. Frekvencia- és fázisanalógiás szabályozók

Az ilyen szabályozók két bemenője, - az alapjel és az ellenőrző jel -, nem analóg és nem is számszerű digitális érték, hanem frekvenciajel. Olyan jelsorozat, amelynek a frekvenciája az analóg jelhez hasonlóan folyamatosan változtatható. A hibajel kiértékelése két szempontból történik, az alapjel és az ellenőrző jel frekvencijának különbsége vagy fázisának különbsége alapján.

Az alapjel és az ellenőrzőjel tipikusan négyzetű vagy szinuszos alakú. Az alapelet előállíthatja jelgenerátor, vagy két hajtás szinkronizált mozgás szabályozása esetén annak a hajtásnak a frekvenciajelet adó szögsebességjele, amihez képest együttfutás szabályozást akarunk megvalósítani. A visszacsatolójel képzéséhez alkalmazhatók a négyzetű és szinuszos kimenőjelű nagyfelbontású pozícióadók, vagy pl. a floppy motorok Meander-tekercses, szinuszjelet adó elfordulási szöghelyzet érzékelője. Szinuszos jeladó esetén a jel nullaátmenetének egyértelműnek kell lenni, mert különben bizonytalanná válik a jel fazisának megállapítása.

A következőkben a négyzetimpulzus alakú frekvenciajelek feldolgozássával foglalkozunk.

Frekvencia alapjellel kétféleképpen építhető fel szabályozó:

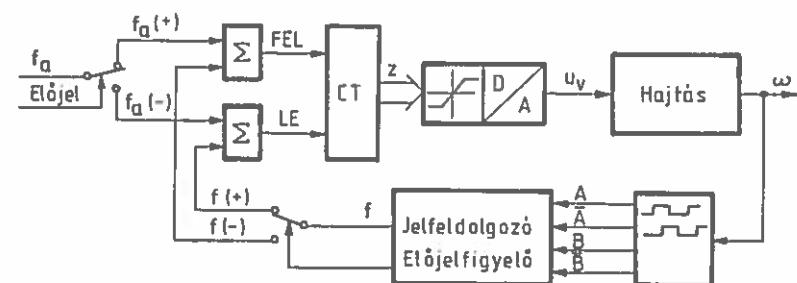
- Az egyik fajta rendszernél a szabályozó $f_a(t)$ frekvenciájú alapjele ugyanúgy működik, mint az analóg alapjel. A visszacsatolójel $f(t)$ frekvenciájú jele az alapjelet követni igyekszik, a szabályozási hiba: $f_a(t) - f(t)$, ami dinamikusan is és statikusan is felléphet. Az ilyen szabályozást frekvencia analógiás szabályozásnak hívják.
 - A másik fajta rendszernél a szabályozó f_a frekvencia alapjelje olyan impulzus sorozat, ahol minden impulzus egy-egy elmozdulási vagy szögelfordulási lépés (inkrement) megtételére szolgáló parancs. A szabályozás célja nem csupán a frekvenciajel formájában kiadott alapjel követése, hanem az, hogy a hajtás az alapjel impulzusokkal előírt mozgást a lehető legkisebb fáziskéséssel tegye meg. A szabályozási hiba az f_a alapjel és az f visszacsatolójel fázisának különbsége: $\varphi_a - \varphi$. A ilyen szabályozást fázisanalógiás szabályozásnak hívják.

Frekvencia analógiás szabályozó.

Az ilyen szabályozónál a beavatkozójel az $f_a(t) - f(t)$ hibajel függvénye. A szabályozó legegyszerűbb felépítése, a beavatkozójel előállításának legegyszerűbb módja a B.8. ábrán látható. A CT jelű szabályozó egy előre-hátra számító. A számláló mindenkorai tartalma:

$$z = \int_0^t (f_u - f) dt + z_0, \quad (B.16)$$

ahol z_0 a számláló kezdeti értéke, amely általában zérus.



B.8. ábra Frekvencia analógiás hajtásszabályozó felépítése

A helyes szabályozáshoz az szükséges, hogy az f_a alapjel és az f visszacsatoló frekvenciacjal is előjeles legyen és a számláló előjelhelyes különbséget képezzen. (Az inkrementális impulzusadó előjelénak meghatározását pl. az A.7.b. ábra mutatja.) A helyes szabályozás megvalósításának még egy feltétele van: számláláskor impulzus-vesztés nem lehet, mert az nem korrigálható, maradó hibát okoz. A számlálót emiatt olyan nagy számértékű vártárolásra kell

tervezni, hogy a legnagyobb hiba esetén se csorduljon túl. A számlálót D/A átalakító egészíti ki. A szabályozókörben ez arányos tagnak felel meg, amelynek a korlátértéke: $\pm U_{vm}$. Az átalakító erősítési tényezője $K = U_{vm} / Z_m$, ahol Z_m az a maximális szám, amit előjel helyesen átalakít.

Szögsebesség szabályozásnál a visszacsatoláshoz használt, fordulatonként N impulzust adó jelfeldolgozó f frekvenciája arányos a szögsebességgel, $f=k\omega$ és $k=N/2\pi$. A számláló tartalma:

$$z = \int_0^t (f_a - f) dt = k \int_0^t (\omega_a - \omega) dt. \quad (B.17)$$

Eszerint a szabályozó kimenete arányos a szögsebesség hiba integráljával. A B.8. ábrán látható szabályozó tehát I-típusú analóg szögsebesség szabályozóval egyenértékű, miközben digitális szabályozó pontosságú, ha nincs impulzus tévesztés. A szabályozó átviteli függvénye nem változtatható. Gyakran alkalmazzák együttfutás szabályozáshoz. Ha szögsebesség szabályozásra használják, és az integráló viselkedésből adódó dinamikai tulajdonság a szabályozási feladatnak nem felel meg, akkor alá- vagy mellérendelt analóg szabályozóval egészítik ki. A B.8. ábrán látható szabályozó használható poziciós szabályozásra is, ahol az elfordulási szög alapjele és visszacsatolójele:

$$\alpha_a = \int_0^t \omega_a dt = \int_0^t (f_a / k) dt \text{ és } \alpha = \int_0^t \omega dt = \int_0^t (f / k) dt.$$

A szabályozó kimenete arányos a pozícióhibával:

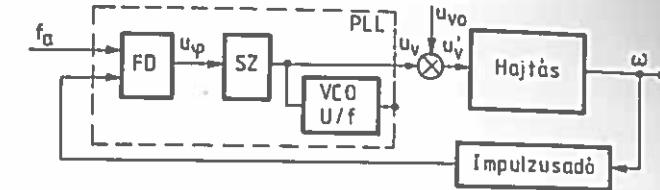
$$z = \int_0^t (f_a - f) dt = k \int_0^t (\omega_a - \omega) dt = k(\alpha_a - \alpha). \quad (B.18)$$

azaz P-típusú pozíciós szabályozónak felel meg.

Fázisanalógiás szabályozó.

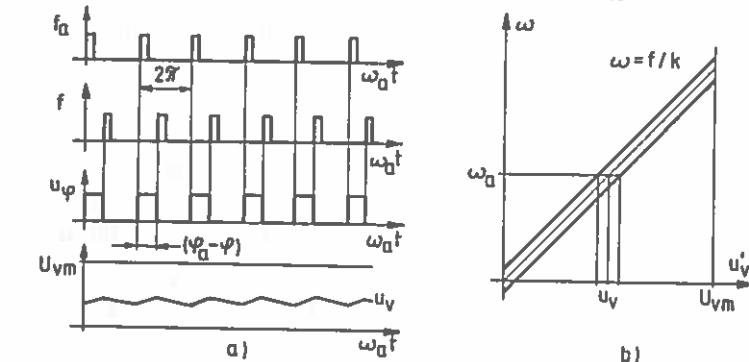
Az ilyen szabályzonál a beavatkozójel az f_a frekvenciájú alapjel és az f frekvenciájú visszacsatoló jel fáziskülönbségének függvénye. Két jel fáziskülönbségének mérésére és a fázis szabályozására speciális integrált áramkör fajtáj fejlesztettek ki. Az integrált áramkör angolból rövidített neve PLL áramkör (phase locked loop - fáziszárt hurok). Az áramkör un. behúzott állapotában a visszacsatolójel frekvenciája az alapjel frekvenciájával megegyezik.

A szabályozó felépítése a B.9. ábrán látható. Hajtásszabályozásnál a beépített VCO jelű U/f átalakítóra nincs szükség, ennek szerepét a hajtásból és a tengelyre szerelt frekvenciaadóból álló rendszer veszi át, ami ugyancsak felfogható úgy, mint egy U/f átalakító. A PLL áramkör bemenő eleme az FD (fázis detektor) fázishiba érzékelő áramkör, amely többféleképpen működhet. Hajtás szabályozási feladata csak olyan áramkör használható, amellyel a



B.9. ábra Fázisanalógiás hajtásszabályozó felépítése.

behúzás, azaz a kimenőjel felfuttatása az alapjel frekvenciának megfelelő értéig biztonságos és egyértelmű. Ekkor behúzott állapotban az alapjel egy periódusára a visszacsatolójelnek is egy periódusa jut. A fázis szabályozásnak úgy kell működnie, hogy a behúzást is biztonságosan elvégezze. Biztonságos felfutást tesz lehetővé pl. az olyan FD fázishiba érzékelővel ellátott áramkör, amelynek a kimenőjele az alapjel felfutó éle és a visszacsatolójel legközelebbi felfutó éle közötti idővel arányos. A PLL áramkör behúzott állapotában a fázishiba érzékelő jeleit a B.10.a. ábra mutatja. A fázishiba érzékelő a mért fázishibától függő szélességű impulzus sorozatot állít elő. (Egyes PLL áramkörökben a fázishiba érzékelő nem kétállapotú, hanem három, megkülönböztetve azt, hogy a két jel felfutó éle közül melyik van előbb). Az u_ϕ fázishiba jelből az SZ szűrő a kitöltéssel arányos folytonos analóg u_v jelet állít elő. Hajtásszabályozásnál az $u_v = u_v + u_{vo}$ beavatkozójel lehet a kapocsfeszültség szabályozás, vagy az áramszabályozás alapjele, vagy a kapocsfeszültség közvetlen vezérlője. Az u_{vo} eltolással a PLL áramkör kimenő- és a hajtásszabályozás bemenő jelének nullaszintjei illeszthetők. Ha az u_v' beavatkozó jel pl. a kapocsfeszültség vezérlője, akkor a hajtásra a B.10.b. ábra szerinti U/f, ill. u_v' / ω jelleggörbe sáv rajzolható fel. A jelleggörbék e sávon belül a motor terhelésétől függően eltolódnak. Ha az f_a frekvenciához, azaz az ω_a szögsebességhoz tartozó munkaponti u_v vezérlőjel az ábra szerint kb. a működési tartomány közepére esik, akkor $u_{vo}=0$ lehet.



B.10. ábra Fázisanalógiás hajtásszabályozó jellemzői.
a. A fázishiba érzékelő jelei, b. A hajtás feszültség-szögsebesség jelleggörbéi.

A szabályozás helyes működésének feltétele, hogy a hajtás szögsebességének a szabályozásból vagy a terhelésből adódó ingadozása miatt fellépő fázishiba nem haladhatja meg a $0 < \Delta\varphi_{\min} < \varphi_a - \varphi < \Delta\varphi_{\max} < 2\pi$ tartományt. A $\Delta\varphi = \varphi_a - \varphi$ fázishiba a motor elfordulási szögében mérve $\Delta\alpha = \alpha_a - \alpha = \Delta\varphi / N$ hibát jelent.

A fázisanalógiás szabályozást általában szigorúan állandó és egyenletes fordulatszám igényű hajtások szabályozására használják, egyfélé forgásirányra, pl. floppy-hajtásoknál. A fázisanalógiás szabályozással a hajtás fordulatszáma felfutás és leállás közben is szabályozható, ha df_a/dt megfelelő értékre van korlátozva.

C. Szabályozók nemlineáris üzeme

A szabályozókra érvényes, hogy a jeltartományuk véges. A szabályozó jelei a korlátozott jeltartományon belül akármilyen értéket felvehetnek. A szabályozó működését a korlátozási határon belül *lineáris üzemmek* nevezik. Ha a szabályozó valamelyik jele nem változhat szabadon, mert értéke korlátozódik (telítődik), akkor a szabályozó *nemlineáris üzemben van*.

A szabályozó kimenőjelének korlátozott jellege a szabályozókör hasznos eleme, felhasználják vagy az alárendelt szabályozó alapjelének korlátozására, vagy a beavatkozójel korlátozására. Emiatt a szabályozó kimenőjelének korlátértéke rendszerint változtatható nagyságú. Amint azonban a kimenőjel a korlátozási tartományt elhagyja, általában elvárják, hogy a szabályozási beállás ettől kezdve úgy menjen végbe, mintha végig lineáris üzemet lett volna, azaz megkívánják, hogy a nemlineáris üzem a rákötetkező lineáris üzemet ne zavarja. Ha a kimenőjel korlátozása alatt a szabályozó belső jeleinek valamelyike, - pl. az integráló tag jele -, a lineáris üzemhez viszonyítva nagy változást szenned, vagy valamilyen korlátozás miatt állandósul, akkor előfordulhat, hogy a szabályozó viselkedése annyira megváltozik, hogy megzavarja a korlátozás után kialakuló lineáris üzemet is.

A PID szabályozó esetén kétféle korlátozás különböztethető meg:

- a./ csak a kimenőjel korláatos,
- b./ külön-külön a P, az I és a D-tag, valamint a három összege, azaz a szabályozó kimenője is korláatos.

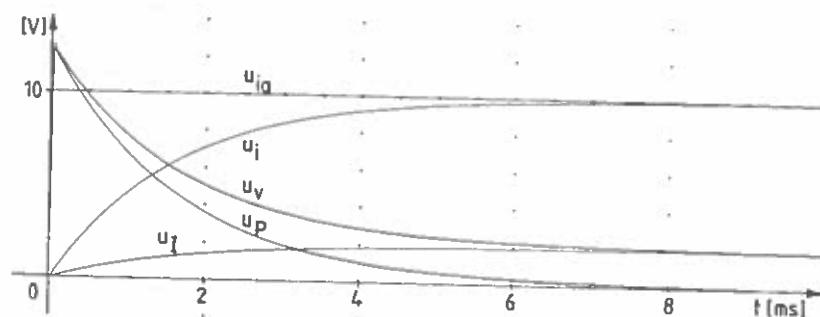
Az a./ jellegű korlátozásra példa a B1. ábrán megadott egy-erősítős analóg PID szabályozó. Itt a kimenőjel legnagyobb változási tartományát az erősítő telítődési értékei szabják meg. A kimenőjel a telítődési értéknél nagyobb nem lehet, de külön korlátozó áramkörökkel a tartománya szűkíthető.

A b./ jellegű korlátozás van minden olyan szabályozóban, ahol külön képezik az arányos, az integráló és a differenciáló tag jelét, valamint a három összegét. Mind a négy jelre külön-külön tartományhatárok érvényesek. Így működnek a (B.3) algoritmusra épülő digitális szabályozók és a négy-erősítős analóg PID

szabályozók (B.4. ábra). Az utóbbinál egy-egy erősítő van a P, az I és a D-tagra, és egy az összegzésre. A tartomány határokat analóg megoldásnál az erősítők telítődési értékei, digitális megoldásnál a használható számítartomány szabja meg.

