

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
Villamosmérnöki és Informatikai Kar
Villamos Energetika Tanszék

Doktori értekezés

Egyenáramú és kapcsolt reluktancia motoros szervohajtások
dinamikus tulajdonságainak javítása

Dr. Számel László
2005

Nyilatkozat

Alulírott, Dr. Számel László kijelentem, hogy ezt a doktori értekezést magam készítettem és abban csak a megadott forrásokat használtam fel. Minden olyan részt, amelyet szó szerint, vagy azonos tartalomban, de átfogalmazva más forrásból átvettem, egyértelműen, a forrás megadásával megjelöltem.

Budapest, 2005. február 3.

Dr. Számel László

Az értekezés bírálatai és a védésről készült jegyzőkönyv a Budapest Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem Villamosmérnöki és Informatikai Karának Dékáni Hivatalában elérhető.

Tartalom

1. Bevezetés	1
1.1. A kapcsolt reluktancia motoros hajtások (SRM) problematikája	2
1.2. A robothajtások problematikája	6
1.3. A disszertáció célkitűzése, felépítése	10
2. Villamos hajtások irányítási módszerei (Irodalom összefoglalás)	12
2.1. Nem adaptív irányítási módszerek	12
2.2. Adaptív szabályozások	14
2.3. Az irodalom alapján levonható következtetések	22
3. Villamos hajtások kaszkád felépítésű irányítási rendszere	23
3.1. Az áramszabályozási kör	25
3.2. A fordulatszám szabályozási kör	28
3.3. A pozíció szabályozási kör	32
3.4. A fordulatszám- és pozíció szabályozási körök vizsgálata a mintavételes rendszerek elmélete alapján	34
3.5. A belső korlátozók hatása a szabályozási körökre	35
3.6. A pozíciószabályozó optimális arányos paraméterének meghatározása	36
4. Robusztus, adaptív szabályozások	38
4.1. Bevezetés	38
4.2. Nemlineáris változó erősítésű szabályozás (NVGC)	38
4.2.1. Az NVGC szabályozás algoritmus	38
4.2.2. Az NVGC paramétereinek meghatározása	40
4.3. Modellreferenciás paraméteradaptív fordulatszám szabályozás	44
4.4. A modellreferenciás paraméteradaptív fordulatszám szabályozás alkalmazása mintavételezett jelekkel	47
4.5. Modellreferenciás jeladaptív fordulatszám szabályozás	51
4.6. A modellreferenciás jeladaptív fordulatszám szabályozás alkalmazása mintavételezett jelekkel	54
4.7. Szimulációs eredmények	56
4.8. Az adaptációs algoritmusok konvergencia vizsgálata	62
4.8.1. A modellreferenciás paraméteradaptív szabályozás konvergencia vizsgálata	62

4.8.2.	A modellreferenciás paraméteradaptív szabályozás szimulációs eredményeinek összefoglalása	68
4.8.3.	A modellreferenciás jeldaptív fordulatszám szabályozás konvergencia vizsgálata	70
4.9.	Az SRM hajtás mérési eredményei	72
4.9.1.	A motor nyomaték-áram karakterisztikájának meghatározása (Statikus mérések)	72
4.9.2.	Az SRM hajtás dinamikai vizsgálata	74
5.	Csökkentett kapcsoló elem számú tranzisztoros SRM konverterek optimális vezérlése	77
5.1.	Nyomatéklüktetés redukált vezérlés	81
5.2.	Az SRM hajtás áramszabályozásának módosítása a Miller féle (n+1) konverter esetén a nyomatéklüktetés csökkentés érdekében	82
5.3.	A nyomatéklüktetés redukált vezérlés verifikálása számítógépes szimulációval	85
6.	Hajtások szögelfordulásának és fordulatszámának nagypontosságú meghatározása	87
6.1.	A pozíció kiszámítása egy perióduson belül	88
6.2.	Az abszolút pozíció kiszámítása	89
6.3.	Hiba detektálás	91
7.	Összefoglalás	94
7.1.	Új tudományos eredmények (tézisek)	94
7.2.	Kísérleti eredmények, hasznosítás	100

Irodalom

Függelék

- F1. A kapcsolt reluktancia motor egyenletei egy adott munkapont körüli kis változásokra
- F2. A vizsgált robot felépítése és paraméterei
- F3. A vizsgált robot modelljének meghatározása
- F4. A robot mozgását végző egyenáramú szervohajtások
- F5. Az SRM hajtás felépítése
- F6. Az SRM hajtás szoftvere
- F7. Jelölések

1. Bevezetés

A villamos hajtásokkal szemben támasztott technológiai követelmények nagymértékben megnöttek. A hengerművi szabályozott hajtások területén a régebbi 1% körüli sebességhiba helyett ma általánosabbá vált a 0,01-0,05 %-os követelmény, legalább egy nagyságrenddel nőtt a vágási körfrekvencia, ez ma eléri a 200-300 rad/s-ot. A sebesség változtatási tartománya 1:1000-re vagy akár 1:10000-re nőtt. Az elmúlt évtizedekben a hengerművi hajtások voltak a legigényesebbek, mára azonban számos más területen is megnöttek az igények. A szerszámgépipar és a robot technológia gyakran sokkal nagyobb követelményeket támaszt a hajtások minőségével szemben, mint a hengerművek, bár jóval alacsonyabb teljesítményszinten. A hajtások minőségi követelményeit is tágabban kell értelmezni, mint régebben. Olyan követelményeket is ki kell elégíteni, mint az energiatakarékosság, a meddőteljesítmény csökkentése, a hálózati felharmonikus áramok elnyomása, a hálózati feszültség minőségi követelményeinek teljesítése, vagy pl. a hajtások nyomaték- és szögsebesség-lüktetésének korlátozása.

Az erősáramú félvezetők és a mikroelektronika fejlődése következtében a villamos hajtások alkalmassá váltak a mind nagyobb követelmények teljesítésére, elfogadható árakon és méretekkel.

A félvezetős hajtások elterjedése a tirisztor 1964-es feltalálásával és az egyenáramú félvezetős hajtások bevezetésével kezdődött. Ezzel jelentősen javultak a hajtások technológiai, minőségi mutatói, csökkent a helyigénye és a karbantartási költsége. Ennek köszönhetően az iparból gyakorlatilag kiszorultak a Ward-Leonard hajtások, és az 1970-es évek végére az egyenáramú egyenirányítós hajtások váltak egyeduralmukodóvá. Ekkor azonban a félvezető elemeknél következett be egy alapvető áttörés: az erősáramú tranzisztorok feszültség- és áram határértékei túlhaladták azokat a határokat, amelyek miatt ezek erősáramú alkalmazása az erősáramú iparban korlátozott volt.

A váltakozó áramú frekvenciaváltós hajtások alkalmazása az 1980-as években kezdődött és a fejlődés jelenleg is folyamatos. A váltakozó áramú motorok kisebbek, olcsóbbak és jóval kevesebb karbantartást igényelnek, mint az egyenáramú motorok, szabályozásuk és vezérlésük azonban bonyolultabb. Megfelelő minőséget és árat csak a mikroelektronika rohamos fejlődése következtében sikerült elérni.

A fejlődés azonban nemcsak a félvezetők és a mikroelektronika területén következett be, hanem jelentős fejlődésnek lehetünk tanúi pl. a villamos gépek területén is. Az új szigetelőanyagok, hidegen hengerelt lemezek, állandó mágnesek használata és nem utolsósorban a tervezés és a gyártás korszerűsítése miatt tovább növekszik a gépek teljesítmény/súly mutatója, javulnak a gépek dinamikai paraméterei (pl. csökken az indítási idő). A hagyományos gépek továbbfejlesztésén kívül megjelentek új fajtájú gépek is, pl. a kapcsolt reluktancia motor (elterjedt angol rövidítéssel: SRM).

A fejlődés fő irányai várhatóan a következők lesznek:

- A teljesítményelektronika területén a működési frekvencia növelése, illetve az erősáramú elemek összeépítése a vezérlő és védőkörökkel.
- Adaptív szabályozások (pl. modellreferenciás adaptív szabályozás, MRAC) alkalmazása kerül előtérbe.

A villamos hajtások irányítása

A villamos hajtások irányításának problematikája két irányból jelentkezhet: az alkalmazott **motor** illetve a **terhelés** irányából. Az első esetre példaként hozható fel a már említett és jelentős elterjedés előtt álló kapcsolt reluktancia motoros hajtás, míg az utóbbira a robothajtások, ahol a terhelés hatására változik a szabályozott szakasz erősítése.

Az iparban jelenleg elterjedten használt szabályozási körökben ugyanis állandó paraméterű PID jellegű szabályozások terjedtek el. E szabályozóktól azonban csak állandó paraméterű szabályozott szakasz esetén várható kielégítő dinamikájú szabályozás. E feltétel teljes mértékben csak az állandó gerjesztésű, egyenáramú motoros hajtások esetén teljesül, feltéve, hogy a terhelés inerciája is állandó.

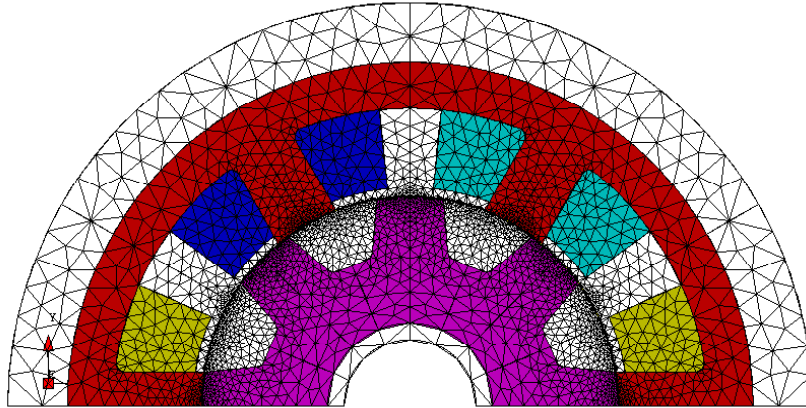
E rövid áttekintés után vizsgáljuk meg részletesebben az említett két jellegzetes esetet.

1.1. A kapcsolt reluktancia motoros (SRM) hajtások problematikája

Manapság a villamos hajtások területén igen elterjedtek a félvezetős szabályozott hajtások. A teljesítményfélvezető elemek (tirisztorok, GTO-k, nagyteljesítményű, nagyfrekvenciás tranzisztorok, IGBT-k, stb) és a nagyintegráltságú mikroelektronikai eszközök (mikroprocesszorok, mikrokontrollerek, programozható logikai elrendezések, stb.) fejlődése lehetővé tette igényes hajtások kialakítását, de a villamos motor hagyományos megoldású (egyenáramú, aszinkron, szinkron) gép maradt. A félvezető kapcsolók áram be- kikapcsoló tulajdonságához (ami igen nehezítette a szinuszos áramalak megközelítését) újra fel kellett fedezni a kapcsolt reluktancia motort (az elvét még Faraday fedezte fel 1838-ban).

A kiálló pólusú, különböző állórész és forgórész pólusszámú, csak az állórészen gerjesztett kapcsolt reluktancia motor (elterjedt angol rövidítéssel: SRM) működési elve: a gerjesztő tekercs által létesített mágneses erővonalak rövidülni igyekeznek, így forgatónyomaték lép fel, hacsak a forgórész pólus szimmetria tengelye egybe nem esik az állórészével.

A vizsgált kapcsolt reluktancia motor fél keresztmetszetét az 1.1. ábra mutatja. Az ábrán a végelem módszerrel (FEM) történő számításokhoz szükséges geometria kialakítás is látható.



1.1. ábra:
A vizsgált SRM motor fél keresztmetszete

A hajtás működési elve

Ha az állórész gerjesztő tekercseit mindentől függetlenül olyan ismétlődésű, négyszög alakú árammal táplálnánk, amihez a kívánt fordulatszám tartozik (lévén a kapcsolt reluktancia motor szinkron gép), akkor áramnagyságtól és terheléstől függő lüktető nyomaték lépne fel, ami nagy áramnál járulékos melegedést, kis áramnál a szinkronizmusból való könnyebb kiesést eredményezhetne. Ezért a hajtás vezérlésének szokásos módja az, hogy az egyes fázisok közötti áramváltást, vagyis a kommutációt a motor forgórészének szöghelyzete alapján időzítjük. Fordulatszám alapjel növeléskor pl. a szabályozó a fellépő hibajel hatására növeli az áramot, s ezáltal a nyomatékot, így a motor gyorsulni fog. Ugyanekkor a szöghelyzet adó elvégezteti a fázisok közötti kommutációt, és biztosítja, hogy mindig gyorsító nyomaték lépjen fel, hiszen kommutáció nélkül előbb-utóbb fékező nyomaték alakulna ki. Állandósult állapotban a szabályozó által előírt nyomaték a terheléssel tart egyensúlyt (terheletlenül a veszteséggel).

A motor egy fázisának kapcsain fellépő u feszültséget az

$$u = iR + \frac{d\Psi}{dt} \quad (1.1)$$

egyenlet írja le, ahol i az áram, R a fázistekercs ellenállása, Ψ a fluxus. Figyelembe

véve, hogy a fluxus mind az i áramtól, mind az α szögtől függ:

$$\frac{d\Psi}{dt} = \frac{\partial\Psi}{\partial i} \frac{di}{dt} + \omega \frac{\partial\Psi}{\partial\alpha} = L \frac{di}{dt} + u_i, \quad (1.2)$$

ahol L a fázistekercs növekményi induktivitása (incremental inductance), α a rotor elfordulási szöge, ω a szögsebesség. Az u kapcsolófeszültséget (1.2)-t (1.1)-be helyettesítve és a mágneses telítést elhanyagolva, $\Psi = L i$ behelyettesítésével kapjuk [59]:

$$u = iR + L \frac{di}{dt} + i\omega \frac{dL}{d\alpha}. \quad (1.3)$$

Az utolsó tag a motor belső feszültsége (u_i), ami jellegzetesen SRM tulajdonságú. A nyomaték

$$m = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\alpha} \quad (1.4)$$

egyenlet szerint számítható [59]. Bár a képlet csak lineáris esetre érvényes, két dolog kiolvasható belőle. Az egyik az, hogy a nyomaték nem függ az áram előjelétől, ami egyszerűsítést tesz lehetővé a tápegység kialakításánál (a forgásirányt a fázissorrend determinálja). A másik, hogy a nyomaték előjelét az L induktivitás görbe meredeksége szabja meg.

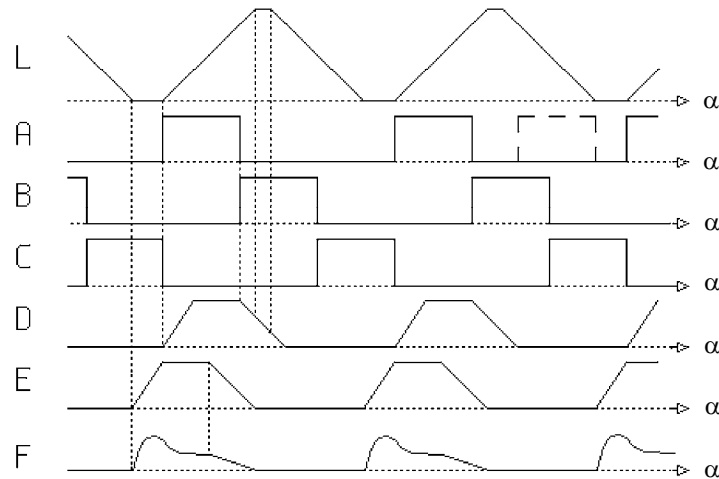
Az 1.2 ábra [11] legfelső L görbéje az ún. induktivitás profil, ami az A fázis induktivitását mutatja idealizáltan a tengely elfordulási szöge függvényében. Úgy képzelhetjük el, mintha a kiálló pólusú forgórész elfordulásakor a légrés változna. A motor konstrukció döntően kihat az induktivitás profil menetére.

A feszültség egyenlet és az induktivitás profil alapján belátható az, hogy a helyettesítő kapcsolat egy soros RL kör és egy belső feszültséget és ellenállást tartalmazó áramkör között változik.

Emiatt, valamint a valóságban fellépő telítési és más nemlineáris jelenségek miatt olyan helyettesítő kapcsolat nincs, mint amilyen más motoroknál alkalmazható. A motor nemlineáris tulajdonsága miatt csak egy adott munkapont körüli kis változásokra lehetséges a hatásvázlat felrajzolása.

A működést az 1.2. ábra illusztrálja. Az A, B és C fázisban folyó áramot rendre az A, B és C görbe ábrázolja motoros üzemben. Fékező nyomaték akkor lépne fel, ha az áram a csökkenő induktivitású szakaszon folyna.

Nagyobb fordulatszámon pl. az A fázis árama a 1.2. ábra D görbéje szerint alakul, mert az áramimpulzus ideje összemérhetővé válik az induktivitás fel- ill. lemágnesezési idejével. Ez nyomaték lüktetést okoz, részint azért, mert az áram nem állandó értékű, részint, mert az áramimpulzus átnyúlik még az L görbe negatív meredekségű szakaszára is, ahol az eddig pozitív nyomaték negatívvá válik. Ezt a jelenséget előgyújtás alkalmazásával csökkenteni lehet, amit az E görbe mutat.



1.2. ábra
Az SRM hajtás működési elve

Az SRM hajtások fordulatszám szabályozása

A fordulatszám szabályozó kimenő jelét a gyors dinamika biztosítása érdekében célszerű nyomaték alapjelnek tekinteni. Megoldást jelenthet a fordulatszám és a neki alárendelt áram szabályozási kör közé iktatott nyomatékszabályozási kör. A gyakorlati megoldását nehezíti, ill. költségessé teszi a nyomaték ellenőrző jel képzés. A nyomaték közelítő számítása lehetséges a közbenső egyenfeszültség, az egyenáram, a fordulatszám, valamint a hatásfok ismeretében [13]. E nehézségek miatt más egyszerűbb, ugyanakkor hatásos módszereket vizsgálok meg, amelyeknek közös jellemzője, hogy a fordulatszám szabályozó az állandó hurokerősítésen keresztül biztosítja a gyors dinamikát.

A telítés elhanyagolásával a motor nyomatéka az áram négyzetével arányos. Így a fordulatszám szabályozó által előállított "nyomaték alapjel"-ből abszolút érték képzés után négyzetgyök függvény segítségével állíthatjuk elő az áram alapjelet, amelyet D/A átalakítón keresztül juttatunk el a PWM konverternek. A PWM konverter autonóm működésű, az áram szabályozási hurkot magába foglalja. A "nyomaték alapjel" előjele és a pillanatnyi forgásirány alapján határozható meg a hajtás motoros, ill. generátoros üzemállapota. Az üzemállapot váltás érdekében pedig a digitális szögvezérlés avatkozik be.

A motor telítése, ami egyébként a motor kihasználtsága szempontjából előnyös, tovább bonyolítja a szabályozástechnikai problémát. A telítés következtében az áram növelésének hatására a nyomaték a négyzetes összefüggés alapján számoltnál kisebb mértékben növekszik. Problémát jelent továbbá nagy sebességeknél a motor belső feszültsége. Emiatt a PWM-re (impulzus szélesség moduláció) épülő áramszabályozás nem képes állandó, az alapjelnek megfelelő áramot biztosítani. A nyomaték csökkenését a szögvezérléssel, vagyis előgyújtással, ill. a kialvási szög változtatásával csak bizonyos mértékig kompenzálhatjuk. Mindezek hatására részben megnövekszik a hajtás indítási ideje, részben csökken a fordulatszám szabályozási kör hurokerősítése. Mivel nagy sebességeknél fizikai korlátok a maximális nyomaték állandó értéken való tartását nem teszik lehetővé, ezért a szabályozás számára csak az állandó hurokerősítést tűzhetjük ki célul. E célt két módon is elérhetjük. Az egyik lehetőség a fordulatszám és a nyomaték függvényében előre számolt, és táblázatban eltárolt számértékekkel történő kompenzáció. A korszerű irányításmélt és a modern számítástechnikai eszközök lehetővé teszik adaptív irányítás megvalósítását is, amely figyelembe veszi a szabályozási kör tényleges, üzem közben változó paramétereit. Villamos hajtások adaptív irányítására azonban csak olyan algoritmusokat lehet hatásosan alkalmazni, amelyek gyors adaptációt biztosítanak és ugyanakkor viszonylag kicsi a real-time számítási igényük.

1.2. A robothajtások problematikája

A robotirányítás realizálására különböző szintű modelleket használunk (Lantos [50]). A robot **geometriai** modellje a csuklókoordináták (q) és a megfogó derékszögű, ún. világkoordináta - rendszerben leírt pozíciója, valamint orientációja között állít fel kapcsolatot, és alapjául szolgál a mozgás szimulációnak és a pályatervezésnek.

Pályatervezéskor legtöbbször az előírt pozícióhoz és orientációhoz tartozó csuklókoordinátákat keressük, amelyeket az egyes tengelyek hajtásszabályozásainak alapjel bemeneteire vezetünk. Ez az ún. inverz geometriai feladat 6 szabadságfokú robot esetén sem mindig oldható meg analitikusan. Szinguláris pontok fordulhatnak elő, amikor néhány tengely egybe esik, és több megoldás is elképzelhető.

A pozíció és orientáció valamint a csuklókoordináták közötti nemlineáris kapcsolat lokálisan linearizálható. Az így keletkező **kinematikai** modell (differenciális mozgás) a csuklókoordináták sebessége (\dot{q}) és a megfogó sebessége (v), ill. szögsebessége (ω) között teremt kapcsolatot a $J(q)$ Jacobi mátrix révén. Az így feltárt kinematikai modell lehetővé teszi, hogy előírt megfogó sebességhez és szögsebességhez például redundáns, 6-nál nagyobb szabadságfokú robot esetén a minimális energiafelhasználást eredményező csuklókoordináta sebességet a pálya számára meghatározzuk.

A korszerű robotirányítási algoritmusok és szimulációjuk alapjául a robot **dinamikai** modellje szolgál, amely a meghajtó nyomaték (m), az inerciamátrix (H) és

a centrifugális, Coriolis erőhatások (\mathbf{h}), valamint a gravitációs hatás (\mathbf{h}) között teremt kapcsolatot:

$$\mathbf{m} = \mathbf{H}(\mathbf{q}) \ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{h}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}). \quad (1.5)$$

A \mathbf{H} inerciamátrix szimmetrikus, pozitív definit mátrix. Egy adott i -edik csuklóra ható dinamikai nyomaték és a csukló szöggyorsulása között (rotációs csuklót feltételezve) a mátrix i -edik fődiagonális eleme (H_{ii}) teremt kapcsolatot. Ezért a mátrix főátlóiban lévő elemeket hatásos inerciának szokás nevezni. A mátrix fődiagonálison kívüli elemei más csuklók gyorsulásából származó erőhatásokat írnak le, ezért ezeket csatoló inerciának nevezik.

A fentiek alapján az i -edik csuklóra a következő dinamikai egyenlet írható fel:

$$m_i = J_i \ddot{q}_i + m_{ii}, \quad (1.6)$$

ahol $J_i = H_{ii}(\mathbf{q})$,

$$m_{ii} = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n H_{ij}(\mathbf{q}) \ddot{q}_j + h_i.$$

A robotok dinamikai leírására alkalmazhatjuk a *Lagrange* egyenleteket Borcov [6], Paul [62], Vukobratovic [90], [91], Walker [92]. Mivel a robot gravitációs erőterben végzi a mozgását, ezért a Lagrange függvény a következő alakot ölti:

$$L_f = E - U, \quad (1.7)$$

ahol

L_f a robot Lagrange függvénye,
 E a robot kinetikai energiája,
 U a robot potenciális energiája.

Az egyes tömegpontok csulókoordinátákkal kifejezett sebességét a Jakobi mátrix segítségével derékszögű koordináta rendszerbe transzformálhatjuk. Itt már könnyen elvégezhető a sebesség abszolút értékének, illetve a kinetikai energia meghatározása.

Az i -edik csukló meghajtó nyomatéka a következőképpen számítható:

$$m_i = \frac{d}{dt} \frac{L_f}{\dot{q}_i} - \frac{L_f}{q_i}. \quad (1.8)$$

A fenti Lagrange egyenlet egyszerűbb, 2-3 szabadságfokú robotok esetén könnyen felhasználható. Háromnál nagyobb szabadságfokú robot dinamikai modelljének Lagrange módszer szerinti meghatározása bonyolulttá válik és sok számítást igényel.

A robot dinamikai modelljének meghatározására a Newton-Euler módszer is felhasználható. Ennek a módszernek a lényege a következő: egy merev test tetszőleges mozgását a két alábbi mozgásra lehet bontani: a tömegközéppontjának haladó mozgására és a tömegközéppontja körüli forgó mozgásra. A haladó mozgást a Newton egyenlet, a másikat pedig az Euler egyenlet írja le.

A robot dinamikai modelljének meghatározására rekurzív algoritmusokat vezettek le mind a Lagrange, mind a Newton-Euler módszer alapján (Lantos [50], Luh-Walker-Paul [53]). Ezeket az algoritmusokat azonban inkább csak háromnál nagyobb szabadságfokú robotok esetén célszerű használni.

Az eddig ismertetett módszerek a súrlódás hatását nem tartalmazzák. A viszkózus súrlódás hatása az i -edik robotengely dinamikai egyenletének (1.6) kiegészítésével írható le:

$$m_i = J_i \ddot{q}_i + V_i \dot{q}_i + m_{ti}, \quad (1.9)$$

ahol

V_i az i -edik csukló viszkózus csillapítási tényezője.

A V_i értéke jelentősen függ a robotszegmensek helyzetétől, sebességétől. Általában adott robotnál csak kísérleti úton, közelítően lehet meghatározni. Az i -edik csuklóra ható $\dot{q}_i \dot{q}_j$ -vel arányos Coriolis erőhatások ($i \neq j$) az adott csuklóra pozitív visszacsatolást is eredményezhetnek. E hatást a szabályozás által megvalósított negatív sebesség visszacsatoláson kívül a viszkózus csillapítás is csökkenti. Ezért az elkövetkező szabályozástechnikai vizsgálatoknál V_i elhanyagolásával a biztonság javára tévedünk, vagyis a valóságos rendszeren végzett vizsgálatoknál sem várható az elméleti, ill. szimulációs vizsgálatokhoz képest nagyobb lengés.

A Coulomb súrlódási erők szintén sok bizonytalanságot tartalmaznak. Értékük több tényezőtől függ (pl. kartagok helyzete és sebessége, a csuklók hőmérséklete és működési ideje stb.), ezért nehéz pontosan kiszámítani. Az eddigiekben hallgatólagosan figyelmen kívül hagytuk az egyes szegmensek rugalmasságát (hajlását és csavarodását). Tehát gyakorlatilag a robotot merev testekből álló láncnak tekintjük. Ez a feltevés a legtöbb jelenlegi ipari robotnál helytálló. Amennyiben ez a hatás nem hanyagolható el, akkor plusz állapotváltozókat kell bevezetni a dinamikai vizsgálatok és az irányítási feladatok megoldásában [70]. Ezzel az esettel a disszertációban nem foglalkozok.

A robothajtások irányítása

Robotmozgások irányításának feladata alatt az alábbiakat szokták érteni: keresendő olyan $\mathbf{m}(t)$ nyomaték- vagy a motorok bemenő $\mathbf{u}(t)$ feszültségvektora, amelynek hatására a csukló mozgása (helyzete és sebessége) a kívánt pályát megfelelő pontossággal követi. Tételezzük fel, hogy a kinematikai pályatervezés már meg van oldva, s a továbbiakban csak azt vizsgáljuk, hogyan valósulhat meg a mozgás valós időben.

A több szabadságfokú robotok irányítása bonyolult feladat, mivel a teljes rendszer matematikai leírása magas rendszámú dinamikus rendszerhez vezet, ahol a csuklók közötti kölcsönhatások erősen nemlineárisak. Ezen túlmenően a paraméterek egy része - pl. a tehetetlenségi nyomaték a pozíciótól függően - változik, ill. bizonyos paraméterek - pl. a hasznos terhek, a súrlódások stb. - változnak, illetve bizonytalanok. Az alapprobléma tehát kettős: egyrészt a paraméterbizonytalanság, másrészt a sok esetben erős nemlineáris kölcsönhatás az egyes tengelyek között.

A robotok irányításával szemben támasztott legfontosabb követelmények a következőkben foglalhatók össze Cat [19]:

- Minél nagyobb érzéketlenség a paraméterek pontatlanságára, változására.
- Alkalmazkodóképesség a terhelés változásához.
- Minél jobb szétcsatolás a tengelyek mozgásánál.
- Minél rövidebb legyen az irányításhoz szükséges számítások ideje.

A különböző tengelyek mozgásánál azt tételezzük fel, hogy a központi irányítórendszer csak az egyes csuklók pozíció alapjelét állítja elő, az összes többi feladatot a helyi, **decentralizált** hajtásszabályozás látja el. Ennek az ún. pontvezérlésnek lényege, hogy a robotokat egy adott kezdeti pozícióból egy megadott végpozícióba viszi úgy, hogy a két pontot összekötő pályagörbe a felhasználó számára ellenőrizhetetlen. A cél az, hogy az adott pontot a lehető legrövidebb idő alatt túllendülés nélkül elérjük. A legrövidebb idő azáltal biztosítható, hogy a hajtások tartósan áram-, ill. sebességkorláton üzemelnek, tehát a szabályozás tulajdonságát nagymértékben e nemlinearitások befolyásolják.

A robot egyes szabadságfokainak megfelelő mozgásokat rendszerint klasszikus módon felépített pozíciószabályozási körökkel működő hajtások valósítják meg. A PID szabályozó paramétereinek beállításánál figyelembe kell venni azt, hogy a változó tehetetlenségi nyomaték ellenére lengésmentes szabályozást kell biztosítani, amely csak a robot dinamikájának, a felnyitott kör vágási körfrekvenciájának csökkentésével lehetséges. A gyors dinamika iránti igény azonban megköveteli az állandó körerősítést, amely csak adaptív irányítással biztosítható.

1.3. A disszertáció célkitűzése, felépítése

A villamos hajtások irányításának problematikája két irányból jelentkezhet: az alkalmazott motor ill. a terhelés irányából. Az első esetre példaként hozható fel a már említett és jelentős elterjedés előtt álló kapcsolt reluktancia motoros hajtás, míg az utóbbira a robothajtások, ahol a terhelés hatására változik a fordulatszám szabályozási kör erősítése.

Az állandó paraméterű PID jellegű szabályozóktól csak állandó paraméterű szabályozott szakasz esetén várható kielégítő dinamikájú szabályozás. E feltétel teljes mértékben csak az állandó gerjesztésű, egyenáramú motoros hajtások esetén teljesül, feltéve, hogy a terhelés inerciája is állandó.

Szabályozástechnikai szempontból a kaszkád felépítésű pozíciószabályozás (alárendelt sebesség- és nyomaték szabályozási körökkel), amelyet az iparban működő hajtásoknál elterjedten alkalmaznak, az egyik legösszetettebb, mivel valamennyi állapotváltozóról történő visszacsatolást tartalmaz. Ugyanakkor real-time számítási igénye viszonylag csekély, bonyolultabb szabályozó felépítés esetén is.

Célul tűzöm ki tehát a kaszkád felépítésű pozíciószabályozás továbbfejlesztését erősen változó paraméterek, illetve zavarások (terhelés) esetére: Megvizsgálom a lineáris P,I,D szabályozó tagok optimális elhelyezését az egyes szabályozási körökben.

Szakmai körökben eddig nem kapott elegendő figyelmet az a fontos tény, hogy a hajtások üzembiztonsága megköveteli egyes állapotváltozók (áram, sebesség) korlátozását. E korlátozások gyakran teljesen átalakíthatják az irányítórendszerek viselkedését. Ezért szükségesnek tartom e kérdés megvizsgálását is. A problémák különösen pozíciószabályozás esetén jelentkeznek akkor, amikor a hajtás hosszú utat tesz meg nagy sebességgel.

Megvizsgálom és kidolgozom olyan robusztus (vagyis a paraméter, illetve terhelésváltozásra érzéketlen), illetve adaptív (vagyis a paraméterváltozásokhoz alkalmazkodó) szabályozási algoritmusokat, amelyek a hagyományos lineáris szabályozástechnika eredményeit felülmúlják, illetve a gyakorlatban könnyen megvalósíthatók és a szabályozók könnyen beállíthatók. A villamos hajtások fordulatszám szabályozásánál a legnagyobb kihívást az inercia változása okozza. E mellett a változó reluktanciájú motorok esetén a motor nyomatéktényezője is jelentősen változik. Mivel mindkét paraméter változás hat a fordulatszám szabályozó erősítésére, kompenzálásuk azonos módon történhet. E területen, amint az a következő fejezetben részletezett irodalom áttekintésből is kiderül a modellreferenciás adaptív irányítás alkalmazásától várhatók eredmények.

A kapcsolt reluktancia motoros hajtásoknál jelenleg a legnagyobb problémát a motor erősen nemlineáris jellege mellett a nyomatéklüktetés jelenti. A csökkentett kapcsoló elem számú, visszatáplálásra képes tranzisztoros SRM konverterek esetén a fázisoktól független vezérlés nem biztosítható. Így még alacsony fordulatszámon is jelentősen növekedhet a nyomatéklüktetés. Ezért megvizsgálom, hogy miként lehetne viszonylag egyszerű, olcsó módszerrel a fázisok közötti kölcsönhatásból származó nyomatéklüktetést csökkenteni.

Az igényes szervohajtások megkövetelik a nagy pontosságú pozíció és

fordulatszámmerést. A kapcsolt reluktancia motoros hajtásoknál ez különösen fontos, mivel csak így lehetséges a nyomatéklüktetés minimalizálása. Ezért megvizsgálom, hogy milyen eszközökkel lehet a gyakorlatban ezt a célt a leggyakrabban alkalmazott inkrementális jeladókkal elérni. Az érzékelés pontossága analóg, szinuszos kimenőjelű inkrementális jeladókkal jelentősen növelhető. Ekkor azonban nem elegendő a jeladó periódusok hardveres számlálása, hanem a perióduson belüli szög információ feldolgozása is szükséges. Mivel a perióduson belüli szög előállítás A/D átalakítás után szoftveresen történik, célszerű lenne a szögérzékelés teljes folyamatát kizárólag a mintavételezett jelekből számítással meghatározni. Ezzel nemcsak egy hardver számláló megtakarítását érhetjük el, hanem az egyébként két különböző információ forrás eltérő idejű eredményének kombinálásából adódó probléma is kiküszöbölhető.

A kutatási feladat három jelentősen elkülönülő fázisra bontható. Egy új algoritmust, ill. irányítási struktúrát elméletileg kell megalapozni. Ekkor még viszonylag több egyszerűsítő feltételezés is elfogadható. A következő lépést a számítógépes szimuláció jelenti, ahol a valósághoz közeli modell alapján végezhetünk vizsgálatokat. Szimulációval mód nyílik több algoritmus gyors kipróbálására és a legjobb kiválasztására. Végül az eredmények végső igazolását a gyakorlati alkalmazás jelentheti. A szimulációs vizsgálatokat saját készítésű robot, illetve SRM szimulációs programmal végeztem. A mérési eredmények az általam írt assembly nyelvű irányítási algoritmusok hatásosságát mutatják.

2. Villamos hajtások irányítási módszerei (Irodalom összefoglalás)

A villamos hajtások irányítási módszereit egy lehetséges osztályozási szempontból két csoportba oszthatjuk: adaptív és nem adaptív módszerekre.

2.1. Nem adaptív irányítási módszerek

A nem adaptív szabályozások közé tartoznak az alábbi jól ismert eljárások:

1. Hagyományos, PID jellegű szabályozások
2. Változó struktúrájú, robusztus szabályozás:
Csúszómód szabályozás (*Sliding Mode Control, SMC*).

Tekintsük át részletesebben az egyes szabályozási módokat!

PID jellegű szabályozások

A PID jellegű szabályozások részletes ismertetése sok cikkben megtalálható pl. Chiu [20], Franklin [30]. Az NC- és robothajtások mintavételes PID szabályozásainak analízisét tárgyalja Borka, Horváth [7]. E tématerület áttekintése rendkívül fontos, mivel jelenleg az iparban alkalmazott villamos hajtások többségénél e módszert alkalmazzák, valamint a legegyszerűbb adaptív szabályozások is ezen eljárás továbbfejlesztésével alakultak, illetve alakíthatók ki.

A **pozíciószabályozás** lényege az, hogy a hajtások számára a tengely(ek) pozíció alapjelét írjuk elő. Tipikus alkalmazási területe a robotok pontvezérlése. A szabályozók felépítésüket tekintve gyakran egyszerű PID felépítésűek, vagy soros arányos erősítést és csak a pozícióról történő differenciáló jellegű, ún. "tachometrikus" visszacsatolást tartalmaznak. Legjobban kifejlesztett változatát a kaszkád felépítésű pozíciószabályozás jelenti, ahol alárendelt sebesség, illetve ennek alárendelt áramszabályozási hurkokat is találunk. Így mód nyílik arra, hogy az egyes állapotváltozókat külön-külön befolyásolhassuk, illetve korlátozhassuk. Ezáltal könnyen megvalósítható a minimális idejű szabályozás (*Time-Optimal Control*), hiszen a korlátozások lehetővé teszik a motor maximális kihasználását. E szabályozási struktúra széles körben elterjedt szervó hajtások esetén [57].

Változó struktúrájú, robusztus szabályozás:

A csúszómód szabályozás

A teljesítményelektronikai berendezések egyik legjellemzőbb közös tulajdonsága, hogy a kimenőjel vezérlésére, illetve szabályozására valamilyen kapcsolóelem szolgál. Így a teljesítményelektronikai berendezések tipikusan a

változó struktúrájú rendszerek (*Variable Structure System: VSS*) csoportjába tartoznak. A változó struktúrájú rendszerek néhány érdekes szabályozástechnikai tulajdonsággal rendelkeznek. Egy VSS akkor is lehet aszimptotikusan stabilis, ha a VSS $-t$ alkotó valamennyi struktúra önmagában labilis. Egy további fontos tulajdonság, hogy egy VSS – megfelelő szabályozással ellátva – egy olyan állapotba kerülhet, amikor a rendszer dinamikája az eredetihez képest csökkentett szabadságfokú differenciálegyenlettel írható le. Ebben az állapotban a rendszer elméletileg teljesen független bizonyos típusú paraméterek változásától és bizonyos típusú külső zavarok (pl. nemlineáris terhelés) hatásától. Ezt az állapotot nevezik csúszómódnak (sliding mode).

Ez a szabályozás bizonyos értelemben adaptív jellegű. Az adaptivitás azonban általában durva, mert a döntési séma egyszerű és az esetek többségében csak két vagy három átkapcsolást jelent. Ezt az átkapcsolást azonban nem a folyamat paramétereinek megváltozása idézi elő, hanem csak az állapotváltozókból felépített célfüggvény és a mért állapotváltozók viszonya határozza meg. Dote [26] terminológiáját használva **passzív adaptív jellegűnek**, vagy robusztus szabályozási módnak tekinthetjük. Tehát a csúszómód szabályozás egy robusztus nemlineáris irányítási algoritmus, amelynek feladata, hogy a paraméterváltozások (például a teher változása) és a változó pálya ellenére stabil és gyors tranziensű mozgást eredményezzen.

A változó struktúrájú rendszerek és ehhez kapcsolódva a csúszómód szabályozás elméletét először a Szovjetunióban, évtizedekkel ezelőtt dolgozták ki. Az elmélet kidolgozása elsősorban Vadim I. Utkin [87], [88], [89] és David K. Young [98] nevéhez fűződik. Első alkalmazási területe a repülés és a rakétatechnika volt, majd egyre szélesebb körben terjedt a robotirányítás [4], [25], [35], [37], [72], [98], [99], és a szervohajtások [29], [36], [67], [68], [73], [93], [94] területén. A csúszómód a '70-es évek végén jelent meg a robotok és manipulátorok vezérléseinek tervezésénél [98]. Célja ezeknél az alkalmazásoknál az volt, hogy a robot nemlineáris dinamikáját kézben tarthassuk, és a robot pályakövetési pontosságát érzéketlenné tegyük paraméterváltozások és külső terhelésekkel szemben. A 80-as évek elején a csúszómód megjelent az indukciós motoros hajtások szabályozásában [37], [68]. Előnye ebben az összetettebb alkalmazásban, hogy közvetlen beavatkozást tesz lehetővé a teljesítményelektronikai eszközökben, az indukciós motor nemlineáris és csatolt jellemzőinek ellenére, mert a szabályozó megtervezése szétcsatolható egy nemlineáris és egy alacsonyabb rendű lineáris szabályozó tervezési problémájára. A két korai alkalmazása rámutatott a csúszómód szabályozás néhány nagyon előnyös tulajdonságára. E kezdeti munkákat számos tudományos kutatás és gyakorlati alkalmazás követte a robotok vezérlésének és a motoros hajtások szabályozásának területén [35], [37]. Rácz István professzor által megteremtett magyar iskola egy újabb eredményének tekinthető a Park vektoros szemlélet bevezetése a csúszófelületek tervezésének területére [43], [46] és e módszer alkalmazva a szünetmentes áramforrások aszimmetrikus terhelés okozta problémák is kezelhetővé váltak [43], [46].

Az elmélet alapján arra lehetett következtetni, hogy a csúszómód szabályozás nagyszerű és robusztus viselkedést mutat, azonban a kísérletek azt igazolták, hogy ennek komoly korlátjai vannak. A csúszómód alkalmazásának a legnagyobb problémája a csúszófelület körüli nagy frekvenciás oszcilláció, az ún. csattogást (chattering), amely a szabályozás teljesítőképességét erősen csökkenti. Keveseknek sikerült a gyakorlatban is megvalósítani az elmélet által jósolt robusztus viselkedést. Sokan arra a következtetésre jutottak, hogy a csattogás jelenléte miatt csúszómód szabályozás egy jó elméleti játék, amely a gyakorlatban nem alkalmazható. A következő időszakban a kutatók legnagyobb energiáját a csattogás mentes alkalmazások kötötték le. Erre számos megoldás született.

Tüneti kezelést adhat, ha a kapcsolófelületek éles határvonalát egy folytonos (boundary-layer) átmenettel helyettesítjük [74] vagy a beavatkozó jel nagyfrekvenciás összetevőit egy alul-áteresztő szűrővel szűrjük [69]. Ezek a megoldások értelemszerűen csökkentik a csúszómód robusztusságát. Léteznek olyan módszerek, amelyek a csattogás okait keresik meg, és azt próbálják orvosolni, így elméletileg nem adják fel a rendszer robusztusságát. A csattogás egyik oka a rendszer nem modellezet dinamikája, ennek kiküszöbölésére szolgál az ún. megfigyelő alapú csúszómód, ennek lényege, hogy a csúszómód szabályozóba egy általunk alkotott megfigyelő állapotváltozókat csatoljuk vissza, és így a csúszómód szabályozó – megfigyelő hurokban egy ideális csúszómód alakulhat ki. Ezt a módszert a gyakorlatban is sikerült alkalmazni egy olyan -nevezetesen egy két-tömeg-rendszerre, amely különösen hajlamos a rezgésekre [44]. Egy ugyancsak elméletileg robusztus és gyakorlatban is megvalósított módszer az ún. szektoros csúszómód [45]. A csattogás egy másik előidézője lehet a beavatkozójel korlátozott kapcsolási frekvenciája. A folytonos idejű csúszómód szabályozás robusztusságát nagy frekvenciájú kapcsolgatással megvalósított nagy körerősítéssel érjük el. Ahhoz, hogy ezt a filozófiát a digitális szabályozók világában is alkalmazhassuk, a mintavételezési frekvenciát növelni kell más szabályozásokéhoz képest. Ennek a problémának megoldására a [31] irodalomban a csúszófelület aszimptotikus elérését ajánlják a kommutáció elkerülésére. Egy alternatív megoldást követ [27], ahol a mintavételezett állapotváltozók véges mintavételezési szám után elérik a csúszófelületet. A 90-es években terjedt el a robusztus szabályozásnak egy másik ága, a H^∞ normára alapozott szabályozás. Ezt a két ágat egyesítve jelent meg a csúszófelület H^∞ normára alapozott tervezése [47].