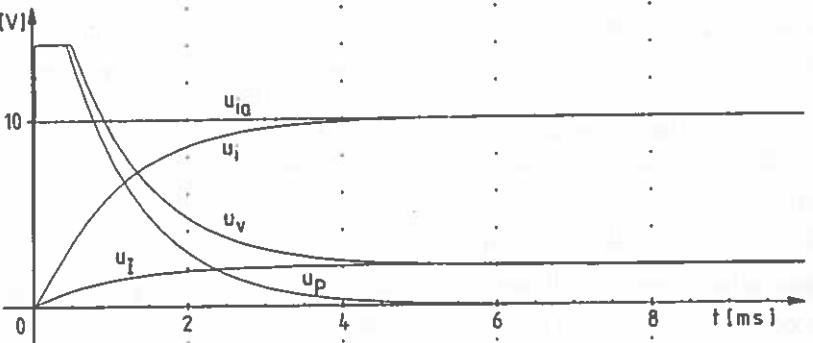
Példaként, részletesen az analóg PI szabályozó viselkedését vizsgáltuk meg, összehasonlítva az a./ típusú egy-erősítős és a b./ típusú három-erősítős változat tulajdonságait (a D-tag hiánya miatt egy erősítő elmarad). A kétféle felépítésű szabályozó tulajdonságait a 4.3.2. fejezetben, a 4.19. ábra alapján leírt áramszabályozásra alkalmazva hasonlítottuk össze. A szabályozók paramétereit a (4.20.a,b) szabályok szerint választottuk meg. Mind a két szabályozó lineáris tartománya érvényes erősítési tényezője a $K_{sz} = R_v / R_b$, és integrálási időállandója a $T_{sz} = R_b C_v$ a visszacsatoló elemekkel változtható (a "b" index a bemeneti-, a "v" index a visszacsatoló elemekre utal a B.1. ábra szerint). A kétféle szabályozást Pspice programmal szimuláltuk, és a viselkedésüket egységugrás alapjelre adott válaszfüggvények alapján hasonlítottuk össze (C.1.-C.4. ábrák). Az időfüggvények jelölése: u_{ia} -alapjel, u_i -szabályozott jel, u_v -az erősítő kimenőjele, u_p -az arányos tag jele, u_i -az integráló tag jele. Az egy-erősítős szabályozónál az arányos tag u_p -jelét és az integráló tag u_i -jelét a lineáris tartománybeli viselkedés alapján értelmezzük. Az u_p -jel a B.4. ábra P-jelű pontjának a 0-ponthoz képest mérhető feszültsége, míg az u_i -jel: $u_i = u_v - u_p$.

Minden vizsgálatnál betartottuk a 4.3.2. fejezetben leírt beállítási szabályt, hogy $K_{sz} T_{sz} = T_v$ legyen (T_v a villamos időállandó). A lineáris üzem vizsgálatához a T_{sz} integrálási időállandót olyan nagyrá (a $K_{sz} = T_v / T_{sz}$ erősítést egyúttal olyan kicsire) választottuk, hogy a szabályozó egyetlen jele se érhesse el a korlátértékét. A nemlineáris üzem vizsgálatához a szabályozót T_{sz} csökkentésével és K_{sz} növelésével gyorsítottuk.



C.1. ábra Analóg PI áramszabályozó lineáris üzeme
 $A_{CH}A_{vi}=5$, $K_{sz}=1,25$, $T_{sz}=8\text{ms}$, $T_v=10\text{ms}$, $T_i=1,6\text{ms}$

Lineáris üzemben a kétféle, az egy- és a három-erősítős felépítésű PI szabályozó egyformán viselkedik (C.1. ábra). A szabályozott áram a 4.20.a. ábra szerint $T_i = T_{sz} / (A_{CH}A_{vi})$ időállandóval és 0-hibával áll be az alapjelnek megfelelő értékre ($A_{vi} = R^* / R$). Ezt mutatja a C.1. ábrán bemutatott szimulációs eredmény is. A szabályozó beállása után a szabályozó kimenőjele a vezérlőjel olyan $u_{v\infty}$ szinten állandósul, ami az állandósult szabályozott áram létrehozásához szükséges. Ezt az állandósult kimenőjelet az I-tag szolgáltatja, a P-tag kimenete a 0-hibájú állapotban nulla.



C.2. ábra Három-erősítős analóg PI áramszabályozó nemlineáris üzeme.
 $A_{CH}A_{vi}=5$, $K_{sz}=2$, $T_{sz}=5\text{ms}$, $T_v=10\text{ms}$, $T_i=1\text{ms}$.

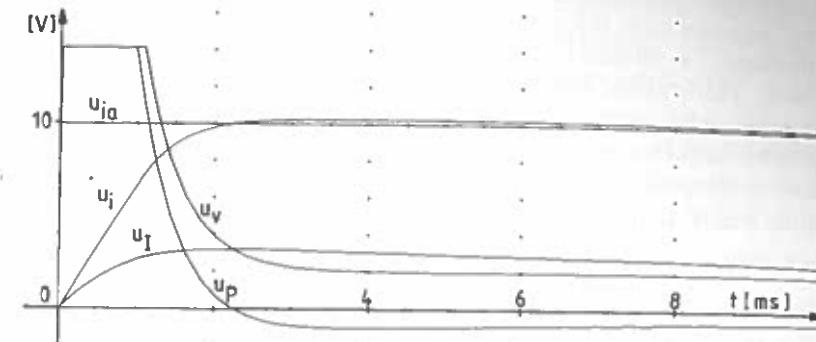
Nemlineáris üzemben az egy- és három-erősítős felépítésű PI szabályozó különböző módon viselkedik (C.2.-C.4. ábrák).

a./A kimenőjel telítődésének idején az egy-erősítős szabályozó I-tagjának jele sokkal kisebb mértékben változik meg, mint a három-erősítős szabályozó I-tagjának jele.

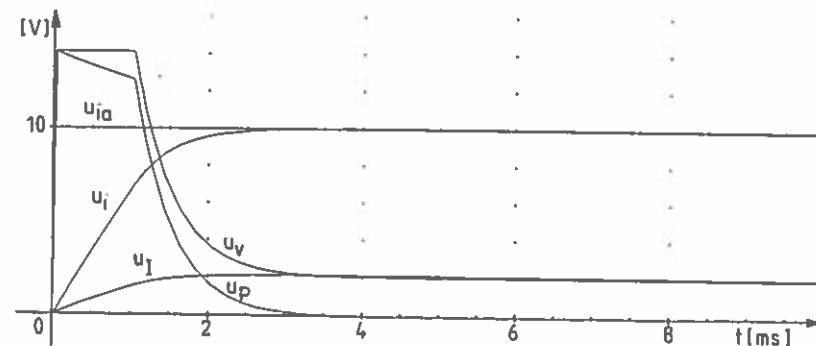
Az egy-erősítős szabályozónál az integráló tagot alkotó kondenzátor a telítődés ideje alatt a lineáris üzemhez képest megnövekedett $(R_v + R_b)C_v = (K_{sz} + 1)T_{sz} \gg T_{sz}$ időállandóval töltődik, és emiatt lassan változtatja a feszültségét.

A három-erősítős szabályozó integráló tagja ezzel szemben a szabályozó kimenőjelének telítődési ideje alatt ugyanolyan $R_bC_v = T_{sz}$ időállandóval integrálja a hibajelét, mint a lineáris tartományban. Így a szabályozó integráló tagjának jele a telítődés alatt a nagy és hosszantartó hibajel miatt a telítődés végén sokkal nagyobb értéket érhet el, mint ami az állandósult üzemhez szükséges lenne. Extrém esetekben az I-tagot megvalósító erősítő külön, a saját telítődési értékét is elérheti. A három-erősítős szabályozók mintájára készült (B.3) algoritmusra épülő digitális PID szabályozóknál előfordul, hogy a túlvezérlés elkerülésére a szabályozó kimenőjelének korlátozási ideje alatt az

integráló tagot alkotó számlálót "befagyasztják", azaz az I-tag jele a telítődés alatt se nem nő, se nem csökken. Enélkül az I-tagot alkotó számláló értéke a kimenőjel korlátozása alatt ugyanúgy túlvezérlődhet a szükséges érték fölé, mint az analóg szabályozó I-tagjának jele.



C.3. ábra Három-erősítős analóg PI áramszabályozó nemlineáris üzeme.
 $A_{CH}A_{vi}=5$, $K_{sz}=4$, $T_{sz}=2,5\text{ms}$, $T_v=10\text{ms}$, $T_i=0,5\text{ms}$.



C.4. ábra Egy-erősítős analóg PI áramszabályozó nemlineáris üzeme.
 $A_{CH}A_{vi}=5$, $K_{sz}=4$, $T_{sz}=2,5\text{ms}$, $T_v=10\text{ms}$, $T_i=0,5\text{ms}$.

b./Amint a szabályozó kimenőjele a korlátozási tartományt elhagyja, a szabályozótól elvárható, hogy a szabályozási beállás úgy menjen végbe, mint a lineáris üzem alatt, azaz ettől a pillanattól kezdve a szabályozott áram a 4.20.b. ábra szerint $T_i = T_{sz} / (A_{CH}A_{vi})$ időállandóval és 0-hibával álljon rá az alapjelnek megfelelő értékre.

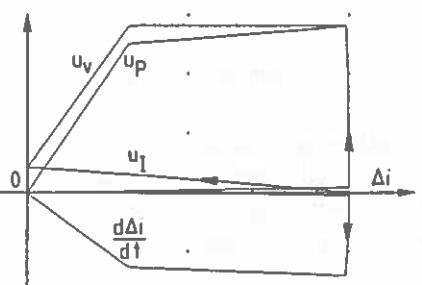
A három-erősítős szabályozó beállásának a jellege a 4.20.b. ábra szerinti beálláshoz hasonló, amint a C.2 és C.3. ábra mutatja. Ha azonban a T_{sz} integrálási időállandó csökken (a C.2 ábrán 5ms, a C.3. ábrán 2,5ms), és ezzel együtt a telítődési tartomány ideje megnő, akkor az előző a./ pontban leírt

jelenség következtében a szabályozó az állandósult 0-hibás állapotot egyre jobban észrevehető, lassan lecsengő túllendülés után éri el. A lassan lecsengő, nem túl nagy amplitúdójú túllendülés oka a szabályozó I-tagjának a nemlineáris üzem alatt létrejövő túlvezérlődése. A túlvezérlődés csak a szabályozott jel túllendülésével, a hibajel előjelének megfordulásával szünetet meg, ugyanis csak ekkor tudja az integrátor az I-tag jelét fordított irányban változtatni, a túlvezérlődését visszavenni. A visszavétel ideje viszonylag hosszú, a túllendülés alatt kialakuló kis hiba miatt.

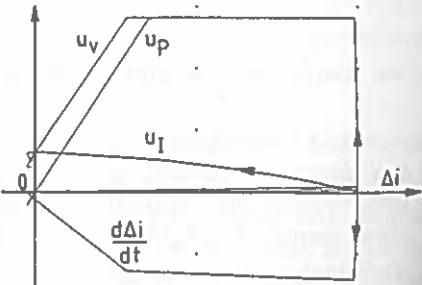
Az egy-erősítős felépítésű szabályozó az integrálási időállandó csökkentésére kevésbé érzékeny, mivel a telítődés alatt az I-tag megnövekedett időállandója miatt az integráló tag jele csak nagyon kis mértékben vezérlődik túl, így zavar-keltés nélkül tudja felvenni az u_{vo} állandósult értékét. Ezt mutatja a C.4. ábra, amit a C.3. ábrával megegyező szabályozó paraméterekkel vettünk fel..

c./ Az egy-erősítős szabályozóban a kimenőjel telítődése alatt $u_p = u_v - u_I$ az integráló tag változása miatt változik, noha a telítőést az arányos tag jele okozza. A három-erősítős szabályozóban jól látszik, hogy valóban a kimenőjel telítődése az arányos tag telítődése miatt jön létre.

A lineáris és a nemlineáris üzem eredményeit a $d\Delta i/dt$, Δi áramhiba fázisikon is ábrázoltuk (C.5. és C.6. ábrák). A szemléletesség kedvéért az ábrákban a Δi áramhiba függvényében felrajzoltuk u_v , u_p , u_I jeleket is. A C.1. ábra szerinti lineáris üzemben a szabályozási folyamat a fázissíkon a 4.21.a. ábra szerint zajlik le. Nemlineáris tartományt is tartalmazó üzemben a szabályozó ideális beállási folyamata a 4.21.b. ábrán látható. Az egy-erősítős szabályozó valóságos beállása a fázissíkon az ideálishez közel, gyakorlatilag túllendülés mentes (C.5. ábra), mivel az integráló tag jele túlvezérlődés nélkül éri el a vezérlőjel végértékét. Az azonos szabályozási paraméterekkel rendelkező három-erősítős szabályozónak az integráló tag túlvezérlődése miatti túllendülése a fázissíkon is látható (C.6. ábra).



C.5. ábra Egy-erősítős szabályozási folyamat a fázissíkon a C.4. ábrabeli paraméterekkel.



C.6. ábra Három-erősítős szabályozási folyamat a fázissíkon a C.3. ábrabeli paraméterekkel.