2.2. Adaptív szabályozások

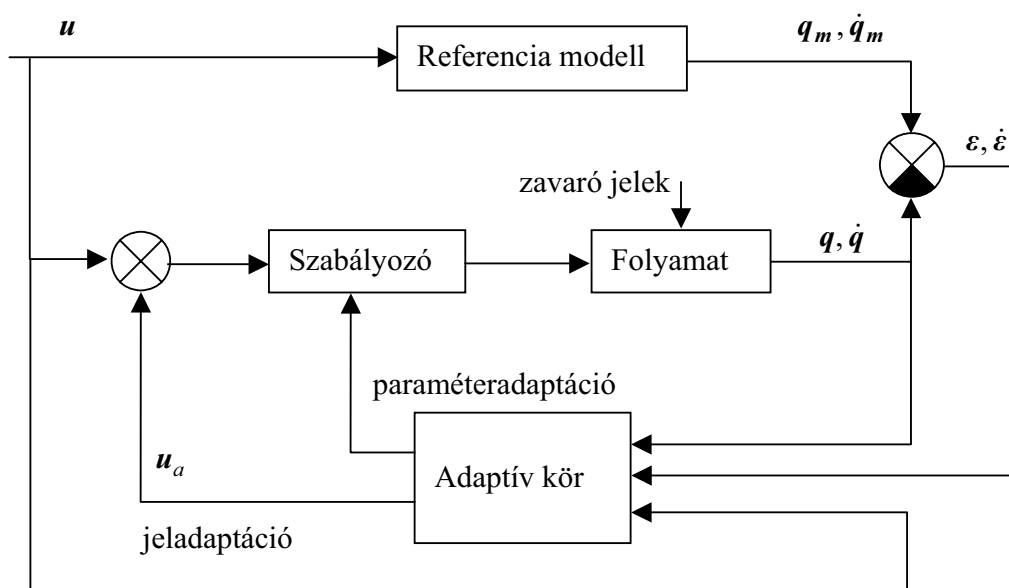
Az adaptivitás tulajdonságaitól függően a következők szerint csoportosíthatjuk a villamos hajtások adaptív irányítási rendszereit:

- Modellreferenciás adaptív szabályozás (*Model Reference Adaptive Control*, MRAC),
- Önbeállító szabályozás (*Self-tuning*, ST),
- Egyéb adaptív rendszerek.

Vizsgáljuk meg részletesen az adaptív szabályozások eddig publikált eredményeit!

Modellreferenciás adaptív szabályozás (MRAC)

Az MRAC a robot mozgását úgy szabályozza, hogy az egy referencia modellt kövessen (lásd a 2.1 ábrát). A kívánt statikus és dinamikus minőségi jellemzőket a kiválasztott referencia modell testesíti meg. Az MRAC rendszerek tervezése általában vagy Ljapunov direkt módszerén vagy a hiperstabilitási elven alapszik [49].



2.1. ábra
Modellreferenciás adaptív szabályozás

A referencia modell kimenete az adaptált rendszer kívánt kimenetét adja. Az adaptív kör feladata az, hogy a modell és az adaptált rendszer kimenete közötti eltérésre megfogalmazott célfüggvényt minimalizálja. Ez a szabályozó paramétereit módosítja (paraméter adaptáció), vagy a bemenő jelhez hozzáadandó segédjelet hoz létre (jeladaptáció). Célfüggvény lehet a kimeneti hiba vektor ($\mathbf{\hat{a}}$) normája, illetve a vektor elemeinek súlyozott négyzetösszege [18].

Az adaptív kör tervezésének számos módszere a következő csoportokba foglalható össze:

- A paraméter optimalizáción alapuló módszerek:
A paraméter optimalizáció a célfüggvény = 0 ponthoz vezető paraméter változás

algoritmusát adja. A számos esetben alkalmazott paraméter optimalizációs módszerek a következők:

- a gradiens módszer,
- a leggyorsabb ereszkedés módszere,
- a Newton-Raphson módszer.

Ezek a módszerek nem adnak globális stabilitást és konvergenciájuk lassú [18], [57].

- Stabilitási elméleten alapuló módszerek:

A feladat megoldására a hiperstabilitás elméletét, illetve Ljapunov módszerét alkalmazzák. A stabilitási elméleten alapuló módszerek gyorsabban konvergáló eredményeket adnak [33] [49]. Ezenkívül biztosítják a globális stabilitást. Nyitott problémák maradnak viszont a szabad paraméterek optimális megválasztása és a jelentős zavarást tartalmazó folyamatok modellreferenciás adaptív irányítása.

- Becsléseméleten alapuló módszerek:

Ezek a módszerek a zajos adaptív rendszerek tervezésére szolgálnak. Legelterjedtebb a legkisebb négyzetek módszere. A maximum likelihood módszer is felhasználható [66].

A modellreferenciás adaptív irányítás területén az egyik első publikáció **Dubowski** és **DesForges** [28] (1979) munkája volt. Ebben a munkában a robot dinamikáját egyszerűen lineáris kettős integráló tagnak tekintették. Vagyis elhanyagolták a Coriolis, centrifugális, és gravitációs erők hatását. A súrlódás hatásának elhanyagolása az adaptív rendszerek tervezésénél elterjedt gyakorlat.

Horowitz és **Tomizuka** [38] bonyolultabb modellből indult ki. Figyelembe vették ugyanis a Coriolis nemlineáris csatoló hatást is. Az adaptációs algoritmusukat a hiperstabilitás módszerével vezették le.

Borcov [5] a dinamikai egyenletek általános állapotváltozós alakjából indult ki. A rendszer irányító jelét egy adaptív K_A mátrix-szal történő állapotvisszacsatolás és a bemenő jel K_B -szeresének összegeként állítja elő.

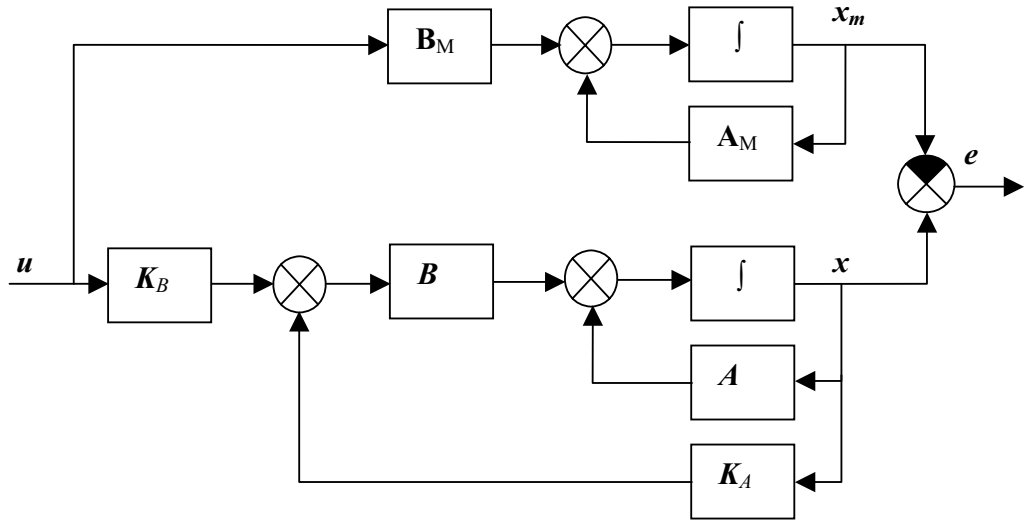
Az adaptációval kiegészített rendszer (2.2. ábra):

$$\dot{x} = A_T x + B_T u, \quad (2.1)$$

ahol $A_T = A + BK_A$, $B_T = BK_B$.

A referencia modellt hasonló alakban választotta:

$$\dot{x}_m = A_M x_m + B_M u. \quad (2.2)$$



2.2. ábra
Modellreferenciás adaptív rendszer állapotváltozós alakban

A modellhiba vektorának $e = x - x_m$ bevezetésével a következő differenciálegyenlet írható fel:

$$\dot{e} = \mathbf{A}_M e + (\mathbf{A}_T - \mathbf{A}_M)x + (\mathbf{B}_T - \mathbf{B}_M)u = \mathbf{A}_M e + \delta_A x + \delta_B u. \quad (2.3)$$

Az adaptációs algoritmust a következő Ljapunov függvény felírásával kereste:

$$V = e^T \mathbf{P} e + \text{Tr}(\delta_A^T \Gamma_A^{-1} \delta_A) + \text{Tr}(\delta_B^T \Gamma_B^{-1} \delta_B), \quad (2.4)$$

ahol Γ pozitív elemű diagonális súlyozó mátrix, a \mathbf{P} mátrixot pedig a következő mátrix egyenlet határozza meg:

$$\mathbf{P} \mathbf{A}_M^T + \mathbf{A}_M^T \mathbf{P} = -\mathbf{Q}, \quad \text{ahol } \mathbf{Q} \text{ diagonál mátrix.} \quad (2.5)$$

Az adaptációs algoritmus a következő:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{K}}_A &= -\mathbf{B}^T \mathbf{P} e x^T \Gamma_A, \\ \dot{\mathbf{K}}_B &= -\mathbf{B}^T \mathbf{P} e u^T \Gamma_B. \end{aligned} \quad (2.6)$$

A levezetett algoritmust két szabadságfokú robot-manipulátoron is kipróbálták, kedvező eredménnyel (1990-ben). Mivel a dinamikus rendszerek általános leírásából indultak ki, a robot (ill. bármely más hajtás) teljes dinamikai modellje is figyelembe vehető. Ez az irányítás robusztusságát növeli. A legnagyobb

hátránya szintén ebből következik. Az általános levezetés nem a legegyszerűbb irányítási algoritmust adja. Így az algoritmus megvalósítása pl. hat szabadságfokú robot esetén már nehézségeket okoz.

Cat [15], [16], **Cat és Somló** [17], [75] a robottengelyek pozíció szabályozására olyan új robusztus adaptív irányítási módszert javasolnak, amelynél a hagyományos szabályozási kör jeleit a modellreferenciás adaptív módszerrel kapott jellel egészítik ki (a $g(t)$ adaptációs jelet a pozíció hibajelhez adják). A szabályozási kör hagyományos része arányos (P) pozíciószabályozás, külön fordulatszám szabályozás nélkül. Az adaptív kiegészítő jelet oly módon határozzák meg, hogy az aszimptotikusan stabilis viselkedést eredményezzen és ne követelje meg a robothajtás paramétereinek pontos ismeretét. Ezt az irányítási törvényszerűséget megfelelő Ljapunov függvény kiválasztásával sikerült kidolgozni. Az adaptációs algoritmust másod-, illetve harmadrendű modellel is levezették.

Másodrendű modell esetén a modell hiba vektorára a következő mátrixegyenlet írható fel:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_M \mathbf{x} + \mathbf{b}_1(q_a - q) + \mathbf{b}_2 \dot{q} + \mathbf{b}_3, \quad (2.7)$$

ahol \mathbf{b}_1 , \mathbf{b}_2 , \mathbf{b}_3 vektorok tartalmazzák az adaptációs algoritmus összetevőit.

Az adaptációs algoritmus:

$$g(t) = g_1(t)(q_a - q) + g_2(t)\dot{q} + g_3(t). \quad (2.8)$$

A $g_1(t) \dots g_3(t)$ kifejezéseit az irányított rendszer paramétereivel együtt a $\mathbf{b}_1 \dots \mathbf{b}_3$ vektorok tartalmazzák. Az \mathbf{A}_M rendszermátrix csak a modell paramétereit tartalmazza.

A Ljapunov függvényt a következő alakban választották:

$$V = \mathbf{x}^T \mathbf{P} \mathbf{x} + \alpha_1 \mathbf{b}_1^T \mathbf{b}_1 + \alpha_2 \mathbf{b}_2^T \mathbf{b}_2 + \alpha_3 \mathbf{b}_3^T \mathbf{b}_3, \quad (2.9)$$

ahol \mathbf{P} pozitív definit szimmetrikus mátrix.

Az aszimptotikus stabilitás biztosítása érdekében a Ljapunov függvény idő szerinti deriváltját

$$\dot{V} = -\mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} < 0 \quad (2.10)$$

alakban határozták meg. A \mathbf{Q} mátrix pozitív elemű diagonál mátrixnak választható. A \mathbf{P} mátrix ezek után a Ljapunov mátrix-egyenletből határozható meg:

$$\mathbf{P}\mathbf{A}_M + \mathbf{A}_M^T\mathbf{P} = -\mathbf{Q}. \quad (2.11)$$

Az irányítási algoritmus ezek után:

$$\begin{aligned} \dot{g}_1(t) &= \gamma_1 \mathbf{x}^T \mathbf{P}_2 (q_a - q), \\ \dot{g}_2(t) &= \gamma_2 \mathbf{x}^T \mathbf{P}_2 \dot{q}_a, \\ \dot{g}_3(t) &= \gamma_3 \mathbf{x}^T \mathbf{P}_2, \end{aligned} \quad (2.12)$$

ahol \mathbf{P}_2 a \mathbf{P} mátrix második oszlopvektorát jelenti.

Harmadrendű modellnél figyelembe lehet venni a szervomotorok villamos időállandóját is. Ekkor azonban szükség van az egyes tengelyek gyorsulás mérésére, illetve számítására is, amely a gyakorlati megvalósításkor nehézséget okoz. Az egy robottengely irányítására javasolt algoritmust továbbfejlesztették n-szabadságfokú robot esetére is. Az ekkor jelentkező erős nemlineáris csatolások kiküszöbölése érdekében a jeladaptációt a motorok nyomatékának és ezek deriváltjaival egészítették ki. A folyamatos esetre levezetett algoritmusokat mintavételes irányításra is adaptálták.

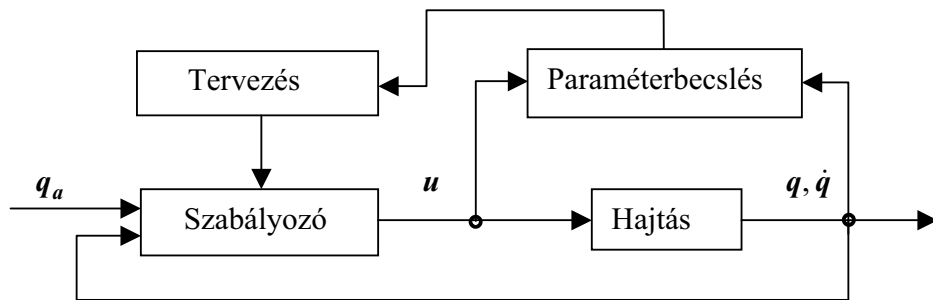
A modellreferenciás adaptív irányítás tulajdonságai a gyakorlati alkalmazás követelményeit szem előtt tartva a következőkben foglalhatók össze:

Az irányításhoz egyszerűsített modell is használható, nem szükséges a szabályozott szakasz paramétereinek pontos ismerete, így a real-time számítási igény jelentősen csökkenthető. Jó minőségű szabályozást biztosít erősen változó paraméterek esetén is, amely szempont robotok irányításánál is lényeges. Az irányítási algoritmus megvalósításához általában integrálásra van szükség. Ez szűri az irányított rendszer zajos jeleit, a beavatkozó jel is "simábbá" válik, kvázi folytonosan változik. Így elkerülhető a robotnál, mint rugalmas rendszernél fellépő rezonancia. Az integrálásnak azonban hátrányos következménye is van. Az integrálási konstans, vagyis az integrátor kezdeti értékének megválasztása nagyban befolyásolja a rendszer viselkedését az indítást követő ún. "tanulási" fázisban. Az irányító algoritmus szabad paramétereinek optimális megválasztása nem kidolgozott. Jó működést csak akkor kaphatunk, ha a zavarások hatására már az algoritmus tervezésekor is gondolunk, l. Dote [26]. További problémát jelent az állapotváltozók korlátozása, amely pl. robotok pontvezérlésekor léphet fel. Pályavezérléskor ez nem megengedett, így az alapjeleket úgy állítják elő, hogy a legkedvezőtlenebb esetben se kelljen a korlátozóknak beavatkozniuk. Pontvezérléskor azonban a korlátozások hatására az irányított rendszer nem képes a modell követésére, az adaptivitás hatástalanná válik. De nincs is szükség ilyenkor az adaptációra, mivel a pontvezérlés ezen szakaszán a fő cél a minimális idejű szabályozás, tehát nem szabad a rendszert a modellhez lassítani. Ha ekkor is folytatnánk az adaptív algoritmusban meglévő integrálást, jelentősen

elhangelődna az adaptív integrátor, amely a telítési szakasz elteltét követően átmenetileg hibás működést eredményezne. Ezért célszerű erre az időre az adaptációs algoritmus szüneteltetése.

Önbeállító (self-tuning) rendszerek, ST

Az ST rendszerek jellegzetes blokksémája a 2.3 ábrán látható.



2.3. ábra
Önbeállító rendszerek blokksémája

Alapelve a rekurzív identifikálás utáni szabályozás. Tehát a rendszer először a hajtás megváltozott paramétereit becsli és a becsült értékek alapján újra kiszámítja a szabályozó paramétereit valamilyen kritérium alapján Aström [1], [2], [3].

Paraméterbecslésre széles körben alkalmazzák a legkisebb négyzetek (*Least Square*, LS), rekurzív legkisebb négyzetek (*Recursive Least Square*, RLS), maximum likelihood (ML) és gradiens módszereket. Nagy rendszer voltak miatt erősen egyszerűsítik a hajtások dinamikáját, hogy real-time üzemmódban identifikálhatóak legyenek.

Az i -edik tengely dinamikai leírását általában a következő diszkrét alakban veszik fel:

$$A_i(z^{-1})q_i(k) = z^{-d}B(z^{-1})u_i(k) + h_i(k), \quad k = 1, 2, \dots \quad (2.13)$$

ahol

$$A_i(z^{-1}) = 1 + a_{i1}z^{-1} + a_{i2}z^{-2} + \dots + a_{im}z^{-m}$$

$$B_i(z^{-1}) = b_{i0} + b_{i1}z^{-1} + b_{i2}z^{-2} + \dots + b_{i(m-1)}z^{-(m-1)}$$

d a késleltetési idő,

h_i a modellezési hiba,

k a mintavételezési időpontok sorszáma,

u_i az i -edik tengely irányító jele.

Mivel a_i és b_i a hajtások trajektóriája mentén változnak, célszerű a paramétereket rekurzívan identifikálni. A paraméterbecslés legnépszerűbb módszere a rekurzív legkisebb négyzetek módszere, amelynek lényegét a következőkben foglalhatjuk össze:

Definiáljuk a

$$\begin{aligned}\boldsymbol{\Phi}_i &= [a_{i1}, a_{i2}, \dots, a_{im}, b_{i0}, \dots, b_{i(m-1)}, h_i]^\top \\ \boldsymbol{\Phi}_i(k-1) &= [-q_i(k-1), \dots, -q_i(k-m), u_i(k-d), \dots, u_i(k-d-m+1), 1]\end{aligned}\quad (2.14)$$

vektorokat. A paraméterbecslés formulái a következők:

$$\begin{aligned}\hat{\boldsymbol{\Theta}}_i(k+1) &= \hat{\boldsymbol{\Theta}}_i(k) + \mathbf{P}_i(k)\boldsymbol{\Phi}_i(k)\left[\lambda + \boldsymbol{\Phi}_i^\top(k)\mathbf{P}_i\boldsymbol{\Phi}_i(k)\right]^{-1}\left(q_i(k+1) - \boldsymbol{\Phi}_i^\top(k)\hat{\boldsymbol{\Theta}}_i(k)\right), \\ \mathbf{P}_i(k+1) &= \left(\mathbf{P}_i(k) - \mathbf{P}_i(k)\boldsymbol{\Phi}_i(k)\boldsymbol{\Phi}_i^\top(k)\mathbf{P}_i(k)\right)\left[\lambda + \boldsymbol{\Phi}_i^\top(k)\mathbf{P}_i(k)\boldsymbol{\Phi}_i(k)\right]^{-1} / \lambda, \\ \lambda &\quad \text{az emlékezési idő.}\end{aligned}\quad (2.15)$$

A szabályozó paramétereit a pólus-zérus elhelyezési, domináns póluspár és a minimális variancia elvek alapján szokták meghatározni.

A pólus-zérus elhelyezési módszer lényege, hogy a zárt szabályozási kör karakterisztikus egyenlete a kívánt $C(z^{-1})$ polinommal egyezzen meg. A szabályozó impulzusátviteli függvényét $S(z^{-1})/R(z^{-1})$ alakban keresik. Ekkor a karakterisztikus egyenlet a következő alakot ölti:

$$S(z^{-1})A(z^{-1}) + R(z^{-1})B(z^{-1}) = C(z^{-1}).\quad (2.16)$$

A fenti egyenletnek általában nincs egyértelmű megoldása, ezért a zárt kör impulzusátviteli függvényének számlálójára, vagyis $R(z^{-1})B(z^{-1})$ -re további feltételek fogalmazhatók meg.

A self-tuning szabályozás legnagyobb problémája, hogy a szabályozott szakasz a szabályozó által előállított jelet kapja a bemenetén. Ezért nincs garancia arra, hogy jó paraméterbecslést kapunk. Az identifikáció szükséges feltétele, hogy a bemenő jel megfelelő rendű legyen, és tartósan rendelkezésre álljon (Dote [26]). Ahhoz, hogy ez bekövetkezhesen, szükség lehet a folyamat bemenő jelét egy külső jellel kiegészíteni, vagy csak akkor szabad a paraméterbecslést engedélyezni, amikor a bemenő jel jelentősen változik. Pályavezérelt robotok esetén azonban a beavatkozó jel külső elhangolása általában nem megengedhető. Továbbá a paraméterbecslést végző eddig javasolt módszerek konvergenciája (mértéke és sebessége) még problémás lehet (Dote [26]). A gyakorlati megvalósítást a jelentős real-time számítási igény is nehezíti.

A self-tuning szabályozás részletes ismertetése Aström [1], Wittenmark [96]-ban található.

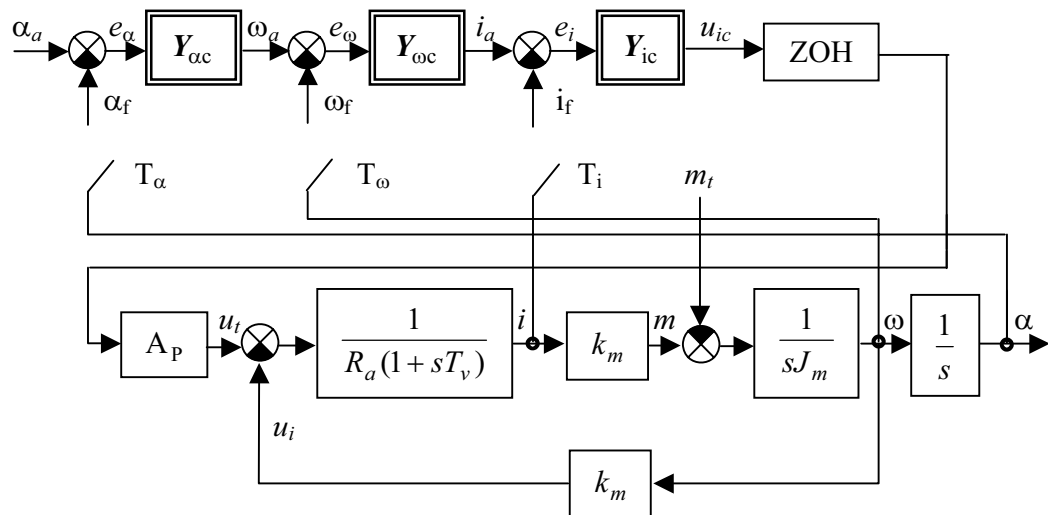
2.3. Az irodalom alapján levonható következtetések

Számos publikáció foglalkozott az adaptív irányítás általános elveinek alkalmazásával a villamos hajtások, és ezen belül különösen a robothajtások irányítására. Kezdetben elhanyagolták a beavatkozó-, végrehajtó szervek dinamikáját és egyszerűsítették a robotok dinamikáját. A csuklók közötti nemlineáris kölcsönhatásokat különböző előreccsatolások alkalmazásával igyekeztek megszüntetni. Fokozatosan megkezdődött a csuklók egymásra hatásának, a hajtások dinamikájának bevonása szabályozási algoritmusok kidolgozásába. Az így kidolgozott algoritmusok azonban jelentős számítási időt igényelnek. Ezért várható az egyszerűbb modelltől kiinduló adaptív algoritmusok elterjedése is. Az egyszerűsített modellnek köszönhetően az előállított adaptív szabályozó algoritmusok előnyösen használhatók fel más jellegű ipari sebesség-, ill. pozíció szabályozott hajtásoknál is. A villamos hajtások területén elsősorban a szintén erősen nemlineáris tulajdonságokkal rendelkező kapcsolt reluktancia motoros (SRM) hajtások igénylik adaptív algoritmusok alkalmazását.

Az adaptív szabályozások közül a modellreferenciás adaptív szabályozás különösen alkalmasnak tűnik villamos hajtások irányítására. Az irányításhoz egyszerűsített modell is használható, nem szükséges a szabályozott szakasz paramétereinek pontos ismerete, így a real-time számítási igény jelentősen csökkenthető. Jó minőségű szabályozást biztosít erősen változó paraméterek esetén is. Az irányítási algoritmus megvalósításához általában integrálásra van szükség. Ez szűri az irányított rendszer zajos jeleit, a beavatkozó jel is "simábbá" válik, kvázi folytonosan változik. Így elkerülhető a rugalmas rendszereknél fellépő rezonancia. Az integrálásnak azonban hátrányos következménye is van. Az integrálási konstans, vagyis az integrátor kezdeti értékének megválasztása nagyban befolyásolja a rendszer viselkedését az indítást követő ún. "tanulási" fázisban. Az irányító algoritmus szabad paramétereinek optimális megválasztása nem kidolgozott. Jó működést csak akkor kaphatunk, ha a zavarások hatására már az algoritmus tervezésekor is gondolunk. További problémát jelent az állapotváltozók korlátozása. A korlátozások hatására az irányított rendszer nem képes a modell követésére, az adaptivitás hatástalanná válik.

3. Villamos hajtások kaszkád felépítésű irányítási rendszere

A belső fordulatszám- és áramhurkokkal kiegészített pozícionáló hajtás szabályozástechnikai hatásvázlatát a 3.1. ábra mutatja egyenáramú motor esetén. A kétszeresen keretezett blokkok jelölik a digitális egységeket. A mintavételezett jelek a digitális szabályozó berendezésekkel kerülnek a szabályozási körbe, maga a szabályozott szakasz folyamatos jelekkel működik. Ennek megfelelően a szabályozási kör jelfolyamának, blokkvázlatának egyes részei folyamatos, mások mintavételezett jelekkel dolgoznak. Az áram-, szögsebesség- és pozíciószabályozó digitális, így azok alap- és ellenőrző jelei is digitálisak, míg a villamos motor (a hozzá csatlakozó terheléssel együtt) folyamatos rendszert jelent, és természetesen annak kimenő jelei - az áram, a szögsebesség és a pozíció is - folyamatosak. A szabályozott szakasz folyamatos kimenő jeleiből A/D átalakítókkal, vagy A/D átalakítást is megvalósító érzékelőkkel állítjuk elő a mintavételezett ellenőrző jeleket. A folyamatos működésű szabályozott szakasz rendszerint zérusrendű tartószerven keresztül kapcsolódik a mintavételes jelfolyamba.



3.1. ábra
Pozíciószabályozott egyenáramú hajtás

ahol:

$Y_{\alpha c}, Y_{\omega c}, Y_{i c}$	pozíció-, sebesség- és áramszabályozók impulzusátviteli függvényei,
α, ω, i	pozíció, sebesség, illetve áram jelek,
α_f, ω_f, i_f	a motor szögelfordulásának, sebességének és áramának ellenőrző jelei,

α_a, ω_a, i_a	pozíció-, sebesség- és áram alapjelek,
e_α, e_ω, e_i	hibajelek, azaz $e_\alpha = \alpha_a - \alpha_f, e_\omega = \omega_a - \omega_f, e_i = i_a - i_f,$
u_t	a motor tápfeszültsége,
u_i	a motor belső feszültsége,
A_p	a tápegység erősítése,
R_a	az armatura ellenállása,
T_v	a villamos időállandó,
k_m	a nyomatéktényező,
m_t	a terhelő nyomaték,
J_m	a csuklóhoz tartozó teljes inercia,
$T_\alpha, T_\omega, T_i,$	a szabályozási körök mintavételezési idejei,
ZOH	zérus rendű tartószerv.

A mikropocesszoros irányítórendszer a szabályozáson kívül korlátozási és védelmi feladatokat is ellát. A kaszkád felépítésű pozíciószabályozás egyik nagy előnye, hogy a szükséges feszültség-, áram-, és fordulatszám korlátozási feladatokat a belső alapjelek (illetve vezérlőjel) korlátozásával az egyes szabályozók végzik és így nem szükséges költséges kiegészítő védelemről, illetve korlátozásról gondoskodni.

Robothajtások esetén az irányítási rendszer hatásvázlatában szereplő J_m inercia a motor, az áttétel, valamint az adott csuklóra vonatkozó robotkar inerciájának (a robot inerciamátrixának megfelelő fődiagonális elemének) az áttétel négyzetével redukált értékének összege.

Az m_t terhelőnyomaték a robot dinamikai egyenletében szereplő valamennyi terhelő összetevő (gravitációs, Coriolis, centrifugális, viszkózus- és Coulomb súrlódási, valamint a többi csukló gyorsulásából származó tehetetlenségi erők) áttétellel redukált összege.

Az irányítási rendszer fontos jellemzője, hogy a robot mozgása során J_m és m_t bonyolult trigonometrikus, nemlineáris összefüggésekkel leírható módon változnak. E hatásokat az egyes szabályozási körök elemzésekor figyelembe kell venni.

Változó reluktanciájú (SRM) ipari hajtások esetén a robothajtásokhoz hasonlóan változhat az inercia, ill. a terhelőnyomaték is (pl. hengerművi alkalmazás), de lehet állandó is. E két tényezőtől kívül azonban a szabályozott szakasz további paraméterei biztosan nem állandók. A motor nemlinearitása miatt a hatásvázlat csak egy adott munkapont körüli kis változásokra adható meg (l. Függelék: F1).

Az egyenáramú motor állandó R_a armatura ellenállása helyett a sebességfüggő

$$R_a = R + \omega \frac{dL}{d\alpha} \quad (3.1)$$

lép. Az egyenértékű R_a ellenállás a sebességen kívül az induktivitás-profil meredekségétől is függ. Ez utóbbi tényező pedig a telítés miatt az áram nagyságától is

függ.

Az egyenértékű T_v villamos időállandót a forgórész szöghelyzettől függő induktivitás és a fent definiált egyenértékű ellenállás hányadosa adja.

Az egyenáramú motornál állandó k_m nyomatéktényező sem marad állandó az SRM hajtások esetén (l. Függelék: F1).

A hatásvázlat ekkor

$$k_m = i \frac{dL}{d\alpha} \quad (3.2)$$

helyettesítéssel használható. A belső feszültség képzésénél szintén a most definiált k_m -mel kell számolni.

Az eddigiek alapján tehát megállapítható, hogy az SRM hajtás szabályozástechnikai szempontból még az egyenáramú motoros robothajtásokhoz képest is többlet követelményeket támaszt. Nemcsak a fordulatszám szabályozási kör változó erősítésű, hanem az áramszabályozási kör is. Továbbá változik az áramszabályozási körben lévő villamos időállandó is.

A villamos hajtások irányításakor az áram-, sebesség- és pozíció szabályozókban a szabályozott szakasz tulajdonságaitól függően a PID algoritmus különböző felépítésű változatait szokás felhasználni [76]. A következőkben vizsgáljuk meg részletesebben a szabályozási körök feladatait, valamint a javasolt szabályozási algoritmusok felépítését a változó paraméterek (egyenértékű ellenállás, villamos időállandó, ill. inercia) illetve a terhelés figyelembevételével.

A kaszkád felépítésű szabályozási struktúra a belsőbb szabályozási körök gyorsabb működésének biztosításával lehetővé teszi, hogy az egyes szabályozási köröket belülről kifelé haladva, külön-külön vizsgáljuk.

3.1. Az áramszabályozási kör

A szabályozási kört a következő feltételezésekkel vizsgáljuk:

- A teljesítményerősítőt szabályozástechnikai szempontból A_p erősítésű, időkésés mentes arányos tagnak tekintjük. Ez teljesítménytranzisztoros tápegység esetén a nagy kapcsolási frekvencia következtében teljes mértékben igaz.
- Az áramérzékelés időkésleltető hatását, ami U/f átalakító jelfeldolgozásnál kb. fél mintavételezési idejű holtidőnek felel meg, elhanyagoljuk. Ez az alkalmazott közelítések közül a legjelentősebb.

- Az igen gyors áramszabályozás kialakítása következtében a szögsebesség változásából adódó belső feszültség - u_i - változás lassú, tehát elhanyagolható a legbelső kör vizsgálatokor.

A szervomotor kapocsfeszültsége és az armatúra áram közötti átviteli függvény közelítéssel egytárolós taggal írható le, $1/R_a$ átviteli tényezővel és T_v villamos időállandóval:

$$Y_{iu}(s) = \frac{1}{R_a(1 + sT_v)}. \quad (3.3)$$

Az áramszabályozó huroknak nagyon gyorsnak kell lennie és ugyanakkor kis statikus, de különösen kis dinamikus hibával kell rendelkeznie. Ez úgy biztosítható a legjobban, ha a zárt áramszabályozási kör átviteli függvénye:

$$Y_1(s) = \frac{1}{1 + sT_1}. \quad (3.4)$$

A zárt áramszabályozási kör T_1 időállandójának megválasztása függ a motor kapocsfeszültségének túlvezérelhetőségétől, a beavatkozás, illetve érzékelés időkésleltetésétől, valamint mikroprocesszoros szabályozáskor a mintavételezési időtől.

Az MTA-SZTAKI-ban kialakított egyenáramú hajtásirányításoknál a mikroprocesszor látja el az áramszabályozási feladatot is. Ezért vizsgáljuk meg a szükséges áramszabályozó felépítését, és beállítását a mintavételes rendszerek elmélete alapján. A szintézishez a "járulékos időkésés nélküli kompenzációs eljárást" használjuk fel [86].

A részletes levezetés Borka [8] és Számel [76]-ban megtalálható, ezért csak a végeredményt, az áramszabályozó impulzusátviteli függvényét, illetve a számítási algoritmust közöljük:

$$Y_{ic}(s) = \frac{K_1 - K_2 z^{-1}}{1 - z^{-1}}, \quad (3.5)$$

$$K_1 = \frac{R_a}{A_p} \frac{1 - e^{-T_i/T_1}}{1 - e^{-T_i/T_v}}, \quad K_2 = K_1 e^{-T_i/T_v},$$

ahol:

$$K_1 = K_p^i (1 + T_i/T_1), \quad K_2 = K_p^i,$$

K_p^i : az áramszabályozó erősítése,

T_1 : az áramszabályozó integrálási ideje,
 T_i : a mintavételezési idő.

A konkrét számítási algoritmus a (3.5) alapján:

$$u_{ic}[k] = K_1 e_i[k] - K_2 e_i[k-1] + u_{ic}[k-1], \quad (3.6)$$

ahol:

$u_{ic}[kT_i]$ az áramszabályozó kimenőjele a k -adik
 mintavételi periódusban,
 $e_i[kT_i]$ a hibajel ugyanakkor.

A motor belső feszültségének (u_i) hatását elhanyagolva a legbelső szabályozási kör független a rendszer inerciájától. Az u_i hatását figyelembe vevő pontosabb vizsgálatok alapján a szabályozó állandó paraméterrel az inercia 1:20-1:30 arányú változásakor is megfelelő.

A szabályozási kör blokkvázlatát (a szemléletesség kedvéért a szabályozót is folyamatosként ábrázolva) a 3.5. ábra mutatja.

A bemutatott szabályozási elv csak akkor hatásos, amennyiben a villamos kör paramétereit állandóak, vagy csak kis mértékben változnak (pl. melegedés hatására). Az SRM hajtásoknál sajnos ezzel a feltételezéssel nem élhetünk. Az egyenértékű ellenállás változását még viszonylag egyszerűen figyelembe lehet venni a szabályozó paramétereinek beállításánál, hiszen a telítést elhanyagolva értéke csak a belső körhöz képest lassan változó (tehát két mintavételezés között állandónak tekinthető) sebességtől függ. A villamos időállandó azonban a forgórész szöghelyzetétől is függ. Nagy fordulatszámokon (1500-2000 ford/perc) az áramszabályozási kör mintavételezési ideje alatt (1 ms) az induktivitás és ezzel az időállandó akár az 5-szörösére is növekedhet. Ezért a villamos hajtások áramszabályozására széles körben elterjedt PI szabályozással jó eredményeket nem lehet elérni.

Változó reluktanciájú hajtások áramszabályozását az ún. változó struktúrájú szabályozással (variable structure control) oldhatjuk meg [14]. A csúszó felületet válasszuk $i = i_a$ -nak.

A kapcsolási függvény tehát a következő:

$$\sigma = i - i_a. \quad (3.7)$$

A csúszó üzemet az egyes fázis feszültségek kapcsolásával érhetjük el:

$$u = \begin{cases} U_{\max}, & \text{ha } \sigma_i < 0 \\ -U_{\max}, & \text{ha } \sigma_i > 0 \end{cases}. \quad (3.8)$$

Az áram szabályozásakor az analóg eszközökkel elérhető nagy kapcsolási frekvencia miatt nem jelent problémát a csúszó mód alkalmazásakor fellépő "csattogás". Az egyedüli problémát a kapcsolási frekvencia kézbentartása jelenti, amelyet az erőteljesen változó paraméterek mellett is biztosítani kell. Az állandó frekvenciát az ún. PWM elv (impulzus-szélesség moduláció) alapján érhetjük el. E szerint a fázisok bekapcsolására állandó időközönként, míg a kikapcsolásra a (3.8) feltétel alapján kerül sor. A kapcsolási frekvenciát célszerű a hallásküszöb, vagyis 16 kHz fölé választani.

A most ismertetett elv alapján működő PWM integrált áramkörök már készen beszerezhetők (pl. UC3525AN típusú áramkör).

3.2. A fordulatszám szabályozási kör

A szabályozási kört a következő feltételezésekkel vizsgáljuk:

- A belső áramszabályozó kör a (3.4) szerinti egytárolós taggal vehető figyelembe.
- A szögsebesség visszacsatoló jel jelfeldolgozási ideje, illetve holtideje a T_m elektromechanikai időállandóhoz képest elhanyagolható.
- A szabályozási kör analízisét folyamatos jelekkel közelítve végezzük el.

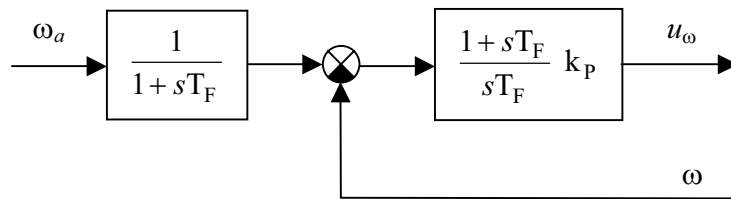
A fenti megfontolásokkal és PI típusú szabályozó feltételezésével a felnyitott kör átviteli függvénye:

$$Y_{2f}(s) = Y_{\omega c}(s) Y_f(s) \frac{k_m}{sJ_m}, \quad (3.9)$$

ahol $Y_{\omega c}(s)$ a PI típusú fordulatszám szabályozó átviteli függvénye:

$$Y_{\omega c}(s) = k_p + \frac{k_I}{s} = A_f \left(1 + \frac{1}{sT_f} \right). \quad (3.10)$$

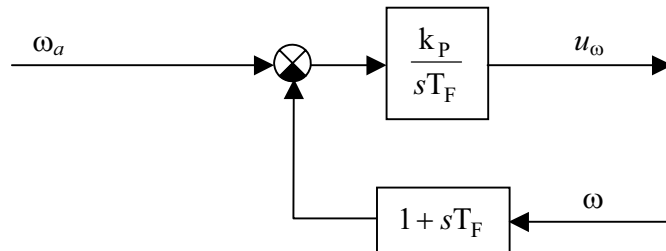
Itt a szabályozó integrátorára a terhelés által okozott állandósult állapotbeli hiba megszüntetése céljából van szükség. A szabályozó beállításakor viszont nehézséget okoz az, hogy a zárt szabályozási kör átviteli függvényei nem azonosak terheléslökésre és alapjelugrásra [32]. A viszonyokat javítani lehet azzal, hogy a pozíciósabályozó és a zárt sebességsabályozó kör közé egytárolós tagot helyezünk, amelynek időállandója megegyezik a sebességsabályozó integrálási idejével (T_f). Ekkor az alapjelugrásra érvényes átmeneti függvény jó közelítéssel a terheléslökésre vonatkozóan az integrálásával lesz arányos, így mindkét esetre jó minőségű átmeneti függvényeket kapunk.



3.2. ábra

A PI fordulatszám szabályozó hatásvázlata egytárolós előtaggal

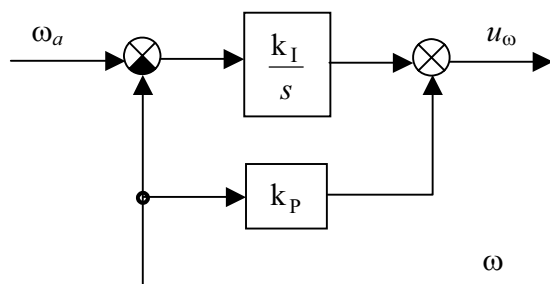
A most ismertetett szabályozó struktúrát könnyen átalakíthatjuk egy olyan struktúrává, amelynek implementálása ugyanolyan egyszerű, mint a szokásos PI szabályozónál. Az egytárolós előtagot a zárt körbe áthelyezve a következő hatásvázlatot kapjuk:



3.3. ábra

Az egytárolós előtagú PI fordulatszám szabályozó átalakítása

A most ismertetett szabályozás egyszerű megvalósítását jelenti a PI szabályozó struktúrájának módosításával nyert PF szabályozó.



3.4. ábra

A PF szabályozó hatásvázlata

A PI szabályozóhoz képest az eltérés csak annyi, hogy itt a szabályozó kimenőjelének arányos összetevőjét nem a hibajel, hanem a fordulatszám ellenőrző jel segítségével képezzük, vagyis az arányos tag (P) egy külön visszacsatoló ágba (F-

feedback) kerül (3.4. ábra).

Állandó inerciájú és nyomatéktényezőjű hajtásnál a Bode amplitúdó-frekvencia diagram középső -20 db/dekádos szakaszának szélességét meghatározó T_f/T_1 arány kb. 10-re választható. A szabályozó A_f erősítését a szimmetrikus optimum elve alapján határozhatjuk meg [32]. E feltétel biztosítja, hogy a fázistartalék maximális legyen.

$$A_f = \frac{J_m}{k_m \sqrt{T_f T_1}}. \quad (3.11)$$

A (3.11) alapján jól látható, hogy az optimális erősítésre az inercia (ill. k_m) változása erőteljesen hat. Ha az inercia nagyobb, mint amivel a szabályozó beállításakor számoltunk, a körerősítés, a vágási körfrekvencia és a fázistartalék is csökken. Így a fordulatszámjelben kisfrekvenciás lengés léphet fel. Ha viszont a rendszer inerciája ennél jelentősen kisebb, a körerősítés, a vágási körfrekvencia növekszik, míg a fázistartalék csökken. Így a fordulatszámjelben nagyfrekvenciás lengés léphet fel. Ahhoz, hogy a zárt sebességszabályozó kör stabilitását az inercia változásakor is biztosítani tudjuk, a szabályozót célszerű kiegészíteni deriváló taggal, ugyancsak a visszacsatolásban (PDF szabályozó, 3.6. ábra). Ezzel a sebességszabályozó kört egy belső gyorsulásszabályozó körrel egészítettük ki. A deriváló tag jelenléte különösen kedvező rugalmas robotok mozgatasakor (hosszú szegmensek, illetve szíjhajtás esetén).

A PDF sebességszabályozó előnyösebb tulajdonságait a PI sebességszabályozóhoz képest mind az elméleti elemzés, mind a laboratóriumi vizsgálatok bebizonyították. A PDF szabályozók felépítését részletesebben lásd Perdikaris [63].

A mintavételes PDF szabályozó algoritmus:

$$u_\omega[k] = u_\omega[k-1] + K_I^\omega e_\omega[k] + K_P^\omega (\omega[k-1] - \omega[k]) + K_D^\omega (2\omega[k-1] - \omega[k] - \omega[k-2]), \quad (3.12)$$

$$K_I^\omega = T_\omega k_I^\omega, \quad K_P^\omega = k_P^\omega, \quad K_D^\omega = k_D^\omega / T_\omega,$$

ahol az ω index a sebesség szabályozóra utal.