D. Négyszögmezős szinkrongép háromfázisú illesztése

Időben sima nyomaték egyfázisú, kétfázisú és háromfázisú, mezőhöz illesztett szabályozott áramú táplálással hozható létre. A kétfázisúan illesztett táplálással részletesen foglalkoztunk az 5.1.-5.3. fejezetekben. Az egyfázisú (egyutas) táplálást csak $\beta = 180^\circ$ -os motorra vizsgáltuk (5.7. ábra). A következőkben a háromfázisú illesztett táplálást mutatjuk be $\beta = 180^\circ$ gépre. A $\beta = 180^\circ$ -os géptényező (feszültségtényező) vektort a VI jelű, $-\pi/6 \leq \kappa = \alpha + \pi \leq \pi/6$ szögű taktusra (5.4.b.,c. ábrák) az (5.35) összefüggés adja, ami az alábbiak szerint is felirható:

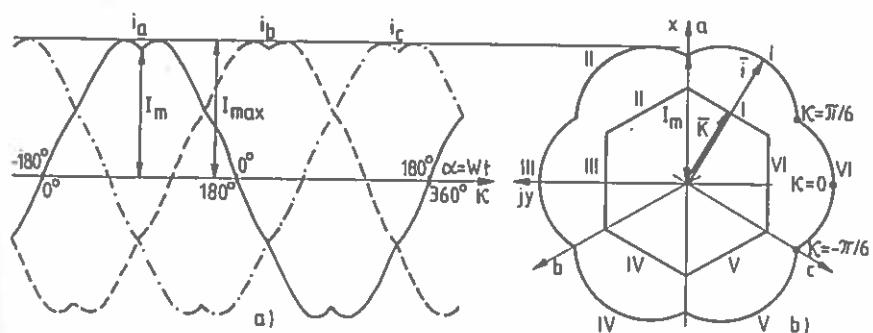
$$\bar{K} = \frac{4}{\pi} kB_m \left(\kappa - j \frac{\sqrt{3}\pi}{6} \right) = Ke^{j\varphi_k} \quad (D.1)$$

D.1. Háromfázisú illesztés

Az illesztett háromfázisú vezetésű áram az (5.9) vektoros nyomaték képlet alapján határozható meg. Adott nyomatékhöz, akkor tartozik a legkisebb i áram, ha az $\bar{i} = ie^{j\varphi_i}$ áramvektor minden pillanatban egyirányú a $\bar{K} = Ke^{j\varphi_K}$ géptényező vektorral. Ekkor $\varphi_i = \varphi_K$, $m = (3/2)K_i$ és az $M = M > 0$ állandó nyomatéket adó illesztett \bar{i} áramvektor

$$\bar{i} = ie^{j\varphi_i} = \frac{2}{3} \frac{M}{K} e^{j\varphi_K}. \quad (D.2)$$

Ezt az áramvektort és a fázisáramokat a D.1. ábra mutatja. I_m -t az ábrának megfelelően felvérve a $-\pi/6 \leq \kappa \leq \pi/6$ taktusra -a (D.1., D.2.) összefüggések alapján- az áramvektor



D.1. ábra Háromfázisú illesztés.
a. Illesztett fázisáramok. b. Géptényező vektor és illesztett áramvektor.

$$\bar{i} = \frac{\pi}{3\sqrt{\pi^2/12 + \kappa^2}} I_m e^{j\varphi_i}, \quad \varphi_i = \varphi_K = -\frac{\pi}{2} + \operatorname{arctg} \frac{2\sqrt{3}\kappa}{\pi}. \quad (\text{D.3.a,b})$$

Ilyenkor az (5.9)-cel számított nyomaték megegyezik az (5.20.b) összefüggéssel:

$$m = M = 2kB_m I_m. \quad (\text{D.4})$$

Ha $M < 0$, akkor a (D.3.a és D.4) összefüggésekben $I_m < 0$ veendő. A (D.3) áramvektorból a fázisáramok effektív értékének a négyzete kiszámítható:

$$I_{\text{eff}}^2 = \frac{1}{2} \frac{3}{\pi} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} |\bar{i}|^2 d\kappa = \frac{\pi}{6} I_m^2 \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \frac{d\kappa}{\pi^2/12 + \kappa^2} = \frac{\pi}{3\sqrt{3}} I_m^2 \approx 0,6046 I_m^2, \quad (\text{D.5})$$

amiből $I_{\text{eff}} \approx 0,7776 I_m$ adódik.

Ha a motort \bar{K} -val egyirányú, I_m amplitúdójú körforgó áramvektorral ($w=\text{const.}$ esetben háromfázisú szinuszos fázisáramokkal) tápláljuk, akkor a nyomaték középtéréke:

$$M = \frac{3}{2} K_1 I_m = \frac{3}{2} \frac{3}{\pi} \frac{4}{\pi} kB_m I_m = \frac{18}{\pi^2} kB_m I_m \approx 1,8232 kB_m I_m. \quad (\text{D.6})$$

Itt K_1 a \bar{K} géptényező vektor alapharmonikusának amplitúdója. Ilyenkor az illesztetlenség miatt a nyomaték lüket: $m_{\max}/m_{\min} = 2/\sqrt{3}$.

D2. Egyfázisú, kétfázisú és a háromfázisú illesztett üzem összehasonlítása

Ha ugyanazzal a géppel (K_a, K_b, K_c fázis géptényezőkkel, ill. \bar{K} géptényező vektorral) ugyanakkora nyomatékot akarunk elérni háromfázisú (3F), kétfázisú (2F) és egyfázisú (1F) illesztett üzemben ($M_{3F} = M_{2F} = M_{1F}$), akkor a D.I. táblázatnak megfelelő áramokra van szükség a 3F üzemhez viszonyítva. A 2F és az 1F üzemben a fázisáramok effektív értéke az 5.4.d. és az 5.7.b. ábrák alapján: $I_{\text{eff}} = \sqrt{2/3} I_m$. Az $I_{\text{eff}}^2 / I_{\text{eff}3F}^2$ oszlop adott nyomatékhöz tartozó tekercsveszteségek arányát mutatja.

D.I. táblázat

Üzem	I_m / I_{m3F}	$I_{\text{eff}} / I_{\text{eff}3F}$	$I_{\text{eff}}^2 / I_{\text{eff}3F}^2$
3F	1	1	1
2F	1	1,05	1,10
1F	2	2,10	4,41

Ha a háromféle fázisáram effektív értéke $I_{\text{eff}3F} = I_{\text{eff}2F} = I_{\text{eff}1F}$ megegyező, akkor a 3F üzemhez viszonyítva 2F üzemben 95,2%, 1F üzemben 47,6% nyomaték érhető el ugyanazzal a géppel.

További előnye a 3F üzemnek, hogy az illesztett \bar{i} áramvektor és az i_a, i_b, i_c fázisáramok (D.1. ábra) ugrásmentesek és így jobban megvalósíthatók mint a 60°-onként ugráló 2F és 1F üzemű áramok (5.4.d.,e. és 5.7.b. ábrák).

Egyetlen hátránya a 3F üzemnek a 2F üzemhez képest, hogy a fázisáram maximuma túllépi az I_m értékét: $I_{\max} / I_m \approx 1,08$.

A fentiek szerint a 3F illesztett üzem a legkedvezőbb. Ennek ellenére a gyakorlatban nem alkalmazzák, mivel ekkor nem használható az 5.16.c. ábra szerinti egy áramszabályozós megoldás.

I-3. fejezethez

- [1] Gross H.: Elektrische Vorschubantriebe für Werkzeugmaschinen. Siemens AG, München, 1981.
- [2] Weck,M.: Werkzeugmaschinen, Automatisierung und Steuertechnik. VDI-Verlag, Düsseldorf, 1988.
- [3] Arz,G.-Lipóth,A.-Merksz,I.: Robotmanipulátorok. LSI, Budapest, 1988.
- [4] Lantos,B.: Robotok irányítása. Akadémiai Kiadó, Budapest, 1991.
- [5] Vincze,Gyné.: Villamos robothajtások. Magyar Elektronika, 1990, I.rész: 4.sz. 46-53.o., II.rész: 5.sz. 38-43.o.
- [6] Stefanovic,V.R.: Ipari váltakozóáramú hajtások, a technológia helyzete. Elektrotechnika, 1991, 8.sz. 221-235.o.
- [7] Coyler,R.E.: Computer-aided selection of optimal drives for motion control applications. Int. Aegean Conf. on Electrical Machines and Power Electronics. Kusadasi, 1992, Vol.2. pp. 315-320.
- [8] Schönfeld,R.-Franke,M.-Hasan,M.-Müller,F.: Intelligent drives in system with decentralized intelligence. EPE, Brighton, 1993, Vol.5. pp. 489-494.
- [9] Probst,U.: Comparison of disturbance suppression strategies for servo drives. EPE, Brighton, 1993, Vol.5. pp. 442-446.
- [10] Wyk,J.D.: Power electronic converters for motion control. Proc. of the IEEE, 1994, No.8. pp. 1164-1193.
- [11] Slemmon,G.R.: Electrical machines for variable-frequency. Proc.of the IEEE, 1994, No.8. pp. 1123-1139.
- [12] John,A. - Pacas,J.M.: Intelligent motion: the new challenge for electrical drives. EPE, Trondheim, 1997. Vol.3. pp. 918-921.
- [13] Kolar,J.W.-Ertl,H.-Zach,F.C.: A novel concept for regenerative braking of PWM-VSI employing a loss-free braking resistor. IEEE, 1997, pp. 297-305.

4. fejezethez

- [4.1] Tuschák,R.: Szabályozástechnika I. Tankönyvkiadó, Budapest, 1980.
- [4.2] Magyar,P.-Lakatos,L.: Áramirányítós rendszerek szabályozása. Tankönyvkiadó, Budapest, 1983.
- [4.3] Leonhard,W.: Control of electrical drives. Springer-Verlag, Berlin, 1985, 1996.
- [4.4] Kenjó,T. - Nagamori,S.: Permanent-magnet and brushless DC motors. Clarendon Press, Oxford, 1985.
- [4.5] Thorborg,K.: Power electronics. Prentice Hall, New York, 1988.
- [4.6] Mohan,N. - Undeland,T.M. - Robins,W.P.: Power electronics: converters, applications and design. John Wiley & Sons, New York, 1989.
- [4.7] Bauxbaum,A.-Schiereau,K.-Straughen,A.: Design of control systems for dc drives. Springer-Verlag, Berlin, 1990.

- [4.8] Halász,S. - Csörgits,F. - Hunyár,M. - Kádár,I. - Lázár,J. - Vincze,Gyné.: Automatizált villamos hajtások I. Tankönyvkiadó, Budapest, 1989.
- [4.9] Halász, S.: Villamos hajtások. Egyetemi tankönyv, Budapest, 1993.
- [4.10] Crowder,R.M.: Electric drives and their controls. Clarendon Press, Oxford, 1995.
- [4.11] Gieras,J.F. - Wing,M.: Permanent magnet motor technology. Marcel Dekker, Inc., New York, 1997.
- [4.12] Halász,S. - Hunyár,M. - Schmidt,I.: Automatizált villamos hajtások II. Müegyetemi Kiadó, Budapest, 1998.
- [4.13] Volkrodt,W.: Ferritmagneterregung bei grösseren elektrischen Maschinen. Siemens Zeitschrift, 1975, H.6. S.368-374.
- [4.14] Horváth,M.-Mezei,B.: Teljesítmény tranzisztoros egyenáramú szelvohajtás. 4.EEK, Budapest, 1981, II.k. 223-233.o.
- [4.15] Horváth,M. - Török,L.: The features of dc drives supplied by power transistor PWM convertor. ICEM, Budapest, 1982, Part 1. pp.124-127.
- [4.16] Horváth,M.: Robotok programozható energiaátalakító rendszere. Elektrotechnika, 1989, 9.sz. 327-335.o.
- [4.17] Vincze, Gyné.: Villamos robothajtások I. Magyar Elektronika, 1990, 4.sz. 46-53.o.
- [4.18] Klug,R.D.: Auswirkungen und Korrekturmöglichkeiten von Sicherheitszeiten bei PWM-gesteuerten Gleichstromstellern. ETZ-Archiv, 1990, H.2. S.45-53.
- [4.19] Kováč,F.: The principle of combined switching strategy for power converter with current controller . ED&PE, Kosice, 1992, pp. 478-482.

5. fejezetek

- [5.1] Kovács,K.P. - Rácz,I.: Váltakozóáramú gépek tranzisztors folyamatai. Akadémiai Kiadó, Budapest, 1954.
- [5.2] Leonhard,W: Control of electrical drives. Springer-Verlag, Berlin, 1985.
- [5.3] Bose,B.K.: Power electronics and ac drives. Prentice Hall, New Jersey, 1986.
- [5.4] Murphy,J.M.D. - Turnbull,F.G.: Power electronic control of ac motors. Pergamon Press, Oxford, 1988.
- [5.5] Miller,T.J.E.: Brushless permanent magnet and reluctance motor drive. Clarendon Press, Oxford, 1989.
- [5.6] Mohan,N. - Underland,T.M. - Robins,W.P.: Power electronics: converters, applications and design. John Wiley & Sons, New York, 1989.
- [5.7] Dote,Y. - Kinoshita,S.: Brushless servomotors: fundamentals and applications. Clarendon. Press, Oxford, 1990.
- [5.8] Kelemen, Á.-Imecs,M.: Vector control of ac drives. Vol.2.: Vector control of synchronous machine drives. Écriture, Budapest, 1993.
- [5.9] Halász, S.: Villamos hajtások. Egyetemi tankönyv, Budapest, 1993.
- [5.10] Miller,T.J.E.-Hendershot,J.R.: Design of brushless permanent-magnet motors. Clarendon Press, Oxford, 1995.

- [5.11] Halász,S. - Hunyár,M. - Schmidt,I.: Automatizált villamos hajtások II. Müegyetemi Kiadó, Budapest, 1998.
- [5.12] Hunyár,M.-Kovács,K.-Németh,K.-Schmidt,I.-Veszprémi,K.: Energiatekercs és hálózatbarát villamos hajtások. Müegyetemi Kiadó, Bp., 1998.
- [5.13] Volrodt,W.: Polradspannung, Reaktanzen und Ortskurven des Stromes der mit Dauermagneten erregten Synchronmaschine. ETZ-A, 1962, H.16. S.517-522.
- [5.14] Grotstollen,H.-Pfaff,G.: Bürstenloser Drehstrom-Servoantrieb mit Erregung durch Dauermagnete. etz Elektrotechnik, 1979. H.24, S.1382-1386.
- [5.15] Weschta,A.:Design considerations and performance of brussless permanent magnet servo motors. IEEE IAS, 1983. pp. 469-475.
- [5.16] Grotstollen,H.: Die polradorientierte Regelung eines Drehstrom-Servoantriebs mit daueramtisch erregtem Synchronmotor. etz Archiv, 1983, H.11. S.339-346.
- [5.17] Meshkat,S.-Persson,E.K.:Optimum current vector control of a brushless servo amplifier using microprocessors. IEEE IAS, 1984. pp. 451-457.
- [5.18] Pfaff,G.-Weschta,A.-Wick,A.F.: Design and experimental results of a brushless ac servo drives. IEEE Trans.Ind.Appl., 1984, No.4. pp. 814-821.
- [5.19] Nabae,A.-Ogasawara,S.-Akagi,H.: A novel control scheme of current-controlled PWM inverters. IEEE IAS, 1985. pp.473-478.
- [5.20] Brod,D.M.-Novotny,D.W.: Current control of VSI-PWM inverters. IEEE Trans. Ind. Appl., 1985, No.4. pp.562-570.
- [5.21] Sneyers,B.-Novotny,D.W.-Lipo,T.A.:Field weakening in buried permanent magnet ac motor drives. IEEE Trans. Ind. Appl., 1985, No.2. pp. 398-407.
- [5.22] Lessmeier,R. - Schumacher,W. - Leonhard,W.: Microprocessor-controlled ac-servo drives with synchronous or induction motors: which is preferable? IEEE Trans. Ind. Appl., 1986, No.5. pp.812-819.
- [5.23] Jahns,T.M. - Kliman,G.B. - Neumann,T.W.: Interior permanent-magnet synchronous motors for adjustable-speed drives. IEEE Trans. Ind. Appl., 1986, No.4. pp.738-747.
- [5.24] Sebastian,T.-Slemon,G.R.: Operating limit of inverter-driven permanent magnet motor drives. IEEE Trans. Ind. Appl., 1987, No.2. pp. 327-333.
- [5.25] Jahns,T.M.: Flux-weakening regime operation of an interior permanent-magnet synchronous motor drive. IEEE Trans. Ind. Appl., 1987, No.4. pp. 681-689.
- [5.26] Colby,R.S.: Classification of inverter driven permanent magnet synchronous motors. IEEE IAS, 1988. pp.1-6.
- [5.27] Champenois,G.-Molland,Ph.-Rognon,JP.: Effective digital torque control systems for permanent magnets converter fed sinusoidal synchronous machines. IEEE IAS, 1988. pp.259-265.
- [5.28] Huth,G.: Grenzkennlinien von Drehstrom-Seroantrieben in Blockstromtechnik. etz Archiv, 1989, H.2. S.401-408.
- [5.29] Henneberger,G.-Schleuter,W.: Servoantriebe für Werkzeugmaschinen und Industrieroboter. Teil 1. etz Elektrotechnik, 1989, H.5. S.200-205.