Mivel a sebességszabályozási kör az alapjelet a szabályozó integrálási idejének megfelelően követi, a zárt kör közelítéssel egytárolós arányos tagnak tekinthető a pozíciószabályozási kör vizsgálatakor:

$$Y_2(s) = \frac{1}{1 + sT_2}, \quad (3.13)$$

ahol:

$$T_2 = \frac{K_P^\omega}{K_I^\omega} T_\omega.$$

Az inercia, ill. k_m jelentősebb változásakor (különösen közvetlen hajtású robotok, ill. SRM hajtások esetében) állandó erősítés mellett a szükséges fázistartalék biztosítása érdekében a T_f/T_1 arányt növelni kell. Ennek következtében viszont csökken a kör vágási körfrekvenciája, és ezáltal a működése is lassabbá válik. E probléma kiküszöbölésére alapvetően kétféle lehetőség kínálkozik:

1. Kompenzáció a sebesség szabályozási körben:
 - a. Feed-forward (előrecsatolásos) kompenzáció. A villamos hajtás modellje vagy mérési sorozat elvégzése alapján a szabályozási kör erősítése meghatározható és beállítható.
 - b. Adaptív (pl. MRAC) szabályozó algoritmus alkalmazása.
2. Kompenzáció a pozíció szabályozási körben. (A sebességkör gyorsítása lényegében az alapjel túlvezérlésével történik.)
 - a. Csúszó módú szabályozás felhasználása a pozíció szabályozási körben.
 - b. Adaptív (pl. MRAC) szabályozó algoritmus alkalmazása.

3.3. A pozíció szabályozási kör

A szabályozási körben a rendszer kimeneténél lévő integráló jellegű tag léte és a belső, sebesség szabályozó kör nulla állandósult hibája miatt az arányos (P) szabályozó alkalmazása is elegendő arra, hogy a pozíció szabályozási kör állandósult hibája eltűnjön. A pozíció szabályozóba épített integráló tag növeli a rendszer lengési hajlamát, ezért alkalmazása általában nem előnyös (Borojevic [12]).

A javasolt megoldásban ([76], 3.7. ábra) a szabályozó előremenő ágában arányos tag (P) szerepel egy olyan integrátorral kiegészítve, amelyet csak közvetlenül a megállás előtt kapcsolunk be (a kvantálás miatti pozícióhiba kiküszöbölésére), és egy külön visszacsatoló ágba differenciáló tagot iktatunk be. E belső sebesség visszacsatolás megnöveli az eredő rendszer csillapítását, vagyis csökkenti a hajtás lengési hajlamát.

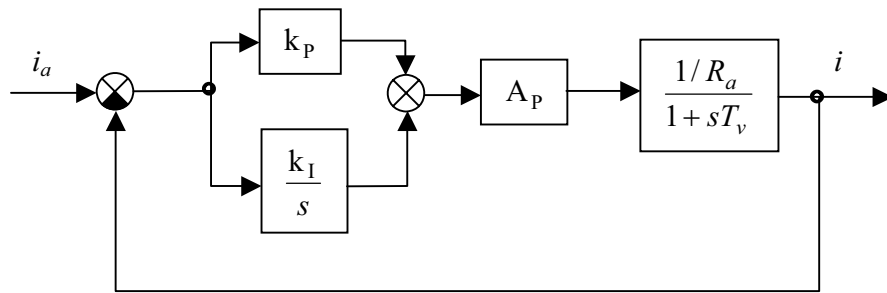
Az integráló illetve a differenciáló tagok korlátozása következtében azonban a pozíció szabályozó megőrzi az eredeti P-típusú szabályozási tulajdonságát.

A szabályozó algoritmus a következő:

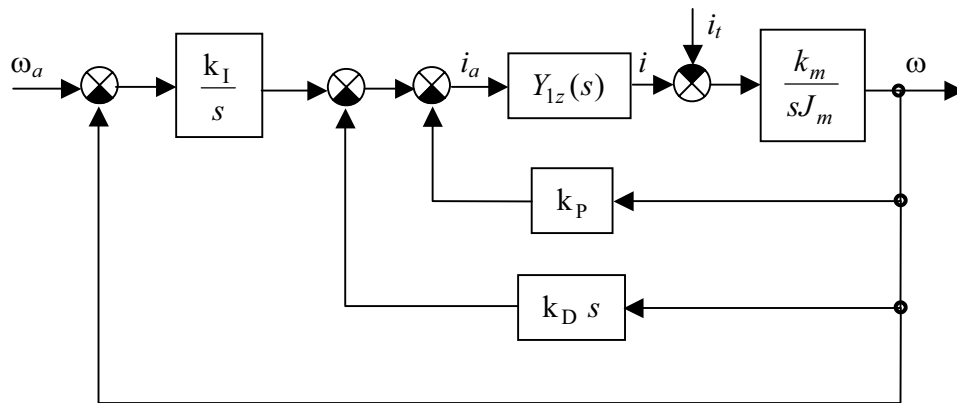
$$u_{\alpha}[k] = K_P^{\alpha} e_{\alpha}[k] + K_D^{\alpha} (\alpha[k] - \alpha[k-1]) + INT[k], \quad (3.14)$$

ahol:

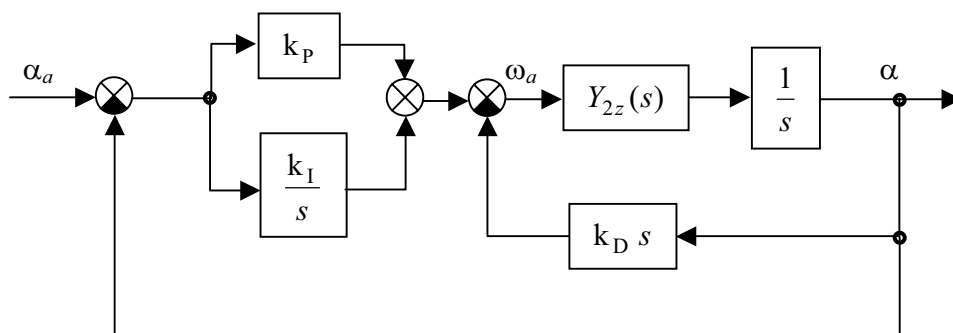
$$INT[k] = INT[k-1] + K_I^{\alpha} e[k].$$



3.5. ábra
PI áramszabályozó



3.6. ábra
PDF fordulatszám szabályozó



3.7. ábra
PI-DF pozíció szabályozó

3.4. A fordulatszám- és pozíció szabályozási körök vizsgálata a mintavételes rendszerek elmélete alapján

Egy mintavételes rendszer akkor vizsgálható folyamatosként, ha a T_{mv} mintavételezési idő által megszabott sarokfrekvenciája egy nagyságrenddel nagyobb a szóbanforgó szabályozási hurok ω_c vágási körfrekvenciájánál. Szervohajtásoknál ezzel a közelítéssel egyetlen hurokban sem élhetünk.

A szabályozó paramétereit pontosabban az egyes szabályozási körök karakterisztikus egyenletének vizsgálatával határozhatjuk meg. A karakterisztikus egyenlet z_i gyökeit a következő két feltétel alapján értékelhetjük [76]:

- A zárt kör legnagyobb időállandója a lehető legkisebb legyen. A legnagyobb időállandó a következő összefüggés alapján számítható:

$$T_{\max} = -\frac{T_{mv}}{\ln|z_m|}, \quad (3.15)$$

ahol:

T_{mv} : a mintavételezési idő,
 z_m : a karakterisztikus egyenlet legnagyobb abszolút értékű gyöke.

- A ζ csillapítási tényező nagyobb legyen egy általunk választott értéknél (pl. 0.9-nél). A [21] és [76] alapján a csillapítási tényező a következőképpen számítható:

$$\zeta = \frac{|\ln|z_k||}{\sqrt{(\ln|z_k|)^2 + (\text{arc}(z_k))^2}}, \quad (3.16)$$

ahol:

z_k a konjugált gyökpár egyik tagját jelenti.

3.5. A belső korlátozások hatása a szabályozási körökre

A szabályozási körök méretezésekor általában azzal a feltételezéssel élnek, hogy az állapotváltozók a lineáris tartományukban maradnak, vagyis a korlátozások hatását elhanyagolják. Műszaki és gazdasági okok miatt azonban az armatúra áram és a sebesség korlátozása elkerülhetetlen. Ekkor a szabályozó beavatkozó jelei, valamint az előreccatoló, illetve adaptív jelek hatástalanokká válnak, és ezáltal a rendszerre ható zavarások világosan észlelhetők.

Az itt felvázolt probléma pl. robotok pontvezérlésénél (PTP) akkor jelentkezik, amikor az egyik csukló pozíció alapjele jelentősen és ugrásszerűen változik.

A mozgás első fázisában mind a fordulatszám alapjel, mind az áram alapjel korlátozott. Ekkor a hajtás az elérhető legnagyobb nyomatékkal közelíti meg a fordulatszám alapjel által meghatározott sebesség értéket. Állandó inercia és terhelés feltételezésével a sebesség az idő függvényében lineárisan nő, a sebesség-pozícióhiba pedig négyzetgyökfüggvénnyel írható le.

Robotmozgatások esetében a nemlineárisan változó inercia és terhelés hatására a sebesség-időfüggvény eltér az "ideális", lineáris jellegtől. Egyes publikációkban [34] e nemlineáris hatás kiküszöbölése érdekében az első fázisban nem a maximális alapjelet kapja meg a fordulatszám szabályozó, hanem az indulástól mért pozíció függvényében négyzetgyökös jellegű függvény szerint változik a sebesség alapjel. E megoldás előnye, hogy a terhelés és az inercia változásakor is állandó marad a gyorsulás, amennyiben a legnagyobb inercia és a legkedvezőtlenebb terhelés feltételezésével állítottuk be a megkívánt gyorsulást. A hátránya abban jelentkezik, hogy kisebb inerciáknál nem használjuk ki a rendszerben lévő gyorsítási lehetőséget. Amennyiben egy robotcsuklóra ható, más szegmensek gyorsulásából származó inerciaerők korlátozása szükséges, a gyorsulás korlátozása egyszerűbb módon, a fordulatszám alapjel változási sebességének korlátozásával elérhető. E megoldás további előnye, hogy a gyorsulás korlát így az alapjel korlátoktól függetlenül beállítható.

A mozgás második, úgynevezett "utazási" fázisában csak a sebesség korlát hatásos. A sebességszabályozó kör feladata ilyenkor az, hogy a maximális, illetve az optimálisan legnagyobb sebességet az esetleges zavaró hatásoktól függetlenül megtartsa.

A mozgás utolsó, pozícionálási szakaszában nem elsősorban egy előírt lassítási folyamatban, hanem a túllendülésmentes pozícióra állásban vagyunk érdekeltek. Ebben a szakaszban így (legalább a cél közvetlen környezetében) valamennyi szabályozó hatásának érvényesülnie kell.

Szimulációs és mérési vizsgálatok alapján a következőket állapíthatjuk meg: korlátos mozgáskor (amikor a korlátozások hatása érvényesül) a pozíciószabályozó beállítása igen nagy pontosságot igényel. A szabályozó optimális paramétere eltérő a lineáris tartománybeli, illetve a korlátos mozgáskor. A lineáris tartománynak megfelelő optimális paraméter a korlátos mozgáskor erős túllendülést okoz, ellenkező esetben pedig túl lassú a beállítás. Mivel szervohajtásokban az egyik legfontosabb követelmény a túllendülésmentes pozícióra állás, a pozíciószabályozót a korlátozások figyelembevételével kell beállítani.

3.6. A pozíciószabályozó optimális arányos paraméterének meghatározása

A pozíciószabályozó arányos paramétere a mozgási folyamatra mindaddig nincs hatással, amíg a szabályozó kimenőjele nagyobb a sebesség korlátértékénél. Ezért a pozíciószabályozó optimális arányos paraméterének megválasztása a fékezési távolság meghatározását jelenti.

A fékezés a céltól az alábbi távolságra kezdődik ($K_D^\alpha = K_I^\alpha = 0$ feltételezésével) :

$$\Delta\alpha_f = \frac{\omega_{\max}}{K_p^\alpha}. \quad (3.17)$$

Állandó inercia és dinamikai nyomaték feltételezésével a sebesség ω_{\max} -ról 0-ra csökkenéséhez szükséges ideális fékezési idő a következőképpen számítható:

$$t_{fi} = \int_{\omega_{\max}}^0 \frac{J_m}{k_m(-i_{\max}) - m_t} d\omega = \frac{J_m \omega_{\max}}{k_m i_{\max} + m_t}. \quad (3.18)$$

Az ideális fékezési távolság a következőképpen számítható:

$$\Delta\alpha_{fi} = \frac{\omega_{\max} t_{fi}}{2}. \quad (3.19)$$

A (3.18) és a (3.19) összefüggések felhasználásával:

$$\Delta\alpha_{fi} = \frac{J_m \omega_{\max}^2}{2(k_m i_{\max} + m_t)}. \quad (3.20)$$

A pozíció túllendülés elkerülésének szükséges feltétele, hogy $\Delta\alpha_f \geq \Delta\alpha_{fi}$ legyen.

Határesetben a két távolság egyezésekor (3.17) és (3.20) alapján:

$$K_{\text{Popt}}^\alpha = \frac{2(k_m i_{\max} + m_t)}{J_m \omega_{\max}}. \quad (3.21)$$

A (3.21) képletbe a k_m nyomatéktényező, az m_t terhelőnyomaték és a J_m inercia helyébe a fékezés alatti átlagos értékeit kell behelyettesíteni. Amennyiben ezek a fékezés alatt jelentősen változnak és bizonytalanok lehetnek, a túllendülés mentes pozícióra állás biztosítása érdekében az m_t minimális és J_m maximális értékét

célszerű felhasználni.

A fentiek alapján beállított szabályozóval maximális inercia esetén a fékezés maximális árammal, illetve nyomatékkal történik. Az állandó fékezőnyomaték hatására a sebesség időben lineárisan csökken. Ha az inercia ennél az értéknél kisebb, a fékezés részben vagy teljesen a lineáris tartományba kerül. A következőkben keressük azt a határesetet, amikor csak a fékezés kezdő pillanatában éri el a nyomaték a maximális értéket, és így végig a lineáris tartományban marad.

Arányos pozíciószabályozás és ideális, időkésleltetés nélküli zárt fordulatszám szabályozókör feltételezésével a pozícióhibára elsőrendű differenciálegyenlet írható fel $T = 1/K_P^\alpha$ időállandóval. Tehát a pozícióhiba, és az idő szerinti első deriváltjának -1 szerese, vagyis a szögsebesség is exponenciálisan csökken nullára:

$$\omega = \omega_{\max} e^{-t/T}, \quad (3.22)$$

$$\text{ahol: } T = \frac{1}{K_P^\alpha} = \frac{\omega_{\max} J_m}{2|m_{\text{din}}|_{\max}}. \quad (3.23)$$

A maximális fékező dinamikai nyomaték a dinamikai egyenlet alapján $t = 0$, vagyis a fékezés kezdetén lép fel:

$$|m_{\text{din}}|_{\max} = J_m \left. \frac{d\omega}{dt} \right|_{(t=0)} = J_m K_P^\alpha \omega_{\max}. \quad (3.24)$$

A (3.24) képletből J_m -et kifejezve a lineáris tartomány határát jelentő inercia képletét kapjuk:

$$J_{\text{mlin}} = \frac{|m_{\text{din}}|_{\max}}{\omega_{\max} K_P^\alpha}. \quad (3.25)$$

A (3.21) és a (3.25) összefüggések alapján megállapítható, hogy **ha az inercia a feltételezett maximális inercia felénél kisebb, a szabályozó körök végig a lineáris tartományukban maradnak**. Ekkor az áram és a sebesség is időben exponenciálisan csökken nullára, ami jelentősen megnöveli a pozícionálás idejét. A (3.18) és a (3.23) összefüggések alapján megállapíthatjuk, hogy **az exponenciális folyamat időállandója a maximális inercia esetében való fékezés idejének felével egyezik meg**.

4. Robusztus, adaptív szabályozások

4.1. Bevezetés

A változó inerciájú, illetve nyomatéktényezőjű hajtásoknál figyelembe kell venni a szabályozások lineáris tartománybeli viselkedését, valamint a korlátozások hatását a pozíciószabályozási körben. Ez utóbbi probléma megoldására, a pozíciószabályozási kör robusztusságának növelése érdekében javasoltam a nemlineáris változó erősítésű szabályozás alkalmazását. A sebességszabályozási kör lineáris tartománybeli paraméterérzékenységét pedig real-time könnyen realizálható csúszómód szabályozással, vagy modellreferenciás adaptív szabályozással csökkenthetjük. Ezen algoritmusok mind a változó inerciájú, mind a változó reluktanciájú hajtások esetén alkalmazhatók.

4.2. Nemlineáris változó erősítésű szabályozás (Nonlinear Variable Gain Control, NVGC)

4.2.1. Az NVGC szabályozás algoritmus

Állandó erősítésű pozíció szabályozás esetén a kisebb inerciáknál a fékezési idő hosszabb, mint a nagyobbaknál annak ellenére, hogy az áramkorlát léte fizikailag rövidebb időt is lehetővé tenné (l. 3.6. fejezet). Ha az inercia értéket nem ismerjük pontosan a robot pályája mentén, kisebb inerciáknál a fékezési idő csökkentését nem tűzhetjük ki célul. Ellenben megvalósíthatjuk azt, hogy a fékezési idő a tényleges inerciától, valamint a terheléstől függetlenül állandó maradjon, és a fékezés időben lineáris legyen. Ekkor a gyorsulás konstans (K_1), és pozitív forgásirány feltételezésével az előjele negatív:

$$\frac{d\omega}{dt} = -K_1. \quad (4.1)$$

Igaz a következő összefüggés:

$$\frac{de_p}{d\omega} = \frac{de_p/dt}{d\omega/dt}. \quad (4.2)$$

A (4.1) összefüggés és $de_p/dt = -\omega$ (4.2)-be helyettesítésével a következő összefüggést kapjuk:

$$\frac{de_p}{d\omega} = \frac{\omega}{K_1}. \quad (4.3)$$

A (4.3) integrálásával a következő eredményre jutunk:

$$e_p = \frac{1}{2K_1} \omega^2. \quad (4.4)$$

A (4.4) összefüggés alapján látható, hogy időben lineáris fékezéshez a motor sebességét, és ehhez a szögsebesség alapjelet a pozícióhiba négyzetgyökével arányosan kell változtatnunk. Azzal a feltételezéssel, hogy a négyzetgyökfüggvény által előállított gyök pozitív, a szükséges forgásirányt a pozícióhiba előjele határozza meg. Így a következő algoritmust kapjuk:

$$\omega_a = k_1^R \text{sign}(e_p) \sqrt{|e_p|}, \quad (4.5)$$

ahol R (root) felső index az NVGC szabályozásra utal, és

$$\text{sign}(e_p) = \begin{cases} 1, & \text{ha } e_p > 0, \\ -1, & \text{ha } e_p < 0, \end{cases}$$

egyébként pedig zérus.

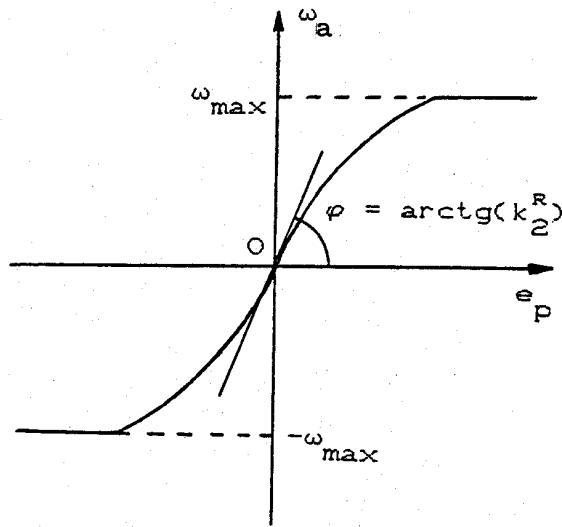
A pozíció szabályozó erősítése ekkor a pozícióhiba négyzetgyökével fordítottan arányos (nemlineáris változó erősítésű szabályozás). Így az erősítés zérus pozícióhibára végtelenné válik, amely a "cél" környékén jelentős lengést okoz. E nemkívánatos jelenség elkerülése érdekében korlátozni kell a szabályozó erősítését. Az egyszerű megvalósíthatósága miatt a következő algoritmust célszerű alkalmazni, amely magában foglalja a sebesség korlátozást is (lásd a 4.1 ábrát) [22]:

$$\omega_a = \begin{cases} \sigma \cdot \text{sign}(e_p), & \text{ha } \sigma < \hat{u}_{\max}, \\ \hat{u}_{\max} \cdot \text{sign}(e_p), & \text{ha } \sigma \geq \hat{u}_{\max}, \end{cases} \quad (4.6)$$

$$\sigma = k_1^R \left(\sqrt{|e_p| + \beta^2} - \beta \right), \quad (4.7)$$

$$\beta = k_1^R / (2k_2^R), \quad (4.8)$$

ahol k_1^R, k_2^R pozitív előjelű szabályozó paraméterek.



4.1. ábra
A fordulatszám alapjel a pozíció hiba függvényében

4.2.2. Az NVGC paramétereinek meghatározása

Az NVGC szabályozásnak csak két paraméterét (k_1^R, k_2^R) kell beállítani.

- A k_2^R beállítása:

A (4.8) képletben k_2^R a nemlineáris szabályozó erősítése zérus pozícióhibára. A "cél" körül a rendszer minden állapotváltozója a lineáris tartományban van, ezért k_2^R beállítását a szabályozási körök lineáris mozgási tartományban történő vizsgálata alapján végezhetjük el. Értékét alapvetően a zárt fordulatszám szabályozó kör gyorsasága határozza meg.

- A k_1^R beállítása:

A k_1^R a sebesség- és áramkorláttól függ, értékének megválasztása a fékezés kezdetének céltól mért távolságát ($\Delta\alpha_f$) adja. A (4.7), (4.8)-at a (4.6)-ba helyettesítve, $\omega_a = \omega_{\max}$, $|e_p| = \Delta\alpha_f$ figyelembevételével kapjuk:

$$\Delta\alpha_f = \frac{\omega_{\max}^2}{(k_1^R)^2} + \frac{\omega_{\max}}{k_2^R}. \quad (4.9)$$

A fékezési tartományban fellépő maximális áram, állandó inercia és terhelőnyomaték feltételezésével a fékezési távolság a (3.20) szerint számítható.

A (4.9) és (3.20) összefüggések alapján a kritikus eset ($J_m = J_{m,\max}$, $m_t = m_{t,\min}$) figyelembevételével:

$$k_1^R \leq \sqrt{\frac{\omega_{\max}}{\frac{J_{m,\max} \omega_{\max}}{2(k_{m,i_{\max}} + m_{t,\min})} - \frac{1}{k_2^R}}}} \quad (4.10)$$

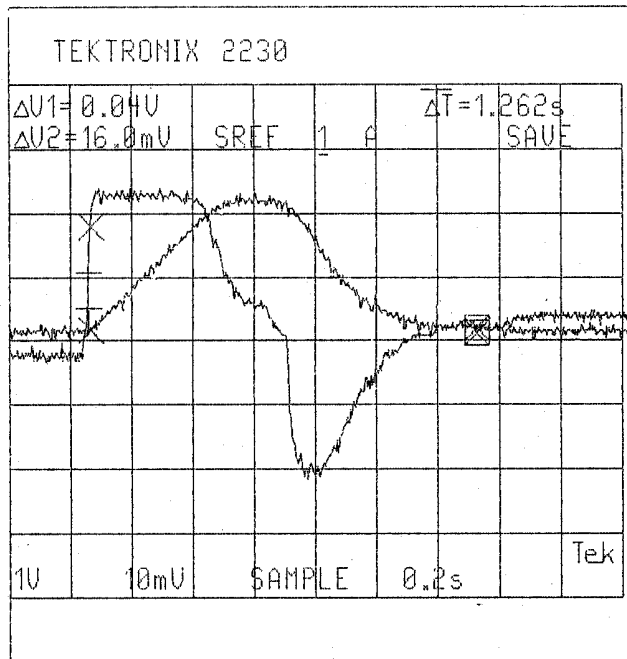
A fentiek alapján látható, hogy a (4.6) – (4.8) algoritmus figyelembe veszi mind a két egymástól független (lineáris és nemlineáris) működési tartomány követelményeit. A sebesség a fékezés során jó közelítéssel a céltól távolabb időben lineárisan, míg a célhoz közel időben exponenciálisan változik. Ez biztosítja a gyors és sima, túllendülés mentes pozícióra állást.

Az NVGC algoritmus hatásosságát az MTA-SZTAKI háromdimenziós kísérleti robotkarán (l. F.2. függelék) elvégzett vizsgálatok mérési eredményei tanúsítják. A 4.2 és 4.3 ábrák a hagyományos állandó paraméterű arányos pozíciószabályozást, míg a 4.4 és 4.5 ábrák az NVGC algoritmus hatásosságát mutatják.

A 4.2 ábra és a 4.3 ábra esetén a pozíció szabályozó arányos paramétere megegyezik. A pozícióra állás folyamatának jelentős eltérése abból származik, hogy a 4.2 ábra esetén a vizsgált hajtás inerciája minimális, ezért a korlátozásoknak megfelelően beállított arányos pozíció szabályozó hatására a fordulatszám csökkenés hosszan elnyúló exponenciális jellegű. A 4.3 ábránál viszont a 2. és 3. csukló helyzetéből következően az inercia nagyobb, így az ennek megfelelően beállított állandó paraméterű arányos pozíciószabályozóval is gyors, közel lineáris pozícióra állás érhető el.

A 4.4 és a 4.5 ábrák az NVGC szabályozású robotmozgást mutatják a 3 csukló együttes mozgásakor. Az együttes mozgás hatására nemcsak jelentősen változik a vizsgált 1.-es csukló számára az inercia, hanem e közben gyors dinamikai erőhatások is érik. Ennek ellenére a fordulatszám időfüggvénye a fékezési szakaszban a beállított paramétereknek megfelelően állandó idejű, közel lineáris.

Az ábrák után megadott szabályozó paraméterek a ténylegesen beállított hexadecimális számrendszerben felírt értékeket jelentik, tehát figyelembe veszik az érzékelők erősítését, valamint a program belső számítási módját is. A vizsgált esetekre állandó áram- és sebességszabályozó paraméterek a függelékben megtalálhatók. A pozíciószabályozó arányos erősítését meghatározó paramétereket az egyes ábrák után tüntettem fel ($K_D^\alpha = K_I^\alpha = 0$).



$$i_{\text{korl}} = 16 \text{ [A]}$$

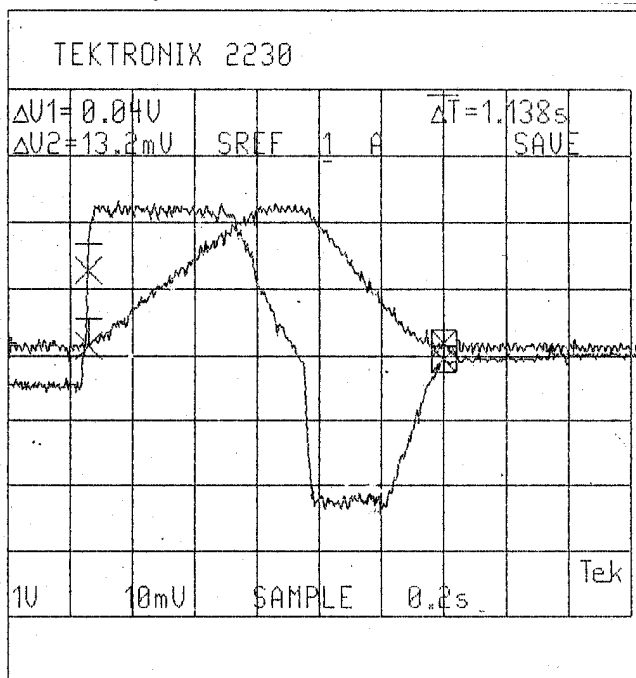
$$\omega_{\text{korl}} = 83.78 \text{ [rad/s]}$$

$$i = 0 \text{ [A]}$$

$$\omega = 0 \text{ [rad/s]}$$

4.2. ábra

P, I, D jellegű szabályozás mérési eredménye az első csukló mozgásakor. Az inercia minimális, ($q_2 = 90^\circ$, $q_3 = 0^\circ$) $q_{1k} = -60^\circ$, $q_{1v} = 60^\circ$, $K_p^{\alpha^*} = 18h$, lassú a tranziens folyamat.



$$i_{\text{korl}} = 16 \text{ [A]}$$

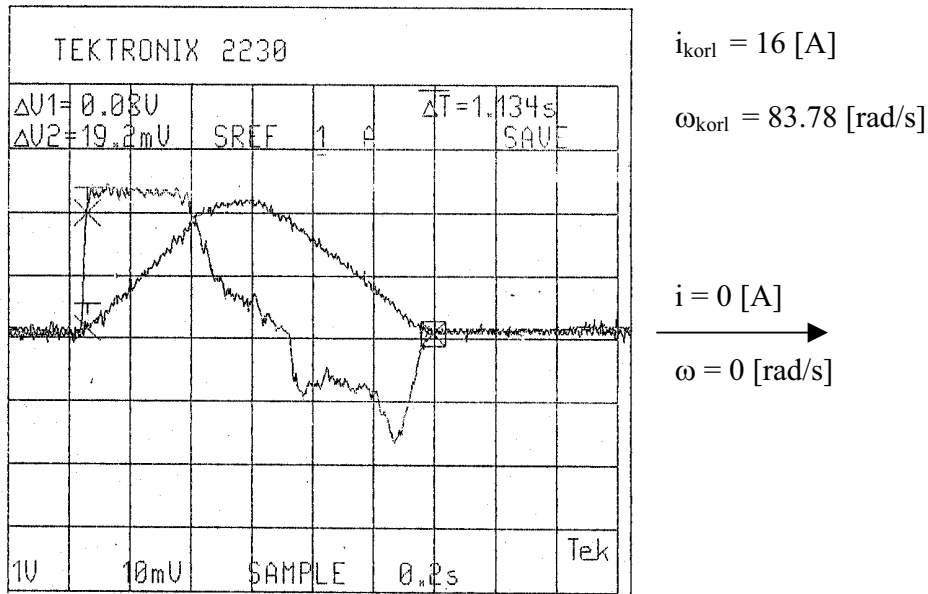
$$\omega_{\text{korl}} = 83.78 \text{ [rad/s]}$$

$$i = 0 \text{ [A]}$$

$$\omega = 0 \text{ [rad/s]}$$

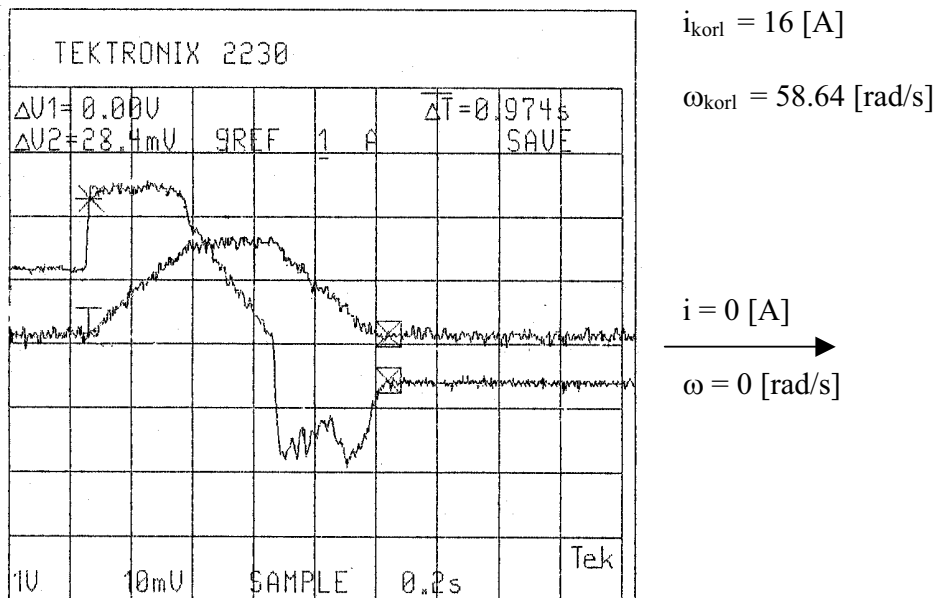
4.3. ábra

P, I, D jellegű szabályozás mérési eredménye az első csukló mozgásakor. Az inercia maximális, ($q_2 = 135^\circ$, $q_3 = 450^\circ$) $q_{1k} = -60^\circ$, $q_{1v} = 60^\circ$, $K_p^{\alpha^*} = 18h$, az inerciának megfelelően.



4.4. ábra

Az NVGC szabályozás mérési eredménye az **első csuklónál** együttes mozgás esetén. Itt $\mathbf{q}_{\text{kezdet}} = [-60^\circ, 135^\circ, -45^\circ]^T$, $\mathbf{q}_{\text{vég}} = [60^\circ, 45^\circ, 45^\circ]^T$. A szabályozó paraméterek az első csuklónál: $k_{1(1)}^{R^*} = 28h$, $k_{2(1)}^{R^*} = 40h$.



4.5. ábra

Az NVGC szabályozás mérési eredménye a **második csuklónál** együttes mozgás esetén. Itt $\mathbf{q}_{\text{kezdet}} = [-60^\circ, 135^\circ, -45^\circ]^T$, $\mathbf{q}_{\text{vég}} = [60^\circ, 45^\circ, 45^\circ]^T$. A szabályozó paraméterek a második csuklónál: $k_{1(2)}^{R^*} = 3Ah$, $k_{2(2)}^{R^*} = 40h$.

Az $Y_{\omega,(i-i_t)}(s)$ átviteli függvénnyel leírható szakaszt K_p erősítésű arányos taggal csatoljuk vissza. A feladat az, hogy a K_p értékét úgy tudjuk **változtatni**, hogy a körerősítést, illetve a belső zárt kör időállandóját meghatározó $A_i K_p$ szorzat A_i változásának ellenére állandó maradjon.

A belső zárt kör átviteli tényezőjét a visszacsatoló tag reciproka ($1/K_p$) adja, ami az inercia változása miatt nem állandó. Ennek következtében változna a külső fordulatszám szabályozási kör körerősítése is. Ahhoz, hogy egységnyi átviteli tényezőjű egytárolós tagot kapjunk, a PF szabályozó integrátora és a belső kör alapjele közé egy K_p erősítésű tagot kell beiktatnunk. E tag bemenő jelét (ω_r), valamint a terhelés hatását a modell számára kompenzáló ω_m jel összegét kapja meg a T_m időállandójú egytárolós referenciamodell. Így a referenciamodell dinamikája a következő differenciálegyenlettel írható le:

$$\dot{\omega}_m T_m + \omega_m = \omega_r + \omega_{tm}, \quad (4.12)$$

ahol az m index a modellre utal.

A (4.12) egyenletet T_m -mel osztva és $q_m=1/T_m$ bevezetésével kapjuk:

$$\dot{\omega}_m + q_m \omega_m = q_m (\omega_r + \omega_{tm}). \quad (4.13)$$

Az egytárolós jellegű szabályozott szakasz differenciálegyenlete a következő:

$$\dot{\omega} + (K_p A_i) \omega = (K_p A_i) \omega_r - A_i i_t. \quad (4.14)$$

A K_p felírható az átlagos A_i alapján megállapított K_{p0} és az adaptációs algoritmus által előállított ΔK_p összegeként. Így:

$$K_p A_i = (K_{p0} + \Delta K_p) A_i = q + \Delta q, \quad (4.15)$$

ahol K_{p0} , és q konstans.

Itt feltételezzük, hogy az A_i változása az adaptáció szempontjából lassú, ezért elhanyagolható.

A (4.15) összefüggést a (4.14)-be helyettesítve kapjuk:

$$\dot{\omega} + (q + \Delta q) \omega = (q + \Delta q) \omega_r - A_i i_t. \quad (4.16)$$

A (4.13) és a (4.16) egyenletek felhasználásával a modell-hiba: $\varepsilon = \omega_m - \omega$ bevezetésével a hibára felírható dinamikai egyenlet:

$$\dot{\varepsilon} = -q_m \varepsilon + x \omega - x \omega_r + q_m \omega_{im} + A_i i_t, \quad (4.17)$$

ahol $x = (q + \Delta q) - q_m$.

Ahhoz, hogy a rendszer a modellt kövesse, a hiba dinamikájának aszimptotikusan stabilisnak kell lennie. A Δq meghatározása érdekében képezzük a következő Ljapunov függvényt:

$$V = \frac{1}{2} (\varepsilon^2 + \beta x^2), \quad (4.18)$$

ahol β pozitív szám.

A (4.18) szerinti Ljapunov függvény megválasztásánál tehát figyelembe vettük mindkét elérendő célt, vagyis a modellhiba és a hurokerősítés eltérés megszüntetését is.

A Ljapunov függvény idő szerinti deriváltja:

$$\dot{V} = \varepsilon \dot{\varepsilon} + \beta x \dot{x}. \quad (4.19)$$

A (4.17)-et (4.19)-be helyettesítve kapjuk:

$$\dot{V} = -q_m \varepsilon^2 + \varepsilon x \omega - \varepsilon x \omega_r + \varepsilon (q_m \omega_{im} + A_i i_t) + \beta x \dot{x}. \quad (4.20)$$

Ha

$$\varepsilon x \omega - \varepsilon x \omega_r + \beta x \dot{x} = 0,$$

vagyis

$$\dot{x} = \varepsilon (\omega_r - \omega) / \beta, \quad (4.21)$$

és

$$\varepsilon (q_m \omega_{im} + A_i i_t) < 0, \quad (4.22)$$

akkor

$$\dot{V} < -q_m \varepsilon^2. \quad (4.23)$$

Ez negatív definit függvény, amely jelzi a (4.17) hibadinamika egyenlet

aszimptotikus stabilitását.

Így a (4.15), (4.17), és (4.21), összefüggések felhasználásával a következő adaptációs algoritmust kapjuk:

$$\Delta \dot{K}_p = \gamma \varepsilon (\omega_r - \omega), \quad (4.24)$$

ahol γ tetszőleges pozitív szám lehet.

A (4.22) egyenlőtlenség megmutatja, hogy hogyan kell változtatnunk a modell terhelését reprezentáló ω_m jelet.

Ha

$$\varepsilon > 0, \text{ akkor } \omega_{tm} < -\frac{|i_t|_{\max} A_i}{q_m}, \quad (4.25)$$

illetve ha

$$\varepsilon < 0, \text{ akkor } \omega_{tm} > \frac{|i_t|_{\max} A_i}{q_m}.$$

4.4. Modellreferenciás paraméteradaptív fordulatszám szabályozás alkalmazása mintavételezett jelekkel

A (4.11) összefüggés által leírt szabályozott szakasz zérusrendű tartószervvel kiegészített impulzusátviteli függvénye a következő:

$$Y_{\omega, (i-i_t)}(z) = \frac{A_i T_\omega}{z-1}, \quad (4.26)$$

ahol T_ω a fordulatszám szabályozási kör mintavételezési ideje.

A 4.3. fejezetben leírtak alapján az arányos (K_p) visszacsatolással és a külső fordulatszám szabályozási kör K_p -vel történő hurokerősítés kompenzációjával felépített szakaszra felírhatjuk:

$$(K_p (\omega_r(z) - \omega(z)) - i_t(z)) Y_{\omega, (i-i_t)}(z) = \omega(z). \quad (4.27)$$

A (4.26)-ot a (4.27)-be helyettesítve és a figyelembe véve, hogy a z operátor az időtartományban eltolási operátort jelent, a következő mintavételezett időfüggvény írható fel:

$$\omega[k] = \omega[k-1](1 - K_p A_I) + K_p A_I \omega_r[k-1] - A_I i_t[k-1], \quad (4.28)$$

ahol $A_I = A_i T_\omega$.

A (4.15) összefüggéshez hasonlóan írhatjuk:

$$K_p A_I = (K_{p0} + \Delta K_p) A_I = Q + \Delta Q, \quad (4.29)$$

ahol K_{p0} , és Q pozitív konstans.

A (4.28) és a (4.29) alapján a fenti szakaszra felírható differenciaegyenlet:

$$\omega[k] = \omega[k-1](1 - (Q + \Delta Q)) + (Q + \Delta Q)\omega_r[k-1] - A_I i_t[k-1]. \quad (4.30)$$

A modell differenciaegyenlete a következő:

$$\omega_m[k] = \omega_m[k-1](1 - Q_m) + Q_m \omega_r[k-1] + Q_m \omega_{im}[k-1]. \quad (4.31)$$

A (4.30) és a (4.31) alapján a modellhiba differenciaegyenlete:

$$\varepsilon[k] = \varepsilon[k-1] + \omega[k-1]x[k] - Q_m \varepsilon[k-1] - x[k]\omega_r[k-1] + Q_m \omega_{im}[k-1] + A_I i_t[k-1], \quad (4.32)$$

ahol:

$$x[k] = Q + \Delta Q[k] - Q_m.$$

A ΔQ meghatározása érdekében képezzük a (4.18) szerinti Ljapunov függvény idő szerinti deriváltjának mintavételes megfelelőjét a téglány szabály szerint:

$$\dot{V} = \varepsilon[k-1](\varepsilon[k] - \varepsilon[k-1]) + \beta x[k](\Delta Q[k] - \Delta Q[k-1]). \quad (4.33)$$

A (4.33) szerinti közelítés két esetben nem biztosítja az aszimptotikus stabilitást. Az első eset akkor következik be, amikor a modell-hiba előjelet vált, míg a másik az x jel előjelváltásakor, vagyis amikor az adaptáció elérte a célját. E két eset közül az első többször is előállhat a kvantálás miatt addig, amíg az x jel zérussá nem válik. Ezért a modell-hiba előjelváltásakor az aszimptotikus stabilitás biztosítása érdekében az $\varepsilon[k-1]$ -et zérusnak kell tekinteni, ami leállítja egy mintavételezési időtartamra az adaptációt.

A (4.32) egyenlet (4.33)-ba való helyettesítésével a következő összefüggést kapjuk:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -Q_m \varepsilon^2[k-1] + \varepsilon[k-1]x[k]\omega[k-1] - \varepsilon[k-1]x[k]\omega_r[k-1] \\ & + \varepsilon[k-1](Q_m \omega_m[k-1] + A_I i_t[k-1]) + \\ & \beta x[k](\Delta Q[k] - \Delta Q[k-1]). \end{aligned} \quad (4.34)$$

Ha

$$\varepsilon[k-1]x[k]\omega[k-1] - \varepsilon[k-1]x[k]\omega_r[k-1] + \beta x[k](\Delta Q[k] - \Delta Q[k-1]) = 0,$$

vagyis

$$\Delta Q[k] = \Delta Q[k-1] + \varepsilon[k-1](\omega_r[k-1] - \omega[k-1])/\beta, \quad (4.35)$$

és

$$\varepsilon[k-1](Q_m \omega_m[k-1] + A_I i_t[k-1]) < 0, \quad (4.36)$$

akkor

$$\dot{V} < -Q_m \varepsilon^2[k-1]. \quad (4.37)$$

Ez negatív definit függvény, amely biztosítja (4.32) hiba dinamika aszimptotikus stabilitását.

A (4.29) és (4.35) egyenletek felhasználásával tehát a következő mintavételes adaptációs algoritmust kapjuk:

Ha

$$\varepsilon[k]\varepsilon[k-1] > 0,$$

akkor

$$\Delta K_p[k] = \Delta K_p[k-1] + \Gamma \varepsilon[k-1](\omega_r[k-1] - \omega[k-1]), \quad (4.38)$$

ahol Γ pozitív konstans, egyébként

$$\Delta K_p[k] = \Delta K_p[k-1].$$

A folyamatos esetben levezetett adaptációs algoritmus „g” adaptációs tényezőjét az érzékelés és a jelfeldolgozás holtidejét elhanyagolva tetszőlegesen nagyra választhatjuk. A mintavételezés miatt azonban az adaptációs algoritmus a ΔK_p értékét csak diszkrét időpontokban módosíthatja. Így akár egy mintavételezési idő alatt bekövetkezhet a ΔK_p állandósult állapotához képesti túllendülés. E probléma a Γ adaptációs tényező, vagy a $(\Delta K_p[k] - \Delta K_p[k-1])$ korlátozásával kiküszöbölhető.