- [5.30] Orlik,B.: Methods of parameter determination to detect the pole position of synchronous motors with permanent magnet exitation using incremental shaft encoders. EPE, Aachen, 1989. pp. 1213-1218.
- [5.31] Le-Huy,H.-Dessaint,L.A.: An adaptive current control sheme for PWM synchronous motor drive: analysis and simulation. IEEE Trans. Power Electronics, 1989, No.4. pp.463-472.
- [5.32] Leonhard,W.:High-performance digital motion control with electrical servo drives. PEMC, Budapest, 1990. pp.1-12.
- [5.33] Malesani,L. - Tenti,P.: A novel hysteresis control method for current-controlled voltage-source PWM inverters with constant modulation frequency. IEEE Trans. Ind. Appl., 1990, No.1. pp.88-92.
- [5.34] Morimoto,S. - Takeda,Y. - Hirasa,T.: Current phase control methods for permanent magnet synchronous motors. IEEE Trans. Power Electronics, 1990, No.2. pp. 133-139.
- [5.35] Retter,Gy.: Háromfázisú hidkapcsolású inverterrel táplált, kommutátor nélküli egyenáramú gép nyomatékképzésének fizikája. Elektrotechnika, 1991, 12. sz. 447-455.o.
- [5.36] Le-Huy,H. - Slimani,K. - Vidrogue,P.: A predictive current controller for synchronous servo drives. EPE, Firenze, 1991, Vol.2. pp. 114-119.
- [5.37] Schmidt,I. - Vincze,Gyné.: Szinkronmotoros szervohajtások. Magyar Elektronika, 1.rész:1992, 11-12.sz. 47-58.o., 2.rész:1993, 7-8.sz. 40-51.o.
- [5.38] Carlson,R.-Lajoie Mazenc,M.-Fagundes,J.: Analysis of torque ripple due to phase commutation in brushless dc machines. IEEE Trans. Ind. Appl., 1992, No.3. pp. 632-637.
- [5.39] Schmidt,I.-Vincze,Gyné.-Molnár,T.: Szinuszmezős szinkron szervohajtás vektoros ISZM áramszabályozásának modellezése. Elektrotechnika, 1993, 8.sz. 344-348.o.
- [5.40] Moynihan,J.F.-Bolognani,S.-Kavanagh,R.C.-Egan,M.G.-Murphy,J.M.D.: Single sensor current control of ac servodrives usign digital signal processors. EPE, Brighton, 1993, Vol.4. pp. 415-421.
- [5.41] Morimoto,S. - Takeda,Y. - Hatanaka,K. - Tong,Y. - Hirasa,T.: Design and control system of inverter-driven permanent magnet synchronous motor for high torque operation. IEEE Trans. Ind. Appl., 1993, No.6. pp.1150-1155.
- [5.42] Boglietti,A.-Patorelli,M.-Profumo,F.: A conduction angle control strategy for high speed brushless motors for spindle drives. Arhiv für Electrotechnik, 1993. pp. 387-395.
- [5.43] Morimoto,S. -Tong,Y. -Takeda,Y. -Hirasa,T.: Loss minimalization control of permanent magnet synchronous motor drives. IEEE Trans. Ind. Electronics, 1994, No.5. pp. 511-517.
- [5.44] Holtz,J.: Pulsewidth modulation for electronic power conversion. Proc. of the IEEE, 1994, No.8. pp. 1194-1214.
- [5.45] Jahns,T.M.: Motion control with permanent magnet ac machines. Proc. of the IEEE, 1994, No.8. pp. 1241-1252.
- [5.46] Schmidt,I. - Vincze,Gyné.: Szinuszmezős állandómágneses szinkrongép táplálási módjai. Elektrotechnika, 1995, 12.sz. 607-612.o.

- [5.47] Schmidt,I.-Molnár,T.-Vincze,Gyné: A new adaptive current vector control of the synchronous servo drives. PEMC,Budapest,1996,Vol.2. pp.215-219.
- [5.48] Schmidt,I.-Molnár,T.-Vincze,Gyné:Szinuszmezős szinkron szervohajtás új adaptív áramvektor szabályozása. Elektrotechnika, 1997, 7.sz. 278-281.o.
- [5.49] Kazmierkowski,M.P.-Malescani,L.:Current control techniques for tree-phase voltage-source PWM converters: a sourvey. IEEE Trans. Ind. Electronics, 1998, No.5. pp.691-703.
- [5.50] Schmidt,I.-Vincze,K.-Veszprémi,K.: Adaptive hysteresis current vector controls of synchronous servo drive. Elektromotion, 1999, No.1-2. pp.19-24.

6. fejezethez

- [6.1] Kovács,K.P. - Rácz,I.: Váltakozóáramú gépek tranzisz folyamatai. Akadémiai Kiadó, Budapest, 1954.
- [6.2] Leonhard,W: Control of electrical drives. Springer-Verlag, Berlin, 1985.
- [6.3] Bose,B.K.: Power electronics and ac drives. Prentice Hall, New Jersey, 1986.
- [6.4] Murphy,J.M.D. - Turnbull,F.G.: Power electronic control of ac motors. Pergamon Press, Oxford, 1988.
- [6.5] Halász,S. - Csörgits,F. - Hunyár,M. - Kádár,I. - Lázár,J. - Vincze,K.: Automatizált villamos hajtások I. Tankönyvkiadó, Budapest, 1989.
- [6.6] Mohan,N. - Underland,T.M. - Robins,W.P.: Power electronics: converters, applications and design. John Wiley & Sons, New York, 1989.
- [6.7] Lázár,J.-Halász,S.-Hunyár, M.-Csörgits,F.: Converter controlled induction motor drives I-II. OMIKK Publisher, Budapest, 1990.
- [6.8] Kelemen, Á.-Imecs,M.: Vector control of ac drives. Vol.1.: Vector control of induction machine drives. OMIKK Publisher, Budapest, 1992.
- [6.9] Vas,P.: Electrical machines and drives. A space-vector theory approach. Clarendon Press, Oxford, 1992.
- [6.10] Halász, S.: Villamos hajtások. Egyetemi tankönyv, Budapest, 1993.
- [6.11] Novotny,D.W. - Lipo,T.A.: Vector control and dynamics of ac drives. Clarendon Press, Oxford, 1996.
- [6.12] Halász,S. - Hunyár,M. - Schmidt,I.: Automatizált villamos hajtások II. Müegyetemi Kiadó, Budapest, 1998.
- [6.13] Hunyár,M.-Kovács,K.-Németh,K.-Schmidt,I.-Veszprémi,K.: Energiatekárékos és hálózatbarát villamos hajtások. Müegyetemi Kiadó, Bp., 1998.
- [6.14] Takahaski,I. - Noguchi,T.: A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor. IEEE Trans. Ind. Appl., 1986, No.5. pp. 820-827.
- [6.15] De Carli,A.: Comparative studies of control strategis in ac drives. PEMC, Budapest, 1990. Invited Paper. pp. 1-17.
- [6.16] Leonhard,W.: 30 éve térvetorok, 20 éve mezőorientálás, 10 éve digitális jelfeldolgozás a váltakozóáramú hajtásokban. Elektrotechnika, 1991, 8.sz. 291-304.o.

- [6.17] Jezernik,K.-Volcanjk,V.-Hren,A.-Premzl,B.: Robust observer based VSS tracking control of an IM servodrive. EPE, Brighton, 1993, Vol.4. pp. 428-493.
- [6.18] Nagy,I.: Novel adaptive tolerance band based PWM for field-oriented control of induction machines. IEEE Trans. Ind. Electronics, 1994, No.4. pp. 406-417.
- [6.19] Lorenz,R.D. - Lipo,T.A. - Novotny,D.W.: Motion control with induction motors. Proc.of the IEEE, 1994, No.8. pp.1215-1240.
- [6.20] De Donker,R.W. - Novotny,D.W.: The universal fields oriented controller. IEEE Trans. Ind. Appl., 1994, No.1. pp.92-100.
- [6.21] Dirker,U.: Ac field vector control improves induction motor performance. PCIM, June, 1995. pp. 52-59.
- [6.22] Jönsson,R.: Natural field orientation (NFO) provides sensorless control of ac induction servo motors. PCIM, June, 1995. pp. 44-51.
- [6.23] Flach,E. - Hoffmann,R. - Mutschler,P.: Direct mean torque control of an induction motor. EPE, Trondheim, 1997, pp.3.673-3.677.
- [6.24] Zolghardi, M.R.-Roye, D.: Sensorless direct torque control of synchronous motor drives. ICEM, Istanbul, 1998, Vol. II. pp.1385-1390.

7. fejezetek

- [7.1] Acarnley,P.P.: Stepping motor: a guide to modern theory and practice. Peter Peregrinus Ltd., London, 1984.
- [7.2] Kreuth,P.H.-Ebert,H.-Jufer,M.-Kohler,K.-Müller,R.-Richter,L.-Traeger,F.: Elektrische Schrittmotoren. Expert Verlag, Sindelfingen, 1985.
- [7.3] Murphy,J.M.D. - Turnbull,F.G.: Power electronic control of ac motors. Pergamon Press, Oxford, 1988.
- [7.4] Miller,T.J.E.: Brushless permanent magnet and reluctance motor drive. Clarendon Press, Oxford, 1989.
- [7.5] Rajki,I.: Törpe és automatikai villamos gépek. Müszaki Könyvkiadó, Budapest, 1990.
- [7.6] Miller,T.J.E.: Switched reluctance motors and their control. Clarendon Press, Oxford, 1993.
- [7.7] Kenjo,T. - Sugawara,A.: Stepping motors and their microprocessor control. Clarendon Press, Oxford, 1995.
- [7.8] Halász,S. - Hunyári,M. - Schmidt,I.: Automatizált villamos hajtások II. Műegyetemi Kiadó, Budapest, 1998.
- [7.9] Laurenson,P.T. - Stephenson,J.M. - Blenkinsop,P.T. - Corda,J. - Fulton,N.N.: Variable-speed switched reluctance motors. IEE Proc., 1980, No.4. pp.253-265.
- [7.10] Bose,B.K. -Miller,T.J.E. -Szczesny,P.M. -Bicknell,W.H.: Microcomputer control of switched reluctance motor. IEEE Trans. Ind. Appl., 1986, No.4. pp.708-715.

- [7.11] Pollock,C.-Williams,B.W.: A unipolar converter for a switched reluctance motor. IEEE Trans. Ind. Appl., 1990, No.2. pp. 222-228.
- [7.12] Torrey,D.A.: Excitation of variable-reluctance motor drives. Electric Machines and Power Systems, 1991, No.6. pp. 713-729.
- [7.13] Mucsi,M.: Hibrid léptetőmotor koncentrált paraméteres matematikai modellje. Elektrotechnika, 1991, 12.sz. 464-478.o.
- [7.14] Laurenson,P.J.: Switched reluctance drives: a perspective. ICEM, Manchester, 1992, Vol.1. pp. 12-21.
- [7.15] Schmidt,I. -Vincze,Gyné.: Szinkronmotoros szervohajtások. 2.rész Magyar Elektronika, 1993, 7-8.sz. 40-51.o.
- [7.16] Buja,G.S. -Menis,R. -Valla,M.I.: Variable structure control of an SRM drive. IEEE Trans. Ind. Electronics, 1993, No.1. pp. 56-63.
- [7.17] Stiebler,M.-Gotovac,S.: A switched-reluctance servo drive. EPE, Brighton, 1993, Vol.5. pp. 436-441.
- [7.18] Steiert,U.-Späth,H.: Torque control of the doubly-salient reluctance motor. ETEP, 1993, Vol.3. No.4. pp. 265-272.
- [7.19] Multon,B. -Hoang,E. -Camus,F.: Performance comparison of permanent-magnet brushless dc and double-salient variable-reluctance motors for an urban electric vehicle. Electromotion, 1995, No.1. pp.35-46.
- [7.20] Lupán,K.-Borka,J.-Horváth,M.-Sziszov,A.:Hardware and software tools of switched reluctance motor drives. PEMC, Budapest, 1996. pp.2/411-2/415.

8. fejezetek

- [8.1] Schrierau,K. - Buxbaum,A.: Berechnung von Regelkreisen der Antriebstechnik. AEG, Druckschrift, 1967.
- [8.2] Kümmel,F.: Elektrische Antriebstechnik. Springer Verlag, Berlin, 1971.
- [8.3] Åström,K.J.-Wittemark,B.: Adaptiv control. Addison-Wesley Publishing Comp. Bonn, 1989.
- [8.4] Crowder,R.M.: Electric drives and their Control. Clarendon Press, Oxford, 1995.
- [8.5] Moerschell,J.: Digital sliding mode torque control for induction servo drives. IFAC Motion Control for Int. Aut., 1982, Perugia, pp. 277-281.
- [8.6] Kaynak, O.-Harashima,F.-Okuda,M.: Sliding mode in a position control servo system. ICEM, Budapest, 1982, Part 1. pp. 137-140.
- [8.7] Mota,Ph.-Rognon,J.P.-Le-Huy,H.: Digital position servo systems a state variable feedback system. IEEE Trans. Ind. Appl., 1989, No.6. pp. 1473-1481.
- [8.8] Harashima,F. - Hashimoto,H. - Kondo,S.: MOSFET converter-fed position servo system with sliding mode control. IEEE Trans. Ind. Electronics, 1985, No.3. pp. 238-244.
- [8.9] Borka,J.-Horváth,M.: Stability analysis for microcomputer-based control of NC and robotic drives. ICEM, München, 1986, Part 2. pp. 519-522.
- [8.10] Kelly,R.: A linear-state feedback plus adaptive feed-forward control for dc servomotors. IEEE Trans. Ind. Electronics, 1987, pp. 153-157.

- [8.11] Bassi,E.-Benzi,F.: Adaptive position controller for a chopper-fed dc drive. ICEM, Pisa, 1988. Vol.2. pp. 557-561.
- [8.12] Leonhard,W.: High-performance digital motion control with electrical servo drives. PEMC, Budapest, 1990, Vol. I. pp.1-12.
- [8.13] Sabanovic,N. - Sabanovic,A.: Variable strukture system application to switching converters control. Intelligent Motion, 1990, pp. 256-267.
- [8.14] Korondi,P.: A csúszómód szabályozás bemutatása az egyenáramú motorok fordulatszám és pozíciós szabályozásán keresztül. Magyar Elektrotechnika. 1991. 11.sz. 30-39.o.
- [8.15] Arai,H.-Tachi,S.: Position control system of a two degree of freedom manipulator with a passiv joint. IEEE Trans. Ind. Electronics, 1991, No.1. pp.15-19.
- [8.16] Karaali,C.-Naunin,D.: Control for an intelligent synchronous servodrive. EPE, Brighton, 1993, Vol.5.
- [8.17] Skalicky,J.: Advanced control methods of induction motor drives. PEMC, Budapest, 1996, Vol. I. pp. 15-21.