A (4.36) összefüggés szerint a modell terhelését reprezentáló ω_m jelet a következőképpen kell változtatnunk:

Ha

$$\varepsilon[k-1] > 0,$$

akkor:

$$\omega_m[k-1] < -|i_t|_{\max} A_I / Q_m, \quad (4.39)$$

ha

$$\varepsilon[k-1] < 0,$$

akkor:

$$\omega_m[k-1] > |i_t|_{\max} A_I / Q_m,$$

egyébként

$$\omega_m[k-1] = 0.$$

A fenti algoritmus a gyakorlatban könnyen realizálható. A modell számításához kettő, az adaptív algoritmushoz szintén kettő, míg az előrevezető ágba beiktatott K_p taggal való számításhoz további egy szorzásra van szükség. Az eddigiek alapján, amikor a fordulatszám szabályozási kört az áramkorlátozás figyelembevétele nélkül, a lineáris tartományban vizsgáltuk, az adaptációval kiegészített fordulatszám szabályozó algoritmus nem igényelt osztást. A szabályozó azonban integráló tagot is tartalmaz. Ezért gondoskodnunk kell az "integrátor telítődésének lekezeléséről" [56]. E probléma lényege a következő: ha a szabályozó kimenőjelét, az áram alapjelet korlátoznunk kell, az integrátor értékét úgy kell visszaállítanunk, hogy a szabályozó arányos (P) tagjával együtt az áramkorlátot adják. Így biztosítható, hogy a fordulatszám hibajel előjelének változása azonnal hasson az áram alapjelre. Ha a szabályozó integráló és proporcionális tagját külön számítjuk, az integrátor visszaállításához az adaptáció által módosított K_p -vel való osztásra van szükség. Ha a PF szabályozó algoritmusát a rekurzív (sebesség) algoritmussal [56] számítjuk a PF szabályozó szempontjából nem, de a modell bemenő jelének képzéséhez mindenképpen szükség van az osztásra. A legújabb nyolc-bites egychipes mikrokontrollerek is képesek a gyors 32/16 bites osztásra, így az algoritmus alkalmazása már jelenleg sem okoz nehézséget.

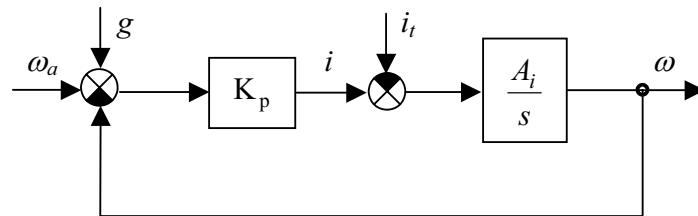
Az áram alapjel korlátozása további problémát is jelent. Megakadályozza ugyanis azt, hogy a folyamat követni tudja a referenciamodellt bármely szabályozó paraméter esetén is. Így ha az adaptációt ekkor is folytatnánk, hibás eredményt kapnánk. Ezért az adaptációt le kell tiltanunk erre az esetre, eltérően más, pl. a folyamat identifikációján alapuló self-tuning adaptív algoritmusokhoz képest, ahol épp a maximális áramnál fellépő nagy gyorsulás teszi lehetővé a legpontosabb és leggyorsabb működést.

4.5. Modellreferenciás jeladaptív fordulatszám szabályozás

Az előző két alfejezetben a paraméteradaptív fordulatszám szabályozással foglalkoztunk. A levezetett adaptív algoritmushoz feltételeznünk kellett, hogy a modell és a szabályozott szakasz azonos rendű. A legegyszerűbb egytárolós modell alkalmazásához így csak a PF szabályozás "belső körét" lehetett adaptív jellegűvé alakítani. E belső kör modellezésére azonban nem elegendő az egytárolós tag, mivel a terhelés hatására állandósult állapotban a folyamat és a modell kimenőjele között maradó hiba lépne fel, ami instabilitásra vezetne. Ezért volt szükség a modell bemenőjéhez a maximális terhelőnyomatékkal arányos, ugrásszerűen előjelet váltó jel hozzáadására.

A paraméteradaptív szabályozáskor csak a szabályozó struktúrájának megválasztásával biztosíthatjuk a fordulatszámhiba állandósult állapotbeli eltűnését. Ezért volt szükség a szabályozó integrátorára. A most ismertetésre kerülő jeladaptív szabályozáskor e célt arányos (P) szabályozóval is elérhetjük, mivel a $g(t)$ adaptációs jel képes biztosítani zérus fordulatszámhiba esetén is a terhelésnek megfelelő áram alapjelet.

A fordulatszám szabályozási kör felépítését a 4.3.a. ábra mutatja, ahol a $g(t)$ adaptációs jelet a hibajelhez adjuk. A szabályozott szakaszt a (4.11) átviteli függvényvel írtuk le, K_p a szabályozó arányos erősítése [9], [10], [80], [81], [82].



4.3.a. ábra
Jeladaptív fordulatszám szabályozás

A fordulatszám szabályozási kör hatásvázlata alapján a zárt körre a következő differenciálegyenlet írható fel:

$$\dot{\omega} + A_i K_p \omega = A_i K_p (\omega_a + g) - A_i i_t. \quad (4.40)$$

A T_m időállandójú egytárolós modell differenciálegyenlete $q_m = 1/T_m$ behelyettesítésével:

$$\dot{\omega}_m + q_m \omega_m = q_m \omega_a. \quad (4.41)$$

A (4.40) és a (4.41) egyenletek felhasználásával a modell-hiba: $\varepsilon = \omega_m - \omega$ bevezetésével a hibára felírható dinamikai egyenlet:

$$\dot{\varepsilon} + q_m \varepsilon = (q_m - A_i K_p)(\omega_a - \omega) + A_i(i_t - K_p g). \quad (4.42)$$

A $g(t)$ adaptációs jelet keressük a következő formában:

$$g(t) = g_1(t)(\omega_a - \omega) + g_2(t). \quad (4.43)$$

A (4.43) összefüggést a (4.42)-be helyettesítve kapjuk:

$$\dot{\varepsilon} = -q_m \varepsilon + b_1(\omega_a - \omega) + b_2, \quad (4.44)$$

ahol:

$$\begin{aligned} b_1 &= q_m - A_i K_p (1 + g_1(t)) \\ b_2 &= A_i (i_t - K_p g_2(t)). \end{aligned}$$

A $g_1(t)$ és a $g_2(t)$ jelek előállításához képezzük a következő Ljapunov függvényt, amely figyelembe veszi a modell-hibát, a hurokerősítés eltérést, valamint a terhelés hatásának kompenzálását:

$$V = \frac{1}{2} \varepsilon^2 + \frac{1}{2} (\beta_1 b_1^2 + \beta_2 b_2^2). \quad (4.45)$$

A Ljapunov függvény idő szerinti deriváltja:

$$\dot{V} = \varepsilon \dot{\varepsilon} + \beta_1 b_1 \dot{b}_1 + \beta_2 b_2 \dot{b}_2. \quad (4.46)$$

A (4.44)-et (4.46)-ba helyettesítve kapjuk:

$$\dot{V} = -q_m \varepsilon^2 + (\omega_a - \omega) b_1 \varepsilon + b_2 \varepsilon + \beta_1 b_1 \dot{b}_1 + \beta_2 b_2 \dot{b}_2. \quad (4.47)$$

Ha

$$\dot{b}_1 = -(\omega_a - \omega) \varepsilon / \beta_1, \quad (4.48)$$

és

$$\dot{b}_2 = -\varepsilon / \beta_1,$$

akkor

$$\dot{V} = -q_m \varepsilon^2, \quad (4.49)$$

ami biztosítja a modell-hiba aszimptotikus stabilitását.

A (4.44) és a (4.48) alapján és azzal a feltételezéssel, hogy A_i és i_t változása az adaptáció sebességéhez képest elhanyagolható, a következő adaptációs algoritmust kapjuk:

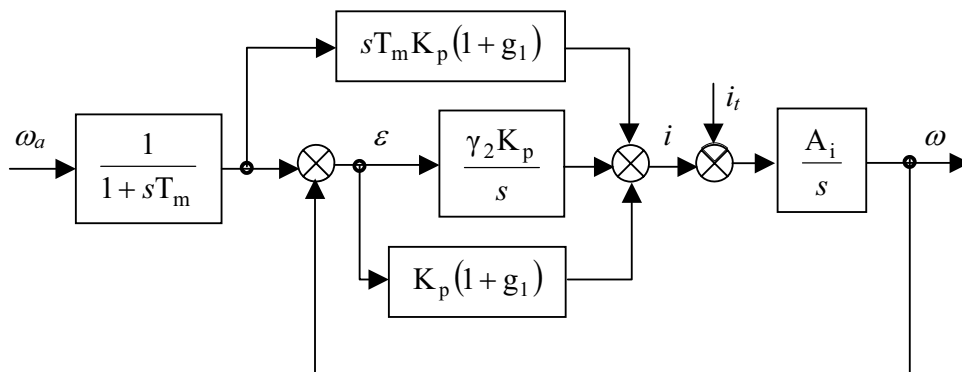
$$\begin{aligned} \dot{g}_1(t) &= \gamma_1 \varepsilon (\omega_a - \omega), \\ \dot{g}_2(t) &= \gamma_2 \varepsilon, \end{aligned} \quad (4.50)$$

ahol γ_1 és γ_2 pozitív konstans.

A (4.43) és (4.50) alapján kapjuk:

$$g(t) = \gamma_1 \int \varepsilon (\omega_a - \omega) dt \cdot (\omega_a - \omega) + \gamma_2 \int \varepsilon dt. \quad (4.51)$$

A $g(t)$ adaptációs jellel kiegészített szabályozási kör hatásvázlata a további közelítő elemzéshez $g_1(t)$ és $A_i =$ állandó feltételezésével a 4.3.b. ábrán látható. A szabályozás felépítését tekintve: egytárolós tagon (a modellen) keresztül vezetett alapjelhez kapcsolódó változó erősítésű, és integrálási idejű PI szabályozás kiegészítve egy szűrt, csak az alapjel változásából eredő differenciálós hatással, amelynek erősítése, illetve differenciálási ideje szintén változik. **A γ_2 adaptációs erősítési tényező $g_1(t) = 0$ feltételezésével a PI szabályozó integrálási idejének reciprokát adja.**



4.3.b. ábra

A jeladaptív fordulatszám szabályozási kör közelítő hatásvázlata

A Ljapunov függvény megválasztásából következik, hogy az adaptáció végén $b_1(t) = 0$. Így a (4.44) összefüggést felhasználva kapjuk:

$$1 + g_1(t) = q_m / (A_i K_p). \quad (4.52)$$

A (4.52) összefüggés és a szabályozási kör hatásvázlata alapján látható, hogy a $g_1(t)$ adaptációs jel feladata a konstans hurokerősítés biztosítása a P és a D hatás számára. Az integrátort tartalmazó ágba ezt külön be kell iktatnunk, vagyis γ_2 -t is szorozni kell $1 + g_1(t)$ -vel. Ekkor γ_2 nem zérus $g_1(t)$ esetén is a szabályozó integrálási idejének reciprokát jelenti, és egyben determinálja a γ_2 megválasztását.

4.6. A modellreferenciás jeladaptív fordulatszám szabályozás alkalmazása mintavételezett jelekkel

A szabályozott szakasz (4.26) szerinti impulzusátviteli függvényének és a zárt kör hatásvázlata alapján (4.3.a. ábra) a következő mintavételezett időfüggvény írható fel:

$$\omega[k] = \omega[k-1](1 - K_p A_I) + K_p A_I \omega_a[k-1] + K_p A_I g[k-1] - A_I i_t[k-1]. \quad (4.53)$$

A T_m időállandójú modell differenciaegyenlete:

$$\omega_m[k] = \omega_m[k-1](1 - Q_m) + Q_m \omega_a[k-1], \quad (4.54)$$

ahol $Q_m = 1 - e^{-T_s/T_m}$.

A (4.53) és a (4.54) alapján a modell-hiba differenciaegyenlete:

$$\varepsilon[k] - \varepsilon[k-1] = -Q_m \varepsilon[k-1] + (\omega_a[k-1] - \omega[k-1])(Q_m - K_p A_I) + A_I (i_t[k-1] - K_p g[k-1]). \quad (4.55)$$

A $g[k-1]$ adaptációs jelet válasszuk a következőképpen:

$$g[k-1] = g_1[k-1](\omega_a[k-1] - \omega[k-1]) + g_2[k-1]. \quad (4.56)$$

A (4.56) összefüggést a (4.55)-be helyettesítve kapjuk:

$$\varepsilon[k] - \varepsilon[k-1] = -Q_m \varepsilon[k-1] + B_1[k-1](\omega_a[k-1] - \omega[k-1]) + B_2[k-1], \quad (4.57)$$

ahol:

$$\begin{aligned} B_1[k-1] &= Q_m - K_p A_I (1 + g_1[k-1]), \\ B_2[k-1] &= A_I (i_i[k-1] - K_p g_2[k-1]). \end{aligned}$$

A g_1 és g_2 jelek meghatározása érdekében képezzük a (4.46) szerinti Ljapunov függvény idő szerinti deriváltjának mintavételes megfelelőjét a téglány szabály alapján:

$$\begin{aligned} \dot{V}[k] &= \varepsilon[k-1](\varepsilon[k] - \varepsilon[k-1]) + \beta_1 B_1[k-1](B_1[k-1] - B_1[k-2]) + \\ &\quad \beta_2 B_2[k-1](B_2[k-1] - B_2[k-2]). \end{aligned} \quad (4.58)$$

A (4.57) összefüggés (4.58)-ba helyettesítésével:

$$\begin{aligned} \dot{V}[k] &= -Q_m \varepsilon^2[k-1] + \varepsilon[k-1] B_1[k-1](\omega_a[k-1] - \omega[k-1]) + \\ &\quad \varepsilon[k-1] B_2[k-1] + \beta_1 B_1[k-1](B_1[k-1] - B_1[k-2]) + \\ &\quad \beta_2 B_2[k-1](B_2[k-1] - B_2[k-2]). \end{aligned} \quad (4.59)$$

Ha

$$g_1[k] = g_1[k-1] + \Gamma_1 \varepsilon[k](\omega_a[k] - \omega[k]), \quad (4.60)$$

és

$$g_2[k] = g_2[k-1] + \Gamma_2 \varepsilon[k], \quad (4.61)$$

ahol Γ_1 és Γ_2 pozitív konstans,
akkor

$$\dot{V} = -Q_m \varepsilon^2[k-1]. \quad (4.62)$$

Ez negatív definit függvény, amely biztosítja a (4.55) szerinti hiba dinamika aszimptotikus stabilitását.

4.7. Szimulációs eredmények

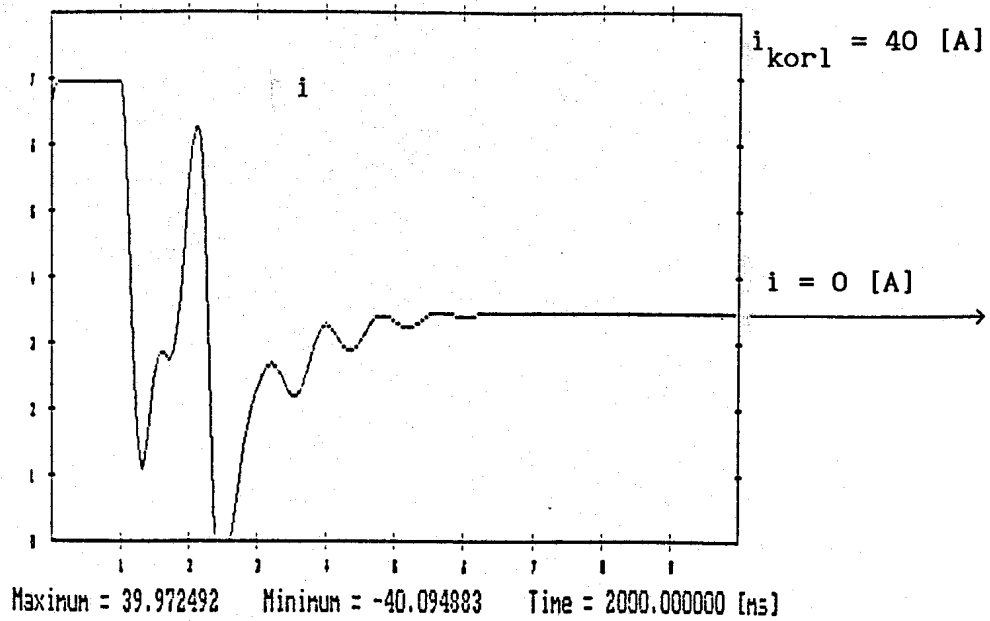
A robot-modellen végzett digitális szimuláció jól mutatja a jeladaptációs algoritmus hatásosságát. A modellreferenciás adaptív irányítás szimulációja során az egyes hajtások áttételét a vizsgált rendszerhez képest a negyedére csökkentettem. Így lehetővé vált az algoritmus tesztelése jelentősebben változó inercia, illetve terhelés esetén is. A nagyobb terhelés miatt természetesen az áramkorlátot is növelni kellett.

A 4.4.-4.6. ábrák a függelék F.1. ábrája szerinti robot q_1 csuklójának mozgását mutatják pozíció szabályozás esetén, valamennyi csukló együttes mozgásakor. Az "a" ábrák az áramjeleket, míg a "b" ábrák a sebesség jeleket mutatják. A 4.4.a.,b. ábrák esetén a sebességszabályozás állandó paraméterű PF szabályozással történik. A változó inercia hatása esetünkben a hurokerősítés csökkenésében nyilvánul meg, amely kisfrekvenciás lengést okoz.

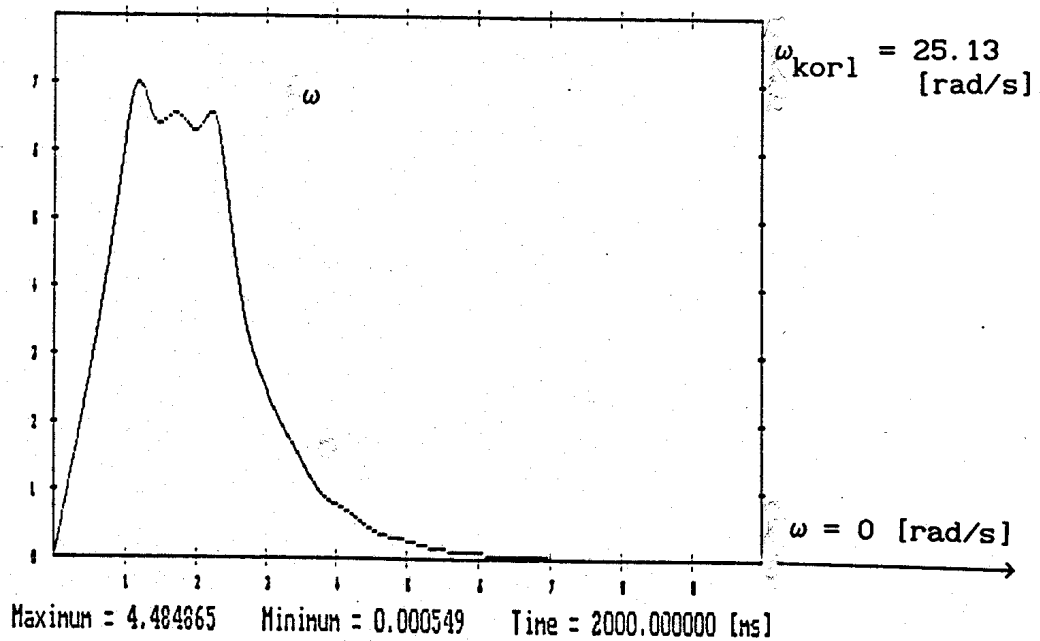
A 4.5.a.,b. ábrák az adaptáció hatását mutatják a modellreferenciás jeladaptív szabályozásnál. A működés első gyorsítási szakaszában a fordulatszám túllendülést még nem képes megszüntetni, csak csökkenteni, míg az utolsó pozícionálási (fékezési) szakaszban megszűnik az áram lengés. A 4.6.a.,b. ábrák a 4.5.a.,b. ábrákon bemutatott mozgást ábrázolják azzal az eltéréssel, hogy az újabb mozgás kezdetén a g_1 jel megtartja az előbbi mozgás során elért értékét, így a sebesség túllendülés elkerülhető.

A 4.7., 4.8., valamint a 4.9. ábrákon a vizsgált kapcsolt reluktancia motoros hajtás szimulációs eredményei láthatók. Mindegyik esetben a fordulatszám, a nyomaték, a motor csillagponti, valamint fázis árama látható. A 4.7. ábra állandó paraméterű PF típusú szabályozás hatását, a 4.8. ábra paraméteradaptív, míg a 4.9. ábra a jeladaptív modellreferenciás szabályozás hatását mutatja.

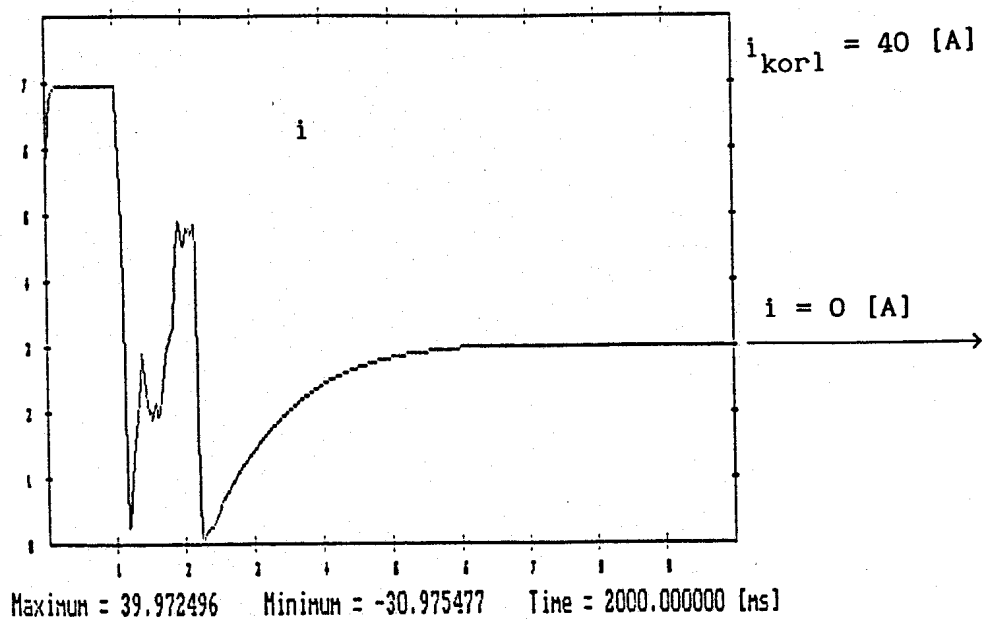
A nyomaték időfüggvényén nagyon jól megfigyelhető, hogy mind a modellreferenciás paraméteradaptív, mind a jeladaptív változat jelentősen csillapítja az állandó paraméterű szabályozáshoz képest a fordulatszám alapjel által előírt fordulatszám közelében fellépő lengéseket, és a fordulatszám beállítás gyakorlatilag túllendülés mentesnek tekinthető.



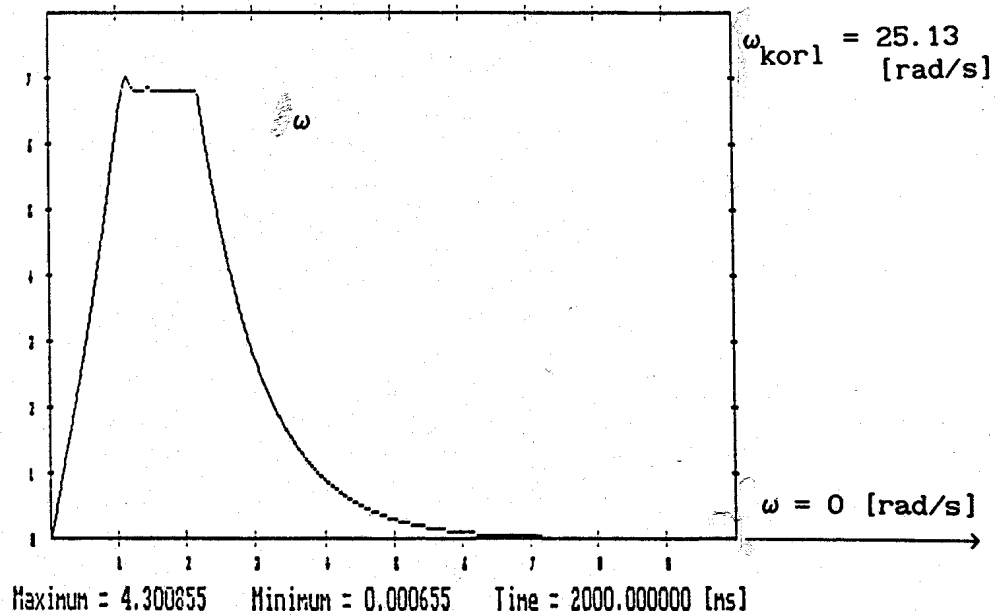
4.4.a. ábra
Állandó paraméterű PF fordulatszám-szabályozott robothajtás árama



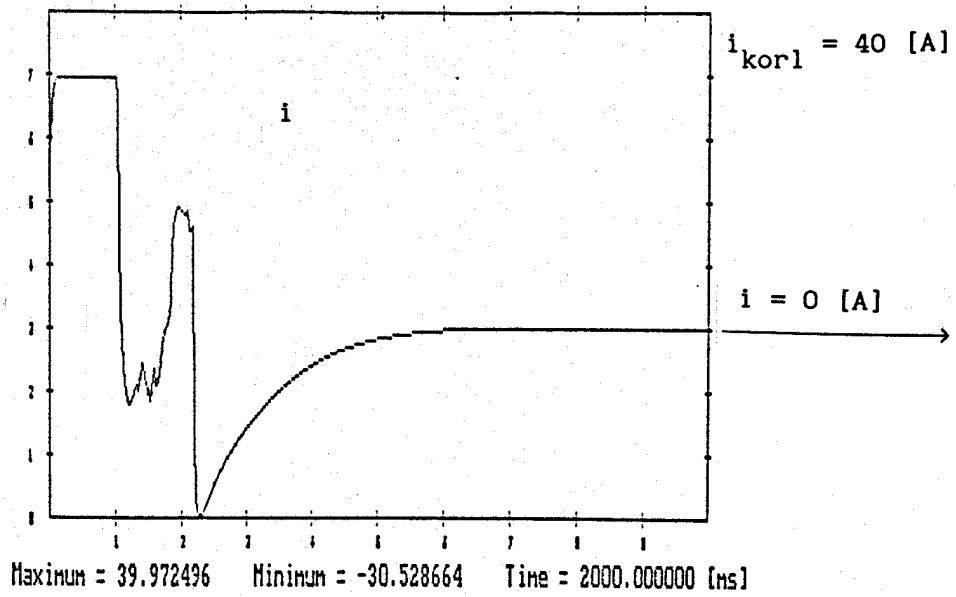
4.4.b. ábra
Állandó paraméterű PF fordulatszám-szabályozott robothajtás szögsebessége



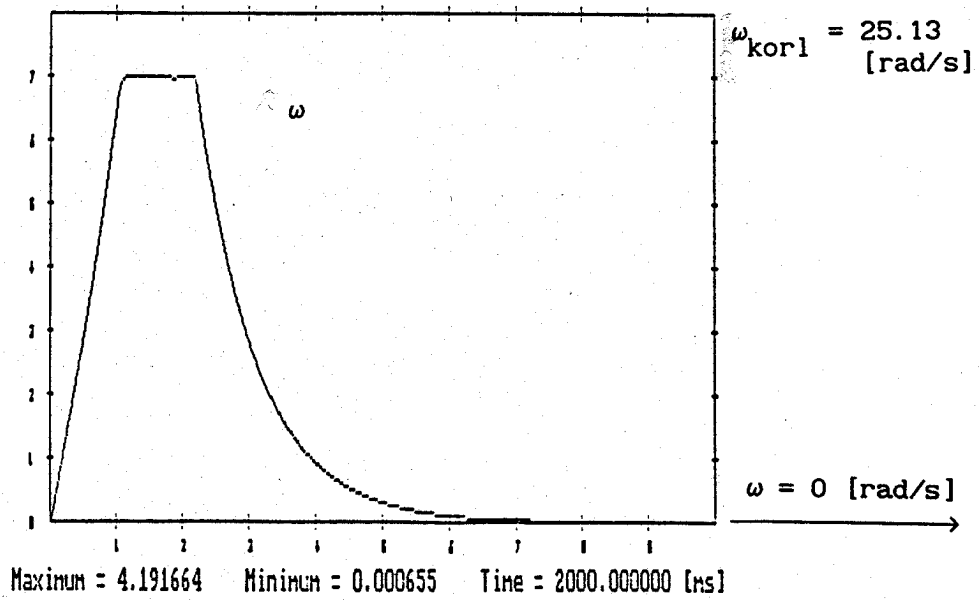
4.5.a. ábra
Modellreferenciás jeladaptív fordulatszám-szabályozott robothajtás árama az adaptáció kezdetén



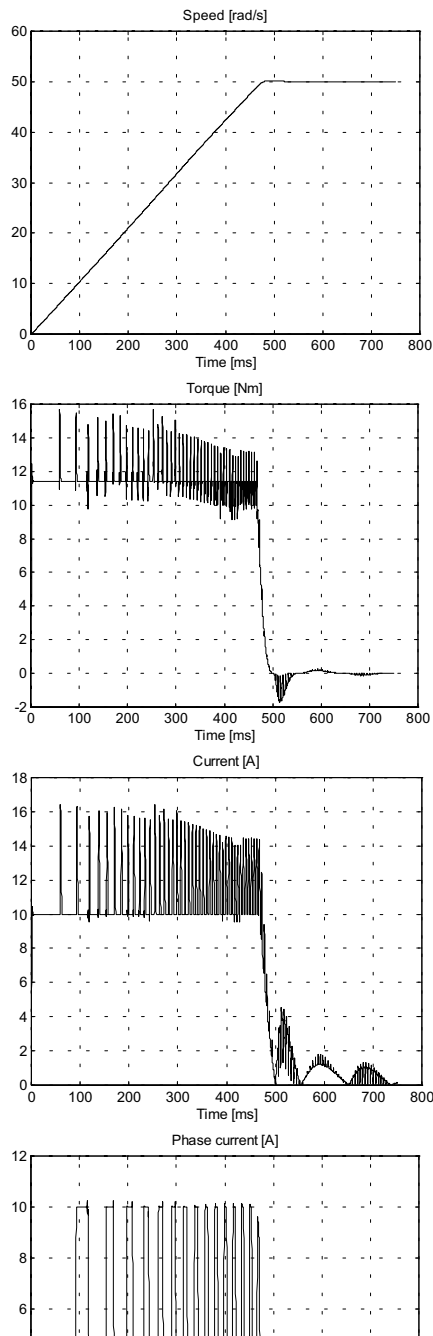
4.5.b. ábra
Modellreferenciás jeladaptív fordulatszám-szabályozott robothajtás szögsebessége az adaptáció kezdetén



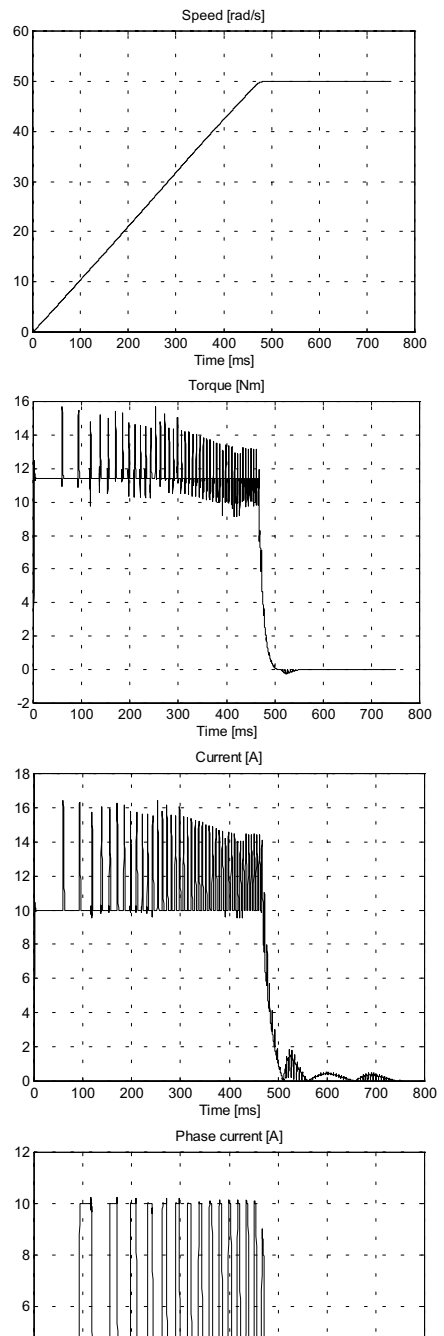
4.6.a. ábra
Modellreferenciás jeladaptív fordulatszám-szabályozott robothajtás árama az adaptáció folytatásában



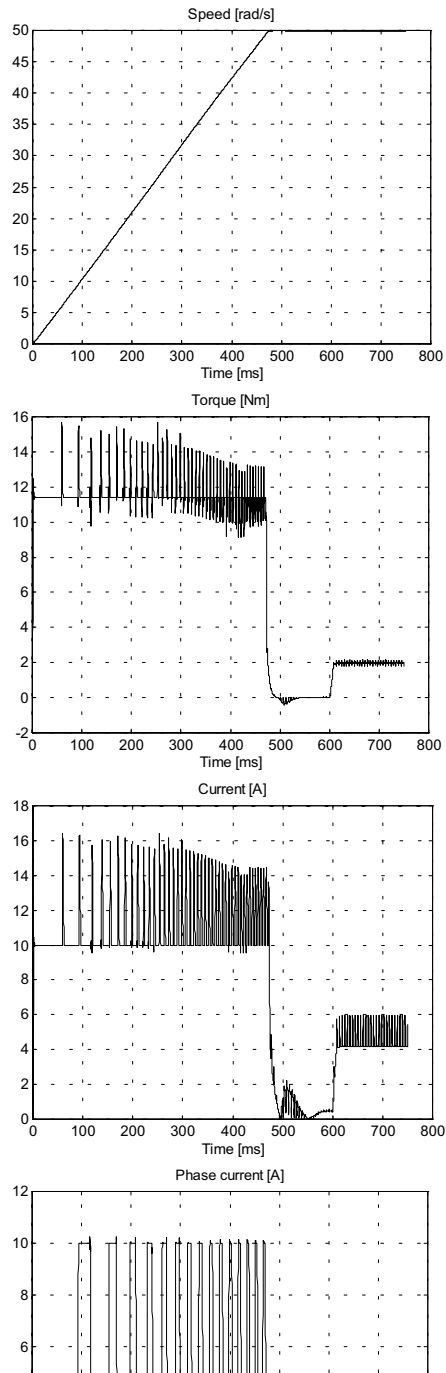
4.6.b. ábra
Modellreferenciás jeladaptív fordulatszám-szabályozott robothajtás szögsebessége az adaptáció folytatásában



4.7. ábra PF-típusú fordulatszám szabályozás



4.8. ábra. Modellreferenciás paraméter adaptív fordulatszám szabályozás



4.9. ábra Modellreferenciás jeladaptív fordulatszám szabályozás

4.8. Az adaptációs algoritmusok konvergencia vizsgálata

Az adaptációs algoritmusok konvergencia vizsgálatához egy olyan kapcsolt reluktancia motoros hajtást választottam, amelynek igen jelentős a nyomatéklüktetése. A nyomatéklüktetés által okozott fordulatszámlejtés ugyanis megnehezíti az adaptációt.

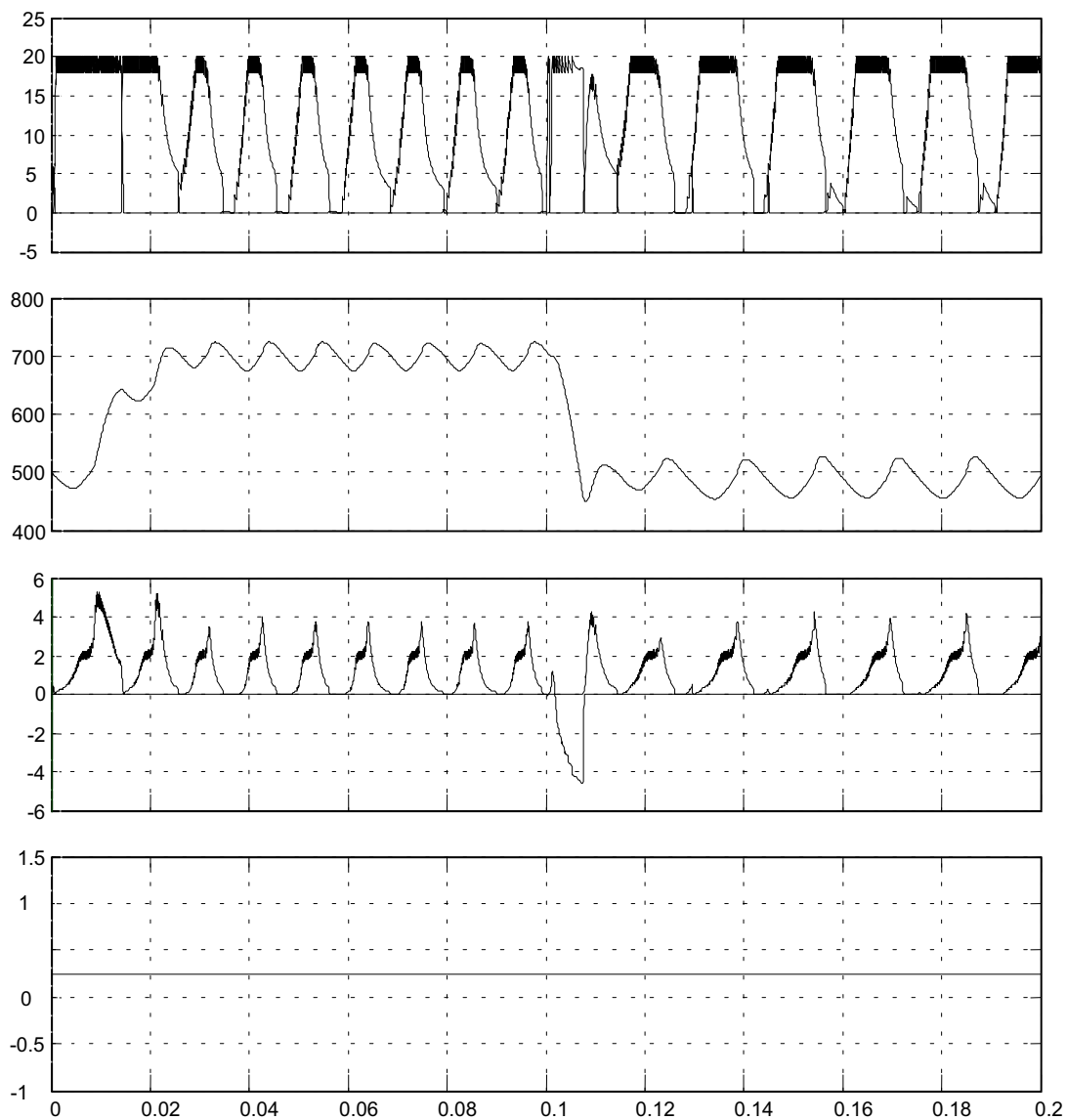
Az aacheni egyetem (RWTH) „Institut für Stromrichtertechnik und Elektrische Antriebe” (ISEA) intézete igen jelentős kutatást folytat a kapcsolt reluktancia motoros hajtások területén. A kifejlesztett hajtások teljesítménye a textilgyárakban használt kétfázisú 90 W-os nagysebességű motoroktól egészen az 55 kW-os járműhajtások motorjáig terjed. 2004 augusztusában DAAD ösztöndíjjal lehetőségem volt arra, hogy az ISEA-ban kifejlesztett 1,5 kW-os, háztartási gépek meghajtására tervezett 2 fázisú (4/2 póluskonfiguráció) SRM motorral is megvizsgálhassam az általam kidolgozott modellreferenciás adaptív szabályozásokat.

Az ISEA-ban egy olyan MATLAB-SIMULINK program-rendszert hoztak létre, amely kész blokkként tartalmazza az áramszabályozott kapcsolt reluktanciamotort. Így a vizsgálatokhoz elegendő volt a hajtást az adaptív fordulatszám szabályozókkal kiegészíteni. A 4.10. ábrától kezdve az elvégzett szimulációs vizsgálatok legjelentősebb eredményei tekinthetők meg.

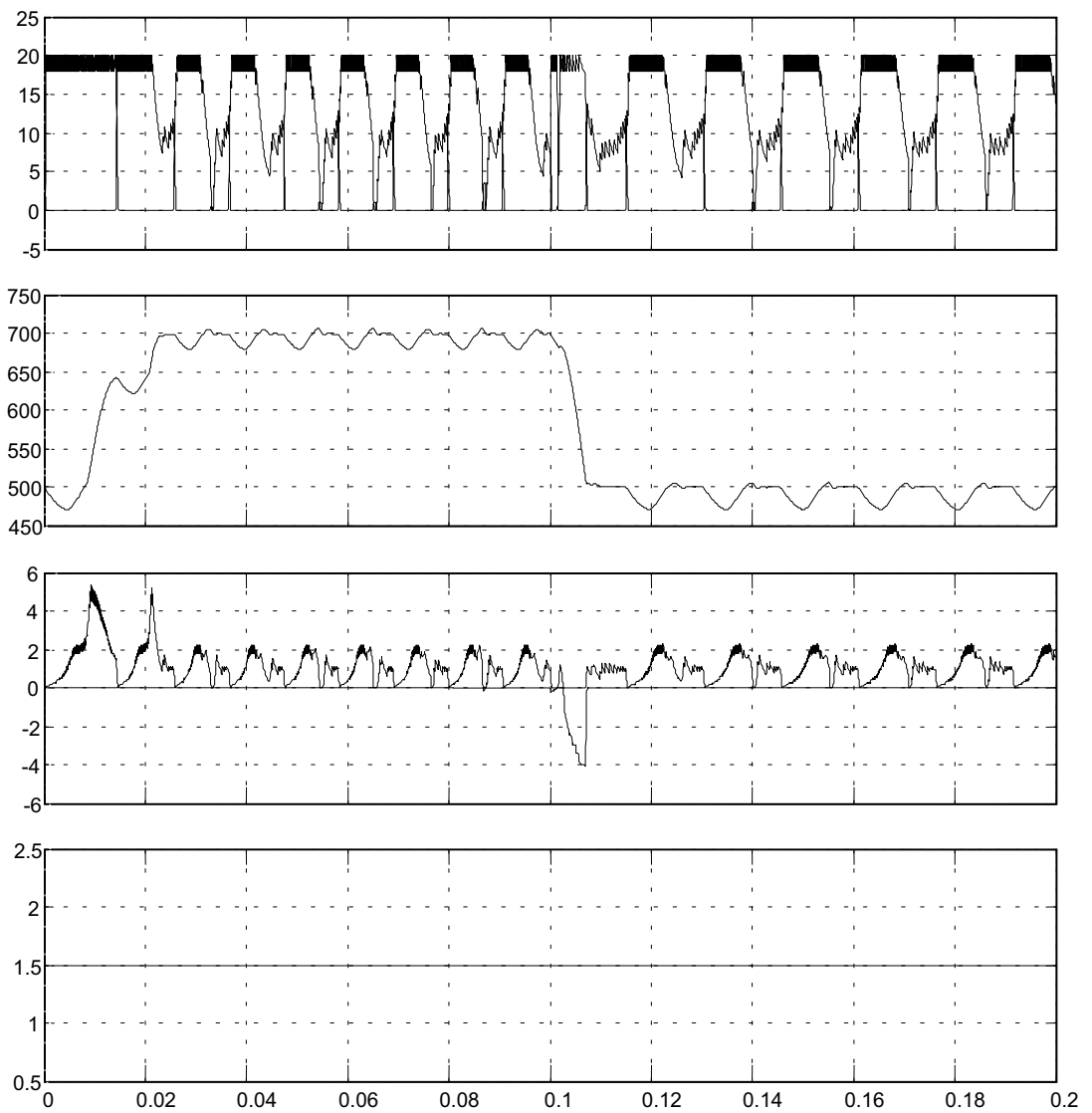
4.8.1. A modellreferenciás paraméteradaptív szabályozás konvergencia vizsgálata

A 4.10.-4.15. ábrák a paraméteradaptív szabályozás szimulációs eredményeit mutatják.