9. fejezethez

- [9.1] Li,Y.F.-Lau,C.C.: Development of fuzzy algorithms for servo drives. IEEE Control System Magazine, April, 1989. pp. 65-71.
- [9.2] Harashima,F.-Demizu,Y.-Kondo,S.-Hashimoto,H.: Application of neural networks to power converter control. IEEE IAS, 1989. pp.1086-1091.
- [9.3] Lee,C.C.: Fuzzy logic in control systems: fuzzy logic controller. IEEE Trans. on Systems, 1990, No.2. pp. 404-435.
- [9.4] Abel,D.: Fuzzy control-eine Einführung ins Unscharfe. Automatisierungs-technik, 1991, H.12. S.433-438.
- [9.5] Zheng,L.: A practical guide to tune of PI like fuzzy controllers. IEEE Int. Conf on Fuzzy Systems, 1992. pp. 709-715.
- [9.6] Naumin,D. - Karaali,C.: Cascaded position control for an intelligent synchronous servodrive using fuzzy logic. EPE, Brighton, 1993, Vol.5. pp. 447-452.
- [9.7] Bose,B.K.: Expert system, fuzzy logic, and neural network. Applications in power electronic and motion control. Proc. of the IEEE, 1994, Vol.8. pp. 1303-1325.
- [9.8] Mir,S.A. -Zinger,D.S. -Elbuluk,M.E.: Fuzzy controller for inverter fed induction machines. IEEE Trans. Ind. Appl, 1994, No.1. pp.78-84.
- [9.9] Rossi,C.-Tonielli,A.: Robust control of permanent magnet motors: VSS techniques lead to simple hardware implementations. IEEE Trans. Ind. Electronics, 1994, No.4. pp.451-460.
- [9.10] Varga, Sz.-Farkas,F.-Halász,S.: Realization of a position controller by fuzzy logic. PEMC, Budapest, 1996, Vol.3. pp.287-291.
- [9.11] Borka,J.: Alapfogalmak és alkalmazási példák a korszerű irányítási stratégiák használatához a teljesítményelektronika és a mozgásvezérlők területén. Elektrotechnika, 1997, I.: 8.sz. 327-340.o., II.:9.sz. 381-384.o.

- [9.12] Varga,Sz. -Farkas,F. -Halász,S.: Egykörös fuzzy pozíciós szabályozó megvalósítása. Elektrotechnika, 1998, 4.sz. 132-135.o.

10. fejezethez

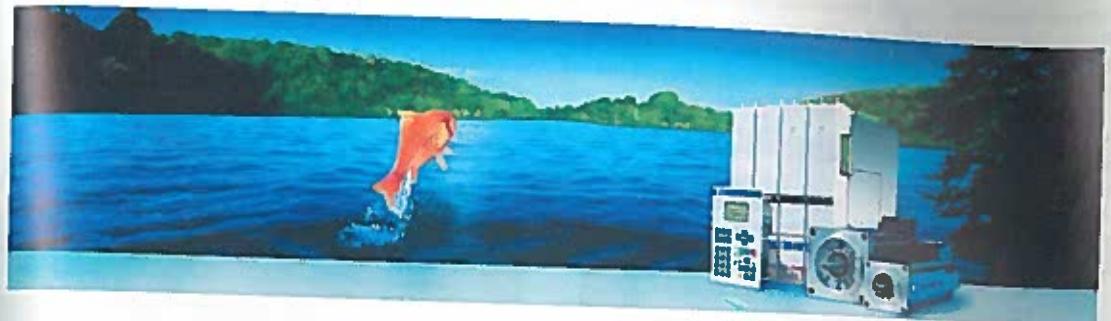
- [10.1] Bose,B.K.: Microcomputer control of power electronics and drives. IEEE Press, New York, 1987.
- [10.2] Rajashekara,K.-Kawamura,A.-Matsuse,K: Sensorless control of ac motor drives. IEEE Press, New York, 1996.
- [10.3] Le-Huy,H.: Microprocessors and digital IC's for motion control. Proc. of the IEEE, 1994, No.8. 1140-1163.
- [10.4] Ohnishi,K.-Matsui,N.-Hori,Y.: Estimation, identification, and sensorless control in motion control system. Proc. of the IEEE, 1994, No.8. pp. 1253-1265.
- [10.5] Naunin,D. - Herold,J. - Reuss,H.C.: Ein - Chip - Mikrorechner steuert Synchronservoantrieb. Elektronik, 1989, H.7. S.129-136.
- [10.6] Kiel,E.-Schumacher,W.: Der Servocontroller in einem Chip. Elektronik, H.8. S.48-60.
- [10.7] Kiel,E.: Der analoge Vecon-Chip. Elektronik Industrie,1994,H.6.S.29-33.
- [10.8] Magureanu,R. - Kreindler,L. - Antognini,L.: Digital signal processor application in high performance electrical drives. PEMC, Budapest, 1996, Vol.3. pp.6-11.
- [10.9] Lelkes, A.-Gärtner,P.-Besenyei,P.-Sturm,J.: A novel chipset for brushless servodrives. PEMC, Budapest, 1996, Vol.3. pp. 302-306.
- [10.10] Unidrive, unified ac drive. Control Techniques. Product brochure. 1997.
- [10.11] Vas,P.-Drury,W.-Stronach,A.F.: Present and future of drives, sensorless and artificial intelligence applications. EPE, Trondheim, 1997, pp. 4.573-4.578.
- [10.12] Unidrive + UD70 = készüléken belüli magas szintű intelligencia PLC nélkül. Magyar Elektronika, 1999, 5.sz. 46-47.o.
- [10.13] Balogh,M.: HITACHI frekvenciaváltók ISPM modullal. Magyar Elektronika, 1999, 5.sz. 50-51.o.

11. fejezethez

- [11.1] Schoele,B.: Kaltwalzwerke. Elitera-Verlag, Berlin, 1975.
- [11.2] Paul,R.P.: Robot manipulators: Mathematics, programming and control. MIT Press, Cambridge, MA, 1981.
- [11.3] Snyder,W.E.: Industrial robots: Computer interfacing and control. Prentice-Hall, Inc., New Jersey, 1985.
- [11.4] Asada, H.T.-Slotine,J.J.: Robot analysis and control. John Wiley & Sons, New York, 1986.
- [11.5] Wolovich, W.A.: Robotics, basic analysis and design. Holt, Rinehart and Winston, New York, 1987.

Rexroth Indramat

Üzletágunk 40 éve fejleszt, gyárt és forgalmaz vezérlő- és hajtásrendszereket. Fontos esemény volt történelmünkben, hogy 1979-ben a világon elsőként mutattuk be és gyártottuk a karbantartásmentes bonyolult mechanikai megoldásokat modern szervotechnológiával megteremtettük a feltételeket arra, hogy teljesítményét jelentősen növelni. A Rexroth Indramat-nak jelentős szerepe volt a SERCOS interfész kidolgozásában, mely jelenleg az egyedüli világszerte elfogadott szabványos kommunikációs rendszer hajtások számára.



A Rexroth Indramat vezérlései és hajtásai megoldásokat kinálnak az ipar legfontosabb műszaki területein.

- Szerszámgépek (egyedi gépek, gyártósorok)
- Csomagoló- és élelmiszeripari gépek
- Nyomda- és papírfeldolgozó gépek
- Automatizálás és anyagmozgatás

Ezek az alkalmazásorientált rendszermegoldások azokon a tapasztalatokon alapulnak, melyeket a vállalat szakemberei a több ezer világszerte üzemelő Indramat felszerelés révén gyűjtötték. A PC-re épülő vezérlések moduláris rendszerarchitektúrával és nyitott kommunikációs lehetőséggel rendelkeznek, ezáltal a felhasználónak lehetősége van rendszerét az igényeknek leginkább megfelelő elemekből összeállítani. A gyártásautomatizálás számára a Rexroth Indramat az AC-szervohajtások széles termékskáláját nyújtja.

A Rexroth Indramat a Mannesmann Rexroth AG egyik üzletága. A Mannesmann Rexroth AG - The Drive & Control Company - 1998-ban 2,5 mrd Euro forgalmat bonyolított mintegy 21.000 alkalmazottal; a világ 70 országában tevékenykedik - köztük Magyarországon is - a hidraulika, pneumatika és hajtástechnika területén és teljes megoldást kínál a hajtás, vezérlés/szabályozás, mozgatás feladataira. További információkért kérjük keresse fel a <http://www.rexroth.com/rexrothindramat> weboldalunkat.

Mannesmann Rexroth
Hajtás- és Vezérléstechnika Kft.
1149 Budapest, Angol u. 34.
Telefon: +36 1 364 0002
Telefax: +36 1 383 1980
<http://www.rexroth.hu/>

Lenze



Global Drive

Global Drive 9300 szervo frekvenciaváltó - flexibilis és modern automatizálás

A 9300-as szervo frekvenciaváltó család az illesztett szervomotorokkal és szervohajtóműves motorokkal optimális hajtásrendszert alkot. A hajtások piacorientált intelligenciája lehetővé teszi olyan általános technológiai funkciók, mint például az elektronikus tengely vagy a pozíciós szabályozás megoldását, mint mechanikai megoldások elektronikus alternatíváját (regiszterszabályozás, kényszerpályaszabályozás). Ezáltal a mechanikus kapcsolóbütyök mozgatórudak és tengelykapcsolók időigényes átállítása elhagyható. Ezek az intelligens hajtások a gép legkülönbözőbb mozgásain koordinálják egymással pontosan és precízen. Teljesen mindenkor, hogy a berendezést központi vezérlés, vagy pedig egy decentralizált irányítja, a nagy flexibilitás mindenképpen biztosított. Ez a hajtáskonceptió egy áttekinthető rendszerben kínál automatizálási megoldásokat. A felülrőlvezérlő rendszerhez feltűzhető terepi buszmodulokkal lehet csatlakoztatni InterBus vagy PROFIBUS rendszer szerint.

A szervo család minden variációja következő tulajdonságokkal rendelkezik azonos hardware-re épül:

Univerzális-termékcsapat 370W - 75kW-ig használható.

Integrált tápegység - egyedi hajtásoknál nincs szükség külön tápegységre.

Be- és visszatápláló modulok - többtengelyes csoport hajtásokat tesznek lehetővé, amely csökkenti az energiafogyasztást.

Fordulatszám- és szöghelyzetvisszaesztolás - perfekt megoldások rezorverrel, vagy pedig sinus-cosinus jeladókkal.

A következő technológiai funkciók valósíthatók meg a 9300-as szervo frekvenciaváltó család különböző kiviteleivel:

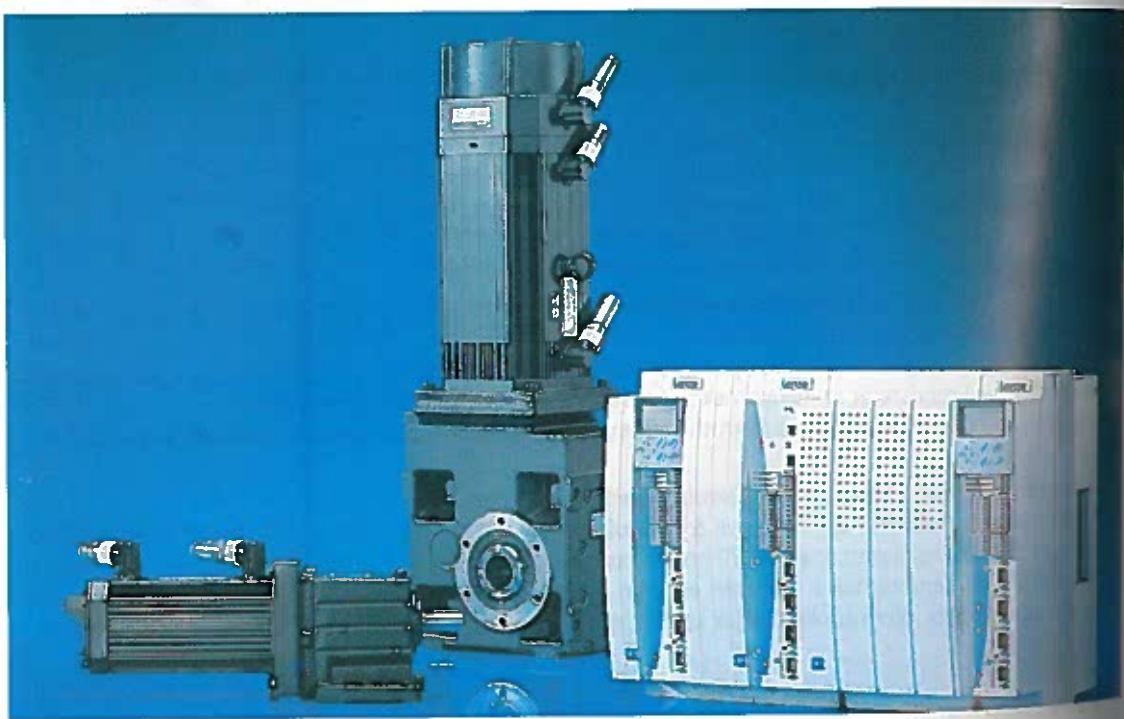
Általános felhasználású szervo frekvenciaváltó

Szervo regiszterszabályozás

Szervo kényszerpálya szabályozás

Szervo pozicionálás

A felsorolt funkcionálitások továbbfejlesztéseként a Lenze cég elsőként jelent meg a világpiacra a 9300-as szervo frekvenciaváltó család egy olyan tagjával, amelyben integrált PLC található. Ez az integrált PLC az IEC 1131-3 szabványnak megfelelő programnyelveken programozható.



Lenze Hajtástechnikai Kereskedelmi Kft.
H-2040 Budaörs, Gyár utca 2.
✉ H-2040 Budaörs 1. Pf.:322

Tel.: 23-501-320
Fax: 23-501-339
E-mail: MrazikL@lenze.hu

Lenze



Global Drive

PLC
funkcionálitás
IEC1131-3

Technológiai funkciók

Üzemeltetési rendszer
-Paraméterezés és kommunikáció-



Robotok



Szállítás, csomagolás



Nyomdaipar



Töltő és adagológépek

HT

Hajtástechnikai Kft. Antriebstechnik GmbH.

Szalagfeszítő-szabályzó rendszerek széles teljesítmény tartományban

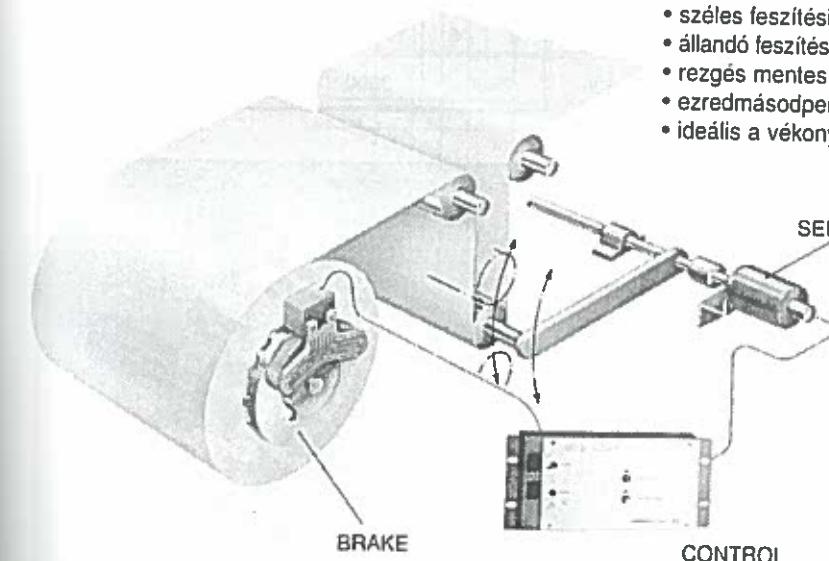
A WARNER ELECTRIC megtalálta a megoldást...

... egy teljesen elektromos/elektronikus szabályozórendszer, amely kitűnik az egyszerű telepítésével, gazdaságosságával, és a minimális karbantartási igényével.

Már több mint 60 évvel ezelőtt vezette a WARNER ELECTRIC az elektromágneses féket, és az idő folyamán a fejlesztést nem hagyta abba. A szalagfeszítő-szabályzó rendszer 1965-ben lett bevezetve, és az eltelt évek alatt a gazgaságosság és a meg-

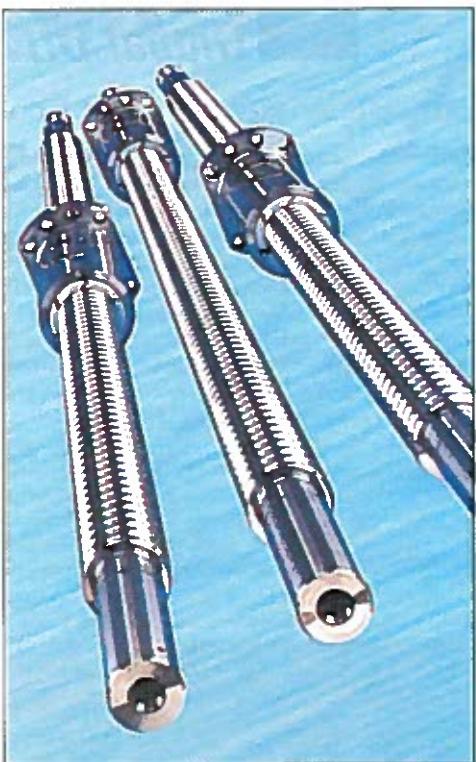
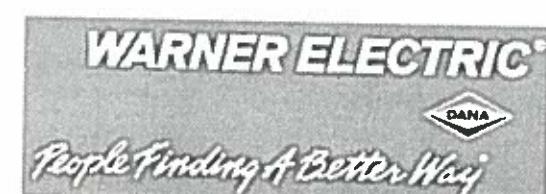
bízhatóság terén vezető pozíciót vívott ki magának az ipar területén

- széles feszítési lehetőség
- állandó feszítés még a vészfélezés alatt is
- rezgés mentes
- ezredmásodperc alatt reagál
- ideális a vékony fóliától a vastag kartonig



Hivatalos képviselő:

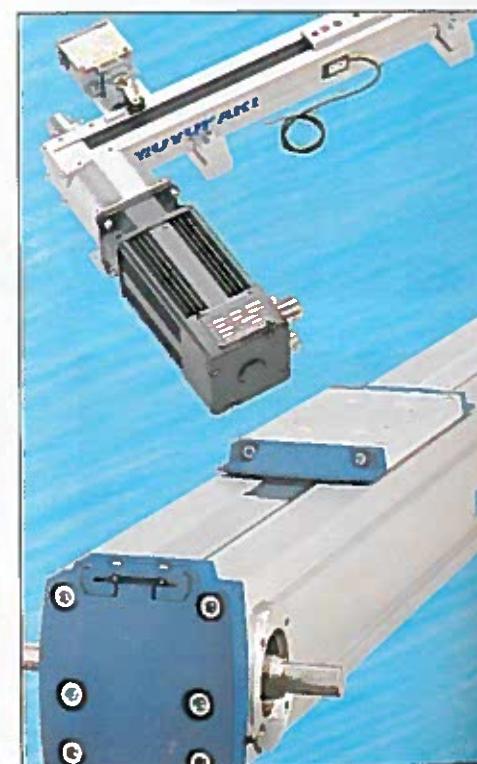
HT Hajtástechnika Kft.
H-1103 Budapest, Újhelyi út 2.
Tel.: (36-1) 265-2733 – Fax: (36-1) 264-8900
E-mail: ht.hajtas@mail.datanet.hu
Internet: www. ht.hajt. hu



WARNER ELECTRIC
DANA
People Finding A Better Way®

Elektromágneses/pneumatikus tengelykapcsolók és fékek, szabadonfutók és visszafutásgátlók, lineáris gépkiszolgáló rendszerek, lineáris aktuátorok, golyósorsók, csévélőhajtások és vezérlések, AC/DC motorok, frekvenciaváltók, CTV szervohajtások, léptetőmotorok és hajtások, ékszíjak, vezetékörlők...stb.

HT Hajtástechnika Kft.
H-1103 Budapest, Újhelyi út 2.
Tel.: 265-2733 - Fax: 264-8900



E-mail: ht.hajtas@mail.datanet.hu
Internet: www. ht.hajt. hu

WARNER ELECTRIC®



People Finding A Better Way

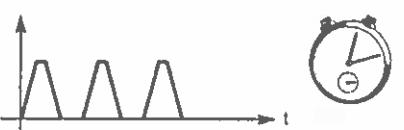
Fék-kuplung alkalmazása és kiválasztása

A fék-kuplung kombináció az elektromágneses fék és az elektromágneses tengelykapcsoló összevonása egyetlen konstrukciós egységbe. Az egység bemeneti oldala tengelykapcsolóként a kimeneti oldala fékként működik.

Kompakt egységek ként sokkal kisebb a helyigénye, tisztább és csendesebb a működése. Karbantartást nem igényel, automatikus kopásutánállítással rendelkezik. Védettsége IP64.

Akkor célszerű alkalmazni, ha a motort nem akarjuk állandóan kikapcsolni és újra indítani. Beépítésével a motor állandó fordulatban üzemel és csak a kimeneti tengelyt fékezzük. Jellegzetes felhasználási területe a léptetési funkciók és/vagy a forgómozgások szakaszolása.

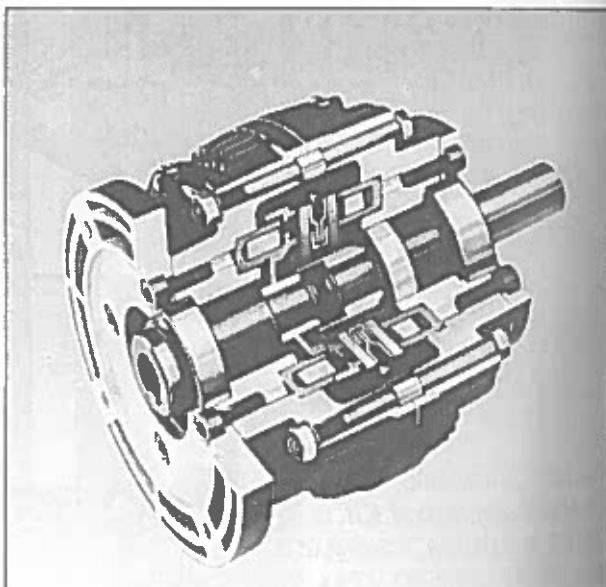
Méret	EM- munkaárammal működtetett fék					EM-ER nyugvóáramú fék				
	EM -ER		EM -ER		EM -ER		EM -ER		EM -ER	
	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Átvitt nyomaték [Nm]	7,5	4,5	15	9	25	14	50	28	130	76
Dinamikus nyomaték (1000 min-1) [Nm]	5	3	10	6	17	10	33	19	81	51
Max. fordulatszám [min-1]	3600	3600	3600	3600	3600	3600	3600	3600	3600	3600



Gyakori kapcsolási szám



Állandó indítási idő

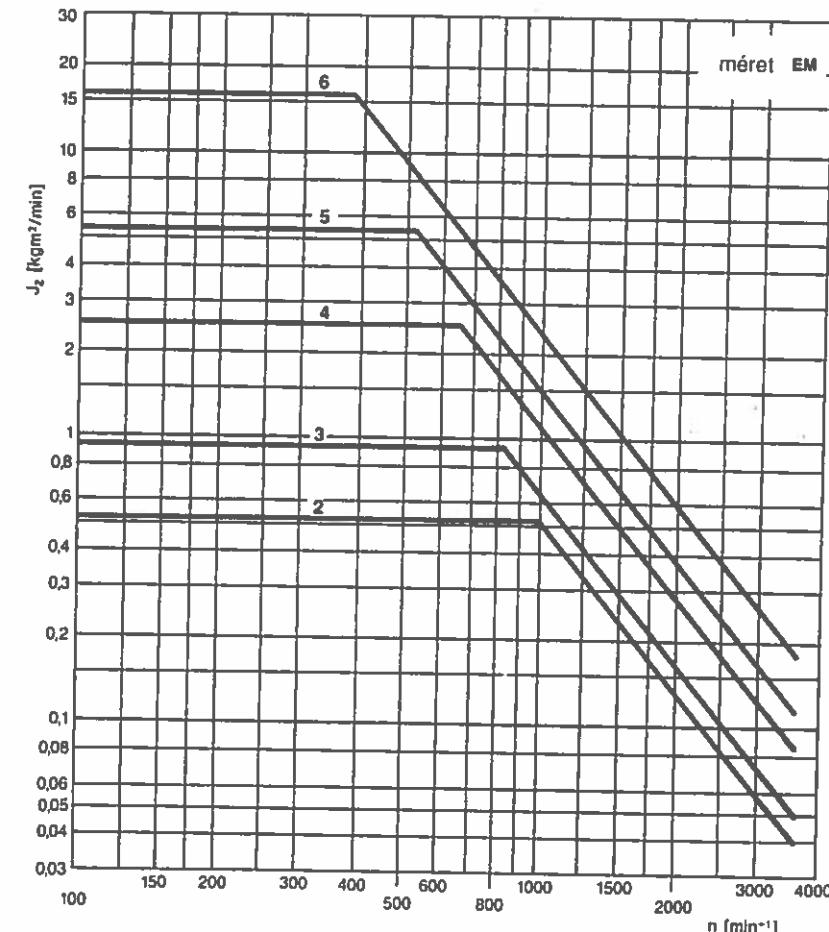
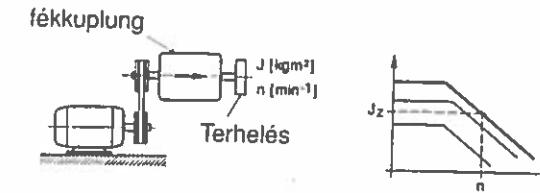


Fék-kuplung kombináció

A fék-kuplung kiválasztása történhet a teljesítmény – fordulatszám; dinamikus nyomaték – fordulatszám; kapcsolások száma – fordulatszám; tehetetlenségi nyomaték – fordulatszám alapján, jelleg-történő kiválasztás legfontosabb részleteit mutatjuk be.

z kapcsolási szám

$$z = \frac{J_z}{J} \text{ [min}^{-1}\text{]}$$



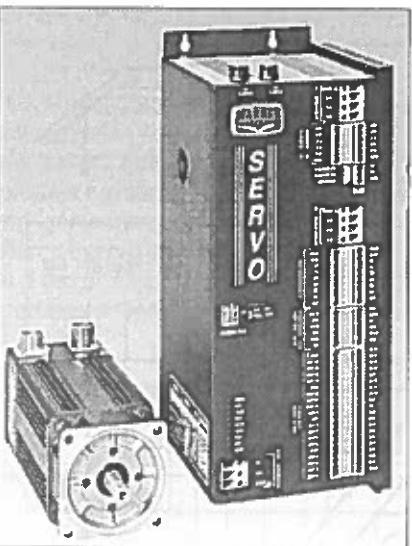
A kiválasztások részletes ismertetését, valamint a műszaki paramétereket tervezési segédlet tartalmazza. A feladatok megoldásához teljeskörű szaktanácsadással és megfelelő referenciákkal állunk az érdeklődők rendelkezésére.

HT Hajtástechnikai Kft.
H-1103 Budapest, Újhelyi út 2.

E-mail: ht.hajtas@mail.datanet.hu
Internet: www.hthajt.hu

Tel.: 265-2733
Fax: 264-8900

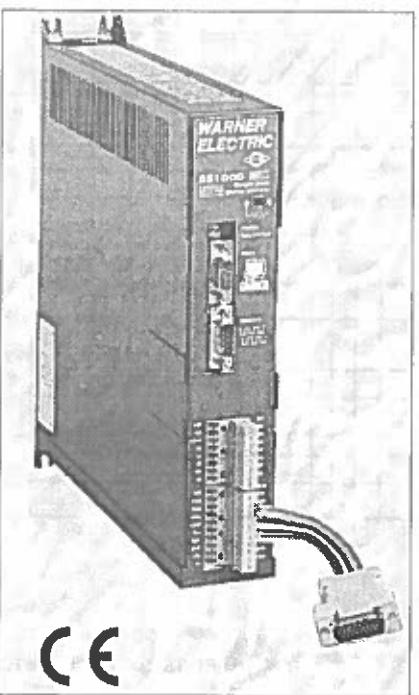
WARNER



Programozható SZERO RENDSZEREK/POZICIONÁLÓK

Erősítő:

- a legmodernebb elektronikával rendelkezik
- Mosfet, 20 KHz PWM teljesítmény-fokozatok magas hatásfokkal
- Védelem: túlhevülés és túláram ellen
- a legtöbb modell kefe- vagy kefenélküli DC motorhoz ajánlott



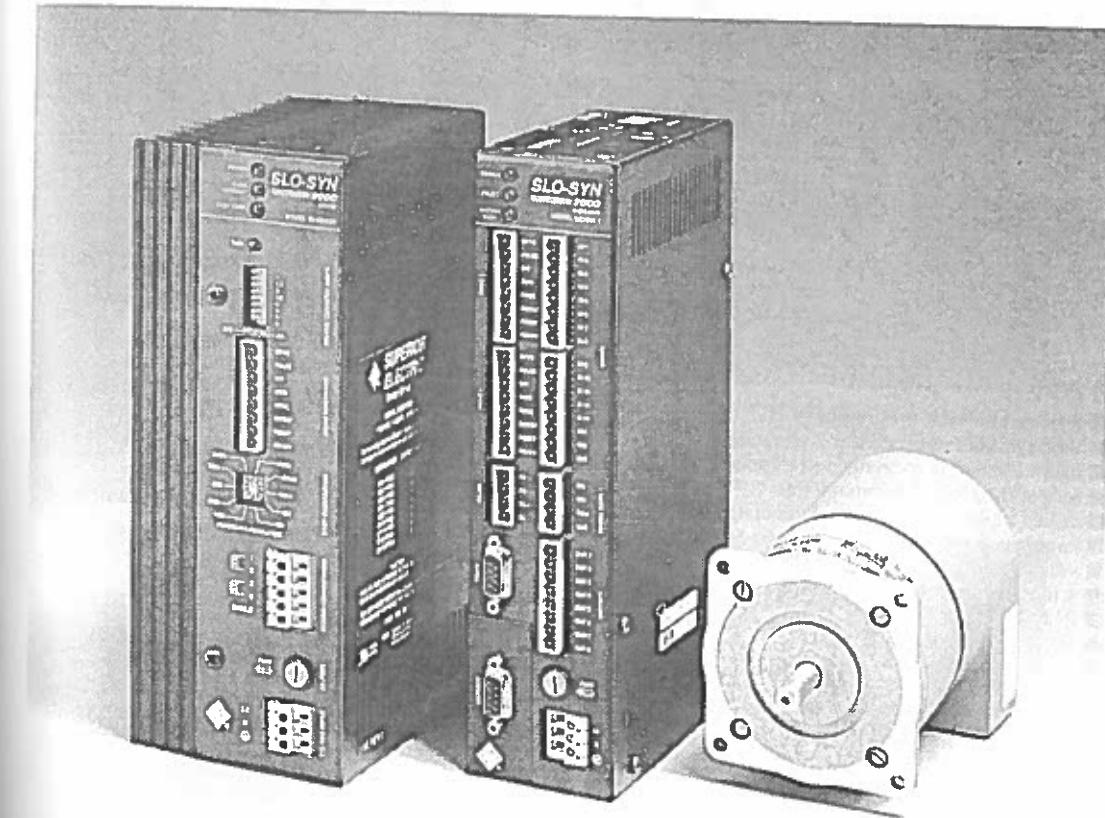
WARNER ELECTRIC®
DANA

E-mail: ht.hajtas@mail.datanet.hu
Internet: www.hthajt.hu

HT HajtásTechnikai Kft.
1103 Budapest, Újhelyi út 2.
Tel.: 265-2733 Fax: 264-8900

SLO-SYN

Léptetőmotoros hajtások és vezérlések



Alkalmazási területek: • irodagépek • rajzolók, nyomtatók és regisztrálók • orvosi műszerek és berendezések • nukleáris és környezetvédelmi berendezések • szivattyú szabályozások • szerszámgépek • körasztalok vezérlése • hegesztőgépek • kőszörűgépek • drótsodrás és kábelgyártás • szabványgépek • lemezmegmunkálás • nyomdagépek • csomagoló gépek • nyersüveg gyártás • robottechnika ... és a sor tovább folytatható!