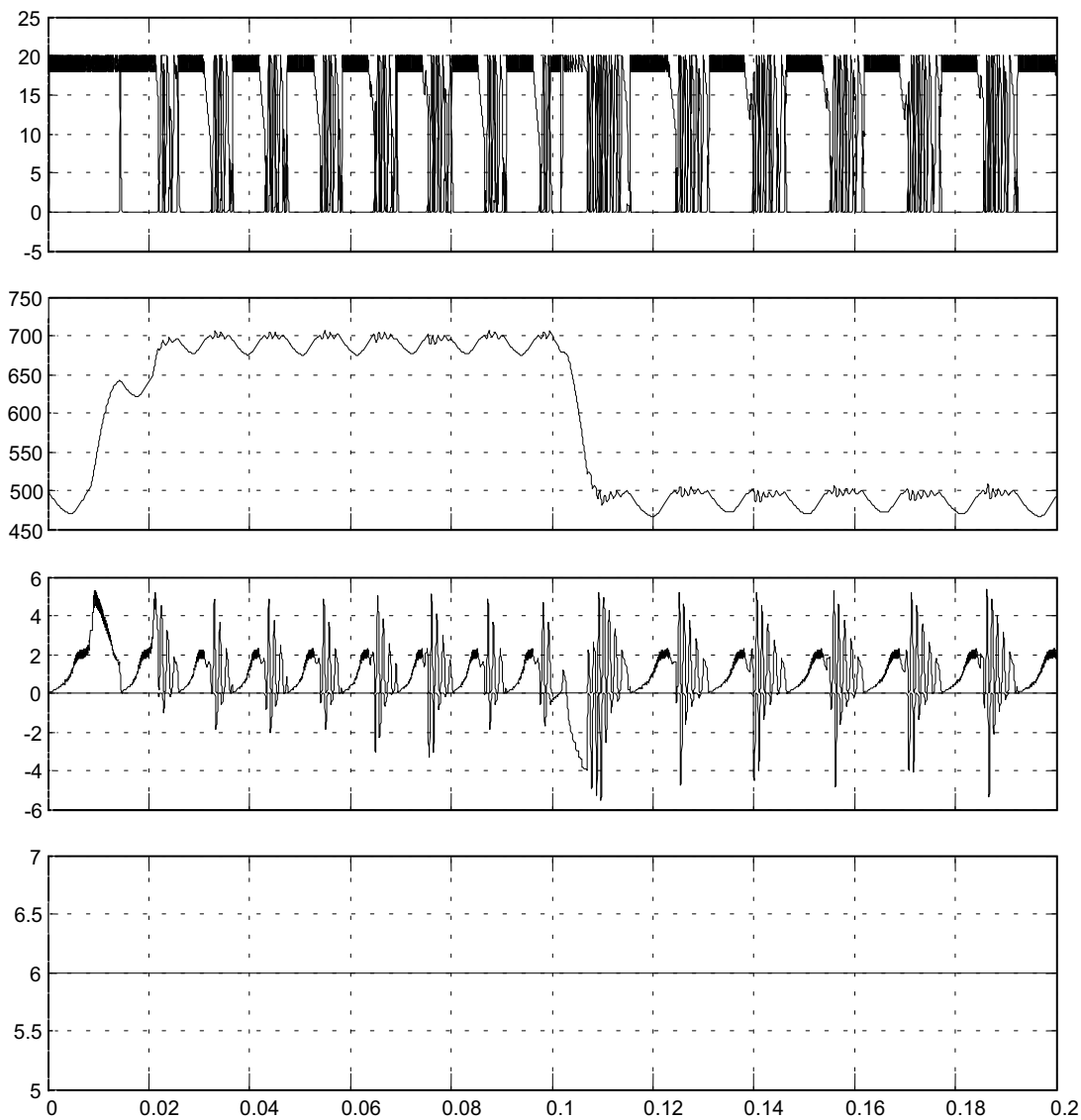
A 4.10.-4.12. ábrákon az SRM hajtás árama (A), fordulatszáma (ford/perc), nyomatéka (Nm) és erősítése látható különböző K_p esetén. A fordulatszám alapjel 500 és 700 ford/perc között váltakozik, a terhelő nyomaték 1 Nm. Az ábrákon jól megfigyelhető, hogy a nagy nyomaték lüktetés és az alacsony fordulatszám következtében a fordulatszám hullámossága is jelentős. Egy ábrán belül is megfigyelhető, hogy az alacsonyabb 500 ford/perc fordulatszám mellett a fordulatszám hullámossága nagyobb. A 4.10.-4.12. ábrák összehasonlítása alapján látható, hogy a $K_p=0,25$ esetén (4.10. ábra) olyan kicsi az erősítés, hogy a fordulatszám szabályozó még azon a szakaszon sem képes a fordulatszám alapjel által előírt értéket tartani, ahol a motor nyomatéka már fel tud épülni. A 4.11.-4.12. ábrák esetén viszont már megfigyelhetők olyan rövid szakaszok, amelyeken a szabályozó az alapjel által előírt értékre kényszeríti a fordulatszámot. A 4.11. ábránál beállított $K_p=1,5$ közel akkora érték, mint amekkora az adaptációs folyamat alapján (4.13.-4.15. ábrák) kialakul. A 4.12. ábránál viszont a $K_p=6$ olyan nagy érték, hogy jelentős nagyfrekvenciás áram, illetve nyomatéklejtés alakul ki. Tehát viszonylag kismértékű körerősítés változás is lényeges befolyást gyakorol a dinamikai folyamatokra, ami indokolja adaptív algoritmusok alkalmazását.



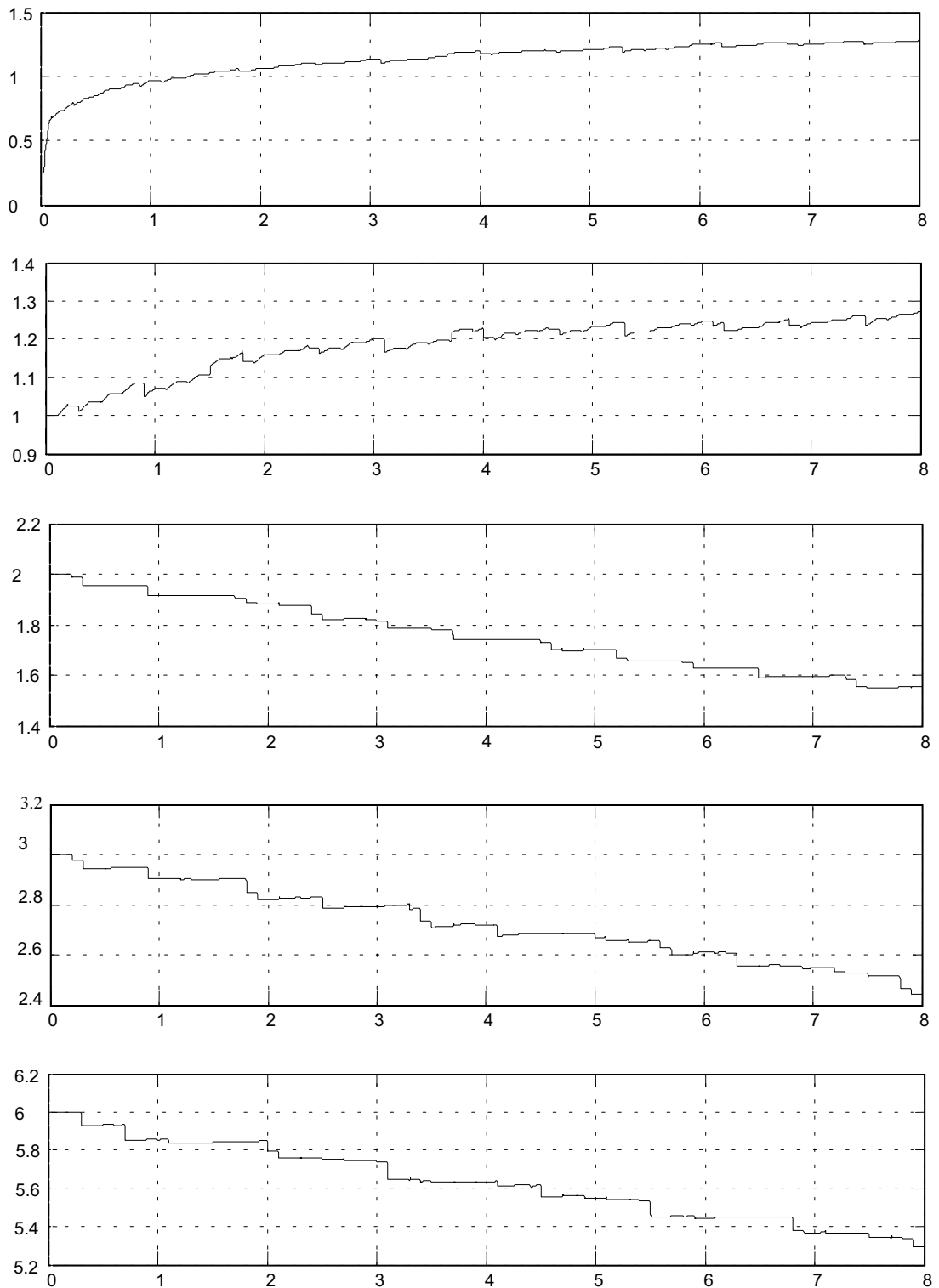
4.10. ábra
 Modellreferenciás paraméteradaptív SRM hajtás árama, fordulatszáma, nyomatéka és
 erősítése állandó $K_p=0,25$ esetén



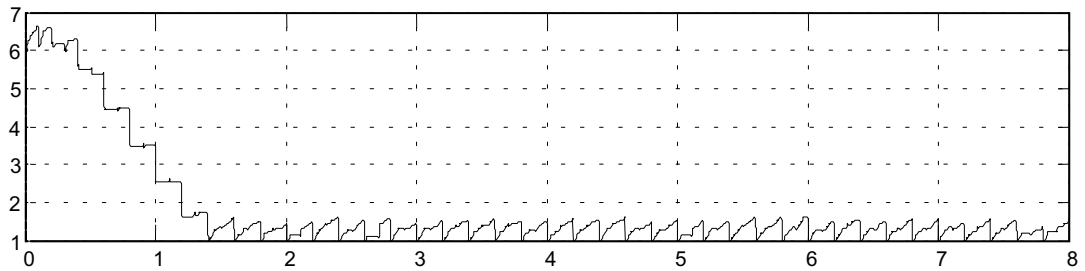
4.11. ábra
 Modellreferenciás paraméteradaptív SRM hajtás árama, fordulatszáma, nyomatéka és erősítése állandó $K_p=1,5$ esetén



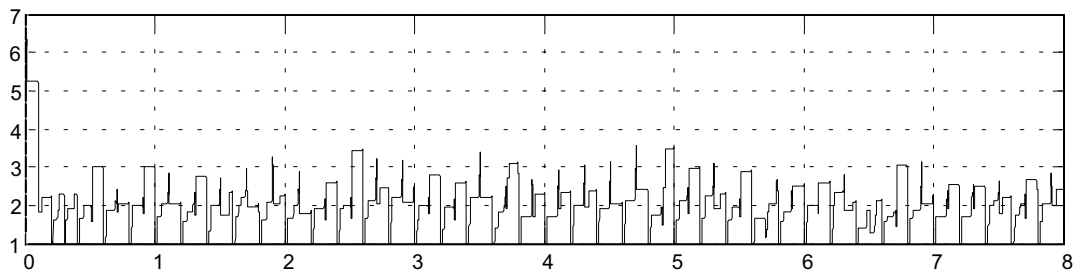
4.12. ábra
 Modellreferenciás paraméteradaptív SRM hajtás árama, fordulatszáma, nyomatéka és erősítése állandó $K_p=6$ esetén



4.13. ábra
A K_p erősítési tényező konvergenciája $\Gamma=0,00001$ esetén



4.14. ábra
A K_p erősítési tényező konvergenciája $\Gamma=0,0001$ esetén



4.15. ábra
A K_p erősítési tényező konvergenciája $\Gamma=0,001$ esetén

A 4.13.-4.15. ábrák a K_p erősítési tényező változását mutatják az adaptációs folyamat alatt. A 4.13. ábrán a legkisebb az adaptációs tényező ($\Gamma=0,00001$) és ezért a konvergencia sebessége is. Ugyanakkor a legfelső ábrán jól látható, hogy alacsony kezdeti érték esetén 8 másodperc alatt a K_p gyakorlatilag beáll az állandósult értékre, a lüktetése csekély. Az állandósult értéknél nagyobb kezdeti K_p esetén viszont a konvergencia lassabb, több 8 másodperces szimulációs ciklus szükséges az állandósult állapot eléréséhez.

A 4.14.-es ábrán az előző Γ -nál egy nagyságrenddel nagyobb értéket állítottam be. Így az adaptáció jelentősen felgyorsult. Ugyanakkor a K_p erősítés lüktetése állandósult állapotban már jelentőssé válik, értéke 1 és 1,5 között ingadozik. További 1 nagyságrendnyi adaptációs tényező növelés hatására tovább gyorsul az adaptáció, az erősítés lüktetése viszont már olyan jelentős mértékű (jellemzően 1 és 3 közötti, néha még ennél is jelentősebben ingadozik), hogy a gyakorlatban elfogadhatatlan.

4.8.2. A modellreferenciás paraméteradaptív szabályozás szimulációs eredményeinek összefoglalása

A szimulációs vizsgálatok alapján a modellreferenciás paraméteradaptív PF szabályozás konvergenciája a következő feltételek biztosításával teljesíthető a jelentős nyomatéklüktetésű kapcsolt reluktancia motoros hajtások esetén:

- Az egytárolós referencia modell kimenetét csak akkor határozza meg a bemenete, amikor a szűrt áram alapjel az áramkorlátnál egy adott ΔI értéknél (a szimuláció során 1 A-re lett beállítva) kisebb, egyébként a kimenete megegyezik a fordulatszám ellenőrző jellel. Vagyis a modell csak az áramkorlátozás nélküli üzemben működik egytárolós arányos tagként.
- Az adaptáció két feltétel együttes megléte esetén hajtódik végre:
 - A szűrt áram alapjel az áramkorlátnál egy adott ΔI értékkel (a szimuláció során 1 A-re lett beállítva) kisebb, és
 - A fordulatszám hiba abszolút értéke egy adott Δn (a szimuláció során 20 ford/perc-re lett beállítva) értéknél nagyobb.
- A K_p erősítési tényező kezdeti értékét kis értékűre célszerű beállítani. A konvergencia ebben az esetben gyorsabb és biztonságosabb.
- A Γ adaptációs tényező megfelelő választása szintén jelentős hatással van a megfelelő konvergenciára: minél gyorsabb az adaptáció annál nagyobb állandósult állapotban az adaptációs tényező ingadozása.

A 2. pont alatt leírt megkötések következtében az adaptáció gyakorlatilag egy viszonylag szűk fordulatszámhiba sávban (**adaptációs tartomány**) működik, ami kb. 20-100 ford/perc abszolút értékű fordulatszám hibának felel meg. E korlátozás hátránya az, hogy viszonylag rövid idő áll rendelkezésre az adaptációs algoritmus működéséhez. Az algoritmus konvergenciája ugyanakkor rendkívül gyors, ami jelentősen csökkenti e hátrány hatását. Két fontos előny is származik azonban abból, hogy az adaptáció csak kis fordulatszámhibák esetén működik. Az első az, hogy a szabályozó a változó hajtásparaméterek esetén a fordulatszám alapjel által előírt értékhez közeli paraméterekhez alkalmazkodik, ami szintén hozzájárul az adaptáció gyorsaságához. A másik, szintén jelentős pozitív hatás pedig az, hogy ezáltal megszűnik az az egyébként nemlineáris rendszereknél jelentkező probléma, hogy a rendszer válasza jellegében is eltérhet, ha az alapjel nagyságát, amplitúdóját változtatjuk.

A 3. pontban leírt követelmény könnyen belátható. Az adaptációs algoritmus levezetésekor a zárt áramszabályozási kör időállandóját elhanyagoltam. Ezen időállandó hatása nagyobb körerősítések esetén nagyfrekvenciás lengéseket okoz, ami megnehezítheti, sőt meg is akadályozhatja a konvergenciát. A túl kicsi kezdeti értékű erősítés bár a fordulatszám szabályozás kezdeti minőségére hatással van (a PF szabályozó integrátorának hatására kisebb frekvenciás lengés alakulhat ki), ez

azonban az adaptációs körön kívül van (a lengés az egytárolós modell bemenetén is megjelenik), és így az adaptáció konvergenciájára kevésbé hat.

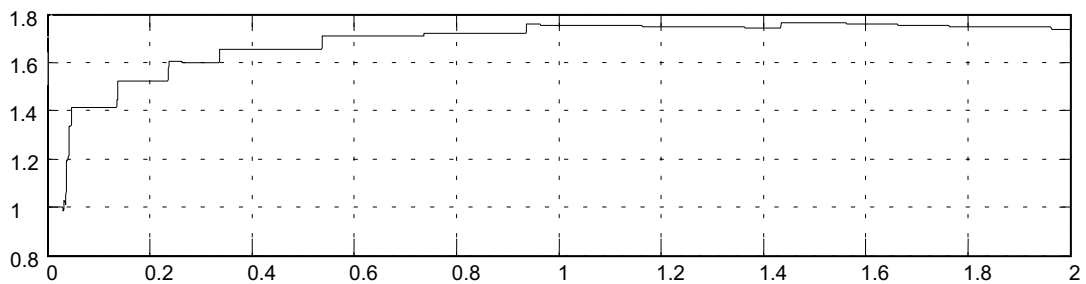
A modellreferenciás paraméteradaptív PF szabályozás előnyös tulajdonságai:

- A szabályozó alapfelépítése PF típusú, amely egyrészt felépítésénél fogva biztosítja alapjel ugrás esetén a túllendülés mentességet, másrészt a terheléslökés által okozott fordulatszám változás gyors kiszabályozását.
- A paraméteradaptív szabályozást a PF szabályozó belső proporcionálisan visszacsatolt körében alkalmaztam. Ezáltal a változó paraméterhez legközelebb sikerült az adaptivitást biztosítani, továbbá a lehető legegyszerűbb, ugyanakkor hatásos algoritmust sikerült levezetnem. Ennek nem elsősorban a szabályozó megvalósítása (real time számítás igénye) miatt van jelentősége, hanem azért, mert egy több paraméterű adaptív szabályozás behangolása lényegesen nehezebb a javasolt egyparamétereshez viszonyítva. Az egytárolós modellnek köszönhetően az adaptációs algoritmus nem igényli a szöggyorsulás mérését.
- A levezetett algoritmus igen gyors, ugrásszerű terhelés változás esetén is megőrzi a stabilitását. Csak a modell számára a terhelést figyelembe vevő összetevő változik ugrásszerűen, a terheléslökés által okozott fordulatszám változást a szabályozó lassabban változó P, illetve az állandó I tagja szabályozza ki.
- Az adaptáció konvergenciája az adaptációs tartomány megfelelő megválasztásával jelentős nyomatéklüktetésű SRM hajtások esetén is biztosítható.
- Bár általában az adaptáció nemlineáris jellege miatt a rendszer válasza függ az alapjel ugrás nagyságától is, a javasolt adaptív szabályozásnál ez nem okoz problémát. Az adaptáció ugyanis csak az alapjel adott környezetében lévő ún. adaptációs tartományban történik. Az adaptációs tartomány nagyságát egyrészt a nyomatéklüktetés határozza meg (nagyon kis hiba esetén nincs adaptáció), másrészt a fordulatszám szabályozó „gyorsaságától” (helyettesítő időállandójától) függ az, hogy mekkora az a szakasz, ahol az adaptációs algoritmus működtethető, vagyis ahol a korlátozások hatása már nem érvényesül. Szervo hajtásoknál az ehhez tartozó fordulatszám hiba 50-100 ford/perc körülire becsülhető, tehát az alapjel ugrás nagyságától kvázi függetlennek tekinthető.

4.8.3. A modellreferenciás jeldaptív fordulatszám szabályozás konvergencia vizsgálata

A jeldaptív fordulatszám szabályozás esetén a szimulációs vizsgálatok alatt ugyanazt az adaptációs tartományt használtam, mint a paraméter adaptív esetben.

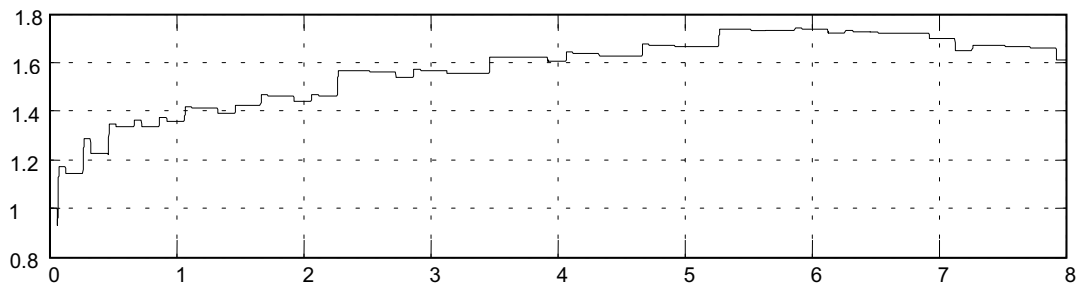
A 4.16. ábra $K_p=1$, $\Gamma_1=0,0001$ és $\Gamma_2=0,2$ esetén mutatja a konvergenciára jellemző $(1+g_I)$ időfüggvényt, a fordulatszám alapjel 0,1 sec-onként vált 1000-ról 1500 ford/percre, illetve vissza.



4.16. ábra

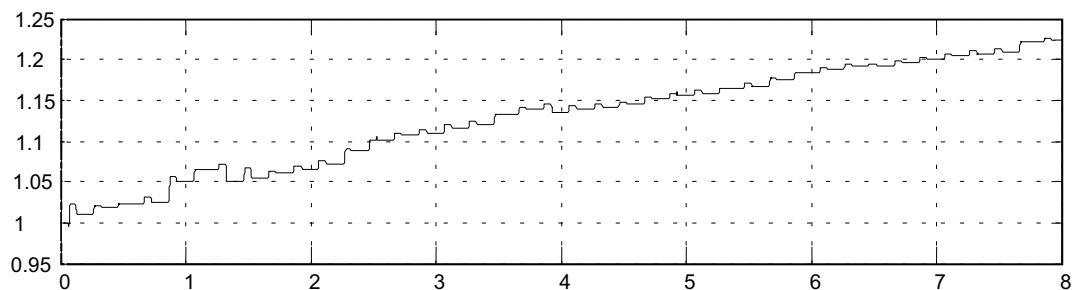
Az $(1+g_I)$ adaptációs jel konvergenciája: $\Gamma_1=0,0001$, alapjel 1000-1500 ford/perc.

A 4.17. és a 4.18. ábráknál az alapjel 1000 és 2000 ford/perc között váltakozik.



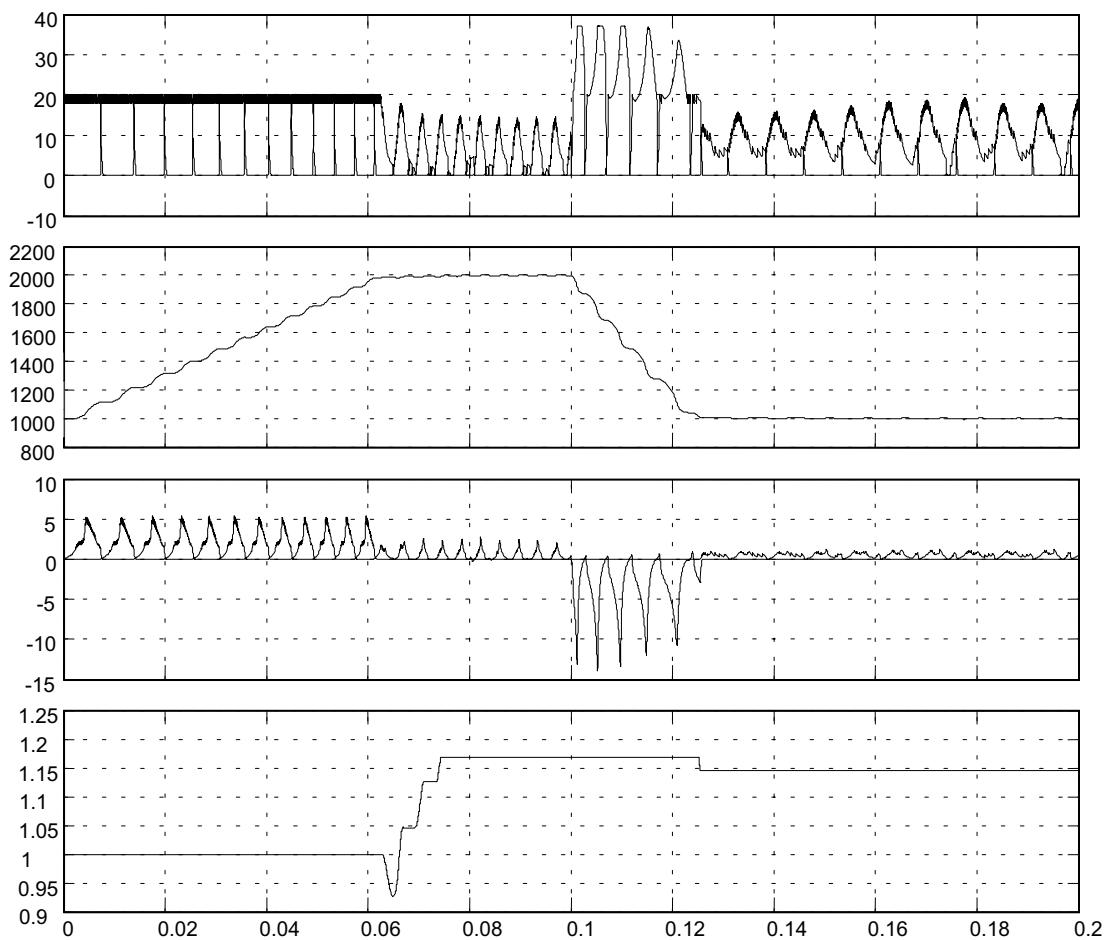
4.17. ábra

Az $(1+g_I)$ adaptációs jel konvergenciája $\Gamma_1=0,0001$, alapjel 1000-2000 ford/perc.



4.18. ábra

Az $(1+g_I)$ adaptációs jel konvergenciája $\Gamma_1=0,00001$, alapjel 1000-2000 ford/perc.



4.19. ábra
 Modellreferenciás jeladaptív SRM hajtás árama, fordulatszáma, nyomatéka és az $(1+g_I)$ adaptációs jele, $\Gamma_1=0,0001$, alapjel 1000-2000 ford/perc.

Az ábrák alapján megállapítható, hogy a jeladaptív szabályozásnál is jelentősen függ a konvergencia gyorsasága a Γ_1 adaptációs tényező nagyságától, kisebb mértékben azonban az alapjel nagysága is befolyásolja.

4.9. Az SRM hajtás mérési eredményei

4.9.1. A motor nyomaték-áram karakterisztikájának meghatározása (Statikus mérések)

Terhelésként egy a motorral tengelykapcsolatban lévő külső gerjesztésű egyenáramú motort használtam fel. Az egyenáramú motor generátoros üzemben teljesítményellenállásokra dolgozott. Mivel az egyenáramú motor gerjesztését folyamatosan lehet változtatni, a mérések során a terhelő ellenállásokat a fordulatszám egy adott tartományában állandó értéken tartottam.

A mérési sorozatot a következő fordulatszámokon végeztem el: 1500, 1000, 500, 250 és 75 ford/perc. Üresjárásból kiindulva az adott fordulatszámon elérhető maximális nyomatékig mértem.

A fordulatszám pontos beállítását a fordulatszám alapjel digitális megadásával biztosítottam. Mivel a szabályozó PI jellegű, a szabályozási kör zérus maradó hibával üzemel. A fordulatszám ellenőrző jel meghatározásához a mikrokontrolleres irányítás alap mintavételezési ideje (0,244 ms) alatt mértem a szögadó számtartalmának megváltozását. A fordulatonkénti 12 bites felbontásból következik, hogy 1 impulzus / mintavételi időnek 5 ford/perc fordulatszám felel meg.

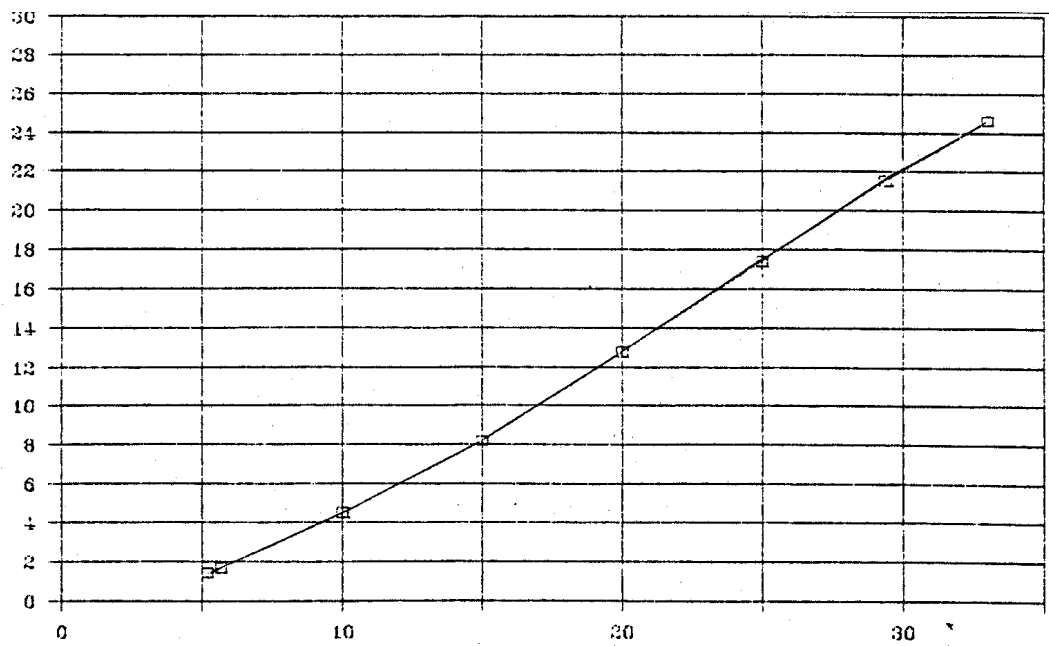
Az egyes fordulatszámokon mértem a hajtás tápegység közbenső egyenáramú körének egyenáramát és feszültségét. Mivel a hálózatra kapcsolt diódás hídkapcsolás hatásfoka közel 100 %, az egyenáramból számítható teljesítményt (P_e) a hálózathoz felvett teljesítménynek tekinthetjük. Mértem továbbá a tápegység által a motor felé betáplált PWM teljesítményhez tartozó feszültség és áram középértékét. Mivel ez a teljesítmény biztosítja mind a mechanikai teljesítményt, mind a motor felmágnesezését, értéke meghaladja a hálózathoz felvett teljesítményt. A most említett I_{PWM} áramot írja elő a hajtás fordulatszám szabályozója.

A tengelyen leadott mechanikai teljesítményt az egyenáramú terhelőgép kapocsfeszültsége, árama és armatúra ellenállása, valamint a terhelőgép üresjárási veszteségeinek ismeretében számíthatjuk:

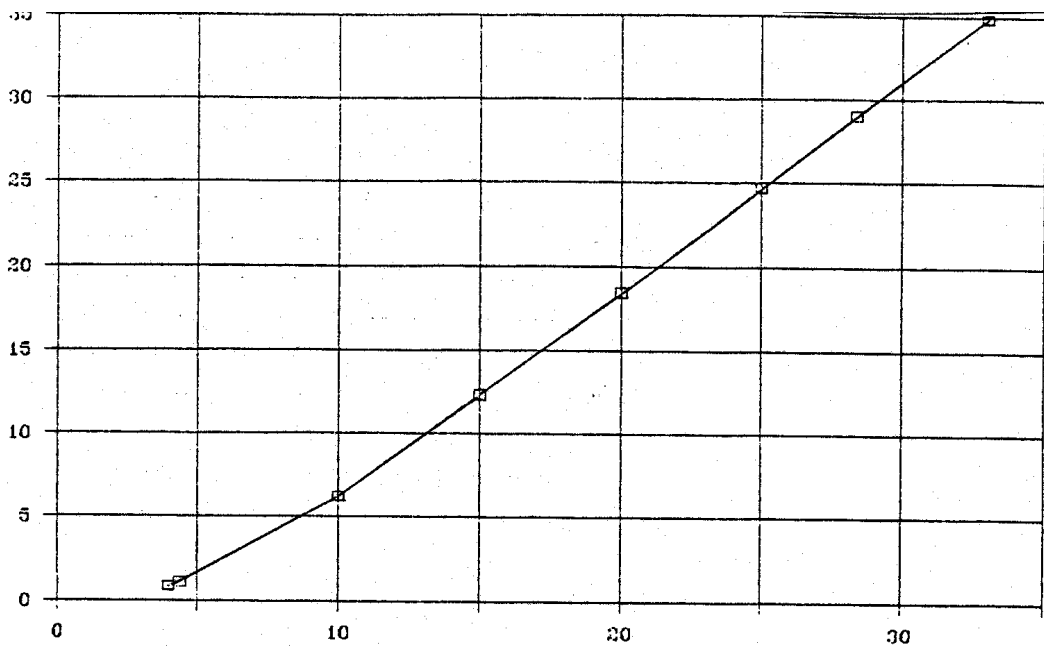
$$P_t = (U_e + I_e R_a) I_e + P_{DCüres} \quad (4.63)$$

A P_t teljesítmény és a szögsebesség ismeretében pedig a hajtás nyomatéka is számítható ($M = P_t / \omega$).

A 4.20-4.21. ábrák a motor nyomaték-áram karakterisztikáját mutatják 1500, ill. 250 ford/perc fordulatszámokon. Az ábrák alapján megállapítható, hogy a motor telítése következtében a **névleges áram 1/3-ától kezdve a nyomaték eltér a lineáris mágnesezési szakaszra jellemző négyzetes jellegtől, és közel lineárisan változik.** A két ábra alapján azonban az is megfigyelhető, hogy **a karakterisztika fordulatszám függő is.** Nagyobb (névlegeshez közeli) fordulatszámnál a kommutáció ideje már a fázis vezetés idejével összemérhető. Ez pedig a nyomaték csökkenésében nyilvánul meg. E jelleggörbék ismerete különösen a fordulatszám szabályozó tervezésekor lényegesek.



4.20. ábra
Nyomaték-áram karakterisztika, 1500 ford/perc.



4.21. ábra
Nyomaték-áram karakterisztika, 250 ford/perc.

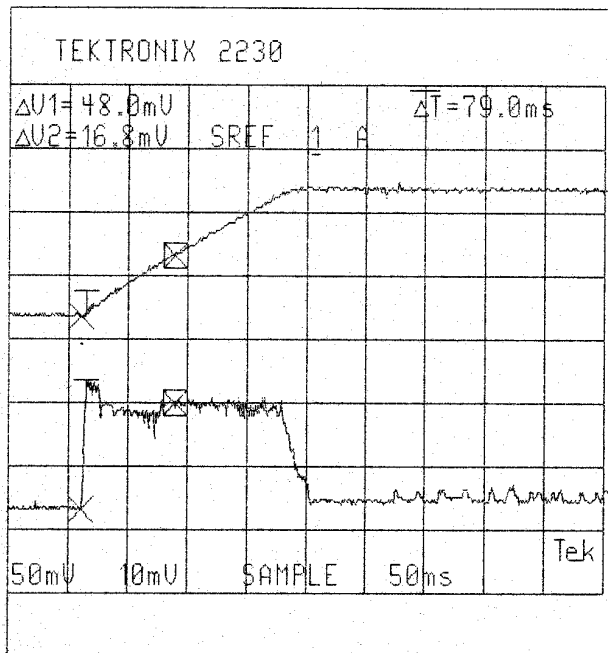
4.9.2. Az SRM hajtás dinamikai vizsgálata

A hajtás dinamikai vizsgálatát a statikus méréseknél is felvett fordulatszámokon (1500, 1000, 500, 250, és 75 ford/perc) végeztük el. Terjedelmi korlátok miatt azonban csak 1500 ford/perc-re vonatkozó eredményeket mutatok be. Valamennyi fordulatszám esetén vizsgáltam a hajtás indítását üresjárásban, valamint állandó sebesség mellett a terheléslökés hatását. A terheléslökés két részből áll: a terhelés rádobásából, ill. ledobásából. A terheléses méréseknél a motorral tengelykapcsolatban álló terhelőgép miatt az együttes inercia a motor inerciájának kb. 6-szorosa. Az áramkorlát értéke a névleges, 33 A. Az ábrák a fordulatszám, illetve az áram időfüggvényét mutatják. A mérési eredményeken szerepel a két cursor-hoz tartozó jel, ill. idő különbség. A $\Delta U1$ után mV-ban megadott számérték a fordulatszám- (100 mV megfelel 1500 ford/perc-nek), míg a $\Delta U2$ után megadott érték az áram jelre vonatkozik (10 mV megfelel 20 A-nek). Az időkülönbség pedig s-ban, vagy ms-ban olvasható le. Az ábrák alsó sorában leolvasható, hogy egy osztásnak hány mV, ill. s (ms) felel meg.

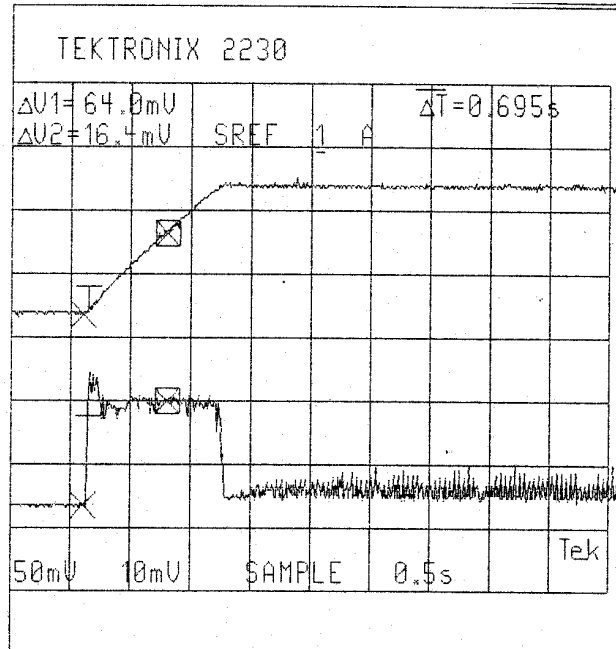
A 4.22.-4.24. ábrák a hajtás indítását mutatják. Az alapjel által megszabott fordulatszám: 1500 ford/perc. A 4.22. ábra a terhelőgép nélküli motor indítását mutatja modellreferenciás paraméteradaptív fordulatszám szabályozással, ahol a névleges indítási idő 180 ms. A 4.23. és a 4.24. ábrák a terhelőgéppel együtt 6-szoros inercia mellett mutatják az indítási viszonyokat. A 4.22., 4.23. ábrák a paraméteradaptív, a 4.24., 4.25. ábrák pedig a jeladaptív fordulatszám szabályozást mutatják.

Látható, hogy a jelentős, közel egy nagyságrendet elérő inerciaváltozás ellenére rendkívül jó átmeneti függvényeket kaptunk, amelyek az egyszerű MRAC irányítási algoritmus hatásosságát bizonyítják.

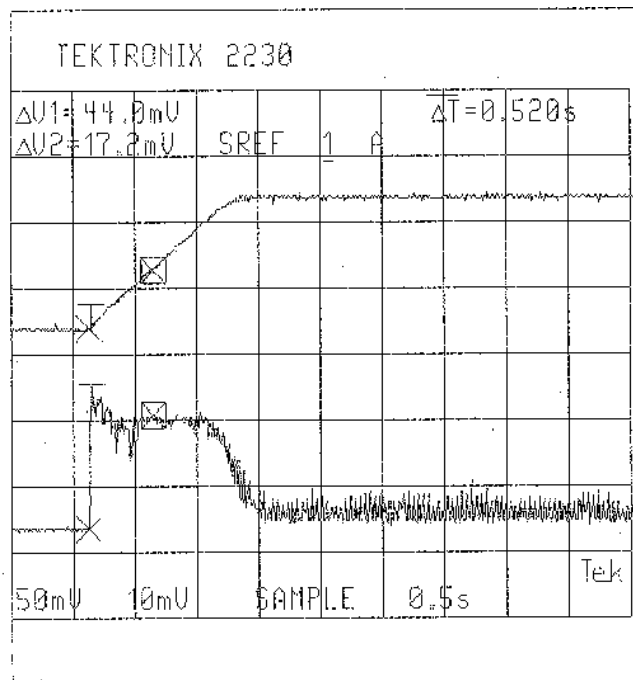
A 4.25. ábra a terheléslökés hatását mutatják. A zavarás hatása a fordulatszámra gyakorlatilag elhanyagolható. A terhelőáram maximuma itt kb. 25 A (megfelel 17 Nm-nek, vagyis a névleges terhelés 68 %-ának).



4.22. ábra
Indítás üresjárásban, $N_a = 1500$ ford/perc, paraméteradaptív MRAC.

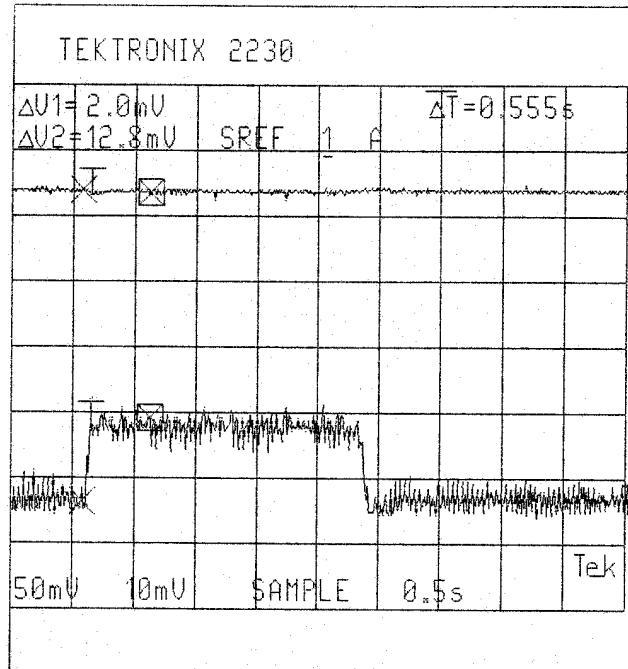


4.23. ábra
Indítás üresjárásban, 6-szoros inercia, $N_a = 1500$ ford/perc, paraméteradaptív MRAC.



4.24. ábra

Indítás üresjárásban, 6-szoros inerciával, $N_a = 1500$ ford/perc, jeladaptív MRAC.



4.25. ábra

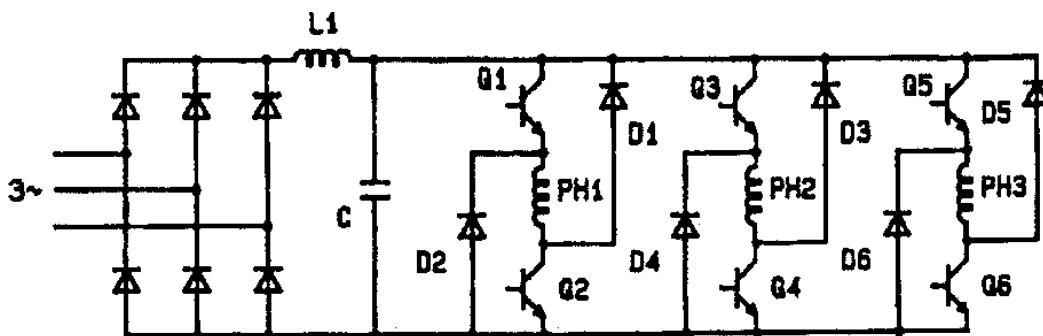
Terheléslökés vizsgálata, $N_a = 1500$ ford/perc, $M_{imax} = 0.68 M_n$, jeladaptív MRAC.

5. Csökkentett kapcsoló elem számú tranzisztoros SRM konverterek optimális vezérlése

Az SRM hajtások előnyös tulajdonságai között kiemelkedő jelentőségűek azok, amelyek a tápláló tranzisztoros konverterekre vonatkoznak, ezek a következők:

- A kapcsolt reluktancia motorok nyomatékképzése független az áram irányától, ezért egyszerűbb konverterek is elegendők, mint a szinkron vagy indukciós motoroknál.
- Mivel az állórész fázisok egymástól villamosan szigeteltek is lehetnek és egyirányú áramvezetés is elegendő, igen sokféle konverter konfiguráció alakítható ki, ami függ a fázisszámtól és a speciális alkalmazási követelményektől.
- Nagybiztonságú teljesítmény konverterek alakíthatók ki: a tápláló egyenfeszültség rövidzárása a vezérelt félvezetők hibás vezérlésével nem következhet be, mivel egy fázistekercset mindenképpen tartalmaz ilyenkor is az áramkör.