WARNER ELECTRIC®
DANA
E-mail: ht.hajtas@mail.datanet.hu
Internet: www.hthajt.hu

HT HajtásTechnikai Kft.
1103 Budapest, Újhelyi út 2.
Tel.: 265-2733 Fax: 264-8900

Alapítva 1984

procon
HAJTÁSTECHNIKA



ILD/IHD FREKVENCIAVÁLTÓ CSALÁD

A programozás jellemzői:

- felhasználóbarát programozás
- többnyelvű menürendszer
- üzem közben is megengedett paraméterállítás
- időponthoz kötött hibanaplózás
- széles kínálati (motor) frekvenciatartomány
- kapcsolási frekvencia állíthatóság 16 kHz-ig
- valásztható vezérlés vagy szabályozás
- 4 féle beépített PID algoritmus
- PLC funkciók
- Master/slave funkciók
- pozíció szabályozás
- akár 8 db független program futtatása
- kitölthető motor frekvenciák
- szlipkompenzáció
- repülőstart
- töréspontos fel és lesutási idők
- 4 féle beprogramozott, egy db 6 törésponttal is megadható U/f karakterisztika
- „S” görbe funkció fel- és lesutáshoz
- DC fékezés igény szerint
- 4 független felhasználói paraméterkészlet
- alapparaméterek felvétele gyorsmenüben
- kiválasztható programozási vagy üzemállapot kijelzés stb.

A felépítés jellemzői:

- 3x400 V-os hálózati üzem
- beépített hálózati zavarzsűrő MSZ EN 55011 szerint
- teljeskörű zárlat és túlerhelés védelem
- elektronikus motorvédelem a motor paramétere alapján
- minden bemenet és kimenet kettős potenciál leválasztással
- 4x16 karakteres, magyar nyelvű, alfánumerikus kijelzés
- 2 db RS485-ös soros vonal
- programozható 8 db digitális kimenet
- programozható 8 db digitális bemenet
- inkrementális fordulatszámadó (IFA) fogadása
- 3 db programozható beépített relé
- 2 db programozható analóg bemenet
- 2 db programozható analóg kimenet
- beépített naptár és óra
- beépített dinamikus fék, stb.

Hazai fejlesztés – hazai gyártás

15 éve a hajtástechnikai piacon, több ezer referencia mind az egyedi hajtások, mind a többgépes hajtástechnikai területén.

Új szervo és robothajtások a kínálatban

Fejlesztés – gyártás – értékesítés – szaktanácsadás

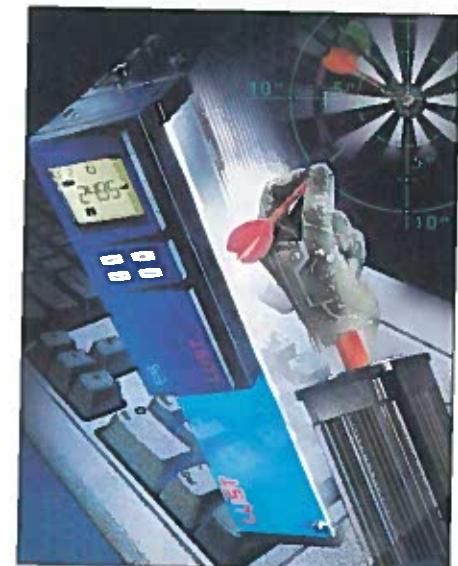
PROCON HAJTÁSTECHNIKA KFT. Tel./Fax: (36-1) 370-9699
1047 Budapest, Sörétygár út 2. 379-5387

További információk:
www.deltasoft.hu/procon,
www.deltasoft.hu/szaknevsor



Leine & Linde

- Ipari kivitelű inkrementális forgójeladók + tartozékok 1–5000 impulsus osztásig, tetős szerint IP 65-ös védetség: EEx IIc T4/T5 kivitel
- Abszolút forgójeladók
- 10 Bit – 13 Bit-ig illetve 25 Bit Multi-Turn, SSI kimenettel



LUST

LUST frekvenciaváltók: VFC; SFC; FOR kivitelben 0,37–250kW-ig
LUST synkron és aszinkron szervohajtások – pozícionálóhajtások, speciális feladatokra 0,34–140Nm-ig



Speciális alkalmazástechnikai igényeivel forduljon hozzáink!
H-1102 Budapest,
Halom u. 11/B.

Tel./Fax: 00-361-262-2642
E-mail: wphidr@clender.hu

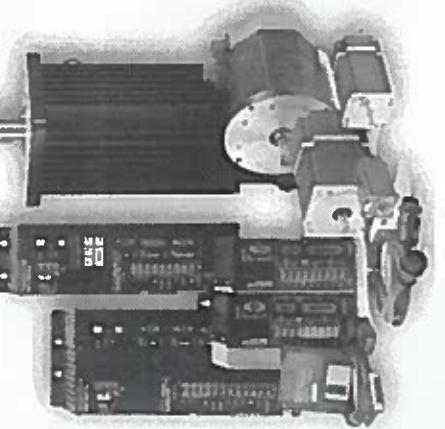


Egy kézből minden eszköz, ami az automatizáláshoz szükséges



Rockwell Automation

TERVEZÉS
KIVITELEZÉS
ÉRTÉKESÍTÉS



- Frekvenciaváltók
- Egyenáramú hajtások
- Szervohajtások
- PLC-k
- DCS rendszerek
- Szenzorok, végálláskapcsolók
- Encoderek
- Kisfeszültségű VIII. Készülékek



Rockwell Automation
Authorized System Integrator
Allen-Bradley RELIANCE ELECTRIC
Drive Systems

ReAns-Magyarország Kft.
H-9024 GYŐR, Lajta u. 38 ☎ H-9013 GYŐR Pf 971
✉ +36 96 431-003 Fax: +36 96 431-003
GSM: +36 30 9568-622 E-mail: reans.hu@mail.matav.hu

Vakon bízzon a finn Vacon frekvenciaváltóban!

A Vacon CX / CXL / CXS frekvenciaváltók lefedik a 0,55 kW - 1,5 MW-ig tartó teljesítménytartományt, a 230, 400, 500 és 690 V-os 3-fázisú hálózati feszültség esetén. Mindegyik készülék rendelkezik a CE jelöléssel és megfelel az EU EMC - (rádiózavarás) irányelvnek.

Az acéllemez házzal valamint beépített hálózati fojtóval, RFI-szűrővel és más kipróbaljt eljárással az elektromágneses zavarásokkal szembeni magas zavartűrést és alacsony emissziós értékeket lehetett elérni. A bemeneti fojtó ezen kívül redukálja a frekvenciaváltó által okozott hálózati visszahatásokat, úgymint a kommutációs betöréseket és felharmonikusokat. A magas fejlettségű vektoros vezérlés, a gyors ASIC-elemek és a közvetlen háromfázisú árammérés egzakt motorvezérlést garantálnak és támogatják a frekvenciaváltó felhasználását igényes alkalmazások esetén is. A könnyen érthető kezelőegység, a PC-Tools programok az áttekinthető üzemeltetési útmutató lehetővé teszik a Vacon frekvenciaváltó használatát közel minden felhasználási területen. A standard termék-sorozatot készülékszerűek, hálózati visszatápláló egységek és közös közbenső egyenáramú körrel rendelkező többmotoros hajtások valamint további opciók sokasága egészíti ki.

Megbízható technológia

- Többéves tapasztalatra és szakismeretre alapozva a Vacon CX / CXL / CXS frekvenciaváltók a nemzetközi standardnek megfelelően a világpiac számára készülnek.
- A termékekben csak innovatív megoldások és megbízható komponensek kerülnek felhasználásra.

Vékony, helytakarékos "könyv"- design

- Oldal az oldalon installáció
 - Kitűnő hűtéstechnika
 - Nagy hajtások is falra szerelhetők
- Az előre programozott paraméterkészlet egyszerű kiszolgálást tesz lehetővé különböző felhasználások esetén is. Az egyszerű alapalkalmazáson kívül további alkalmazások állnak rendelkezésre:
- Standard alkalmazás
 - Távolsági / helyi alkalmazás
 - Több fix fordulatszámú alkalmazás
 - PI-szabályozás alkalmazás
 - Univerzális alkalmazás
 - Beépített szivattyúcsoporthoz vezérlés automatikus szivattyú léptető funkcióval
 - Felhasználóspecifikus alkalmazások PLC funkciók



Felhasználóbarát

A Vacon frekvenciaváltókat rendkívül könnyű kezelní. A könnyen érthető felhasználói útmutatók több mint 20 nyelven elérhetők. Az előre programozott paraméterkészleteknek köszönhetően (alkalmazások) a paraméterbeállítások száma minimálisra redukálódik.

- A PC-Tools program és a felhasználói útmutató adathordozón és az Interneten is hozzáférhető (www.vacon.com). Egyszerűen programozható kezelőegység (alfanumerikus kijelzővel, mint standard, a grafikus vagy 7 szegmens kivitelben opcionális).
- A kezelőegység programozása a frekvenciaváltó teljesítményétől függetlenül azonos.
 - Többéves tapasztalatra támaszkodva valamennyi paraméter az üzemi adatok alapján előre beállított. Elegendő a motor típustábla adatainak megadása, a többöt elintézi a Vacon az Ön számára.
 - A vezérlés csatlakozói dugaszolható kapcsokként beépítettek
 - RS232C soros vonal a PC-hez való csatlakozáshoz (FC Load, FC Drive és FC 1131-3 gyártóművi segédprogramok támogatásával)
 - Csatlakozókártyák valamennyi szokásos buszrendszer (Interbus-, Profibus DP, CAN, LonWorks, Modbus stb.) számára.
 - Félezéskor visszatáplálás a hálózatba.
 - Környezeti hőmérséklet: max.: 50oC

A frekvenciaváltók kizárolagos forgalmazója és szervize: Synchrodan Kft. Tel/Fax: 265-0677
1103 Bp. Győrői út 140.

A SIG POSITEC Automation GmbH új vezérlői és motorjai

A Twin Line vezérel, hajt és pozicionál. Ezentúl minden hajtástechnikai feladathoz 8 kW-os teljesítményig csak egy partnerre van szüksége. Mi egyéni megoldást nyújtunk az Ön igényeinek megfelelően. Kívánságra szakembereink tanácsadással állnak rendelkezésre a fejlesztésnél.

A Twin Line-nal a fejlesztés és üzembe helyezés rendkívül egyszerű és gyors. Az egyszerű átprogramozási lehetőség problémamentes útra felhasználhatóságot biztosít.

A Twin Line alkalmazásakor nem szükségesek járulékos eszközök, mivel már mind be van eredetileg építve: hálózati szűrő, hűtőbordák, intelligens fékvezérlés és az összes kívánt modul. A Twin Line természetesen rendelkezik CE vizsgálattal és egy többnyelvű dokumentációval, hogy a világ bármely pontján egyszerűvé tegye a használatot és üzembe helyezést.

A Twin Line kezelése egy HMI-nck nevezett (Human Machine Interface) eszközzel lehetséges. Ez egy feldugható, LCD display-jel ellátott, adatbeviteli berendezés. Az egész Twin Line család, bármely tagjához használható. Egyszerűen csak rádugjuk a berendezés erre kialakított helyére, vagy egy soros kábel segítségével a kommunikációs interface-re csatlakoztatjuk. Az LCD display-en megjelenő menü struktúrák és paraméter értékek automatikusan beállítódnak a motortól függően. Csak azokat a paramétereket és menüelemeket láthatjuk, melynek a csatlakoztatott berendezésekre érvényesek. Ugyanezek érvényesek a Twin Line Control Tool nevű üzembe helyező software-re is, ami PC-n vagy Laptop-on futtatható Windows 95 vagy Windows NT alatt.

A SIG POSITEC piacérett és gyakorlatban jól bevált szíriaelemekből épített pozicionáló és automatizálási megoldásokat kínál. Támogatja és ellátja a széleskörű tanácsadói, tervezői és szervizhálózatával a leendő és meglévő felhasználói kört.

A SIG POSITEC egy a SIG (Schweizerische Industrie Gesellschaft, Svájci Ipari Egyesület) négy üzletága közül. A SIG világszerte 7000 alkalmazottal több, mint 2 milliárd DM forgalommal gázdálkodik.

A robottechnika és automatizálás területén egyre inkább tört hódító léptetőmotoros hajtásokban a SIG POSITEC BERGER LAHR cég neve mindig a jó minőséget, megbízhatóságot jelentette, és törekvésünk, hogy ez a jövőben is így legyen!

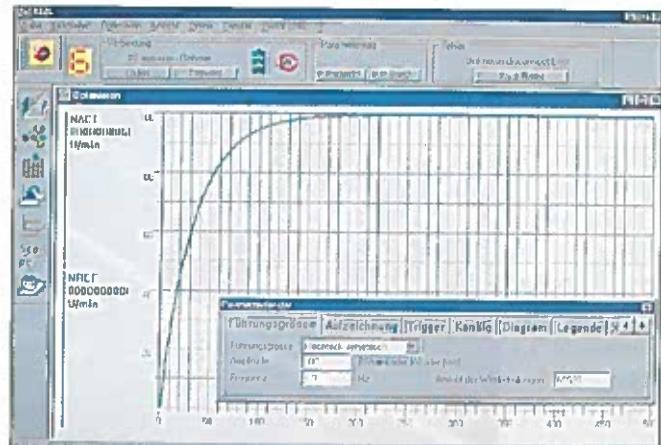
SIG POSITEC Automation
Kereskedelmi Képviselet
1115 Budapest, Etele út 68.

Telefon: 203-0289, 203-0304/2011
Fax: 203-0314
E-mail: panhu@mail.datanet.hu

Hajtás, pozicionálás és automatizálás a Twin Line-nal



HMI



Twin Line Control Tool SW



Léptető- és szervomotorok



Twin Line vezérlő

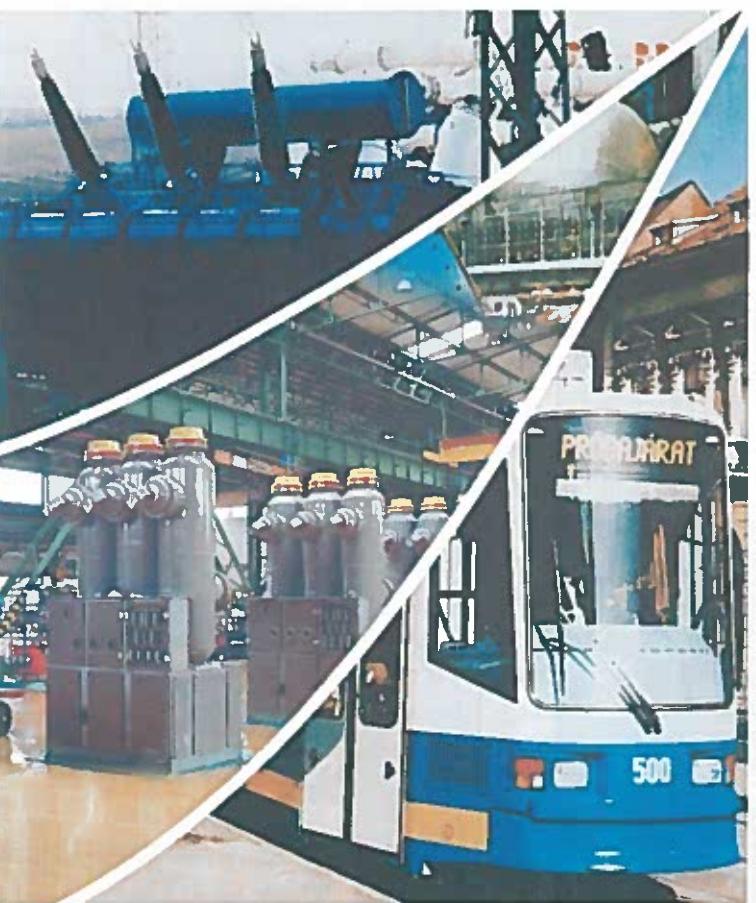
A felhasználó egy kézből juthat hozzá hajtástechnikai feladatainak tökéletes megoldásához 8 kW teljesítményhatárig az alábbi SIG POSITEC gyártmányok segítségével:

- Léptetőmotorok és AC-szinkron-szervomotorok.
- Lineárismodulok és tengelykombinációk, természetesen léptetőmotorral vagy szervomotorral.
- Egy teljesen egységes meghajtó és vezérlőcsalád, úgy a léptetőmotorokhoz, mint a szervomotorokhoz.
- Egységes kezelőegység (HMI), ami az egész Twin Line családra rácstakoztatható, vagy a Twin Line Control Tool nevű üzembehelyező software Windows 95 vagy NT alatt.

SIG **positec**
BERGER LAHR

GANZ ANSALDO

Ganz Ansaldo Villamossági Rt.



KÖZPONT:

1024 Budapest, Lövőház u. 39.
Tel.: 375-3322 Fax: 356-1191

TELEPHELYEK:

1108 Budapest, Venyige u. 3.
Tel.: 432-8850

5001 Szolnok, Kőrösi út 74.
Tel.: (56) 426-222, 374-636

2766 Tápiószelc, Györgyi út 14.
Tel.: (53) 380-400

6500 Baja, Kölcsey út 31.
Tel.: (79) 325-308



Villanyszerelőipari Rt.



Certificate Number 80429

A Mezépvil Villanyszerelőipari Részvénnytársaság ipari, kereskedelmi, kommunális épületek, beruházások épületvillamossági rendszereinek részleges vagy komplett kivitelezését, kulcsrakész szerelését vállalja. Szakembereink épügy otthonosan mozognak irodaházak, bevásárlóközpontok villamos rendszereinek megvalósításában, mint gyártócsarnokok, raktárbázisok villamos installációjában, valamint technológiai szerelésében. A teljesség igénye nélkül néhány közismert projekt referenciáink közül: Nyugati City Center Bevásárlóközpont, TDK gyár komplett villamos szerelés, Auchan Bevásárlóközpont, BME Informatika épület villamos szerelés, stb.

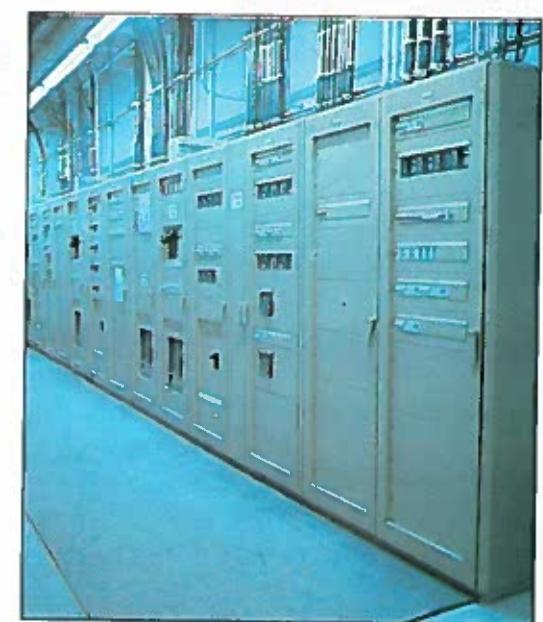
Hagyományos berendezésgyártásunkat 1999-től leányvállalatként működtetjük tovább. E területen is igen komoly referenciakat tudhatunk magunknának, csak néhányat megemlíteni a legjelentősebbek közül: ELTE Északi Tömb és Informatika épületek elosztó berendezései, ORFK-BRFK Teve u. központ főelosztó berendezése, Pólus Center Bevásárlóközpont elosztói, stb.

Cégünk igen komoly feladatnak tekinti a szakemberképzést, és keresi azokat a lehetséges együttműködési formákat, amelyek megfelelő támogatást jelentenek a képzési intézményeknek a hatékony munkában.



1119 Budapest
Fehérvári út 79-81.

Fax: 204-4299
E-mail: mezepvil@elender.hu



Tel.: 382-0680, -81, -82, -83
204-4294, -95, -96



GANZ KAPCSOLÓ- ÉS KÉSZÜLKÖGYÁRTÓ KFT.

Budapest X., Kőbányai út 41/c
Telefon: (36-1) 261-1115

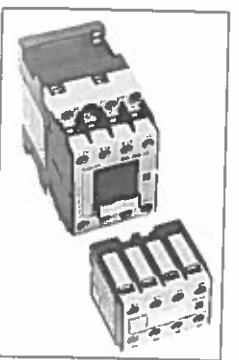
1475 Pf.: 87.
Telefax: (36-1) 261-7670



GANZ Kapcsoló- és Készülékgyártó Kft. Telefon: (361)-261-1115
H-1475 Budapest Pf. 87.
Budapest, X. Kőbányai út 41/c.
Telefax: (361)-261-7670
e-mail: ganzkk@mail.datanet.hu
<http://www.ganzkk.hu>

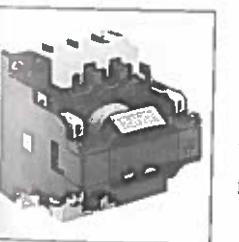
A több mint háromnegyed évszázada alapított GANZ Kapcsoló- és Készülékgyártó Kft. a magyarországi kisfeszültségű készülékgyártás legjelentősebb vállalata. A fejlesztés, a termelés és a forgalmazás teljes szervezete az ISO 9001 szabvány követelményei szerint minősített.

A GANZ KK Kft. fő termékei:



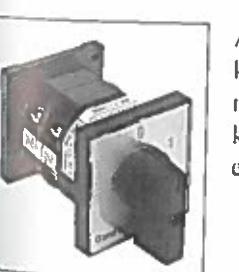
A kisfeszültségű, nagy élettartamú (10^7 c) mágneskapcsolók elsősorban villamos áramkörök kapcsolására, valamint váltakozó és egyenáramú motorok vezérlésére alkalmasak bármely AC vagy DC kategóriában az MSZ EN 60947 szabvány előírásai szerint.

A hat különböző kapcsolási teljesítményt (4; 5,5; 7,5; 11; 15; 18,5 kW, AC-3 400 V) két típusnagyságban megjelenítő, IP 20 védettségű, szerelő sínrre vagy csavarral felerősíthető DIL-K... típusjelű mágneskapcsoló-sorozat építőelem-rendszerű. A felhasználói igényeknek megfelelően az alapkészülékre kiegészítő elemek (kettő- vagy négyérintkezős segédérintkező egységek, időzítők, reteszelők, kis szintű jelek kapcsolására alkalmas segédrelé, interfa-ceelem és zavarszűrő-túlfeszültségvédő egységek) csatlakoztathatók. A motor túlerhelésvédelmet ellátó H0-K típusú, hőkompenzált működésű, választhatóan kézi vagy automatikus visszaállítású, fáziskimaradásra is érzékenyített, legfeljebb 32 A áramhatárú, termobimetállos hőrelé a mágneskapcsoló főáramköri csatlakozókapcsaira dugaszolható.



A 22; 30; 45; 75; 110 kW (AC-3, 400 V) motorteljesítmények kapcsolására az egységes felépítésű DIL típusú mágneskapcsolók alkalmasak. Megfelelő változataik egyenáramú körökben is használhatók.

Valamennyi mágneskapcsolóból, a H0-K vagy H6 típusú áramváltós hőreléből motorvédő, irányváltó és csillag-háromszög kapcsoló-kombinációk épülnek fel.



A KK típusú kéziműködtetésű, többelemes kapcsolók fő jellemzője a rendkívül sokféle kapcsolási program (variáció) megvalósításának lehetősége, a mellső vagy hátsó felerősítés, a 45° ; 60° vagy 90° -os állásrögzítés, az ajtó-kuplungos változat, az IP 20 védettségű burkolat, az IP 54 védettséget adó előlap vagy műagyagtokozott kivitel 20...315 A névleges áramtartományban.

Az UZIMEX kínálata rendkívül magas térfogatteljesítményű Maxon RE és EC motorokkal bővült

A svájci Interelectric AG (magyarországi forgalmazó: UZIMEX Kft. korábban UZITROMIK Kft.) A-max motorcsaládjának sikere (nagyobb teljesítmény kedvezőbb áron) egyértelmű. Az Interelectric ezután a már korábban is csúcsot jelentő ritkaföldfém-mágneses, ún. RE (Rare Earth), és a kefe nélküli, elektronikus kommutációjú, ún. EC motorcsaládját bővíttette minden a miniatűr, minden a nagyobb teljesítményű tartományban. A ritkaföldfém-mágnesekkel lényegesen nagyobb mágneses térférő érhető el, mint a hagyományosnak számító ferrit vagy AlNiCo mágnesekkel, aminek eredménye képpen a ritkaföldfém-mágnesekkel készült motorok azonos méretük esetén jóval (háromszor-ötöször) nagyobb teljesítményük, mint a ferrites vagy az AlNiCo-mágneses motorok.

Az elektronikus kommutációjú motoroknak egrészt nem korlátozza az élettartamát a csúszókopásnak és szikraeróziónak kitett kommutátor; másrészt a melegedésre kényes tekercs nem egy hőszigetelő légrébsben, hanem a jó hőelvezetést adó állórészben van; harmadrészt a forgórész képező állandó mágnes nem érzékeny úgy a magas fordulatszámra, mint a vékonyterhelést és a magas fordulatot.

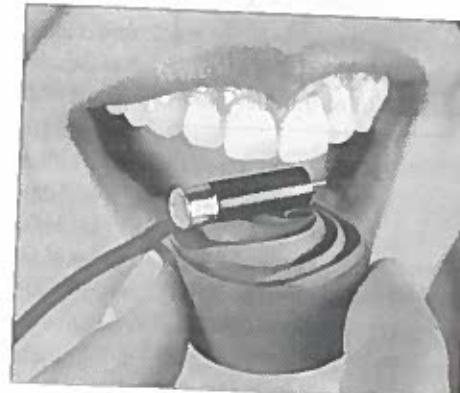
Ízelítő a Maxon RE és EC motorok kibővült családjából:

RE ø 10 mm, 1,5 W, Maxon hajtóművel 0,1 Nm-ig
RE ø 13 mm, 3 W, Maxon hajtóművel 0,35 Nm-ig*
RE ø 16 mm, 4,5 W, Maxon hajtóművel 0,3 Nm-ig*
RE ø 25 mm, 20 W, Maxon hajtóművel 4,5 Nm-ig
RE ø 35 mm, 90 W, Maxon hajtóművel 15 Nm-ig
RE ø 40 mm, 150 W, Maxon hajtóművel 15 Nm-ig*
RE [] 70 mm, 250 W, Maxon hajtóművel 120 Nm-ig
EC ø 6 mm 6 W
EC ø 22 mm 50 W
EC ø 32 mm 80 W
EC ø 45 mm 250 W
EC ø 60 mm 400 W

*(továbbfejlesztés alatt)

Bízvást lehetnének mindegyik motor mellé (az itt nem említettek mellé is) felkiáltójelet, de a ø 6 mm 6 W EC motor még ezek közül a rendkívüli térfogatteljesítményű motorok közül is kimágaslik. Nem véletlen, hogy a marsjárót (Pathfinder) is Maxon RE motorok hajtották és kormányozták, és minden bizonnal a következő Mars expedíciót is Maxon motorok fogják „mozgásba hozni”.

Forgalmazás, szaktanácsadás: **UZIMEX (Uzitromik) KFT**
1131 Budapest, Rokolya u. 4.
Telefon/fax: (1) 320-8258; 329-6214
E-mail: uzitromik@mail.datanet.hu
<http://w3.datanet.hu/~uzimex>



6 mm átmérőjű 6 W-os EC motor

maxon motor

Mars Pathfinder

Sikeres küldetés a Marson
11 svájci csúcstechnikájú DC-motorral

A maxon-motorok magyarországi forgalmazója:

UZIMEX Kft.
1131 Budapest, Rokolya u. 4.
Tel./fax: (1) 320-8258; 329-6214
e-mail: uzitromik@mail.datanet.hu
<http://w3.datanet.hu/~uzimex>

maxon motor

Egy-egy motor hajtja a hat kereket, négy a vezér-lést, egy pedig a tudományos műszereket szolgálja ki.