A legsokoldalúbb, leguniverzálisabb SRM konverter az 5.1. ábrán látható $2n$ konverter (n a fázisok száma) kapcsolás amely fázisonként két kapcsolót és két diódát igényel [95]. A felmágnesezés alatt, például az 1-es fázis esetén (PH1) két tranzisztoron (Q1, Q2) keresztül kapcsolódik a fázis tekercs az egyenáramú sínre. Az áram szaggatása vagy impulzus szélesség modulációval (ISZM) történő beállítása esetén az alkalmazott stratégiának megfelelően 1 vagy 2 tranzisztor is kikapcsolható. A kommutáció idején a cél az, hogy a fázis áramát minél hamarabb megszüntessük. Ráadásul ilyenkor a bekapcsolással szemben sokkal nagyobb induktivitás mellett kell az áramot csökkenteni. Ezért ilyenkor mind a két tranzisztert ki kell kapcsolni. Így a tekercs a D1-D2 diódákon keresztül negatív egyenfeszültségre kapcsolódik, amely lehetővé teszi az áram gyors csökkentését.



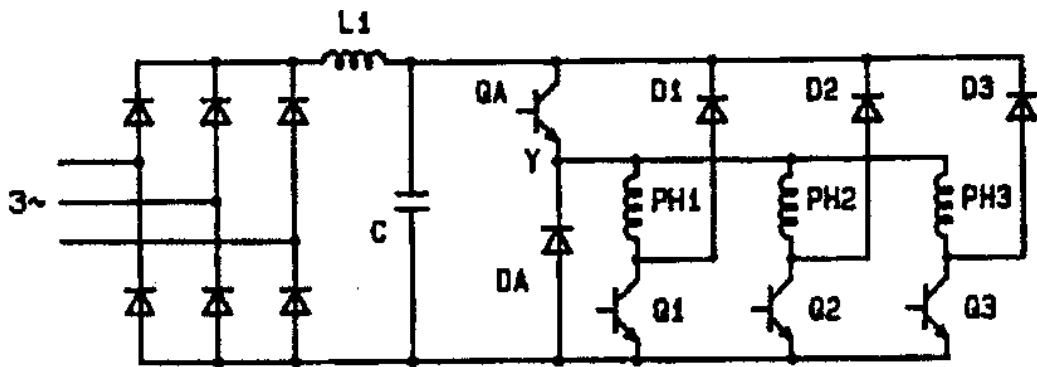
5.1. ábra $2n$ kapcsolóelemű SRM konverter

A kapcsolás legnagyobb előnye, hogy az egyes fázisok egymástól függetlenül vezérelhetők, amely különösen akkor fontos, ha az egyes fázisok között pl. a nyomatéklüktetés csökkentése érdekében átlapolásra is szükség van. További jelentős előnye az, hogy lemágnesezés esetén a konverter az energiát visszatáplálja a közbenső egyenáramú kör C kondenzátorába amit a vezetésbe lépő következő fázis felhasználhat. A kapcsolás hátránya viszont az, hogy a

fázisszám kétszeresének megfelelő számú kapcsolóelemre van szükség. Az alternatív megoldásként kidolgozott egyéb kapcsolások kevesebb kapcsolóelemet igényelnek, ugyanakkor a klasszikus konverter előnyeinek egy részét elvesztik.

Az a legkisebb kapcsolóelem számú konverter, amely fázisonként független vezérlést tesz lehetővé, pontosan annyi kapcsolót tartalmaz, amennyi a fázisok száma (n) [41]. Ennél a kapcsolásnál azonban a lemágnesezés nem visszatáplálással, hanem egy külső R ellenálláson keresztül, veszteségesen történik. Ezért ezen kapcsolás gyakorlati alkalmazására csak kisebb teljesítményeken kerülhet sor.

Három- vagy négyfázisú SRM motorok esetén a legkisebb olyan kapcsolóelem számú konverter, amely a lemágnesezés alatt képes az energia közbenső egyenáramú körbe történő visszatáplálására a T. Miller nevéhez fűződő úgynevezett $(n+1)$ kapcsolós konverter [58] [60] [95], amelyet az 5.2. ábra mutat.



5.2. ábra $(n+1)$ kapcsolóelemű (Miller féle) SRM konverter

Az $(n+1)$ kapcsolós konverter a klasszikus konverterből származtatható le oly módon, hogy az 5.1. ábra felső 3 ($Q1, Q3, Q5$) kapcsolóját egy közös QA kapcsolóval helyettesítjük (5.2. ábra), valamint az 5.1. ábra alsó $D2, D4, D6$ diódáit az 5.2. ábrán a közös DA dióda helyettesíti. Így az $(n+1)$ kapcsolós konverter $(n+1)$ kapcsolót és $(n+1)$ diódát igényel egy n fázisú motor esetén.

Az $(n+1)$ kapcsolós konverter működési módja hasonló a klasszikus konverterhez. Amennyiben egy fázis kapcsoló és a közös QA kapcsoló be van kapcsolva, az egyenfeszültség a motor adott fázisára kapcsolódik. Az áram szaggatása a közös QA kapcsolóval megoldható. Forszírozott, visszatáplálásos lemágnesezés a QA és az adott fázis kapcsoló egyidejű kikapcsolásával biztosítható.

Az $(n+1)$ kapcsolós konverter legnagyobb hátránya az, hogy az egyes fázisok nem vezérelhetők egymástól függetlenül. Amennyiben egy fázis lemágnesezése alatt a következő vezetésbe lépő fázis bekapcsol, a közös QA kapcsolót is be kell kapcsolni. Ekkor azonban a lemágnesezés alatt álló fázis árama a közös kapcsolón és a fázishoz tartozó diódán záródik rövidre. Így a

lemágnesezés jelentősen lelassul. Különösen jelentős ez a probléma akkor, ha a kikapcsolt fázis árama még kevésbé csökkent addig, amíg az induktivitás profil meredeksége negatívvá válik. Ekkor ugyanis a közös QA kapcsoló bekapcsolt állapotában a motor belső feszültsége a kikapcsolt fázis áramát tovább növeli. Ez a probléma nagyfordulatszámú alkalmazások esetén megköveteli kiegészítő berendezések alkalmazását. Az M. Ehsani professzor által javasolt kiegészítéssel [41] a fázis diódák nem közvetlenül kapcsolódnak a közös egyenáramú sínre, hanem egy ellenálláson, illetve egy ezzel párhuzamosan kapcsolt kapcsolóval. Ez a kapcsoló általában be van kapcsolva. Ilyenkor a működés teljesen megegyezik az (n+1) kapcsolós konverter működésével. Amennyiben a kikapcsolt fázis a negatív meredekségű induktivitás szakaszra kerül, a kiegészítő kapcsoló kikapcsol, és a fázis árama a beiktatott ellenállás által lecsökkentett villamos időállandóval szűnik meg. Tehát a kapcsolás rövid ideig járulékos veszteséggel működik és a kapcsolóelemek száma is (n+2)-re növekedett.

Vizsgáljuk meg részletesebben, közelítőleg az (n+1) kapcsolós konverter lemágnesezés folyamatát a csökkenő induktivitású (generátoros) szakaszon!

A bekapcsolt fázisra kapcsolt átlagos feszültség a tekercs ellenállását elhanyagolva az (1.3) képlet szerinti SRM belső feszültséggel tart egyensúlyt, tehát az induktivitás profilt lineárisan változóként közelítve ($\Delta L/\Delta\alpha = \text{konstans}$):

$$u = b_i U_e = i_a (1-k) \omega \frac{\Delta L}{\Delta\alpha}, \quad (5.1)$$

ahol b_i a közös kapcsoló bekapcsolási aránya, i_a az áram alapjel, k a kikapcsolt fázis áramának és az áram alapjelnek az aránya, értéke 0 és 1 közötti. Az (5.1) képlet figyelembe veszi azt, hogy i_a alapjel esetén a bekapcsolt fázisban folyó áram $(1-k) i_a$, l. részletesebben az 5.2. pont alatt.

A kikapcsolt, lemágnesezés alatt álló fázisra a csökkenő induktivitású szakaszon a következő egyenletek írhatók fel:

$$0 = -k i_a \omega \frac{\Delta L}{\Delta\alpha} + L \frac{di}{dt} + Ri, \quad (5.2)$$

ha a közös kapcsoló bekapcsolt állapotban van, illetve

$$-U_e = -k i_a \omega \frac{\Delta L}{\Delta\alpha} + L \frac{di}{dt} + Ri, \quad (5.3)$$

ha a közös kapcsoló kikapcsolt állapotban van. Az (5.2) és (5.3) egyenletek az induktivitás profil meredekségének ($\Delta L/\Delta\alpha$) abszolút értékét tartalmazzák.

A bekapcsolt fázis által meghatározott b_i bekapcsolási aránnyal a kikapcsolt fázisra jutó átlagos feszültség a következőképpen alakul:

$$-U_e(1 - b_i) = -k i_a \omega \frac{\Delta L}{\Delta \alpha} + L \frac{di}{dt} + Ri, \quad (5.4)$$

Az (5.4) egyenletbe (5.1)-ből a b_i -t behelyettesítve kapjuk:

$$-U_e + i_a \omega \frac{\Delta L}{\Delta \alpha} = L \frac{di}{dt} + Ri, \quad (5.5)$$

Az (5.5) egyenlet alapján látható, hogy a kikapcsolt fázis áramának csökkenésének feltétele a generátoros tartományban:

$$U_e > i_a \omega \frac{\Delta L}{\Delta \alpha}, \quad (5.6)$$

vagyis létezik egy fordulatszám (szögsebesség) korlát, ameddig az egyenlőtlenség teljesül.

Érdeemes összehasonlítani a motor áramát meghatározó feszültséget (vagyis a kapocsfeszültség és a motor belső feszültségének előjeles összegét) a kikapcsolt fázisban a kétféle kapcsolásnál, a pozitív, illetve a negatív meredekségű induktivitás szakaszon. Az (n+1) konverter pozitív meredekségű induktivitás szakaszára érvényes feszültséget az (5.1)-(5.6) levezetéshez hasonlóan kaphatjuk azzal az eltéréssel, hogy az (5.2), (5.3) képletekben a motor belső feszültsége pozitív előjelű. A 2n konverter esetén pedig a fázisok függetlensége miatt közvetlenül felírható a feszültség képlete. Ezek alapján a vizsgált feszültségek a következőképpen alakulnak:

	2n konverter	(n+1) konverter
$\frac{dL}{d\alpha} > 0$	$-U_e - k i_a \omega \frac{\Delta L}{\Delta \alpha}$	$-U_e + (1 - 2k) i_a \omega \frac{\Delta L}{\Delta \alpha}$
$\frac{dL}{d\alpha} < 0$	$-U_e + k i_a \omega \frac{\Delta L}{\Delta \alpha}$	$-U_e + i_a \omega \frac{\Delta L}{\Delta \alpha}$

5.3. táblázat A kikapcsolt fázis áramát meghatározó feszültségek

Az 5.3 táblázat alapján a következő megállapítások tehetők:

- A legnagyobb negatív feszültség a 2n konverter pozitív meredekségű induktivitás szakaszán csökkenti a kikapcsolt fázis áramát, a legkisebb érték pedig az (n+1) konverter negatív meredekségű induktivitás szakaszán áll rendelkezésre.
- Egy adott konverter esetén $2k i_a \omega \frac{\Delta L}{\Delta \alpha}$ feszültséggel kisebb negatív feszültség áll rendelkezésre a pozitív meredekségű szakaszcól negatívra történő áttérés után. Ennek az az oka, hogy a kikapcsolt fázisban a motor belső feszültsége ugrásszerűen előjelet vált.

- Az (n+1) konverter esetén a 2n konverterhez képest $(1-k)i_a \omega \frac{\Delta L}{\Delta \alpha}$ feszültséggel kisebb negatív feszültség áll rendelkezésre. Ez a feszültség a bekapcsolt és $(1-k)i_a$ áramot vezető másik fázis kölcsönhatásából származik.

Az (n+1) konverter használatakor tehát a kikapcsolt fázis lemágnesezése lassabb, mint a a 2n konverter esetén. A lemágnesezés lassulása azonban nem állandó, a kikapcsolás elején még nincs eltérés a feszültségben, a legnagyobb eltérés pedig a kikapcsolási folyamat végén jelentkezik. Megállapítható továbbá az is, hogy igen széles fordulatszám tartományban biztosítható a lemágnesezéshez szükséges negatív feszültség. Nagyobb fordulatszámokon azonban a lemágnesezés gyorsítása érdekében szükség lehet a terhelés korlátozására vagy kiegészítő kapcsolás alkalmazására (pl. (n+2) konverter).

A vizsgálatokhoz felhasznált, az MTA-SZTAKI-ban kifejlesztett SRM hajtás a költségek csökkentése érdekében a Miller féle (n+1) konvertert használja. A névleges fordulatszám alacsony értéke (1500 ford/perc) lehetővé teszi a kapcsolás kiegészítő kapcsoló elem nélküli alkalmazását is.

5.1. Nyomatéklüktetést redukáló vezérlés

Az SRM hajtások esetében a nyomatéklüktetés mentes üzem csak a szöghelyzettől, a fordulatszámától és nyomatéktól függő áram jelalakkal valósítható meg [85].

A megvalósított nyomatéklüktetést redukáló módszer csak a be- és kikapcsolási szöget változtatja a fordulatszám és az áram függvényében [79], [80], [82]. Az SRM hajtás optimális be- és kikapcsolási szögét a mérési eredményeken alapuló számítógépes szimulációval határoztam meg.

A digitális szimulációt először az erlangen-nürnbergi egyetem Villamos Hajtások tanszékén kifejlesztett blokkorientált ANSIM (Analogrechner-Simulation) program segítségével végeztem el. Ez a program lehetővé teszi a villamos gépeket tartalmazó rendszerek viszonylag egyszerű irányítástechnikai vizsgálatát. A villamos motorok blokkjain kívül ugyanis még számos irányítástechnikai jellegű blokk áll rendelkezésre. A vizsgált rendszer az egyes blokkok paramétereinek megadásával és a blokkok összekapcsolásával hozható létre. Az ANSIM előnye, hogy lehetőséget biztosít a méréssel meghatározott motorparaméterekkel a hajtás gyors vizsgálatára valamint összevetését a mérési eredményekkel. Kiváló grafikai tulajdonságait kihasználva a program jól felhasználható a hallgatói méréseken is. A program kedvezőtlen tulajdonsága, hogy bonyolultabb nemlineáris vezérlési stratégiák csak rendkívül körülményesen valósíthatók meg, a felhasználható blokkok száma is korlátozott. A legfőbb problémát viszont az jelenti, hogy az optimalizálás nem oldható meg vele, vagyis nem lehetséges egy szimulációs szakaszt ciklikusan más paraméterekkel megismételni. Ezért került sor egy teljesen új szimulációs program elkészítésére a

Turbo Pascal programozási nyelv felhasználásával. A nemlineáris differenciálegyenlet-rendszer megoldására negyedrendű Runge-Kutta módszert használtam fel. Az induktívitas-szögelfordulás jelleggörbe megadására mind a telítést elhanyagoló lineáris, mind az azt figyelembevevő nemlineáris függvény megadható. Nemlineáris esetben több sarokpontot kell megadni a hozzátartozó értékekkel, a sarokpontok között lineáris interpolációra kerül sor. Az egyes fázisok vezérlése, vagyis a fázisáramok be/kikapcsolásának vezérlése az áram alapjelen keresztül érvényesül. Ily módon a lehető legtöbb feladat végezhető el külön hardver nélkül az irányító szoftverbe integrálva.

A szimulációs program teljeskörű tesztelése után került sor a vezérlési optimalizálási lehetőségek vizsgálatára. A vezérlés számára három optimalizálási kritériumot határoztam meg, ezek a következők: adott áram alapjel és fordulatszám mellett minimális nyomatéklüktetés, maximális nyomaték leadása, valamint a maximális hatásfok elérése. Az egyes célok eléréséhez különböző be/kikapcsolási szögek tartoznak. Egy hajtás üzeme során a fenti három cél közül nem mindegyik egyformán fontos, gyorsításkor, illetve nagy terheléskor a maximális nyomaték biztosítása sokkal fontosabb, mint a névleges üzemben megkövetelt hatásfok, illetve kisebb fordulatszámokon a minimális nyomatéklüktetés biztosítása. Az optimalizálást négy egymásba ágyazott ciklus segítségével értem el. A két külső ciklus adja meg az adott fordulatszám- és áram alapjelet, a két belső pedig a bekapcsolási szöget, valamint a kikapcsolási szöget. Így valamennyi munkaponthoz meghatározható egy-egy optimális be/kikapcsolási szögpár.

Érdekes eredménynek tekinthető, hogy a minimális nyomatéklüktetés kritériuma nem minden esetben ad optimális megoldást. A fordulatszám – nyomaték sík egy adott tartományában ugyanis akkor minimális a nyomatéklüktetés, amikor a motor nyomatéka viszonylag kicsi. Ezért megfelelő eredmény csak úgy kapható, ha a relatív, vagyis motor nyomatékához viszonyított nyomatéklüktetést minimalizáljuk.

A hajtás szögvezérlése kétváltozós interpolációval határozza meg az aktuális be- és kikapcsolási szöget az előre kiszámolt és táblázatban tárolt értékek alapján.

5.2. Az SRM hajtás áramszabályozának módosítása a Miller féle (n+1) konverter esetén a nyomatéklüktetés csökkentés érdekében

Az (n+1) konverter esetén n fázistranzisztor jelöli ki a vezető fázist, vagy fázisokat, az (n+1)-edik tranzisztor pedig impulzusszélesség modulációval biztosítja az előírt áram nagyságát.

Az (n+1) konverter jelentős hátránya az, hogy a be- és kikapcsolási szögek változtatásával csak kisebb mértékben csökkenthető a nyomatéklüktetés, mint a $2n$ konverter esetén. Ennek két oka is van. Az egyik az a hatás, amely az 5.3 táblázat alapján leolvasható, vagyis a kikapcsolt fázis áramát kisebb feszültség lassabban szünteti meg. Ez a hatás kisebb jelentőségű részben mert alacsonyabb

fordulatszámokon még így is jelentős feszültségtartalék áll rendelkezésre, másrészt a lassulás inkább csak kisebb kikapcsolt fázisú áramoknál jelentkezik, ahol a nyomaték képzés is ennek megfelelően lényegesen kisebb. A másik hatás pedig az, hogy **nemcsak a bekapcsolási folyamat hat a kikapcsolásra, hanem fordítva is, vagyis a kikapcsolás is hat a bekapcsolásra.** Ezzel a problémával az irodalomban eddig még nem foglalkoztak. Ennek az lehet a magyarázata, hogy az első hatás a konverter felépítéséből adódik, míg a második már szorosan összefügg a vezérlésével.

Állandó áram alapjel esetén ugyanis bekapcsoláskor az áram növekedését a kikapcsolt, de még vezető fázis árama korlátozza, mivel az áramszabályozó a két fázis áramának összegére szabályoz. Tehát például a vezetésbe lépő fázis árama csak akkor érheti el az áram alapjelnak megfelelő áram felét, ha a kikapcsolt fázis árama a felére csökkent. Ekkor azonban a két fázis árama által létesített eredő nyomaték kisebb lesz, mint amikor egy fázisban folyik a teljes áram. A mágneses telítés elhanyagolásával a nyomaték az áram négyzetével arányos, tehát ilyenkor $2 \cdot (0,5)^2 = 0,5$ -szeres lesz az eredő nyomaték, tehát jelentős nyomaték betörés következik be.

Kidolgoztam egy olyan új algoritmust, amellyel az (n+1) tranzisztoros konverter esetében is hasonló kedvező eredményeket kaphatunk, mint a 2n tranzisztoros konverternél. Az új módszernél is szükség van azonban ugyanúgy, mint a hagyományos 2n tranzisztoros esetben a fázisonkénti árammérésre, vagyis nem elegendő az eredő áram mérése.

A vezetésbe lépő fázis áramának növekedését az áram alapjel módosításával forszírozhatjuk [79]:

$$i_a = u_\omega \sum_{j=1}^n C_j + \sum_{j=1}^n (1 - C_j) \cdot i_j, \quad (5.7)$$

ahol:

- i_a az áram alapjel,
- i_j a j. fázis árama,
- u_ω a fordulatszám szabályozó kimenő jele,
- n a fázisok száma,
- C_j a j. fázis vezérlő jele, az értéke 0 vagy 1.

Az 5.7 képlet első tagja lehetővé teszi a vezető fázisok átlapolását, amely biztosítja a vezérlés számára ugyanazt a szabadságot, mint a 2n tranzisztoros, fázisonként független vezérlés esetén, a második tag hatása pedig az, hogy megnöveli az áram alapjelet a kikapcsolt, de még nem árammentes fázis áramával.

A bekapcsolási folyamatot segítő módosított, megnövelt áram alapjel azonban visszahat a kikapcsolás alatt álló fázis áramára. A forszírozott áram alapjel hatására ugyanis tovább csökken a kikapcsolt fázis áramát megszüntető negatív

feszültség értéke. A csökkenés mértéke a megnövelt áramból származó belső feszültség növekedéssel egyezik meg, ami $k i_a \omega \frac{\Delta L}{\Delta \alpha}$ értékű. Így a feszültség a következőképpen alakul:

	(n+1) konverter	(n+1) konverter módosított áram alapjellel
$\frac{dL}{d\alpha} > 0$	$-U_e + (1 - 2k) i_a \omega \frac{\Delta L}{\Delta \alpha}$	$-U_e + (1 - k) i_a \omega \frac{\Delta L}{\Delta \alpha}$
$\frac{dL}{d\alpha} < 0$	$-U_e + i_a \omega \frac{\Delta L}{\Delta \alpha}$	$-U_e + (1 + k) i_a \omega \frac{\Delta L}{\Delta \alpha}$

5.4. táblázat A kikapcsolt fázis áramát meghatározó feszültségek

Az 5.4. táblázat alapján látható, hogy a megnövelt áram alapjel esetén a legkedvezőtlenebb eset szintén a negatív meredekségű induktivitás szakaszon áll elő, a feszültség értéke: $-U_e + (1 + k) i_a \omega \frac{\Delta L}{\Delta \alpha}$. Látható, hogy a hajtás által elérhető maximális fordulatszám a kikapcsolt fázis áramát meghatározó feszültség akár a pozitív egyenfeszültség értékét is elérheti ($k=1$ esetén), amely a kívánttal ellentétes irányú gyors áramváltozást hozhat létre. Ezt mindenképpen meg kell akadályozni.

Kisebb mértékű pozitív egyenfeszültség sem engedhető meg. Ekkor ugyanis a kikapcsolt fázis árama növekszik. Az (5.7) képlet alapján ez megnöveli az áram alapjelet. A nagyobb áram alapjel hatására a közös tranzisztor kivezérlése (b_i) is megnő és így a kikapcsolt fázisra még pozitívabb feszültség kerül. Vagyis pozitív visszacsatolás alakul ki, amely nem teszi kézben tarthatóvá az áram értékét. Ezért a módosított áram alapjelet csak alacsonyabb fordulatszám, illetve áram alapjel mellett használhatjuk. A biztonságos működés érdekében a névleges fordulatszám 30-40 %-a fölött már nem célszerű a módosított áram alapjel alkalmazása.

Ahhoz, hogy a negatív feszültség követelménye minél magasabb fordulatszámokon is teljesüljön, szükséges, hogy a kikapcsolt fázis árama a generátoros szakasz kezdetére már jelentősen csökkenjen. Ideális esetben már a motoros szakaszon zérusra csökken a kikapcsolt fázis árama. Ekkor $k = 0$. A másik szélső esetben a k értéke 1, ekkor azonban csak alacsonyabb maximális fordulatszámmal üzemelhet a hajtás.

Felmerülhet a kérdés, hogy a gyakorlati alkalmazás során nem okoz-e túlzott megkötést az, hogy a javasolt módosított vezérlés csak alacsonyabb fordulatszámokon használható? Erre a kérdésre megnyugtató válasz adható.

Jürgen Wolff doktori értekezésében [97] összefüggést vezetett le a kapcsolt reluktancia motor nyomatéklüktetése és az ebből következő szögsebesség hullámosság között. Feltételezte, hogy a motor állandósult állapotban állandó, az alapjellel megegyező szögsebességgel forog és a motor átlagos nyomatéka (\bar{m}) az állandó terhelő nyomatékkal egyezik meg. A nyomaték hullámosságát a

következésképpen definiálta:

$$r_m = \sqrt{\frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} \left(\frac{m(t) - \bar{m}}{\bar{m}} \right)^2 dt}, \quad (5.8)$$

ahol:

$$T_0 = \frac{2\pi}{n n_{ff} \omega}, \quad (5.9)$$

ahol n_{ff} a forgórész fogainak száma.

Végeredményben a következő összefüggést kapta a szögsebesség- és a nyomaték hullámosság között:

$$r_\omega \leq \frac{m_t}{n n_{ff} \omega^2 J_m} r_m. \quad (5.10)$$

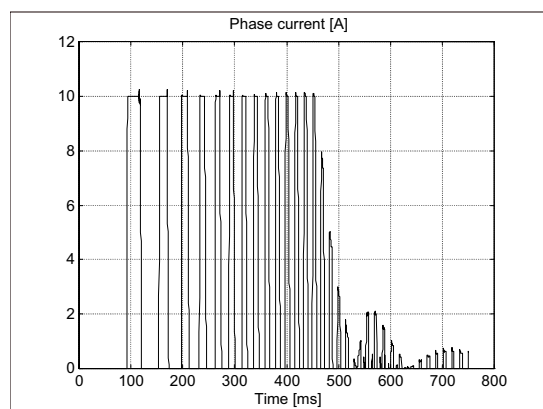
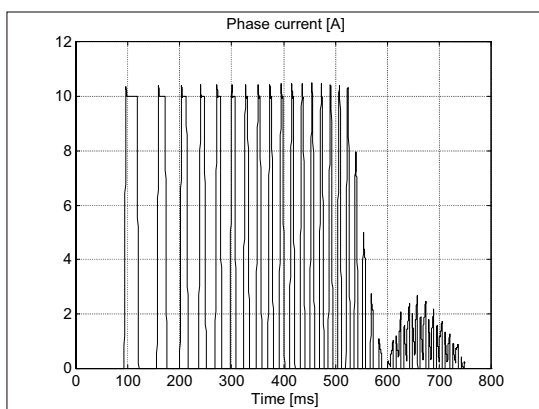
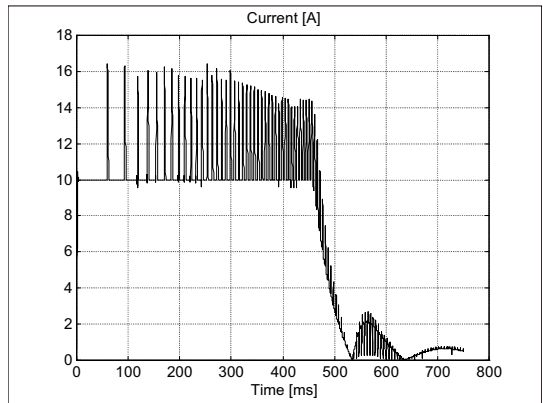
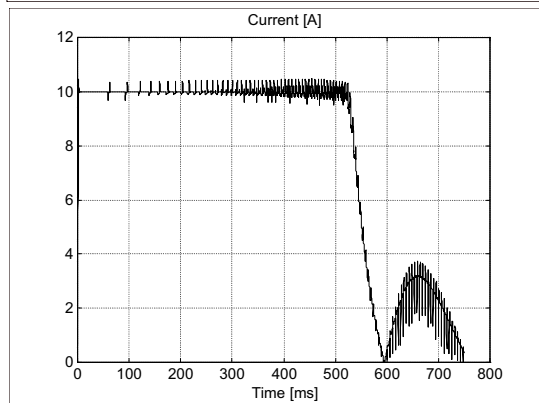
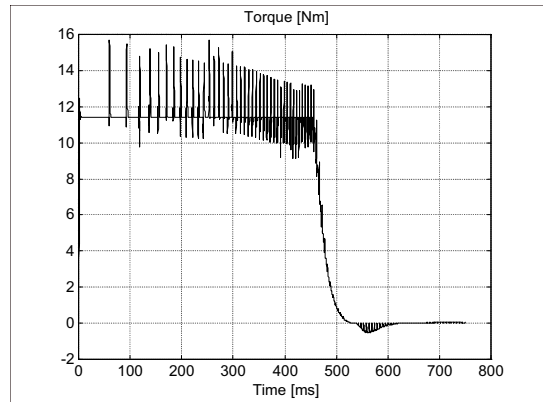
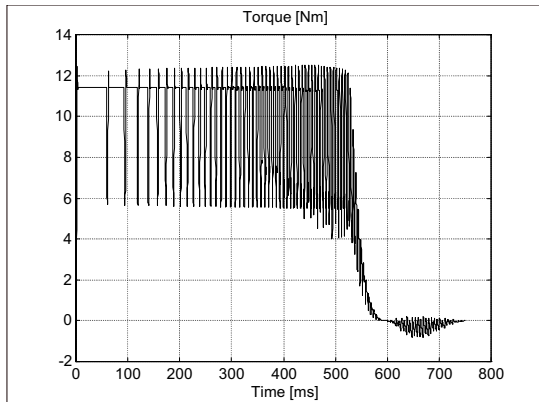
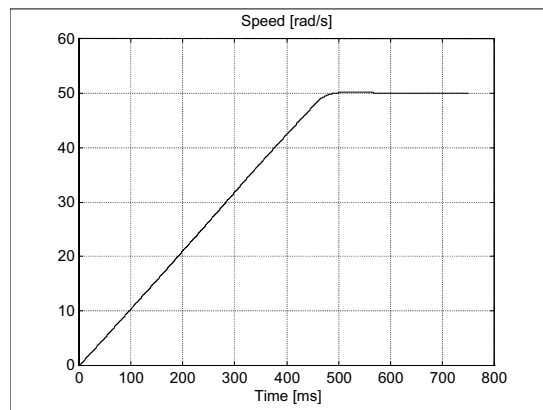
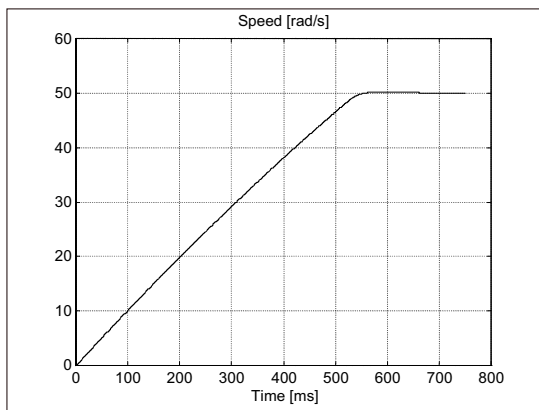
Az (5.10) összefüggés alapján megállapítható, hogy magasabb fordulatszámokon a tehetetlenségi nyomaték simító hatásának következtében jelentősen csökken a fordulatszám lüktetés, állandó nyomaték lüktetést feltételezve.

Összefoglalva megállapíthatjuk, hogy az (5.7) képlettel leírt áram alapjel kompenzációval pontosan abban az alacsony fordulatszám tartományban lehetséges a nyomatéklüktetés csökkentése, ahol erre a legnagyobb szükség van. A javasolt kompenzációnak azonban két hátrányos tulajdonsága is van. Az egyik az, hogy a konverter közös tranzisztorán folyó áram megnövekszik, a másik hátrány pedig az, hogy szükség van az egyes fázis áramok mérésére. Tehát a technológiai követelmények és a költségek alapos mérlegelése után célszerű e kiegészítő kompenzációt megvalósítani.

5.3. A nyomatéklüktetést redukáló vezérlés verifikálása számítógépes szimulációval

Az 5.3 és az 5.4 ábra sorozatokon az elvégzett szimulációs vizsgálatok közül két eredmény látható. Az egyes sorozatokon belül sorrendben a következő ábrák találhatók: a fordulatszám, a nyomaték, a motor csillagpontjának árama, vagyis a fázisáramok összege, valamint egy fázis árama. Az 5.3 ábra a motor indítását mutatja állandó be- és kikapcsolási szögekkel, áram alapjel kompenzáció nélkül, az 5.4 ábra pedig fordulatszámától és áramtól függő be- és kikapcsolási szögekkel, áram alapjel kompenzációval (5.7).

Az ábraszorozatok összehasonlításával jól megfigyelhető, hogy az 5.3 ábrán az átlagos nyomaték közel felére esik vissza a kommutáció ideje alatt a motor nyomatéka, az 5.4 ábrán viszont az (5.7) képlet szerinti módosított áram alapjel hatására jelentősen csökken a nyomaték lüktetés. A vizsgálatnál beállított szögsebesség alapjel 50 rad/sec, ami kb. a névleges fordulatszám harmadának felel meg.



5.3.ábra Szimulációs eredmény állandó be- és kikapcsolási szöggel

5.4.ábra Szimulációs eredmény fordulatszám- és áramtól függő be- és kikapcsolási szöggel

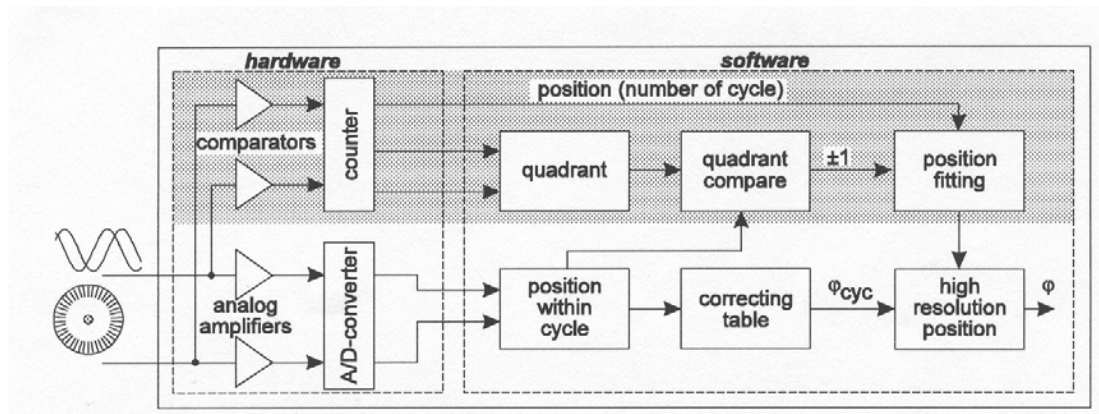
6. Hajtások szögelfordulásának és fordulatszámának nagy pontosságú meghatározása

A modern szervohajtások megkövetelik a pozíció- és fordulatszám mérés pontosságának állandó növelését. Ezért fontos, hogy hatásos digitális jelfeldolgozással csökkentsük az érzékelés hardver technológiájához szükséges eszközöket [42].

A digitális (optikai) kódolók jó megoldásnak tűnnek ebből a szempontból, mivel ebben az esetben a pozíció digitális alakban áll rendelkezésre. A dinamikai tulajdonságok javulása és a nagyobb mintavételezési frekvencia azonban problémát okoz, amelyet a következő egyszerű példával világíthatunk meg:

Amennyiben 0.1 ford/perc-nél kisebb fordulatszám felbontásra és 2 kHz mintavételezési frekvenciára van szükségünk, egy minimum 300000 osztású érzékelőre van szükségünk (ha a szokásos négyeszeres számítási módot használjuk). Amellett, hogy ez igen költséges lenne, az alapfrekvencia 3000 fordulat/perc esetén már 15 MHz lenne [64]!

Ez az oka annak, hogy a digitális jeladókat egyre inkább analóg szinuszos/koszinuszos kimenőjelű jeladókkal helyettesítik, ahol a pozíció információ folyamatosan áll rendelkezésre. Ha ilyen jeladókat használunk, akkor lehetséges a perióduson belüli pozíció számítás is, és így kisebb osztásszámú (1000...5000) jeladók is megfelelnek. Sajnos azonban a hardver erőforrás igény megnövekszik: a jelenleg használatos módszernél (mint pl. VeCon [55], [64]) két komponens párhuzamos struktúrájában történik a jelfeldolgozás, amint azt a 6.1 ábra mutatja [55]:



6.1 ábra A nagy pontosságú pozíció mérés blokk diagramja szinuszos kimenőjelű inkrementális jeladóval

A pozíció számítása itt különböző információk kombinációjával áll elő:

Először komparátorral detektálják a jeladó kimenőjelenek nullátmenetét és hardver számláló számítja ki az aktuális inkrementet a „klasszikus” módon. Ezen kívül a perióduson belüli negyed is meghatározásra kerül. Másodszor a jeladó analóg jeleit két A/D konverter segítségével mintavételezik. Egy szoftver rutin számítja ki ez után a perióduson (inkrementen) belüli szöveget. Ez után áll elő az a probléma, hogy a két adatot egyesíteni kell. Már egy igen kis, a hardver számláló

és az A/D átalakító közötti időkülönbség hatására előállhat az a szituáció, hogy a két információ különböző periódushoz tartozik. Ebben az esetben a pozíció számítása hamis eredményre vezet. Ennek elkerülése végett van szükség még egy blokkra, ahol a két különböző negyed összehasonlítása történik meg. Amennyiben ezek különböznek, a számlálót korrigálják ± 1 értékkel. A számláló értéke és a perióduson belüli szög alapján történik a pozíció meghatározása.

Összefoglalóan megállapítható, hogy eddig csak olyan eljárások voltak ismertek, amelyekben a forgás során megtett impulzusadó periódusokat (szinusz periódusokat) egy hardver számlálóval határozták meg. Az analóg jeleket A/D átalakítás után csak korrekcióhoz, vagyis csak a pontos szög és fordulatszám érték meghatározásához használták fel. A mintavételi frekvencia korlátozottsága miatt nagyobb fordulatszámokon nem lehetséges minden egyes impulzusadó periódusnál mintát venni. Az új eljárással azonban lehetséges a szög és a fordulatszám kiszámítása külön hardver számláló nélkül, csak szoftverrel. Mielőtt azonban ezt a számítási módot bemutatnám, tekintsük át a pozíció kiszámítását egy perióduson belül.

6.1. A pozíció kiszámítása egy perióduson belül

Az analóg kimenőjelű jeladók kimenőjeleit jelöljük $s(\varphi)$ -vel, illetve $c(\varphi)$ -vel, ami a szinuszos, illetve koszinuszos jellegre utal. A φ az abszolút pozíciót jelenti, amelyet a fordulatonkénti periódusok számának megfelelően skálázunk.

A feladat az, hogy a perióduson belüli szöget amennyire csak lehetséges helyesen határozzuk meg. Egy lehetőség az, hogy arc szinusz és arc koszinusz függvényeket alkalmazunk az egyes jelekre. Sajnos azonban a jeladó kimenőjelei eltéréseket mutatnak az ideális szinuszos jellegtől, mégpedig offszet és amplitúdó hibák is jelentkeznek.

Ezért egy olyan módszert használunk, amely eliminálja a közös amplitúdó hibát. Az abszolút értékben kisebb jeladó kimenetet a másikkal elosztjuk, valamint egy eltolást alkalmazunk. A egyszerű számítási szabályt a következő táblázat mutatja [39], [40]:

perióduson belüli pozíció	$0 \dots \frac{1}{8}$	$\frac{1}{8} \dots \frac{3}{8}$	$\frac{3}{8} \dots \frac{5}{8}$	$\frac{5}{8} \dots \frac{7}{8}$	$\frac{7}{8} \dots 1$
számítási szabály	$\frac{s(\varphi)}{8c(\varphi)}$	$\frac{1}{4} - \frac{c(\varphi)}{8s(\varphi)}$	$\frac{1}{2} + \frac{s(\varphi)}{8c(\varphi)}$	$\frac{3}{4} - \frac{c(\varphi)}{8s(\varphi)}$	$1 + \frac{s(\varphi)}{c(\varphi)}$

6.2 ábra Egy perióduson belüli pozíció kiszámítása

A pozíciótól függő megfelelő számítási módot használva egy monoton és folytonos függvényt kapunk a valós és a számított pozíció között. Az a döntés, hogy melyik számítási szabályra kerül sor, a két jeladó jel összegének, illetve különbségének előjelétől függ. Azonban a kiszámított pozíció egy közelítés, ideális szinuszos jelek esetén is a hiba kb. 1,2 % a periódushoz viszonyítva. Arc tangens, illetve arc kotangens függvény használatával, mint pl. a VeCon chip esetén, ez a hiba csökkenthető, de a jeladó egyéb hibáit ezzel a módszerrel sem lehet kompenzálni.

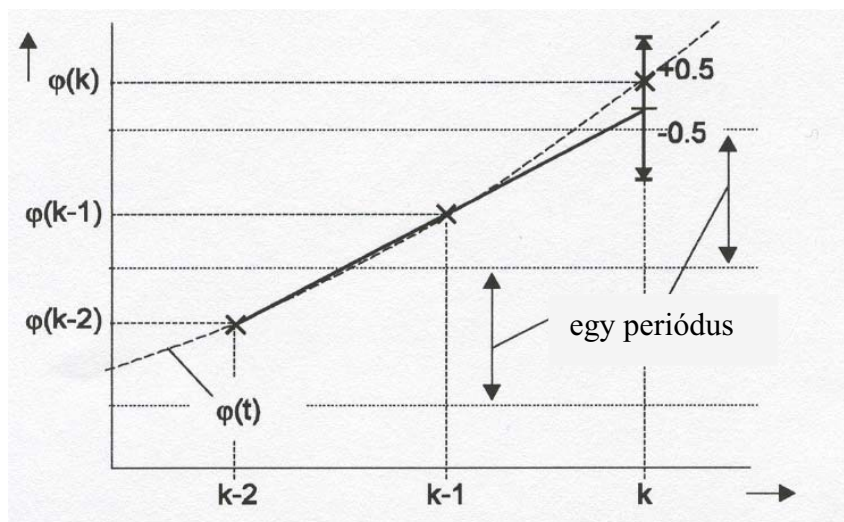
Nagyon hasznos ezért a kiszámított perióduson belüli pozíció korrigálása egy a jeladóra szabott táblázattal. Tehát szükség van az információra mindkét jel esetén a számított és a helyes érték között.

Nyilvánvaló, hogy a referencia mérést állandó fordulatszámon kellene elvégezni. De mivel általában nem áll rendelkezésre más nagy pontosságú érzékelő, csak igen jelentős tehetetlenségi nyomaték növelése árán lenne ez biztosítható, ami gyakorlati szempontból nem megengedhető. Ezért egy olyan módszer lett kialakítva, amely nem igényel járulékos szenzort vagy tömeget, és a referencia mérés bármikor elvégezhető [39].

6.2. A pozíció kiszámítása

A következő lépés a pozíció kiszámítása kizárólag a perióduson belül kiszámított pozíció alapján. Ez nagyon könnyű lenne, ha periódusonként több mintavételezés is történne. A fordulatonkénti periódusok nagy számának (osztásszám) hatására ez azonban már kis fordulatszámon sem lehetséges, és úgy tűnik mintha a mintavételi törvényt sértené meg a pozíció rekonstruálása olyan esetekben, amikor egy perióduson belül nem áll rendelkezésre több mintavételezés.

Azonban több információt is felhasználhatunk: egy mechanikai rendszer a sebességét, illetve a fordulatszámát csak korlátozott gyorsulással tudja megváltoztatni. Így mintavételezett rendszerekben a pozíció minden egyes értékének az előző mintavételezési pozíció véges intervallumában kell elhelyezkednie [39], [40]. Figyelembe véve, hogy a perióduson belüli szög algoritmus 0 és 1 közötti szög értéket állít elő, érthető, hogy a pozíció rekonstruálása akkor lehetséges, ha a gyorsulás olyan kicsi, hogy az aktuális abszolút pozíció az előző pozícióból extrapolált értéktől 1-nél kisebb intervallumú sávban helyezkedik, vagyis az eltérés $\pm 0,5$. Ez a 6.3 ábrán látható.



6.3 ábra A pozíció lehetséges intervalluma lineáris extrapolációval

Amennyiben a fordulatszám konstans (zérus gyorsulás) a $\varphi[k]$ aktuális pozíció a $\varphi[k-1]$ és a $\varphi[k-2]$ pozíció értékek alapján lineáris extrapolációval határozható meg. Feltételezve, hogy az aktuális pozíció az extrapolált érték körül $\pm 0,5$ –re helyezkedik el, a rekonstrukció a következő algoritmussal lehetséges:

Jelöljük a két egymást követő mintavételezett pozíció különbségét $\Delta\varphi[k]$ -val.

$$\Delta\varphi[k] = \varphi[k] - \varphi[k-1] \quad (6.1)$$

Az aktuális pozíció a következőképpen jelezhető előre:

$$\varphi[k] \in [\varphi[k-1] + \Delta\varphi[k-1] - 0,5 \dots \varphi[k-1] + \Delta\varphi[k-1] + 0,5[. \quad (6.2)$$

A (6.1)-et behelyettesítve kapjuk:

$$\varphi[k] \in [2\varphi[k-1] - \varphi[k-2] - 0,5 \dots 2\varphi[k-1] - \varphi[k-2] + 0,5[. \quad (6.3)$$

A $\varphi[k]$ aktuális pozíció a periódusok számának (i) és a perióduson belüli szögösszegeként írható fel:

$$\varphi[k] = i[k] + \varphi_p[k]. \quad (6.4)$$

A (6.4)-ből $i[k]$ -t kifejezve és (6.3)-at behelyettesítve kapjuk:

$$i[k] \in [2\varphi[k-1] - \varphi[k-2] - \varphi_p[k] - 0,5 \dots 2\varphi[k-1] - \varphi[k-2] - \varphi_p[k] + 0,5[. \quad (6.5)$$

A

$$c[k] = 2\varphi[k-1] - \varphi[k-2] - \varphi_p[k] \quad (6.6)$$

bevezetésével:

$$i[k] \in [c[k] - 0,5 \dots c[k] + 0,5[. \quad (6.7)$$

Mivel $i[k]$ egész, ezért csak egy meghatározott értéket vehet fel, amely egyszerűen kerekítéssel határozható meg:

$$i[k] = \text{Round}(c[k]). \quad (6.8)$$

Ez alapján a pozíció a következőképpen számítható:

$$\varphi[k] = \text{Round}(2\varphi[k-1] - \varphi[k-2] - \varphi_p[k]) + \varphi_p[k]. \quad (6.9)$$

A (6.9) képlet alapján a $\varphi[k-1]$, $\varphi[k-2]$ és a $\varphi_p[k]$ elegendő a $\varphi[k]$ rekurzív kiszámításához és az algoritmus fordulatszámától függetlenül érvényes.

Az algoritmus egy 50 MHz-es digitális jelprocesszorral lett megvalósítva, ahol az abszolút pozíció meghatározása 780 ns-ot igényel. A teljes program, amely tartalmazza az inkrementális jeladó jeleinek mintavételezését, a perióduson belüli szög számítását és korrekcióját, a pozíció számítását, valamint a fordulatok számát, kevesebb, mint 8 μ s-ot igényel. 25 kHz-es mintavételi frekvenciával kitűnő dinamikát lehetett elérni a vizsgált hajtással. A kísérletek során 1 kHz-es mintavételi frekvencia és ± 2000 ford/perc fordulatszám mellett is teszteltük az algoritmust. Még ilyen extrém esetben, is, amikor csak minden 83. periódusban történt mintavételezés, hibátlanul működött a hajtás.

Két szempontot azonban figyelembe kell venni: az egyik az indítás, a másik pedig a gyorsulás korlát.

Az első problémát illetően az algoritmust álló állapotban, vagy olyan alacsony fordulatszámon kell elindítani, ahol a pozíció változás fél periódusnál kisebb egy mintavételezési idő alatt. Ez a gyakorlatban semmi problémát nem okoz.

A másik szempont a maximális gyorsulás korlátozása. A gyorsulás korlát a következőképpen számítható:

$$\left| \frac{d\omega}{dt} \right| \leq \frac{\pi}{\text{osztásszám}} f_{mv}^2, \quad (6.10)$$

ahol f_{mv} a mintavételi frekvencia.

A megvalósított kísérleti összeállításban (2500 osztású inkrementális jeladó és 25 kHz-es mintavételi frekvencia) a maximálisan megengedhető szöggyorsulás $\approx 785000 \text{ rad/s}^2$. Összehasonlítva ezt az értéket a legnagyobb dinamikájú szervó motorokéval ($\approx 20000 \text{ rad/s}^2$), láthatjuk, hogy ennek a korlátozásnak csekély a hatása. Ebből két fontos következmény származik. Az egyik az, hogy a módszer alkalmazható kisebb számítási teljesítményű rendszereknél is. A másik pedig az, hogy amennyiben nem léphet fel ekkora gyorsulás, akkor a tartalék hibadetektálásra is felhasználható.

6.3. Hiba detektálás

Kisebbs gyorsuláskorlátot feltételezve a lehetséges pozíció tartománya egynél kisebbre szűkíthető. Ha például a lehetséges intervallumot $\pm 1/3$ -ra választjuk, az aktuális periódus szám a következő lehet:

$$i[k] \in \left[c[k] - \frac{1}{3} \dots c[k] + \frac{1}{3} \right]. \quad (6.11)$$

„Normális” működés során ez az intervallum tartalmaz egy egész értéket, amely az aktuális periódus szám. Más esetben, amennyiben nem tartalmaz egészet (pl. 1,24...1,91), akkor hiba lépett fel. Ez a következő szabály ellenőrzésével állapítható meg:

$$|\text{Round}(c[k]) - c[k]| < \frac{1}{3}. \quad (6.12)$$

Amennyiben a bal oldal értéke $1/3$ -nál nagyobb, akkor hiba lépett fel, ami vagy a gyorsuláskorlát túllépése vagy mintavételezési hiba miatt következett be. A DSP program kibővítése ezzel a hibadetektálással mindössze 800 nsec futási idő többletet eredményez, így ez az algoritmus is praktikus. A maximális megengedett gyorsulás pedig csak 33 %-kal csökken.

A hiba detektálás teszteléshez 1 kHz-re csökkentettük a mintavételi frekvenciát. Így elérhetővé vált, hogy a nagy dinamikájú szervomotorral túllépjük a megengedett gyorsulás korlátot. A mérések megerősítették az elméletet:

Olyan gyorsulás esetén, amikor a pozíció lehetséges intervalluma meghaladja a $\pm 1/3$ periódust, de kisebb, mint $\pm 1/2$, akkor a pozíció meghatározása helyesen történik és a hibadetektálás is működik. Amennyiben a gyorsulás annyira megnövekszik, hogy az intervallum meghaladja a $\pm 1/2$ -periódust, a hiba detektálás megtörténik, de a pozíció a továbbiakban már nem határozható meg pontosan (az algoritmus olyan pozíció értéket határoz meg, amely egy kisebb fordulatszámhoz tartozik).

A hibadetektálás alapvetően a durva hiba kiszűrésére használható (pl. a jeladó vezetékének csatlakozása vagy az A/D konverzió hibás) elsősorban a hajtás üzembe helyezése során. Amikor azonban a hajtás már működik, igen nagy biztonságú a számító algoritmus, mivel igen nehéz meghaladni a gyorsulás korlátot. Az erlangeni egyetem Villamos Hajtások és Vezérlések tanszékén három hajtáscsoport is működik évek óta megbízhatóan ezen új elv alapján.

A számítási algoritmus rekurzív jellegéből következik, hogy egy esetleg fellépő hiba állandó zavarást okoz. A hagyományos hardver számlálás megoldásnál ez a probléma nem jelentkezik a fordulatszám mérésnél, csak a pozíció mérésnél. Az alkalmazásokban azonban hiba detektálással nem szoktak foglalkozni. Az új számítási algoritmus kiegészíthető a nagy biztonsági igényű hajtások számára. A modern inkrementális jeladók ugyanis egy teljes periódusú szinuszos jelet is kiadnak egy körülfordulás alatt. Ez lehetővé teszi mind a fordulatszám, mind a pozíció durva becslését. Amennyiben a kétféle eredmény lényegesen eltér egymástól, a hibás mérés a következőképpen javítható:

- A becsült fordulatszám tartomány alapján az $i[k]$ meghatározása.
- A következő null impulzus hatására a pozíció visszaállítása.

Az eredmények általánosan is megfogalmazhatók:

Korlátos frekvencia változási sebességű szinuszos jel egy mintavételezési idő alatti szögváltozása abban az esetben is meghatározható, amikor a mintavételezési idő alatt több periódus is eltelik, amennyiben:

1. *a mintavételezési időpontokban a perióduson belüli szög meghatározható,*
2. *a frekvencia változási sebesség abszolút értéke*

$$|\dot{f}| \leq \frac{f_{mv}^2}{2}, \text{ és} \quad (6.13)$$

3. *a számítás kezdetén $f \leq \frac{f_{mv}}{2}$.* (6.14)

Tehát az eredmény a Shannon féle mintavételezési törvény speciális esetre vonatkozó kibővített változatának tekinthető.

A (6.13) egyenlőtlenséggel leírt feltétel könnyen levezethető. Amennyiben állandó frekvencia változási sebességet tételezünk fel, igazak a következő összefüggések:

$$\begin{aligned}\omega[k-1] &= \omega[k-2] + \varepsilon T_{mv}, \\ \omega[k] &= \omega[k-2] + 2\varepsilon T_{mv},\end{aligned}\tag{6.15}$$

ahol ε a körfrekvencia idő szerinti deriváltja.

$$\alpha[k-1] = \alpha[k-2] + \omega[k-2]T_{mv} + \frac{\varepsilon}{2} T_{mv}^2.\tag{6.16}$$

A (6.16) alapján a becült körfrekvencia számolható:

$$\hat{\omega}[k-1] = \frac{\alpha[k-1] - \alpha[k-2]}{T_{mv}} = \omega[k-2] + \frac{\varepsilon}{2} T_{mv}.\tag{6.17}$$

A becült körfrekvencia alapján a becült szög:

$$\hat{\alpha}[k] = \alpha[k-1] + \hat{\omega}[k-1]T_{mv}.\tag{6.18}$$

A (6.18)-ba (6.16)-ot és (6.17)-et behelyettesítve kapjuk:

$$\hat{\alpha}[k] = \alpha[k-2] + 2\omega[k-2]T_{mv} + \varepsilon T_{mv}^2.\tag{6.19}$$

A k -dik mintavételezési időpontban a tényleges szöghelyzet:

$$\begin{aligned}\alpha[k] &= \alpha[k-2] + 2\omega[k-2]T_{mv} + \frac{\varepsilon}{2} (2T_{mv})^2 = \\ &= \alpha[k-2] + 2\omega[k-2]T_{mv} + 2\varepsilon T_{mv}^2.\end{aligned}\tag{6.20}$$

A szöghelyzet (6.9) alapján akkor határozható meg, ha a tényleges szöghelyzet a becült érték félpériódusnyi környezetében található, vagyis:

$$|\alpha[k] - \hat{\alpha}[k]| \leq \pi.\tag{6.21}$$

(6.19)-et és (6.20)-at (6.21)-be helyettesítve kapjuk:

$$\left| \varepsilon T_{mv}^2 \right| \leq \pi.\tag{6.22}$$

Mivel $\varepsilon = 2\pi f \dot{f}$ és $T_{mv} = \frac{1}{f_{mv}}$, a (6.22) a (6.13) alakba is átírható.

7. Összefoglalás

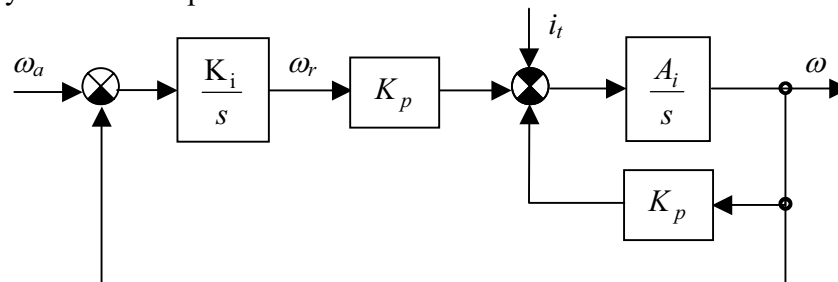
7.1. Új tudományos eredmények (tézisek)

1. A változó paraméterű (inerciájú, és/vagy nyomatéktényezőjű) fordulatszám szabályozási kör hurokerősítés állandóságának biztosítására paraméter- és jeladaptív modellreferenciás adaptív szabályozást dolgoztam ki.

1.1. A változó paraméterű (inerciájú, és/vagy nyomatéktényezőjű) fordulatszám szabályozási kör hurokerősítés állandóságának biztosítására egy olyan modellreferenciás paraméter adaptív szabályozást dolgoztam ki, amely felépítéséből következően megkönnyíti alapjel ugrás esetén a túllendülés mentesség elérését, másrészt a terheléslökés által okozott fordulatszám változás gyors kiszabályozását. Az algoritmus igen gyors, ugrásszerű terhelés változás esetén is megőrzi a stabilitását.

Az adaptív irányítás a kaskád felépítésű szervohajtások esetén annál hatásosabb, mennél belsőbb, de természetesen a változó paraméter(ek), vagyis az inercia (J_m) és/vagy a nyomatéktényező (k_m) hatását közvetlenül tartalmazó hurokban alkalmazzuk. A PF szabályozóval létrehozott fordulatszám szabályozás önmagában is kaskád felépítésű, hiszen tartalmaz egy belső proporcionálisan visszacsatolt kört. E belső kör a zárt áramszabályozási kör időállandójának elhanyagolásával egytárolós arányos taggal írható le. Így elérhető, hogy az adaptációs algoritmusunk a lehető legegyszerűbb legyen és a szöggyorsulás mérésére se legyen szükség.

A szabályozási kör felépítése:



7.1. ábra
Paraméteradaptív PF fordulatszám szabályozási kör

A feladat az, hogy a K_p értékét úgy tudjuk változtatni, hogy a körerősítést, illetve a belső zárt kör időállandóját meghatározó $A_i K_p$ szorzat A_i (a nyomatéktényező és az inercia hányadosa) változásának ellenére állandó maradjon. A belső zárt kör átviteli tényezőjét a visszacsatoló tag reciproka ($1/K_p$) adja, ami az inercia változása miatt nem állandó. Ennek következtében változna a külső fordulatszám szabályozási kör

körerősítése is. Ahhoz, hogy egységnyi átviteli tényezőjű egytárolós tagot kapjunk, a PF szabályozó integrátora és a belső kör alapjele közé egy K_p erősítésű tagot kell beiktatnunk. E tag bemenő jelét (ω_r), valamint a terhelés hatását a modell számára kompenzáló ω_m jel összegét kapja meg a T_m időállandójú egytárolós referenciamodell.

A Ljapunov függvény megválasztásánál figyelembe vettem mindkét elérendő célt, vagyis a modellhiba és a hurokerősítés eltérés megszüntetését is. Így a következő adaptációs algoritmust kapjuk:

$$\Delta \dot{K}_p = \gamma \varepsilon (\omega_r - \omega), \quad (7.1)$$

ahol ε a modellhiba, vagyis a modell kimenetének és a hajtás szögsebességének különbsége, γ pedig tetszőleges pozitív szám lehet.

A (7.2) egyenlőtlenség megmutatja, hogy hogyan kell változtatnunk a modell terhelését reprezentáló ω_m jelet:

Ha

$$\varepsilon > 0, \text{ akkor } \omega_{tm} < -\frac{|i_t|_{\max} A_i}{q_m}, \quad (7.2)$$

illetve ha

$$\varepsilon < 0, \text{ akkor } \omega_{tm} > \frac{|i_t|_{\max} A_i}{q_m}.$$

A paraméteradaptív megoldásnál tehát a stabilitás biztosítása érdekében a modell zavarástól (terheléstől) függő elhangolására van szükség. Amennyiben a motor nyomatéka jelentősen nagyobb a terhelésnél (pl. szervohajtásoknál), az algoritmus hatásosan alkalmazható. Az aszimptotikus stabilitás a terhelés ugrásszerű változásakor is biztosított. Az adaptáció konvergenciája az adaptációs tartomány megfelelő megválasztásával jelentős nyomatéklüktetésű SRM hajtások esetén is biztosítható. Bár általában az adaptáció nemlineáris jellege miatt a rendszer válasza függ az alapjel ugrás nagyságától is, a javasolt adaptív szabályozásnál ez nem okoz problémát. Az adaptáció ugyanis csak az alapjel adott környezetében lévő ún. *adaptációs tartományban* történik. Az adaptációs tartomány nagyságát egyrészt a nyomatéklüktetés határozza meg (nagyon kis hiba esetén nincs adaptáció), másrészt a fordulatszám szabályozó „gyorsaságától” függ az, hogy mekkora az a szakasz, ahol az adaptációs algoritmus működtethető, vagyis ahol a korlátozások hatása már nem érvényesül. Servo hajtásoknál az ehhez tartozó fordulatszám hiba 50-100 ford/perc körültre becsülhető, tehát az alapjel ugrás nagyságától kvázi függetlennek tekinthető.

- 1.2. *A jelentős terhelésnek kitett változó paraméterű (inerciájú, ill. nyomatéktényezőjű) fordulatszám szabályozási kör hurokerősítés állandóságának biztosítására modellreferenciás jeladaptív szabályozást*

dolgoztam ki. Megmutattam, hogy az adaptív szabályozás közelítő hatásvázlata az 2.1. tézisben leírt PF szabályozó kibővített változatának is tekinthető és így a γ_2 adaptációs tényező (amely egyébként az adaptív szabályozás szabad paramétere) megválasztására is módszert adtam.

A paraméter adaptív szabályozáskor csak a szabályozó struktúrájának megválasztásával biztosíthatjuk a fordulatszámhiba állandósult állapotbeli eltűnését. Ezért volt szükség a szabályozó integrátorára. A jeladaptív szabályozáskor e célt arányos (P) szabályozóval is elérhetjük, mivel a $g(t)$ adaptációs jel képes biztosítani zérus fordulatszámhiba esetén is a terhelésnek megfelelő áram alapjelet.

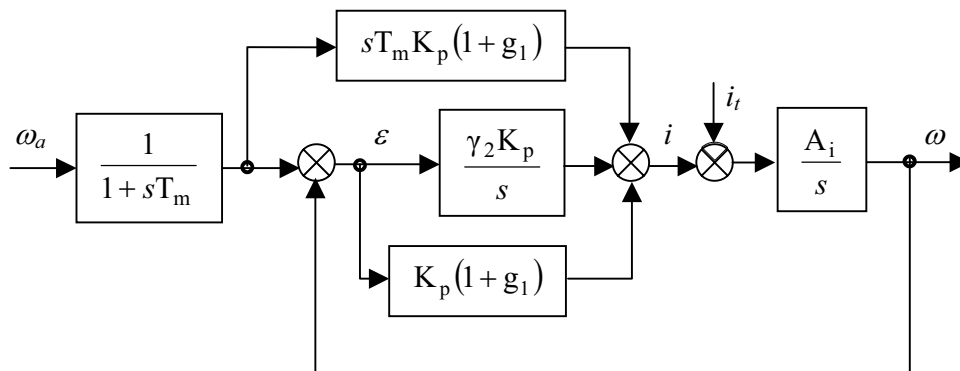
A $g(t)$ adaptációs jelet a következő formában állítottam elő:

$$g(t) = g_1(t)(\omega_a - \omega) + g_2(t). \quad (7.3)$$

A Ljapunov függvény megválasztásakor figyelembe vettem a modell-hibát, a hurokerősítés eltérést, valamint a terhelés hatásának kompenzálását is, így az adaptációs algoritmus:

$$g(t) = \gamma_1 \int \varepsilon(\omega_a - \omega) dt \cdot (\omega_a - \omega) + \gamma_2 \int \varepsilon dt. \quad (7.4)$$

A $g(t)$ adaptációs jellel kiegészített szabályozási kör hatásvázlata $g_1(t)$ és $A_i =$ állandó feltételezésével a 7.2. ábrán látható.



7.2. ábra

A jeladaptív fordulatszám szabályozási kör közelítő hatásvázlata

A szabályozás felépítését tekintve: egytárolós tagon (a modellen) keresztül vezetett alapjelhez kapcsolódó változó erősítésű, és integrálási idejű PI szabályozás kiegészítve egy szűrt, csak az alapjel változásából eredő differenciáló hatással, amelynek erősítése, illetve differenciálási ideje szintén változik. A γ_2 adaptációs erősítési tényező $g_1(t) = 0$ feltételezésével a PI szabályozó integrálási idejének reciprokát adja

A $g_1(t)$ adaptációs jel feladata a konstans hurokerősítés biztosítása a P és a D hatás számára. Az integrátort tartalmazó ágba ezt külön be kell iktatnunk, vagyis γ_2 -t is szorozni kell $1+g_1(t)$ -vel. Ekkor γ_2 nem zérus $g_1(t)$ esetén is a szabályozó integrálási idejének reciprokát jelenti, és egyben determinálja a γ_2 megválasztását.

2. *Kidolgoztam a kapcsolt reluktancia motoros hajtások áramszabályozására egy olyan áram alapjel módosítást, amely biztosítja, hogy egy n fázisú motor (n+1) tranzisztoros áramirányítós táplálásánál se legyen lényegesen nagyobb nyomatéklüktetés, mint a 2n tranzisztorral megvalósított fázisonként független áramszabályozásnál.*

Az (n+1) konverter esetén n fázisztranzisztor jelöli ki a vezető fázist, vagy fázisokat, az (n+1)-dik tranzisztor pedig impulzusszélesség modulációval biztosítja az előírt áram nagyságát.

Az (n+1) konverter jelentős hátránya az, hogy a be- és kikapcsolási szögek változtatásával csak kisebb mértékben csökkenthető a nyomatéklüktetés, mint a 2n konverter esetén. Ennek két oka is van. Az egyik az a hatás, hogy a kikapcsolt fázis áramát egy másik fázis bekapcsolása következtében rendelkezésre álló kisebb feszültség lassabban szünteti meg, vagyis a bekapcsolási folyamat hatással van a kikapcsolásra. Ez a hatás kisebb jelentőségű részben mert alacsonyabb fordulatszámokon még így is jelentős feszültségtartalék áll rendelkezésre, másrészt a lassulás inkább csak kisebb kikapcsolt fázisú áramoknál jelentkezik, ahol a nyomaték képzés is ennek megfelelően lényegesen kisebb. A másik hatás pedig az, hogy *nemcsak a bekapcsolási folyamat hat a kikapcsolásra, hanem fordítva is, vagyis a kikapcsolás is hat a bekapcsolásra.* Ezzel a problémával az irodalomban eddig még nem foglalkoztak. Ennek az lehet a magyarázata, hogy az első hatás a konverter felépítéséből adódik, míg a második már szorosan összefügg a vezérlésével, illetve az áramszabályozással.

Állandó áram alapjel esetén ugyanis bekapcsoláskor az áram növekedését a kikapcsolt, de még vezető fázis árama korlátozza, mivel az áramszabályozó a két fázis áramának összegére szabályoz. Tehát a vezetésbe lépő fázis árama csak akkor érheti el az áram alapjelnak megfelelő áram felét, ha a kikapcsolt fázis árama a felére csökkent. Ekkor azonban a két fázis árama által létesített eredő nyomaték kisebb lesz, mint amikor egy fázisban folyik a teljes áram. A mágneses telítés elhanyagolásával a nyomaték az áram négyzetével arányos, tehát ilyenkor $2 \cdot (0,5)^2 = 0,5$ -szeres lesz az eredő nyomaték, tehát jelentős nyomaték betörés következik be.

A vezetésbe lépő fázis áramának növekedését az áram alapjel módosításával forszírozhatjuk:

$$i_a = u_\omega \sum_{j=1}^n C_j + \sum_{j=1}^n (1 - C_j) \cdot i_j, \quad (7.5)$$

ahol:

- i_a az áram alapjel,
- i_j a j. fázis árama,
- u_ω a fordulatszám szabályozó kimenő jele,
- n a fázisok száma,
- C_j a j. fázis vezérlő jele, az értéke 0 vagy 1.

A 7.5. képlet első tagja lehetővé teszi a vezető fázisok átlapolását, amely biztosítja a vezérlés számára ugyanazt a szabadságot, mint a $2n$ tranzisztoros, fázisonként független vezérlés esetén, a második tag hatása pedig az, hogy megnöveli az áram alapjelet a kikapcsolt de még nem árammentes fázis áramával.

A bekapcsolási folyamatot segítő módosított, megnövelt áram alapjel azonban visszahat a kikapcsolás alatt álló fázis áramára. A forszírozott áram alapjel hatására ugyanis tovább csökken a kikapcsolt fázis áramát megszüntető negatív feszültség értéke. Megmutattam, hogy a 7.5 képlettel leírt áram alapjel kompenzációval pontosan abban az alacsony fordulatszám tartományban lehetséges a nyomatékklütketés csökkentése, ahol erre a legnagyobb szükség van. A javasolt kompenzációnak azonban két hátrányos tulajdonsága is van. Az egyik az, hogy a konverter közös tranzisztorán folyó áram megnövekszik, a másik hátrány pedig az, hogy szükség van az egyes fázis áramok mérésére. Tehát a technológiai követelmények és a költségek alapos mérlegelése után célszerű e kiegészítő kompenzációt megvalósítani.

3. *Kidolgoztam egy új eljárást, amely a nagy pontosságú fordulatszám és pozíció méréshez használt analóg (szinuszos) kimenőjelű inkrementális jeladók jeleit hardver számláló használata nélkül is képes feldolgozni. Még olyan nagy fordulatszámokon is elegendő a mintavételezett jelek feldolgozása, ahol nem lehetséges minden szinusz periódusban mintát venni.*

A pozíció kiszámítása kizárólag a perióduson belüli pozíció alapján nagyon könnyű lenne, ha periódusonként több mintavételezés is történe. A fordulatonkénti periódusok nagy számának (osztásszám) hatására ez azonban már kis fordulatszámokon sem lehetséges, és úgy tűnik mintha a Shannon féle mintavételi törvényt sértené meg a pozíció rekonstrukciója olyan esetekben, amikor egy perióduson belül nem áll rendelkezésre több mintavételezés.

Azonban több információt is felhasználhatunk: egy mechanikai rendszer a sebességét, illetve a fordulatszámát csak korlátozott gyorsulással tudja megváltoztatni. Így mintavételezett rendszerekben a pozíció minden egyes értékének

az előző mintavételezési pozíció véges intervallumában kell elhelyezkednie. Figyelembe véve, hogy a perióduson belüli szög algoritmus 0 és 1 közötti szög értéket állít elő, érthető, hogy a pozíció rekonstruálása akkor lehetséges, ha a gyorsulás olyan kicsi, hogy az aktuális pozíció az előző pozícióból interpolált értéktől 1-nél kisebb intervallumú sávban helyezkedik, vagyis az eltérés $\pm 0,5$.

Ez alapján a pozíció a következőképpen számítható:

$$\varphi[k] = \text{Round}(2\varphi[k-1] - \varphi[k-2] - \varphi_p[k]) + \varphi_p[k], \quad (7.6)$$

ahol $\varphi[k]$ a pozíció a k . mintavételi pontban, $\varphi_p[k]$ pedig a perióduson belüli szög.

Két szempontot azonban figyelembe kell venni: az egyik az indítás, a másik pedig a gyorsulás korlát.

Az első problémát illetően az algoritmust álló állapotban, vagy olyan alacsony fordulatszámon kell elindítani, ahol a pozíció változás fél periódusnál kisebb egy mintavételezési idő alatt. Ez a gyakorlatban semmi problémát nem okoz.

A másik szempont a maximális gyorsulás korlátozása. A gyorsulás korlát a következőképpen számítható:

$$\left| \frac{d\omega}{dt} \right| \leq \frac{\pi}{\text{osztásszám}} f_{mv}^2, \quad (7.7)$$

ahol f_{mv} a mintavételezési frekvencia.

A tézis eredménye általánosan is megfogalmazható:

Korlátos frekvencia változási sebességű szinuszos jel egy mintavételezési idő alatti szögváltozása abban az esetben is meghatározható, amikor a mintavételezési idő alatt több periódus is eltelik, amennyiben:

1. a mintavételezési időpontokban a perióduson belüli szög meghatározható,
2. a frekvencia változási sebesség abszolút értéke

$$|\dot{f}| \leq \frac{f_{mv}^2}{2}, \text{ és} \quad (7.8)$$

3. a számítás kezdetekor $f \leq \frac{f_{mv}}{2}$. (7.9)

7.2. Kísérleti eredmények, hasznosítás

Az 1-2 tézisek laboratóriumi vizsgálatát a Magyar Tudományos Akadémia Számítástechnikai és Automatizálási Kutató Intézetének Teljesítményelektronika Osztályán (MTA-SZTAKI TEO) kifejlesztett hajtásokon végeztem el. Valamennyi felhasznált hajtás kifejlesztésében jelentős szerepem volt. A Magyarországon első

kapcsolt reluktancia motoros hajtássorozat kifejlesztésénél pedig a hajtást irányító hardver kialakítása az általam kidolgozott irányítási stratégia alapján készült.

Az 1. és 2. tézis eredményét különböző egyenáramú hajtásokon (tirisztoros, tranzisztoros), valamint a kapcsolt reluktancia motoros hajtáson alkalmaztam. A kifejlesztett hajtássorozatok a Budapesti Nemzetközi Vásáron is sikeresen szerepeltek.

A 2. tézisben bemutatott algoritmusokat a kapcsolt reluktancia motoros hajtáson implementáltam. A motor erősen nemlineáris jellege és a 6-szoros inercia változás ellenére a hajtás kiválóan működik. A hajtás a Hannoveri Vásáron is kiállításra került.

Az 3. tézis eredményeit az elméleti vizsgálaton kívül csak szimulációs vizsgálatok támasztják alá. A laboratóriumi teszthez a kifejlesztett hajtás hardverének módosítása is szükséges.

A 4. tézis eredményének laboratóriumi vizsgálatát az Erlangen-Nürnbergi Egyetem Gerhard Pfaff professzor által vezetett Villamos Hajtások és Vezérlések Tanszékén végeztem el. Három hajtáscsoport is évek óta megbízhatóan működik ezen új elv alapján.

Irodalom

- [1] **Aström, K.J.**
Theory and Application of Self-tuning Regulators
Automatica, 1977, Vol.13, pp.457-476
- [2] **Aström, K.J.**
Theory and Application of Adaptive Control - A Survey
Automatica, 1983, Vol.19, pp.471-486
- [3] **Aström, K.J.; Wittenmark, B.**
Adaptive Control
Book in the Addison-Wesley Series in Electrical and Computer Engineering: Control Engineering, 1989. Canada
- [4] **Balestrino, A.; G.De Maria; Sciavico, L.**
Robust Control of Robotic Manipulators
IFAC 9th Triennial World Congress on A.C., Budapest, 1984, pp.2435-2440
- [5] **Borcov, Ju.A.; Prokopenko, A.A.**
Анализ алгоритмов управления манипулятором с электромеханическими приводами
Elektrotechnika, 61.k. 3.sz. 1990. p.50-55, á:4. b:10.
- [6] **Borcov, Ju.A.; Poljahov, N.A.; Putov, V.V.**
Электро-механические системы с адаптивным и модалным управлением
Энергоатомиздат, 1984.
- [7] **Borka, J.; Horváth, M.**
Stability Analysis for Microcomputer-Based Control of NC and Robotic Drives
ICEM Symp., München, 1986, Part 2, pp.519-522
- [8] **Borka József**
Mikroprocesszoros irányítórendszerű NC- és robothajtások szabályozástechnikai elemzése
Elektrotechnika 82.évf.1989.9.sz. 341-346
- [9] **Borka, J.; Számel, L.**
Modern strategy for controlling robot drives
Conference Automation'92, Budapest, 18-19 February, 1992, pp. 392-401
- [10] **Borka József; Számel László**
Modern irányítási stratégiák alkalmazása robothajtások irányítására
Mérés és Automatika, 40.évf., 1992.1.szám 47-52
- [11] **Borka, J.; Lupan, K.; Szamel, L.**
Control aspects of switched reluctance motor drives
ISIE'93-Budapest, IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Budapest, June 1-3, 1993, Vol.1, pp. 296-300

- [12] **Borojevic, D.**
Robust Nonlinear Control Algorithm for Fast Positioning in Servo Drivers
EPE symp., Aachen, 1989, pp.1375-1380
- [13] **Bose, B.K.; Miller, T.J.E.**
Microcomputer Control of Switched Reluctance Motor
IEEE/IAS Annual Meeting, 1985.pp. 542-547
- [14] **Buja, G.S.; Menis, R.; Valla, M.I.**
Variable Structure Control of An SRM Drive
IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol.40,No.1. February 1993
- [15] **Cat, P.T.**
Robothajtások robusztus adaptív szabályozása
Mérés és Automatizálás, 1987, Vol.35, pp.126-134
- [16] **Cat, P.T.**
Robust Adaptive Axis Control of Manipulator
Robotics & Computer-Integrated Manufacturing, 1987, Vol.3, No.3, pp.275-283
- [17] **Cat, P.T.; Somló, J.**
On the Model Reference Adaptive Control of n-Degree of Freedom Manipulators
MTA SzTAKI Working Paper, 1987, No.E/48/87
- [18] **Cat, P.T.**
Modell-referenciás adaptív rendszerek tervezésének néhány problémája
Kandidátusi értekezés, Bp.1977.
- [19] **Cat, P.T.**
Robotok robusztus adaptív irányítása
Akadémiai Doktori Disszertáció, Bp.1987.
- [20] **Chiu, K.C.; Corripio, A.B.; Smith, C.L.**
Digital Control Algorithms, (Parts 1,2 and 3)
Instrum. Contr.Syst., Oct.Nov.and Dec.1973
- [21] **Csáki Frigyes**
Szabályozások dinamikája
Akadémiai Kiadó, Budapest, 1966.
- [22] **Diep, N.V.; Számel, L.**
Up-to-date Control Strategy in the Regulators of Robot Drives
PEMC'90, 6th Conference on Power Electronics .and Motion Control, Budapest, October 1-3 1990, pp.811-815
- [23] **Diep, N.V.; Számel, L.**
Modern irányítási stratégiák alkalmazása robothajtások szabályozására
Elektrotechnika, 1990, Nov., pp.429-434
- [24] **Diep, N.V.**
Robothajtások robusztus, adaptív szabályozása
Kandidátusi értekezés, Budapest 1991.

- [25] **Dote, Y.; Shinojima, M.; Yoshimura, H.**
Microprocessor-Based Novel Variable Structure Control for Robot Manipulators
IFAC 10th Triennial World Congress on A.C., 1987, Vol.4, pp.296-299
- [26] **Dote, Y.**
Application of Modern Control Techniques to Motor Control
IEEE Proc., Apr.1988, Vol.76, No.4, pp.438-454
- [27] **Drakunov, S. V.; Utkin, V. I.**
Sliding Mode in Dynamics Systems
International Journal of Control, Vol. 55, pp. 1029-1037, 1992
- [28] **Dubowsky, S.; DesForges, D.T.**
The Application of Model-Referenced Adaptive Control to Robotic Manipulators
J.of DSME Sep.1979, Vol.101, pp.193-200
- [29] **Feller, P.; Benz, U.**
Sliding Mode Position Control of a DC Motor
IFAC 10th Triennial World Congress on A.C., 1987, Vol.3, pp.325-330
- [30] **Franklin, G.F.; Powell, J.D.; Emami-Naeini A.**
Feedback Control of Dynamic Systems
Addison-Wesley Pub.Co., Reading, Massachusetts, 1986
- [31] **Furuta, K.**
Sliding Mode Control of a Discrete System
System Control Letters, Vol. 14., pp. 145-152., 1990
- [32] **Halász Sándor**
Villamos gépek üzemeltetése
Tankönyvkiadó, Bp. 1979. J5-966
- [33] **Hang, C.C.; Parks, P.C.**
Comparative studies of model reference adaptive control systems
IEEE trans. on Control AC. 18. pp. 413-428 1973
- [34] **Harashima, F.; Hashimoto, H.**
MOSFET CONVERTER-FED POSITION SERVO SYSTEM WITH SLIDING MODE CONTROL
IEEE Power Elec .Spec. Conf., pp.73-79, 1983
- [35] **Harashima, F.; Ueshiba, T.; Hashimoto H.**
Sliding Mode Control for Robotic Manipulators
2nd Eur. Conf. On Power Electronics, Grenoble Proc., pp 251-256, 1987.
- [36] **Hashimoto, H.; Harashima, F.**
Variable Structure Strategy in Motion Control
IFAC 10th Triennial World Congress on A.C., 1987, Vol.5, pp.57-62
- [37] **Hashimoto H.; Maruyama, K.; Harashima, F.**
Microprocessor Based Robot Manipulator Control with Sliding Mode
IEEE Trans. On Industrial Electronics, Vol. IE-34, No.1., pp. 11-18, 1987.

- [38] **Horowitz, R.; Tomizuku, M.**
An Adaptive Control Scheme for Mechanical Manipulators Compensation of Nonlinearity and Decoupling Control.
ASME paper, 1980, No.80-Wal/DSC-6
- [39] **Höscheler, B.; Szamel, L.**
Innovative technique for easy high-resolution position acquisition with sinusoidal incremental encoders
PCIM'97, 34. International Conference on Power Conversion/Intelligent Motion, June 10-12 1997, pp. 407-416
- [40] **Höscheler, B.; Szamel, L.**
Up-to-date technique for easy high-accuracy position acquisition with sinusoidal incremental encoders
Periodica Polytechnica Ser.Electrical Engineering. 1998. Vol.42, No.3. pp.337-345
- [41] **Jang, D.; Husain, I; Ehsani, M.**
Modified (n+1) Switch Converter for Switched Reluctance Motor Drives
IEEE-PESC'95 Conf. Rec., Atlanta (USA), pp. 1121-1127
- [42] **Kiel, E.; Schumacher, W.**
Der Servocontroller in einem Chip
Elektronik. Nr. 8-1994
- [43] **Korondi P.**
Szünetmentes áramforrások Park vektoros szabályozása
Egyetemi doktori értekezés, Budapest, 1993.
- [44] **Korondi, P.; Hashimoto, H.; Utkin, V.**
Direct Torsion Control of Flexible Shaft based on an Observer Based Discrete-time Sliding Mode
IEEE Trans. on Industrial Electronics vol. IE- no.2. pp. 291-296, 1998
- [45] **Korondi, P.; Xu, J-X.; Hashimoto, H.**
Sector Sliding Mode Controller for Motion Control
8th Conference on Power Electronics and Motion Control Vol. 5, pp.5-254-5-259. 1998
- [46] **Korondi, P.; Hashimoto, H.**
Park Vector Based Sliding Mode Control
K.D.Young, Ü. Özgüner (editors) Variable Structure System, Robust and Nonlinear Control.ISBN: 1-85233-197-6, Springer-Verlag, 1999.
- [47] **Korondi, P.; Hashimoto, H.**
Sliding Mode Design for Motion Control
Studies in Applied Electromagnetics and Mechanics Vol. 16. ISBN 90 5199 487 7, IOS Press 2000.8
- [48] **Landau, Y.D.**
A survey of model reference adaptive Techniques-Theory and Applications
Automatica, Vol.10. pp.353-379 1974
- [49] **Landau, Y.D.**
Adaptive Control
Control and System Theory, Vol.8., N.Y.1979

- [50] **Lantos Béla**
Robotirányítási algoritmusok
Automatizálás'89/10, 1989, pp.11-15
- [51] **Lantos Béla**
Robotok irányítása
Akadémiai Kiadó, Budapest, 1991.
- [52] **Leonhard, W.**
High Performance Digital Motion Control with Electrical Servo Drives
PEMC'90 Proc.6th Conf.on Pow.Elec.and Mot.Cont., Budapest, 1990, Vol.1, pp.1-12
- [53] **Luh, J.Y.S.; Walker, M.W.; Paul, R.P.C.**
On-Line Computational Scheme for Mechanical Manipulators
J.of DSMC, June 1980, Vol.102, pp.69-76
- [54] **Luh, J.Y.S., Walker, M.W.; Paul, R.P.C.**
Resolved-Acceleration Control of Mechanical Manipulators
IEEE Trans.AC-25, June 1980, No.3, pp.468-474
- [55] **Maiworm, G.**
Einsatz neuester Spitzentechnologie in digitalisierten Servoverstärkern
Antriebstechnik, Nr. 12-1994
- [56] **Megyeri József**
Számítógépes folyamatirányítás
Tankönyvkiadó, Bp. 1988. J5-1341
- [57] **Mendel, J.M.**
Gradient Identification for Linear Systems, in Adaptive, Learning and Pattern Recognition Systems
Academic Press. N.Y.,1970
- [58] **Miller, T.J.E.; Bower, P.G.; Becerra, R.C.; Ehsani, M.**
Four quadrant brushless reluctance motor drive
IEE Conf., Power Electronics and Variable Speed Drives, Juli 1988, pp. 273-276
- [59] **Miller, T.J.E.**
Brushless permanent-magnet reluctance motor drives
Oxford University Press, 1989.
- [60] **Miller, T.J.E.**
Switched Reluctance Motors and their Control
Magna Physics Publishing and Clarendon Press, Oxford/UK, 1993
- [61] **Miller, T.J.E.**
Electronic Control of Switched Reluctance Machines
Newnes Power Engineering Series, Reed Educational and Professional Publishing Ltd, Oxford/UK, 2001
- [62] **Paul, R.P.**
Robotmanipulators: Mathematics, Programming and Control
The MIT Press, Cambridge, 1981

- [63] **Perdikaris, G.A.; VanPatten, K.W.**
Computer Schemes for Modeling, Tuning and Control of DC Motor Drive Systems
PCI Proc., Mar.1982, pp.83-96
- [64] **Pool, K.**
High Resolution Optical Encoders
Article from the WWW: http://opticalencoder.com/COPI-95_art.html, 1995
- [65] **RÁCZ, I.; Csörgits, F.; Hunyár, M.; Schmidt, I.**
Automatizált villamos hajtások
Tankönykiadó, Budapest, 1986. J5-776
- [66] **Rogers, A.E.; Sterglitz, K.**
Maximum Likelihood Estimation of Rational Transfer Function
Proc. of the JACC, 1967
- [67] **Sabanovic, A.; Izosimov, D. B.**
Application of Sliding Modes to Induction Motor
IEEE Trans. On Industrial Appl., Vol. IA-17, No.1., pp. 4149, 1981.
- [68] **Sabanovic, A.; Izosimov, D.; Bilalovic, F.; Music, O.**
Sliding Modes in Controlled Motor Drive
IFAC Control in Power Electronics and Electrical Drivers, Lausanne, pp. 133-138, 1983.
- [69] **Sabanovic A.; Sabanovic, N.; Jezernik, K.; Wada, K.**
Chattering Free Sliding Modes
The Third Worksop on Variable Structure Systems and Lyapunov Design Napoly, Italy, 1994.
- [70] **Schäfer, U.; Brandenburg, G.**
Model Reference Position Control of an Elastic Two-mass System with Backlash and Coulomb Friction Using Different Types of Observers
PEMC'90, 6th Conference on Power Electronics .and Motion Control., Budapest, 1990, pp.797-801
- [71] **Schmidt, I.; Vincze, Gyné.; Veszprémi, K.:**
Villamos szervó és robothajtások
ISBN 963 420 642 5. Műegyetemi Kiadó. Budapest. p.388. 2000.
- [72] **Seung-Bok Choi; Jayasuriya, S.**
A Sliding Mode Controller Incorporating Matching Conditions Applied to Manipulators
IFAC 10th Triennial World Congress on A.C., 1987, Vol.4, pp.290-295
- [73] **Shih-Chang Lin; Song-Jau Tsai**
A Microprocessor-Based Incremental Servo System with Variable Structure
IEEE Trans.on Ind.Elec., 1984, Vol.31, No.4, pp.313-316
- [74] **Sicard, P.; Al-Haddad, K.; Rajagopalan, V.**
Sliding Mode Control of a DC Servomotor Using a Microprocessor - Chattering Elimination
EPE, Aachen, 1989, pp.267-271

- [75] **Somló, J.; Cat, P.T.**
Robotok modellreferenciás adaptív-irányítása
Mérés és Automatika, 36.évf.,1988.6.sz. 176-181
- [76] **Számel László**
Mikroprocesszos irányító rendszerű egyenáramú szervohajtás
Diplomaterv, BME, Villamosmérnöki Kar, Budapest, 1988
- [77] **Számel László**
Igényes robotmozgatások korszerű irányítása
Egyetemi doktori értekezés, BME, 1992
- [78] **Számel, László**
Verfahren zur Winkel- und Drehzahlerfassung
Report for the „Patentstelle der Fraunhofer Gesellschaft”, University of Erlangen, Erlangen, Germany, 1994
- [79] **Szamel, L.**
Ripple reduced control of switched reluctance motor drives
EDPE 2001, International Conference on Electrical Drives and Power Electronics, Podbanské (Slovak Republic), 3-5 October 2001, pp. 48-53
- [80] **Szamel, Laszlo**
Adaptive Ripple Reduced Control of SRM Drives
SPEEDAM 2002, Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation & Motion, Ravello (Italy), 11-14 June 2002, pp. B4/19-B4/23
- [81] **Számel, László**
Model Reference Adaptive Control of SRM Drives
EPE-PEMC 2002, 10th International POWER ELECTRONICS and MOTION CONTROL Conference, Dubrovnik & Cavtat (Croatia), 9-11 September 2002, pp.466, Full paper T11-007 on CD-ROM
- [82] **Szamel, L.**
Model reference adaptive control of ripple reduced SRM drives
Periodica Polytechnica Ser.Electrical Engineering. 2002. Vol.46, No.3-4. pp.163-174
- [83] **Szamel, L.**
Parameter Adaptive Control of Switched Reluctance Motor Drives
EDPE 2003, International Conference on Electrical Drives and Power Electronics, Podbanské (Slovak Republic), 24-26 September 2003, pp.117-122
- [84] **Szamel, Laszlo**
Investigation of Model Reference Parameter Adaptive SRM Drives
EPE-PEMC 2004, 11th International POWER ELECTRONICS and MOTION CONTROL Conference, Riga (Latvia), 2-4 September 2004, Full paper A95117 on CD-ROM
- [85] **Stankovic, Alexander. - Tadmor, Gilead**
On Torque Ripple Reduction in Current-Fed Switched Reluctance Motors.
IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 46, No. 1, February 1999. pp. 177-183

- [86] **Tuschák Róbert**
Szabályozástechnika, 3.füzet. Mintavételes rendszerek
Tankönyvkiadó, Bp. 1982. J5-1340
- [87] **Utkin, V.I.**
Variable Structure Systems with Sliding Modes
IEEE Trans., Apr.1977, Vol.AC-22, No.2, pp.212-222
- [88] **Utkin, V.I.**
Discontinuous Control System: State of Art in Theory and Applications
IFAC 10th Triennial World Congress on A.C., 1987, Vol.1, pp.75-94
- [89] **Utkin, V. I.**
Variable Structure Control Optimization
Springer-Verlag, 1992
- [90] **Vukobratovic, M.; Stokic, D.**
Scientific Fundamentals of Robotics 1-6
Springer Verlag New York, 1985
- [91] **Vukobratovic, M.; Stokic, D.**
Applied Dynamics of Manipulation Robots
Springer Verlag, Berlin, 1989
- [92] **Walker, M.W.**
Kinematics and Dynamics
Robot Handbook, Chap.6, Edited by Shimon Y.N., New York 1985
- [93] **Vincze, K.; Szamel, L.; Halász, S.; Schmidt, I.**
Sliding mode position control of servodrives
SPEEDAM'2000, Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation & Motion, 13-16 June 2000, Ischia, Italy, pp.c3-23-c3-27
- [94] **Vincze, K.; Szamel, L.; Halász, S.; Schmidt, I.**
Investigation of sliding mode position servodrive control
EPE-PEMC 2000, 9th. International Conference on Power Electronics and Motion Control, Kosice (Slovak Republic), 5-7 September 2000, Vol. 6, pp.172-177
- [95] **Vukosavic, S.; Stefanovic, V. R.;**
SRM Inverter Topologies: A Comparative Evaluation
IEEE Trans. on Industry Applications, 1991, Vol.27, No. 6, pp. 1034-1047
- [96] **Wittenmark, B.; Aström, K.J.**
Practical Issues in the Implementation of Self-Tuning Control
Automatica, Sept.1984, Vol.20, pp.595-604
- [97] **Wolff, J.**
Drehzahlveränderbarer Industrieantrieb mit Geschaltetem Reluktanzmotor
Dissertation an dem ETI Karlsruhe, Wissenschaftsverlag Mainz Aachen 1999
- [98] **Young, K. D.**
Controller Design for a Manipulator Using Theory of Variable Structure Systems
IEEE Trans. on System, Man and Cyb., 1978, Vol.8, No. 2, pp.101-109

- [99] **Yu Xing-Huo; Feng Chun-Bo**
A Lyapunov-Function Approach for the Design of Variable Structure
Systems
IFAC 10th Triennial World Congress on A.C., 1987, Vol.8, pp.348-352

Függelék

F1. A kapcsolt reluktancia motoros hajtás egyenletei egy adott munkapont körüli kis változásokra

A motor általános egyenletei a következők:
(a jelölések magyarázata az 1. fejezetben megtalálható)

$$u = iR + L \frac{di}{dt} + i\omega \frac{dL}{d\alpha} \quad (\text{F.1})$$

$$m = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\alpha} \quad (\text{F.2})$$

A fenti egyenletrendszer linearizálásához fel kell írni egy adott munkapontra vonatkozó egyenleteket, majd a munkaponttól egy "kis eltérésre". A két egyenletrendszer különbsége adja ezek után a kis változásra vonatkozó egyenletrendszert.

A munkaponti egyenletek (a nagy betű a munkaponti értékre utal):

$$U = I R + I \Omega \frac{dL}{d\alpha} \quad (\text{F.3})$$

$$M = \frac{1}{2} I^2 \frac{dL}{d\alpha} \quad (\text{F.4})$$

A munkaponttól "kis eltérésre":

$$U + \Delta U = (I + \Delta I) R + L \frac{d\Delta I}{dt} + (I + \Delta I) (\Omega + \Delta \Omega) \frac{dL}{d\alpha} \quad (\text{F.5})$$

$$M + \Delta M = \frac{1}{2} (I + \Delta I)^2 \frac{dL}{d\alpha} \quad (\text{F.6})$$

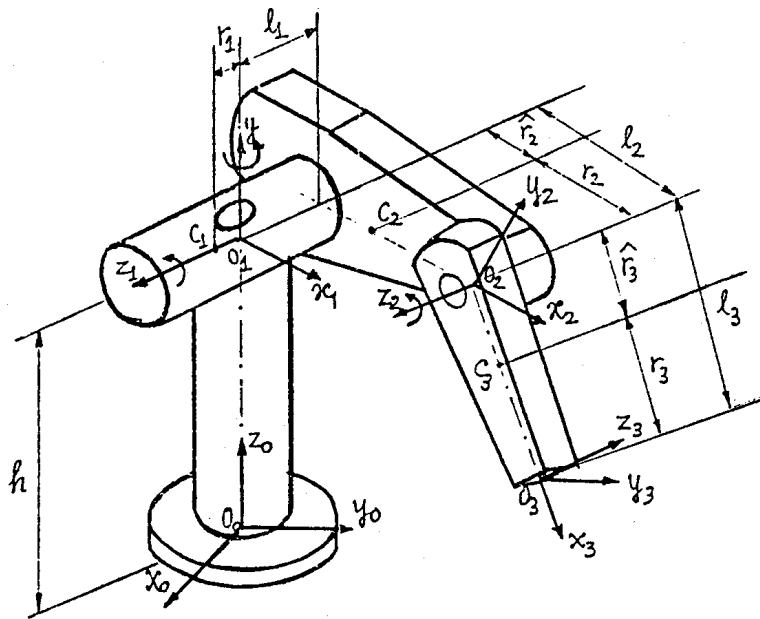
Az (F.5) egyenletből (F.3)-t kivonva, továbbá (F.6)-ból (F.4)-et és a másodrendűen kis tagokat elhanyagolva kapjuk:

$$\Delta U = \Delta I R + L \frac{d\Delta I}{dt} + (I \Delta \Omega + \Omega \Delta I) \frac{dL}{d\alpha} \quad (\text{F.7})$$

$$\Delta M = I \frac{dL}{d\alpha} \Delta I \quad (\text{F.8})$$

F.2. A vizsgált robot felépítése és paraméterei

A vizsgált robot mechanikai felépítése az F.1. ábrán látható. A robot három merev szegmenst (Sz_1, Sz_2, Sz_3), valamint három rotációs csuklót (Cs_1, Cs_2, Cs_3) tartalmaz (három szabadságfokú robot). Láthatjuk, hogy a robot konfigurációja a PUMA-600 típusú robothoz hasonló, csak az első szegmens nem függőleges, hanem vízszintes irányú és ott helyezkedik el, ahol a PUMA-600 típusú robot esetében az ofszet távolságot állítják.



F.1. ábra
A vizsgált robot felépítése

Az F.1. ábrában

l_1, l_2, l_3	a szegmensek hosszúsága,
m_1, m_2, m_3	a szegmensek tömege,
C_1, C_2, C_3	a szegmensek tömegközéppontja,
$O_i x_i y_i z_i$ ($i=0...3$)	a bázis koordinátarendszer, valamint a szegmenshez rögzített koordinátarendszerek,
r_i ($i=1...3$)	O_i és C_i közötti távolság,
\hat{r}_i ($i=1...3$)	az i -edik csukló tengelyétől az i -edik szegmens tömegközéppontjáig mért távolság, a vizsgált robot esetén $\hat{r}_1 = r_1$, $\hat{r}_2 = l_2 - r_2$, $\hat{r}_3 = l_3 - r_3$.

A vizsgált robot adatai:

- A szegmensek tömege [kg]:

$$m_1 = 74; \quad m_2 = 21,6; \quad m_3 = 2,75; \quad (\text{F.9})$$

- A szegmensek hosszúsága [m]:

$$l_1 = 0,22; \quad l_2 = 0,5; \quad l_3 = 0,5; \quad (\text{F.10})$$

- Az i -edik csukló tengelyétől az i -edik szegmens tömegközéppontjáig mért távolság [m]:

$$\hat{r}_1 = 0,1; \quad \hat{r}_2 = 0,24; \quad \hat{r}_3 = 0,1875; \quad (\text{F.11})$$

- A szegmens inercia mátrixok modellszámításhoz szükséges elemei:

$$\begin{aligned} I_{2x}^* &= 9,84 \cdot 10^{-2}; \quad I_{3x}^* = 7,825 \cdot 10^{-3}; & [\text{kgm}^2] \\ I_{1y}^* &= 1,34; \quad I_{2y}^* = 0,787; \quad I_{3y}^* = 2,4 \cdot 10^{-1}; \\ I_{2z}^* &= 0,825; \quad I_{3z}^* = 2,38 \cdot 10^{-1}; \\ I_{1xz}^* &= I_{1yz}^* = I_{2xy}^* = I_{2xz}^* = I_{3xy}^* = I_{3xz}^* = 0; \end{aligned} \quad (\text{F.12})$$

- A motor és áttétel saját csuklóra redukált inerciája [kgm^2]:

$$I_{1m} = 5,4086; \quad I_{2m} = 5,374; \quad I_{3m} = 1,608; \quad (\text{F.13})$$

- Az áttételek:

$$v_1 = 24; \quad v_2 = 24; \quad v_3 = 22,5; \quad (\text{F.14})$$

F.3. A vizsgált robot modelljének meghatározása

A részletes levezetéstől eltekintve [24], a vizsgált robot következő dinamikai modelljét kapjuk:

$$\mathbf{m} = \mathbf{H}(\mathbf{q}) \ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{h}_c(\dot{\mathbf{q}}, \mathbf{q}) + \mathbf{g}(\mathbf{q}); \quad (\text{F.15})$$

ahol $\mathbf{H}(\mathbf{q})$ a vizsgált robot 3x3 méretű szimmetrikus, pozitív definit inerciamátrixa,

$\mathbf{h}_c(\dot{\mathbf{q}}, \mathbf{q})$ a centrifugális és Coriolis erők 3x1 méretű vektora,

$\mathbf{g}(\mathbf{q}) = [G_1, G_2, G_3]^T$ a gravitációs erők 3x1 méretű vektora.

A H , h_c és g elemei a következőképpen alakulnak [24]:

$$H_{11} = I_{1y}^* + m_1 r_1^2 + I_{2x}^* S_2^2 + (I_{2y}^* + m_2 \hat{r}_2^2) C_2^2 + I_{3x}^* S_{23}^2 + I_{3z}^* C_{23}^2 + m_{23} l_1^2 + m_3 \hat{\gamma}^2; \quad (F.16)$$

$$H_{22} = I_{3y}^* + m_3 (l_2 \hat{\alpha} + \hat{r}_3 \hat{\beta}) + I_{2z}^* + m_2 \hat{r}_2^2; \quad (F.17)$$

$$H_{33} = I_{3y}^* + m_3 \hat{r}_3^2; \quad (F.18)$$

$$H_{12} = l_1 (m_3 \hat{\xi} + m_2 \hat{r}_2 S_2); \quad (F.19)$$

$$H_{13} = m_3 l_1 \hat{r}_3 S_{23}; \quad (F.20)$$

$$H_{23} = I_{3y}^* + m_3 \hat{r}_3 \hat{\beta}; \quad (F.21)$$

$$h_{c1} = l_1 C_2 (m_2 \hat{r}_2 + m_3 l_2) \dot{q}_2^2 + m_3 l_1 \hat{r}_3 C_{23} (\dot{q}_2 + \dot{q}_3)^2 - [(I_2^{yx} + m_2 \hat{r}_2^2) S_{2(2)} + I_3^{zx} S_{2(23)}^2 + 2m_3 \hat{\xi} \hat{\gamma}] \dot{q}_1 \dot{q}_2 - (I_3^{zx} S_{2(23)} + 2m_3 \hat{r}_3 S_{23} \hat{\gamma}) \dot{q}_1 \dot{q}_3; \quad (F.22)$$

$$h_{c2} = [\frac{1}{2} (I_2^{yx} + m_2 \hat{r}_2^2) S_{2(2)} + \frac{1}{2} I_3^{zx} S_{2(23)} + m_3 \hat{\xi} \hat{\gamma}] \dot{q}_1^2 - m_3 l_2 \hat{r}_3 S_3 \dot{q}_3^2 - 2m_3 l_2 \hat{r}_3 S_3 \dot{q}_2 \dot{q}_3; \quad (F.23)$$

$$h_{c3} = (I_3^{zx} C_{23} + m_3 \hat{r}_3 \hat{\gamma}) S_{23} \dot{q}_1^2 + m_3 l_2 \hat{r}_3 S_3 \dot{q}_2^2; \quad (F.24)$$

$$G_1 = 0; \quad (F.25)$$

$$G_2 = g(m_3 \hat{\gamma} + m_2 \hat{r}_2 C_2); \quad (F.26)$$

$$G_3 = g m_3 \hat{r}_3 C_{23}; \quad (F.27)$$

ahol:

$$m_{23} = m_2 + m_3;$$

$$I_2^{yx} = I_{2y}^* - I_{2x}^*; \quad I_3^{zx} = I_{3z}^* - I_{3x}^*;$$

$$\hat{\gamma} = l_2 C_2 + \hat{r}_3 C_{23}; \quad \hat{\xi} = l_2 S_2 + \hat{r}_3 S_{23};$$

$$\hat{\alpha} = l_2 + \hat{r}_3 C_3; \quad \hat{\beta} = l_2 C_3 + \hat{r}_3;$$

$$S_1 = \sin(q_1); \quad S_2 = \sin(q_2); \quad S_3 = \sin(q_3);$$

$$C_1 = \cos(q_1); \quad C_2 = \cos(q_2); \quad C_3 = \cos(q_3);$$

$$S_{12} = \sin(q_1 + q_2); \quad S_{13} = \sin(q_1 + q_3); \quad S_{23} = \sin(q_2 + q_3);$$

$$C_{12} = \cos(q_1 + q_2); \quad C_{13} = \cos(q_1 + q_3); \quad C_{23} = \cos(q_2 + q_3);$$

$$S_{233} = \sin[q_2 + 2q_3]; \quad C_{233} = \cos[q_2 + 2q_3];$$

$$S_{2(2)} = \sin(2q_2); \quad C_{2(2)} = \cos(2q_2);$$

$$S_{2(23)} = \sin[2(q_2 + q_3)]; \quad C_{2(23)} = \cos[2(q_2 + q_3)].$$

F.4. A robot mozgását végző egyenáramú szervohajtások

A szervohajtások NDK gyártmányú egyenáramú motorokra épülnek.

- Az első és második csuklót hajtó motorok RSM 60-111 típusúak.

Adatok: $R_a = 0,67$ [Ohm]; $L_a = 4,5$ [mH]; $k_m = 0,33$ [Vs];

$J_{mr} = 0,004$ [kgm²]; $I_{max} = 100$ [A]; $U_{max} = 155$ [V];

$N_{max} = 4000$ [ford/min]; $M_{t.név.} = 3,5$ [Nm];

ahol R_a , L_a a motor armatúra ellenállása és induktivitása, k_m a motor nyomatékállandója, J_{mr} a motor forgórészének inerciája, I_{max} a motor maximális pillanatnyi árama, U_{max} a motor maximális feszültsége, N_{max} a motor maximális sebessége, $M_{t.név.}$ a motor névleges terhelése.

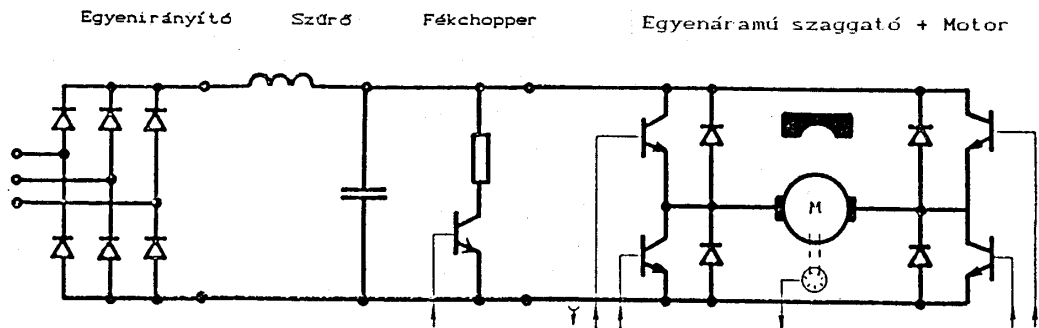
- A harmadik csuklót hajtó motor RSM 10-111 típusú.

Adatok: $R_a = 2,5$ [Ohm]; $L_a = 11,5$ [mH]; $k_m = 0,33$ [Vs];

$J_{mr} = 0,0009$ [kgm²]; $I_{max} = 35$ [A]; $U_{max} = 165$ [V];

$N_{max} = 4000$ [ford/min]; $M_{t.név.} = 1,3$ [Nm].

A szervomotorok táplálását közös egyenáramú sínre csatlakozó impulzusszélesség modulált (*Pulse - Width - Modulation*, PWM) teljesítménytranzisztoros 4/4-es egyenáramú szaggatók látják el (az 5.2. ábra csak egy szaggató kapcsolást ábrázol). A kapcsolási frekvenciájuk 16 kHz. Az egyenfeszültséget diódás hídkapcsolás biztosítja. Az egyenirányító kimenetére kapcsolódik az RC szűrőegység és a fékchopper.



F.2. ábra

A robothajtások hardver felépítése

A szervomotorok vezérlését tengelyenként független hajtásirányítás biztosítja, amelynek bemenő jelei az egyes pozíció alapjelek. Ily módon a robot pontvezérlése valósítható meg a tengelyek külön-külön, illetve együttes mozgásával.

Egyenáramú szervohajtások irányítására már 1985-ban elkészült a Z-80 mikroprocesszorra épülő irányítórendszer, amely alapvetően két duplaméretű Európa-kártyán helyezkedik el. Az egyik a mikroprocesszoros központi kártya (MPKK) Z-80 mikroprocesszorral, ROM/RAM memóriákkal, párhuzamos ki/bemeneti kapukkal (PIO), számláló/időzítő áramkörökkel (CTC). Az ellenőrző jelek, valamint a teljesítménytranszisztorok vezérlő jeleinek képzését megvalósító áramkörök az interfész kártyán (IF) található. A fordulatszám- és pozíciómérésre inkrementális optikai jeladót, míg az áramérzékelésre U/f átalakítót használtunk. A szoftver szempontjából az ellenőrző jel képzés számláló (CTC) olvasást, míg a vezérlés, vagyis a teljesítménytranszisztorok δ bekapcsolási viszonyának beállítása számláló (CTC) írást jelent. A robotkar kézi üzemben az opcionálisan csatlakoztatható szerviz kártyákról vezérelhető, amelyeken 7 szegmenses kijelző és 20 nyomógombos klaviatúra helyezkedik el. Összességében tehát tengelyenként három kártyából áll az irányítórendszer.

1990-ben került kifejlesztésre az új, egy-chippes mikrokontrollerre épülő robot irányító kártya, amely kb. a duplaméretű Európa kártya 2/3-ad részét foglalja el, és mindazokat a feladatokat ellátja, amelyeket eddig az MPKK, ill. az IF kártyák. E jelentős helymegtakarítást az teszi lehetővé, hogy a mikrokontroller önmagában is egy bonyolult elem, beépített memóriával, I/O portokkal, számláló/időzítő áramkörökkel, s számos más hardver kiegészítő elemmel. A szerviz feladatokat eddig ellátó kártya szerepét pedig jelentősen bővíthető szolgáltatásokkal RS-232-es vonalon csatlakozó PC veszi át.

A robothajtások szoftvere

A robot szervohajtással szemben támasztott szabályozási követelményeket, védelmi, figyelési és alapvető logikai feladatokat a felhasználói (USER) program oldja meg. A jelen kialakításban a szoftver a már a Z80-as rendszerben is megvalósított feladatokat látja el. A mikrokontroller nagy előnye a Z80-as mikroprocesszorral szemben, hogy képes a gyors (4ms-os) 8*8 bites szorzás elvégzésére, hátránya viszont az, hogy több bájtos utasítással egyáltalán nem rendelkezik. De így is a szükséges számítási idő mintegy 40 %-kal csökkenthető, amivel a legbelső áramszabályozási kör mintavételezési ideje az eddigi 1 ms-ról 0,5 ms-ra csökkenthető. Ez jelentősen javítja az áramszabályozás hatékonyságát.

A USER program felépítését tekintve három fő részre különül el. Ezek a következők: a rendszer inicializálása, indítása; a háttér program valamint a megszakítást kiszolgáló rutinok (IT rutinok).

A rendszer inicializálása, aktivizálása után, amely lényegében a perifériák feladatainak kijelölését, feltöltését, a RAM memóriahelyek kezdőértékeinek betöltését jelenti, megvizsgáljuk, hogy indítható-e a rendszer. Az indíthatóság feltétele, hogy az azonnali tiltást, illetve a szabályozott megállást kiváltó jelek nulla szintűek legyenek. Amennyiben teljesül ez a feltétel, elvégezzük a perifériák indítását, a hajtás erősáramú bekapcsolásának engedélyezését, majd következik a háttér program.

Ez a programrész végtelen ciklusban dolgozva az alábbi feladatokat látja el:

- A szabályozott megállást kiváltó jel logikai 1-es szintje hatására a fordulatszám alapjelet nullába állítja.
- Automatikus szabályozóparaméter és korlátérték átállítást biztosít az áramszabályozó kör 0,5 ms-os és az 1 ms-os mintavételezési idejei között. Így könnyen vizsgálható a mintavételezési idő megválasztásának hatása.
- Lehetővé teszi, hogy a felhasználó a PC-n keresztül leállítsa a hajtást.
- Ha a robot egyik tengelyének hajtását valamilyen meghibásodás miatt leállítottuk, a többit is leállítja.

A háttér program futását valamelyik periféria szakítja meg, amely hívja az interruptot "lekezelő" programot.

A legmagasabb prioritási szinten a vészleállító rutinok vannak. A kiváltó okok a következők lehetnek:

- A belső 0-ás számláló, vagyis az áram ellenőrző jel képző túlcsoordult.
- Az irányítórendszer 5V-os tápfeszültsége leáll.
- Lekapcsolási parancs a másik két tengely irányítórendszerétől.

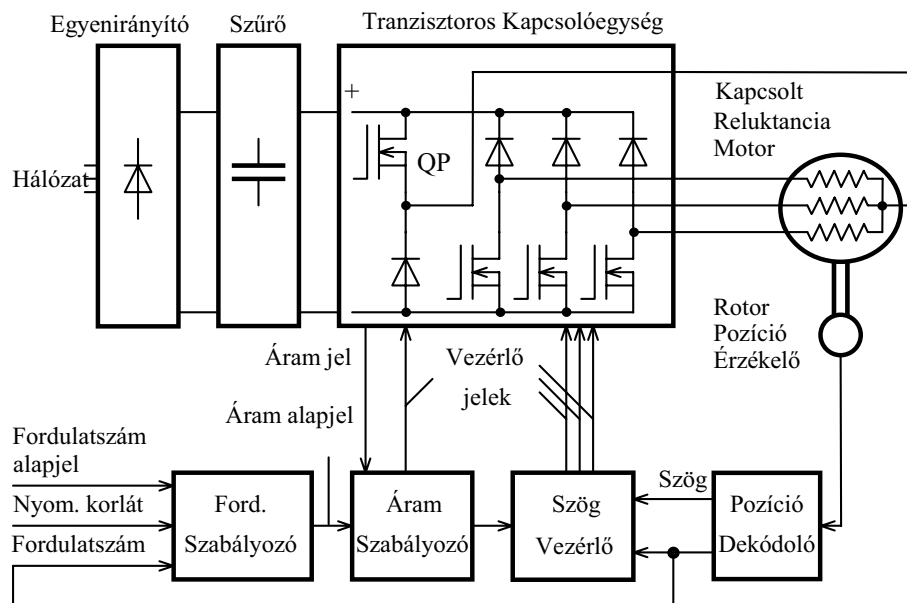
A középső prioritási szinten helyezkedik el a szabályozási kör kiválasztását végző IT rutin 0,25 ms-os alapidőzítéssel. Ez a program biztosítja, hogy a pozíció és

a fordulatszám szabályozási kör 3 ms-onként, az áramszabályozási kör pedig a felhasználó döntése alapján akár 0,5 ms-os, akár 1 ms-os mintavételezési időnként kiértékelésre kerüljön. Ez a rutin lehetővé teszi, hogy a szabályozási köröket egyenként tudjuk éleszteni. Alaphelyzetben a PROBA című RAM memóriába 0 kerül betöltésre. Ekkor a hajtás vezérelhető, de a motorra kapcsolt feszültség változási sebessége korlátozott. Ha FFh-t írunk be, akkor mindhárom szabályozási kör, ha 0FEh-t, akkor a fordulatszám és az áramszabályozási kör, ha 1 és 0FDh közé eső értéket, akkor csak az áramszabályozási kör működik.

F.5. Az SRM hajtás felépítése

Mint a legtöbb villamos hajtás, a kapcsolt reluktancia motoros hajtás is az alábbi fő részekből áll:

- motor,
- tápegység,
- érzékelő egység,
- vezérlő és szabályozó egység.



F.3. ábra

Esetünkben a motor egy kapcsolt reluktancia motor, amelynek háromfázisú állórész tekercselése van, forgórésze 8 pólusú. Főbb adatai a következők:

$$\begin{array}{lll}
R_f = 0,4 \text{ [Ohm]}; & L_{\min} = 10 \text{ [mH]}; & L_{\max} = 70 \text{ [mH]}; \\
J_m = 0,0025 \text{ [kgm}^2\text{]}; & I_{\max} = 33 \text{ [A]}; & U_{\max} = 200 \text{ [V]}; \\
N_{\max} = 3000 \text{ [ford/min]}; & M_n = 25 \text{ [Nm]}; &
\end{array}$$

ahol R_f a motor fázis ellenállása, L_{\min} , L_{\max} a motor induktivitásának minimuma, ill. maximuma, J_m a motor forgórészének inerciája, I_{\max} a motor maximális pillanatnyi árama, U_{\max} a motor maximális feszültsége, N_{\max} a motor maximális sebessége, M_n a motor névleges nyomatéka.

A tápegység hálózati egyenirányítóból, puffer kondenzátorból, egy rögzített frekvenciájú tranzistoros kapcsolóegységből (fázisonként egy-egy "kapcsoló"-val) és egy opcionális fék-chopper-ből áll. A tranzistoros kapcsolóegység autonóm működésű, a saját vezérlő és szabályozó egységét is magába foglalja, s mindössze egy áram alapjelet és egy tiltó jelet igényel. A fázis "kapcsolók" is tartalmazzák saját vezérlő egységüket, s egy-egy potenciálleválasztást is végző LED-en keresztül vezérelhetők. A fék-chopper is autonóm működésű, amelyhez nem kell külső vezérlés.

Villamos hajtások szabályozásához többféle érzékelőre lehet szükség. A kapcsolt reluktancia motor sajátos működéséből fakadóan a motor fázis tekercseit a motor tengely adott szögénél kell (időben) gerjeszteni (mégpedig üzemmódtól függően nem is mindig ugyanannál a szögnél). Ezért a motor tengelyére, a motor házán belül elhelyezett tengely (szög) helyzet adót kell szerelni, ami esetünkben egy rezolver. Az áram (ellenőrző) jelet és a motor gerjesztő feszültségével (tulajdonképpen a táp egyenfeszültséggel) arányos jelet a tranzistoros kapcsolóegység szolgáltatja. Mindezeket a jeleket a vezérlő és szabályozó egység dolgozza fel.

Maga a szabályozó egység kéthurkos szabályozást valósít meg. A külső hurok a fordulatszám hurok, a belső az áram hurok (áttételesen nyomaték hurok, a kapcsolatot az áram és a nyomaték között szoftver valósítja meg).

Természetesen rendelkezésre kell állnia az indítást és megállást biztosító START és STOP nyomógomboknak, valamint a forgásirányt megadó kapcsolónak. A fordulatszám alapjel és a nyomaték (áram) korlát kívülről állítható be. Ezek a kezelőszervek a berendezés előlapján található, de lehetőség van arra is, hogy az előlapon lévő többállású kapcsoló segítségével válasszunk az előlap, a kézi vezérlő és a távműködtető közül.

A vezérlő és szabályozó egység feladata tehát az, hogy a kiadott parancsoknak megfelelően biztosítsa a motor (szervo igényű) működését különböző terhelési viszonyok mellett, lásson el biztonsági (korlátozási) és védelmi (hiba érzékelési) feladatokat. Más szavakkal, a vezérlő és szabályozó egység a beérkező parancsokat és

jeleket (tengely helyzet, áram ellenőrző jel, stb.) "fordítsa le" olyan jelekké, amelyek közvetetten a motor számára, közvetlenül a tranzisztoros kapcsolóegység számára előírják a környezettől (terheléstől, hálózati feszültségtől, hőmérséklettől) függetlenül a helyes működést (pl. fordulatszám tartást vagy éppen áramkorlátozást, esetleg a berendezés leállítását).

A vezérlő és szabályozó egység feladatát a szoftver és a hardver egymást feltételező, egymásra épülő, együttes működésével éri el.

Fentiekén kívül beméréskor, hiba diagnosztizálásakor lehetőséget kell biztosítani külső Lap-Top (de bármilyen IBM PC-vel kompatibilis számítógép, ill. intelligens terminál) használatára RS 232C soros adatátviteli vonalon keresztül. A vezérlő és szabályozó egység felépítése olyan, hogy a csatlakozó bedugásával minden beavatkozás automatikusan a Lap-Top "hatáskörébe" kerül.

F.6. Az SRM hajtás szoftvere

A kapcsolt reluktancia motoros hajtással szemben támasztott szabályozási követelményeket, védelmi, figyelési és alapvető logikai feladatokat a felhasználói (USER) program oldja meg.

A USER program felépítését tekintve három fő részre különül el. Ezek a következők: a rendszer inicializálása, indítása, a háttér program, valamint a megszakítást kiszolgáló IT rutin.

A rendszer inicializálása, aktivizálása után, amely lényegében a perifériák feladatainak kijelölését, feltöltését, a RAM memóriahelyek kezdőértékeinek feltöltését jelenti, megvizsgáljuk, hogy indítható-e a rendszer. A start nyomógomb megnyomásával engedélyezzük a hajtás erősáramú bekapcsolását és a motor fázistekercsek feszültség alá helyezését, majd következik a háttér program.

Ez a programrész végtelen ciklusban az alábbi feladatokat látja el:

- A stop jel hatására a fordulatszám alapjelet nullába állítja, majd a megállást követően tiltja a teljesítménytranzisztorok gyújtását.
- Az előre/hátra forgás jel alapján beállítja az előjelhelyes fordulatszám alapjelet.

A háttér program futását a 244 ms mintavételezési idejű IT rutin szakítja meg. A mintavételezési idő megválasztását alapvetően a gyújtásvezérlési feladat határozza meg. A hajtás maximális sebessége (3000 ford/perc) mellett a 15 fokos geometriai szögelforduláshoz 833 ms-ra van szükség. Így a kb. 250 ms-os mintavételezési idővel elérhető, hogy minden ütem első harmadában lehetőség legyen az új vezérlési szög meghatározására, illetve az ütem első felében a beállítására is (a kb. 80 ms futási idő figyelembevételével). Ha a 250 ms helyett 244 ms-ot állítunk be, az alap mintavételezési idő 12-szeresének megfelelő fordulatszám mérési idő esetén az 1

impulzus/mintavételhez kb. 5 ford/perc sebesség tartozik.

A 244 ms-os IT rutin két fő feladatot lát el. Minden egyes mintavételezési időpontban megvizsgálja, hogy szükséges-e beavatkozni a vezérlésbe. Amennyiben igen, akkor elvégzi a szükséges feladatokat. Közvetlenül az IT rutin elején kerül sor az aktuális pozíció értékének beolvasására. Ez szükséges ugyanis a vezérlési feladaton kívül az állandó fordulatszám mérési idő biztosítása céljából is. A vezérlés után kerül sor a 12 ütemből álló ciklus (12 x 244 ms) adott részfeladatának ellátására. A fordulatszám szabályozási feladatok két ütem alatt végezhetőek el. Külön ütemek szolgálnak a vezérlési módot megváltoztató ún. supervisor feladatok ellátására (minden negyedik ütemben, kb. 1 ms-onként). Egy ütem elegendő a védelmi, ill. hibadiagnosztikai feladatokra. A maradék ütemek felhasználhatók a szoftver továbbfejlesztéséhez: külső pozíció szabályozó hurok, illetve a fordulatszám szabályozó huroknak alárendelt belső nyomatékszabályozó kör beiktatásához. Ez utóbbi a hajtás dinamikai tulajdonságait, szervó igényességét javíthatja. E kiegészítő feladatok a rendelkezésre álló hardver eszközökkel külön kiegészítés nélkül is elláthatók.

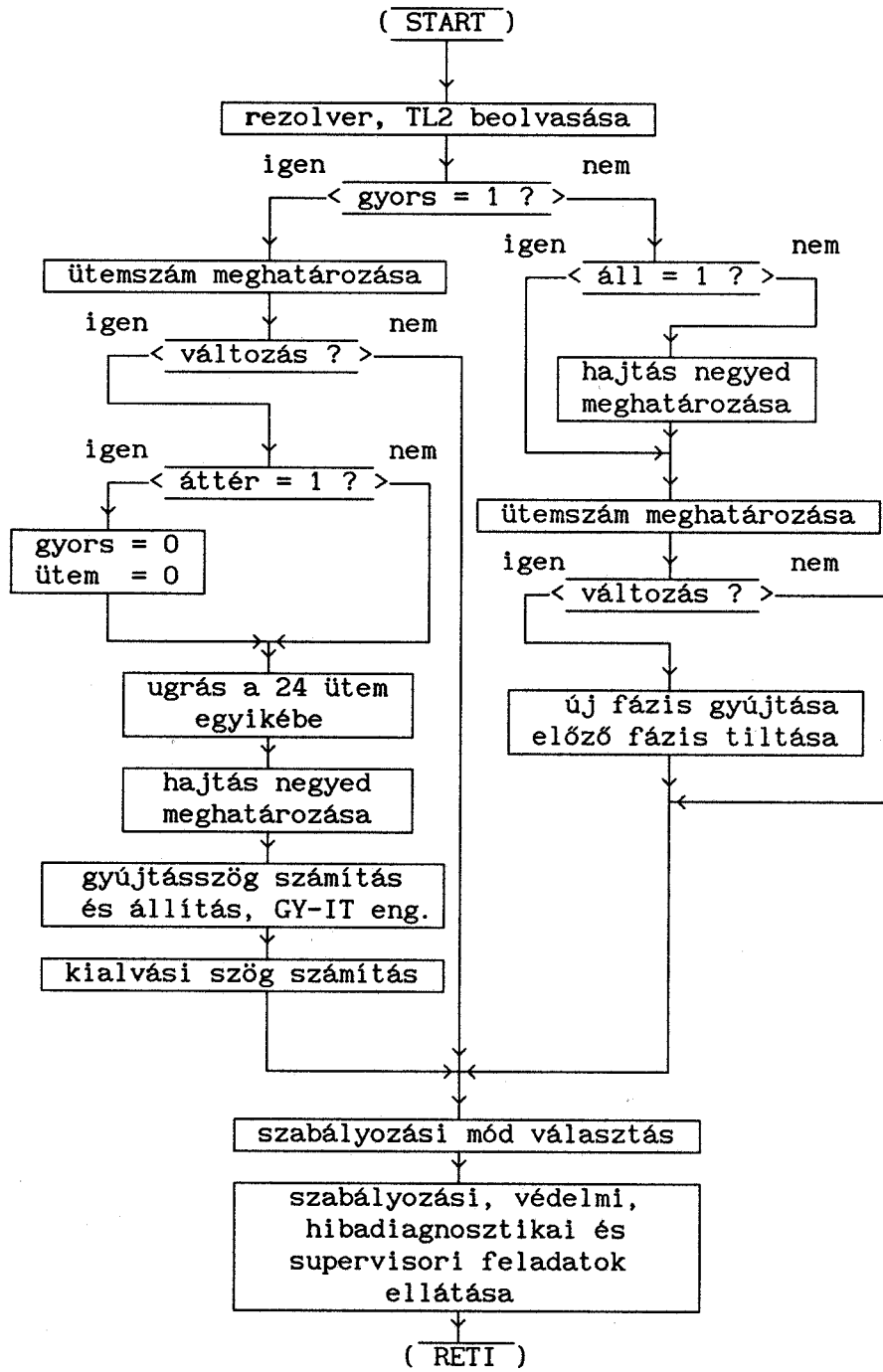
A fenti rövid áttekintés után vizsgáljuk meg részletesebben az egyes feladatköröket!

A **vezérlés** módját célszerű a sebességtől függően megválasztani. Álló állapotban az alap mintavételezési időnként, a rotor pozíció alapján dönthetünk arról, hogy melyik fázisban folyon az áram. A cél az, hogy a stabil álló helyzetet minimális szögelfordulás után (max. 15 fok) érjük el.

Az indítás úgy történik, hogy az álló helyzetben vezető fázis áramát a megkívánt forgásiránytól függően egy másik fázis veszi át. A 15 fokos tartomány átlépése után ismét egy másik fázis vezetését engedélyezzük. Kis sebességek esetén a mintavételezés + számítás miatti gyújtáskéleltetés csak kis pozícióhibát okoz a gyújtásban. 150 ford/perc-ig ez a járulékos hiba kisebb, mint 2% a 15 fokos tartományra vonatkoztatva. A maximális sebességnél fellépő hiba viszont közel 40%-ot érne el. Ezért nagyobb sebességeknél az alap mintavételezési IT rutinra nem bízható a gyújtás, célszerű az adott pozíciónál automatikus vezérlőjel váltást alkalmazni. A mikrokontroller Timer2 időzítő - számláló egysége nagymértékben elősegíti e feladat megoldását.

Amikor a számláló számtartalma megegyezik az egyik compare regiszter tartalmával, a hozzá tartozó kimeneten a jel az előzőleg beállított szintre vált. A compare esemény teljes ideje alatt az adott port "átlátszó", azaz a kimenet állítás azonnal hatásos (vagyis nem a következő compare eseményre). A Timer2 ezen sajátossága teszi lehetővé, hogy a vezérlés kis sebességeknél közvetlen formában, míg a nagyobbaknál előre programozott módon, automatikusan hajtódjon végre. A mikrokontroller 4 olyan 16 bites compare regiszterrel rendelkezik, amelyekhez egy-egy kimenet is tartozik. Így összesen 4 fázis vezérlésére is alkalmas, amiből a jelenlegi alkalmazásban a három fázisnak megfelelően hármat használtunk fel.

A 0,25 ms-os mintavételezési idejű IT rutin folyamatábrája:



F.4. ábra

A Timer2 a 12 bites felbontású rezolver legkisebb helyiértékű bitjét számlálja, vagyis 2048 impulzust fordulatonként, kb. 85 impulzust a 15 fokos tartományonként. Így a gyújtás "időzítése" akár három ütemmel előbb is elindítható és nem szükséges a frekvencia kétszerezéshez külön áramkört beépíteni. A pozíció felbontásából eredő gyújtási hiba így is kisebb, mint 1,2%. Az "időzítés" indítására 15 fokonként egyszer kerül sor, mégpedig mindig az első alkalommal, ahogy elértük az adott tartományt. Minden egyes tartományhoz megadható a hajtásnegyedről függően egy pozíció, ahol az "előgyújtástól" eltekintve gyújtani kell. A mintavételezés pillanatában fennálló pozíció és a gyújtás megkívánt pozíciója közötti különbség abszolút értéke adja azt a relatív pozíció értéket, amelyet a Timer2-höz adva a kívánt gyújtás bekövetkezik. Itt figyelembe vettük, hogy a mikrokontroller számlálói mindig egy irányba, felfelé számolnak. A most ismertetett megoldásnál tehát a belső számlálót nem szükséges a rezolverhez szinkronizálni, és a kétbájtos számláló alsó bájtját elegendő átírni. Itt határozzuk meg a Timer2 állását az adott fázis kialakulásának pillanatában is. A compare esemény bekövetkezte IT-t vált ki. Érdeemes figyelembe venni, hogy a vezérlőjel váltás az esemény hatására azonnal bekövetkezik, vagyis nem a "gyújtó" IT rutin hatására. Tehát alacsonyabb prioritási szintre állítható, mint az alap mintavételezés IT rutinja. Ez kedvező a fordulatszám mérés szempontjából is, mivel nem zavarja meg az ellenőrző jel képzés mérési idejét.

A "gyújtó" IT rutinban kerül sor a megfelelő compare regiszter átírására a kialakítási szögnek megfelelően, az adott kimenet vezérlőjelének törlésére, a compare IT tiltására. Vezérlési mód váltáskor (az "áttér" flag 1-es állásában) a "gyors" flaget 1-be állítja, törli az "áttér" flaget, nullázza az "ütem" változót, valamint tiltja a másik két fázis közül az éppen vezetőt.

A vezérlési mód váltást a fentiekén kívül a **supervisor** rutin biztosítja. Egy adott sebesség körüli gyakori átkapcsolgatás ellen hiszterézissel védekezünk. Ha a sebesség abszolút értéke meghaladja a 195 ford/perc-et és eddig még nem az automatikus gyújtás (gyors) tartományában vagyunk, valamint az áttérés még nem kezdődött meg (az "áttér" flag törölve), elkezdődhet az áttérés. A "gyors" flag 1-be állításának és az ütem változó nullázásának (ütem váltás érzékelés) hatására a következő mintavételezési periódusban indul a gyújtás "időzítése". Az "áttér" flaget 1-be állítjuk és mindaddig megtartja az értékét, amíg az első időzített gyújtás be nem következik. Az áttérési folyamat alatt végig a közvetlen gyújtási mód az érvényes. Ezt úgy érhetjük el, hogy a vezérlő rutinban az első időzített gyújtás indítása után töröljük a "gyors" flaget, valamint nullázzuk az "ütem" változót. Az első gyújtó IT rutin hatására fejeződik be az áttérés folyamata. Mint azt a fentiekben már megemlítettük, a "gyors" flaget ismét 1-be állítjuk, az "ütem" változót nullázzuk (a következő mintavételezéskor azonnal indítjuk a következő fázis időzítését), valamint tiltjuk a másik két fázis közül az éppen vezetőt.

Ha a sebesség abszolút értéke 125 ford/perc alá csökken, és még nem a közvetlen gyújtás állapotában vagyunk, egy mintavételezés alatt megtörténhet az áttérés a lassú üzemre. A "gyors" flaget töröljük, az "ütem" változót nullázzuk, valamint tiltjuk a gyújtó IT-t.

A hajtás megállítását kis fordulatszám esetén célszerű kezdeményezni. A

F.7. Jelölések

α	szögelfordulás,
A	rendszermátrix,
A_p	a tápegység erősítése,
B	bemeneti mátrix,
e	hibajel,
E	kinetikai energia,
ε	modell hiba,
g	adaptációs jel,
Γ	adaptációs tényező,
Γ	pozitív elemű diagonális súlyozó mátrix,
H	inercia mátrix,
i	áram,
J	Jacobi mátrix,
J_m	inercia,
k_m	nyomatéktényező,
K_p	a szabályozó arányos erősítése,
L	induktivitás,
L_f	Lagrange függvény,
m	nyomaték,
m_t	terhelő nyomaték,
ω	szögsebesség,
ω	körfrekvencia,
P	pozitív definit szimmetrikus mátrix,
ψ	fluxus,
q	csuklókoordináták vektora,
q	a folyamat kimenőjeleinek vektora,
Q	pozitív elemű diagonál mátrix,
R	ellenállás,
s	Laplace operátor,
s_l	csúszó felület,
t	idő,
T	időállandó,
Tr	a mátrix nyoma,
T_v	villamos időállandó,
u	feszültség,
u_i	a motor belső feszültsége,
u_t	a motor tápfeszültsége,
U	potenciális energia,
x	állapotváltozók vektora,
y	a rendszer kimenete,
V	Ljapunov függvény,
V_i	az i -edik csukló viszkózus csillapítási tényezője,
z	a z -transzformáció operátora.